



Universidad Popular Autónoma del Estado  
de Puebla

---

Centro Interdisciplinario de Posgrados  
Investigación y Consultoría  
Doctorado en Ingeniería Mecatrónica

Evaluación de Estrategias de Control para Motores  
Síncronos de Imán Permanente

Tesis que para obtener el Grado de  
Doctor en Ingeniería Mecatrónica  
presenta  
Fermín Hugo Ramírez Leyva

Asesor de Tesis  
Dr. Edgar Peralta Sánchez

Puebla, México.

2014



**UPAEP – Secretaría General**

Dirección General de Apoyos Académicos

Dirección del Centro de Recursos para el Aprendizaje y la Investigación.

Biblioteca Central - **Karol Wojtyla**

**Tesis Digitales Restricciones de uso:**

**DERECHOS RESERVADOS ©**

**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de textos, imágenes, gráficas, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente de donde la obtuvo mencionando el autor o autores involucrados en el documento.

Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## Carta de liberación de tesis

Puebla, Pue. a 14 de Noviembre de 2014.

Centro Interdisciplinario de Posgrados, Investigación y Consultoría  
Presente:

Por este medio se hace constar la aprobación de la tesis de doctorado titulada:

**“Evaluación de Estrategias de Control para Motores Síncronos de Imán Permanente”**

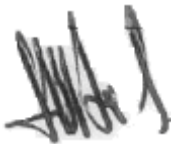
Que para obtener el grado de Doctor en Ingeniería Mecatrónica presenta:

Fermín Hugo Ramírez Leyva

Matrícula: 21200006

El trabajo de investigación cumple con los requisitos establecidos por las autoridades del Centro Interdisciplinario de Posgrados, Investigación y Consultoría de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, para efecto de la realización de su defensa de tesis ante el jurado designado.

Atentamente



Dr. Edgar Peralta Sánchez  
Director

## **RESUMEN**

Los motores de imán permanente se caracterizan por tener alta densidad de potencia y eficiencia, siendo los preferidos en aplicaciones que requieren control de posición, velocidad y par, con un alto desempeño. Existen varias técnicas para el control de velocidad y posición de estos motores, como son el Control de Campo Orientado, el Directo de Par, también los hay aplicando Lógica Difusa y Redes Neuronales, así como controladores no lineales. En este trabajo se presenta una evaluación de estrategias de control para estos motores mediante la simulación de los controladores de Campo Orientado y Directo de par, así como se propone un controlador nuevo con base en la técnica de Pasividad. También se realiza la comprobación experimental del Control de Campo Orientado y el de Pasividad. La simulación se realiza con SIMNON y Matlab/Simulink, mientras que la validación experimental con un sistema de desarrollo de Texas Instruments.



## **ABSTRACT**

Permanent magnet motors are characterized by high power density and efficiency; these motors are preferred in applications where high control-performance is needed such as position, speed and torque controllers. There are several techniques for control of speed and position of permanent magnet motors, such as Field Oriented Control and Direct Torque Control; other techniques used are fuzzy logic, neural networks and nonlinear control. In this work an assessment of control strategies is carried out by means of simulations of the Field Oriented Control and Direct Torque Control. A new controller based on the passivity technique is proposed. Experimental validations of Field Oriented Control and Passivity are also performed. The simulations are carried out with Simnon and Matlab / Simulink, and the experimental validation was done with a development system from Texas Instruments.

## **Agradecimientos**

Les agradezco a mi familia, primero a mi esposa Mónica por su comprensión, tolerancia y amor; a mis hijos Alejandra y Alonso que han sido el motor que me impulsa a alcanzar las metas que me propongo, así como su amor y enseñanzas.

Al Dr. Edgar Peralta Sánchez, quien, además de ser mí amigo desde hace muchos años, me permitió trabajar en el desarrollo de este trabajo.

A la Dra. Rubí Salazar, por su amistad y la invitación que me hizo hace años a iniciar este proceso.

A mi familia de origen, mi papá, mamá y hermanos que juntos hemos crecido, desarrollado y hemos superado muchos obstáculos.

A la Universidad Tecnológica de la Mixteca por el apoyo y tiempo dado para permitir superarme personal y profesionalmente.

## Índice

|                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------|----|
| Capítulo 1. Introducción .....                                         | 1  |
| 1.1 Antecedentes .....                                                 | 1  |
| 1.2 Problema de investigación .....                                    | 4  |
| 1.3 Pregunta de investigación .....                                    | 5  |
| 1.4 Objetivo general .....                                             | 6  |
| 1.5 Objetivos específicos .....                                        | 6  |
| 1.6 Justificación de la investigación .....                            | 6  |
| 1.7 Alcances y limitaciones.....                                       | 7  |
| 1.8 División del documento.....                                        | 8  |
| Capítulo 2. Modelado del Motor Síncrono de Imanes Permanentes .....    | 9  |
| 2.1 Representación fasorial del motor .....                            | 9  |
| 2.2 Transformación de coordenadas .....                                | 10 |
| 2.3 Modelo en dq del MSIP .....                                        | 13 |
| 2.4 Modelo en variables de estado .....                                | 18 |
| Capítulo 3. Diseño de los Controladores de Velocidad para el MSIP..... | 23 |
| 3.1 Control de Campo orientado.....                                    | 23 |
| 3.2 Diseño del controlador de campo orientado .....                    | 26 |
| 3.3 Simulación del control de campo orientado .....                    | 28 |
| 3.3.1 Simulación en Matlab del control de campo orientado.....         | 30 |
| 3.4 Control directo de par .....                                       | 32 |
| 3.5 Simulación del control directo de par .....                        | 36 |
| 3.6 Control por pasividad .....                                        | 41 |
| 3.7 Diseño del controlador por pasividad .....                         | 42 |
| 3.8 Simulación del control por pasividad .....                         | 45 |
| 3.9 Comparación de los controladores .....                             | 46 |
| Capítulo 4. Diseño y Construcción de la Plataforma Experimental .....  | 49 |
| 4.1 Introducción .....                                                 | 49 |
| 4.2. Kit TMDSHVMTRPFCKIT para el control de motores.....               | 51 |
| 4.3. Caracterización del MSIP HVMSIPMTR .....                          | 66 |
| 4.4. Plataforma del Electrodinómetro .....                             | 71 |
| 4.5. Caracterización del motor de CD .....                             | 72 |

|                                                                                   |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.6 Sistema de adquisición de datos .....                                         | 74  |
| Capítulo 5. Pruebas y Resultados .....                                            | 91  |
| 5.1 Implementación del control de campo orientado .....                           | 91  |
| 5.2 Resultados del control de campo orientado .....                               | 94  |
| 5.3 Implementación del control por pasividad .....                                | 104 |
| 5.4 Resultados del control por pasividad .....                                    | 105 |
| Capítulo 6. Conclusiones .....                                                    | 111 |
| Referencias .....                                                                 | 114 |
| Apéndice A. Código de la Simulación del Control de Campo Orientado en Simnon..... | 119 |
| Apéndice B. Código de la Simulación del Control Director de Par en Simnon.....    | 123 |
| Apéndice C. Código de la Simulación del Control por Pasividad en Simnon .....     | 133 |
| Evidencias de la Producción Académica.....                                        | 137 |

## Listado de Tablas

|                                                                                       |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tabla 3.1. Parámetros del motor.....                                                  | 27  |
| Tabla 3.2. Tabla de conmutación para el inversor.....                                 | 34  |
| Tabla 3.3. Voltajes de salida del inversor para cada vector .....                     | 35  |
| Tabla 3.4. Resultados de la Norma L2 .....                                            | 49  |
| Tabla 4.1 Terminales del conector DIMM y su función, .....                            | 58  |
| Tabla 4.2 Caracterización del voltaje de bus, .....                                   | 66  |
| Tabla 4.3 Cables del motor EMJ-04APA22, .....                                         | 68  |
| Tabla 4.4. Resistencias entre líneas del motor EMJ-04APA22, .....                     | 69  |
| Tabla 4.5. Parámetros del motor, .....                                                | 73  |
| Tabla 4.6. Identificación de los cables del encoder del servomotor N23-53-1000, ..... | 74  |
| Tabla 4.7. Parámetros Eléctricos del motor N23-53-10000, .....                        | 77  |
| Tabla 4.8. Valores obtenidos de los sensores LEM,.....                                | 85  |
| Tabla 5.1. Parámetros de Escalamiento del Controlador FOC,.....                       | 97  |
| Tabla 5.2 Código del controlador por pasividad, .....                                 | 108 |

## Listado de Figuras

|                                                                                                                                    |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2. 1. Vista axial y representación de las bobinas del MSIP .....                                                            | 9  |
| Figura 2. 2. (a) Voltajes instantáneos trifásicos. (b) Representación vectorial de los voltajes trifásicos .....                   | 11 |
| Figura 2. 3. . (a) Transformación de Clark a los voltajes trifásicos. (b) Gráfica de $V_\alpha$ vs $V_\beta$ .....                 | 12 |
| Figura 2. 4. (a) Transformación de Park a los voltajes trifásicos. (b) Representación vectorial de la transformación de Park ..... | 13 |
| Figura 2. 5. (a y b) Modelo en circuitos eléctricos del motor en el sistema dq.....                                                | 15 |
| Figura 2. 6. Diagrama conceptual del modelo linealizado .....                                                                      | 21 |
| Figura 3. 1. (a) Distribución del ángulo de carga vs par. (b) Interacción de los flujos en el rotor y estator.....                 | 24 |
| Figura 3. 2. Diagrama a bloques del control de campo orientado.....                                                                | 25 |
| Figura 3.3. (a) Velocidad de referencia y simulada en rpm. (b) Voltajes de las fases a, b y c .....                                | 29 |
| Figura 3. 4. (a) Voltaje de las fases en el rango de 0.45s a 0.55s. (b) Voltajes de las fases en el rango de 0.95s a 1.05s .....   | 29 |
| Figura 3. 5. (a) Voltajes en d y q. (b) Corriente en d y q.....                                                                    | 29 |
| Figura 3. 6. Diagrama a bloques del controlador FOC en Matlab/Simulink.....                                                        | 30 |
| Figura 3. 7. Velocidad deseada y simulada. (b) Voltajes de fase .....                                                              | 31 |
| Figura 3. 8. (a) Voltajes $V_d$ y $V_q$ . (b) Corrientes en d y q .....                                                            | 31 |
| Figura 3. 9. Diagrama a bloques del control directo de par.....                                                                    | 33 |
| Figura 3. 10. Gráfica de $V_s$ en el eje de referencia $\alpha\beta$ .....                                                         | 34 |
| Figura 3. 11. Puente de IGBT`s del inversor .....                                                                                  | 34 |
| Figura 3. 12. (a)Gráfica de los voltajes de los vectores en tiempo. (b) Gráfica de los vectores en alfa beta .....                 | 35 |
| Figura 3. 13. Diagrama a bloques conceptual de la implementación DTC en Simnon.....                                                | 37 |
| Figura 3. 14. (a) Velocidad de referencia y simulada. (b) Voltajes de las fases a, b y c .....                                     | 38 |
| Figura 3. 15. (a) Voltajes en alfa beta. (b) Corriente en d y q .....                                                              | 39 |
| Figura 3. 16. Modelo del motor y control DTC en Matlab/Simulink.....                                                               | 40 |
| Figura 3. 17. (a) Velocidad de referencia y simulada en rpm. (b) Voltajes en alfa beta .....                                       | 40 |
| Figura 3. 18. (a) Voltajes en alfa beta. (b) Corriente en d y q .....                                                              | 41 |
| Figura 3. 19. Diagrama a bloques del control por pasividad.....                                                                    | 45 |
| Figura 3. 20. (a) Velocidad deseada y simulada. (b) Voltajes de fase.....                                                          | 46 |
| Figura 3. 21. (a) Voltajes $V_d$ y $V_q$ . (b) Corrientes en d y q .....                                                           | 46 |
| Figura 3. 22. Respuesta de la velocidad de los 3 controladores .....                                                               | 47 |
| Figura 3. 23. (a) Acercamiento de la respuesta de la velocidad en 600 rpm. (b) Acercamiento de la velocidad en -600 rpm.....       | 47 |
| Figura 4. 1. Diagrama a bloques del control para un motor MSIP.....                                                                | 49 |
| Figura 4. 2. Diagrama a bloques del control para un motor MSIP .....                                                               | 51 |
| Figura 4. 3. Diagrama a bloques del kit de control de motores TMDSHVMTRPFCKIT ...                                                  | 52 |

|                                                                                                                                                                                    |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 4. 4. Fotografía con una vista superior del kit para el control de motores .....                                                                                            | 52 |
| Figura 4. 5. Diagrama a bloques del TMS320F28335 .....                                                                                                                             | 54 |
| Figura 4. 6. ControlCARD del MCU Delfino. (b) ControCARD Delfino montado en una tarjeta de evaluación .....                                                                        | 56 |
| Figura 4. 7. Diagrama de conexiones donde se monta el F28335 .....                                                                                                                 | 57 |
| Figura 4. 8. Diagrama a bloques del PS21765 .....                                                                                                                                  | 58 |
| Figura 4. 9. Diagrama esquemático de la conexión del PS21765 .....                                                                                                                 | 59 |
| Figura 4. 10. Diagrama esquemático del rectificador.....                                                                                                                           | 60 |
| Figura 4. 11. Diagrama esquemático de la medición de la corriente.....                                                                                                             | 61 |
| Figura 4. 12. Diagrama esquemático del circuito para medir corriente .....                                                                                                         | 62 |
| Figura 4. 13. Respuesta de corriente vs voltaje de salida del circuito de la figura 4.11.....                                                                                      | 62 |
| Figura 4. 14. Respuesta en frecuencia del circuito de la figura 4.12.....                                                                                                          | 63 |
| Figura 4. 15. Diagrama esquemático del manejador de encoder.....                                                                                                                   | 65 |
| Figura 4. 16. Diagrama esquemático de las salidas analógicas .....                                                                                                                 | 65 |
| Figura 4. 17. Fotografía del MSIP EMJ-04APA22 .....                                                                                                                                | 66 |
| Figura 4. 18. Diagrama de conexiones para medir la inductancia del motor .....                                                                                                     | 68 |
| Figura 4. 19. Respuesta en frecuencia de la Inductancia entre las líneas .....                                                                                                     | 68 |
| Figura 4. 20. (a) Voltaje de la fase Vac y Vbc medidos en el MSIP. (b) Gráfica de velocidad angular vs frecuencia del voltaje entre fases.....                                     | 69 |
| Figura 4. 21. (a) Gráfica de velocidad vs voltaje eficaz de línea. (b) Gráfica del flujo del imán .....                                                                            | 70 |
| Figura 4. 22. Fotografía del servomotor el N23-53-10000.....                                                                                                                       | 72 |
| Figura 4. 23. (a) Vista frontal de la plataforma experimental. (b) Explosivo con los componentes de la plataforma experimental .....                                               | 72 |
| Figura 4. 24. Inductancia vs frecuencia del servomotor N23-53-10000 .....                                                                                                          | 73 |
| Figura 4. 25. (a) Caracterización de velocidad vs constante de par ke. (b) Caracterización de velocidad vs coeficiente de fricción b .....                                         | 74 |
| Figura 4. 26. Diagrama de conexiones del amplificador aislado ISO124E. (b) Diagrama a bloques conceptual .....                                                                     | 76 |
| Figura 4. 27. Diagrama esquemático del acondicionamiento para medir el voltaje y corriente en el inversor .....                                                                    | 77 |
| Figura 4. 28. Filtro pasa bajas de segundo orden con amplificación.....                                                                                                            | 78 |
| Figura 4. 29. (a) Respuesta ante entrada sinusoidal del filtro. (b) Respuesta en frecuencia .....                                                                                  | 78 |
| Figura 4. 30. Diagrama esquemático de todo el circuito .....                                                                                                                       | 79 |
| Figura 4. 31. (a). Medición del voltaje eficaz vs la frecuencia en el inversor. (b) Gráfica de voltaje eficaz vs frecuencia a la salida del módulo de acondicionamiento .....      | 80 |
| Figura 4. 32. (a). Diagrama esquemático del LA55P. (b) diagrama de conexiones.....                                                                                                 | 80 |
| Figura 4. 33. (a). Diagrama a bloques del LA125P. (b) Diagrama de conexiones.....                                                                                                  | 81 |
| Figura 4. 34. Diagrama esquemático del acondicionamiento de corriente.....                                                                                                         | 81 |
| Figura 4. 35. (a) Caracterización de corriente del LA55p y LA125p con 6 vueltas en el último. (b) Caracterización de corriente del LA55p y LA125p con 7 vueltas en el último ..... | 82 |
| Figura 4. 36. Diagrama esquemático del acondicionamiento del módulo de alto voltaje....                                                                                            | 83 |
| Figura 4. 37. (a) Caracterización de la posición del rotor vs voltaje de salida. (b) Caracterización de velocidad vs voltaje de salida de acondicionamiento .....                  | 84 |
| Figura 4. 38. Circuito de disparo de carga y acondicionamiento del motor de CD .....                                                                                               | 85 |
| Figura 4. 39. (a) Diagrama esquemático del sensor LEM25. (b) Vista superior del sensor.....                                                                                        | 86 |
| Figura 4. 40. Módulo de acondicionamiento de las señales del electrodinamómetro .....                                                                                              | 86 |

|                                                                                                                                                                                                     |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 4. 41. (a) Fotografía de la tarjeta USB1208FS. (b) Conexiones de la tarjeta USB1208FS .....                                                                                                  | 87  |
| Figura 4. 42. Conexiones del módulo de acondicionamiento a la USB1208FS.....                                                                                                                        | 89  |
| Figura 4. 43. Diagrama a bloques del sistema de acondicionamiento para el kit de alto voltaje .....                                                                                                 | 90  |
| Figura 5. 1. (a) Señal de voltaje sinusoidal trifásica. (b) Corrientes medidas .....                                                                                                                | 92  |
| Figura 5. 2. .Caracterización del inversor.....                                                                                                                                                     | 92  |
| Figura 5. 3. Diagrama incremental de los módulos para el control FOC .....                                                                                                                          | 93  |
| Figura 5. 4. Fotografía de la plataforma de desarrollo con el motor .....                                                                                                                           | 94  |
| Figura 5. 5. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad.....                                                                                             | 95  |
| Figura 5. 6. (a) Respuesta de la posición angular del rotor del control FOC. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor .....                                                                | 96  |
| Figura 5. 7. (a) Corrientes de las fases a y b. (b) Corrientes de las fase a y b en el rango de 2.4 a 2.8s .....                                                                                    | 96  |
| Figura 5. 8. Gráfica de las corrientes Ialfa vs Ibeta. (b) Gráfica de las corrientes Id e Iq....                                                                                                    | 97  |
| Figura 5. 9. (a) Voltajes de fase a, b y c. (b) Acercamiento de los voltajes de fase .....                                                                                                          | 97  |
| Figura 5. 10. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador. (b)Respuesta de la corriente del motor de CD como generador .....                                                                | 98  |
| Figura 5. 11. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD. (b) Par de carga generado por el motor de CD .....                                                                                | 98  |
| Figura 5. 12. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP con par de carga. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad con par de carga.....                                                          | 99  |
| Figura 5. 13. (a) Respuesta de la posición angular del rotor. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor.....                                                                                | 99  |
| Figura 5. 14. (a) Gráfica de la corriente de la fase a y b. (b) Gráfica de la corrientes de fase a y b en el rango de 0.2 a 0.3s.....                                                               | 100 |
| Figura 5. 15. (a) Gráfica de las corrientes Ialfa vs Ibeta con par de carga. (b) Gráfica de las corrientes Id e Iq con par de carga.....                                                            | 100 |
| Figura 5. 16. (a) Voltajes de fase aplicados al motor. (b) Acercamiento de la gráfica de los voltajes.....                                                                                          | 101 |
| Figura 5. 17. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador con par de carga. (b)Gráfica de la corriente que sale del motor de CD como generador con par de carga....                         | 101 |
| Figura 5. 18. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD con resistencias. (b) Par de carga generado por el motor de CD con resistencias.....                                               | 102 |
| Figura 5. 19. (a) Comportamiento de la velocidad con par de carga variable al arranque. (b) Respuesta de la velocidad con par de carga variable.....                                                | 102 |
| Figura 5. 20. (a) Ángulo de posición del rotor en el arranque. (b) Corrientes de fase del motor.....                                                                                                | 103 |
| Figura 5. 21. (a) Voltaje del motor de CD a velocidad constante y resistencia de carga variable. (b) Corriente generada por del motor de CD a velocidad constante y resistencia variable .....      | 103 |
| Figura 5. 22. (a) Potencia generada por el motor de CD con resistencia de carga variable. (b) Par de carga generado por el motor de CD con velocidad constante y resistencia de carga variable..... | 104 |



|                                                                                                                                                                                |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 5. 23. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP con el control por pasividad. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad del control por pasividad .....               | 106 |
| Figura 5. 24. (a) Grafica de la posición angular del rotor con el control por pasividad. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor .....                               | 106 |
| Figura 5. 25. (a) Gráfica de la corriente de la fase a y b del control por pasividad. (b) Gráfica de las corrientes de fase a y b en el rango de 2.2 a 2.8s .....              | 107 |
| Figura 5. 26. (a) Gráfica de las corrientes $I_{\alpha}$ vs $I_{\beta}$ del control por pasividad. (b) Gráfica de las corrientes $I_d$ e $I_q$ del control por pasividad ..... | 107 |
| Figura 5. 27. (a) Voltajes de fase a, b y c del control por pasividad. (b) Acercamiento de los voltajes de fase del control por pasividad.....                                 | 108 |
| Figura 5. 28. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador del control por pasividad. (b) Gráfica de la corriente que sale del motor de CD como generador.....          | 108 |
| Figura 5. 29. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD del control por pasividad. (b) Par de carga generado por el motor de CD del control por pasividad .....       | 109 |

# Capítulo 1. Introducción

## 1.1 Antecedentes

La palabra “servo” tiene su origen en la palabra Latina “Servus”, la cual significa Esclavo. La palabra Servo es usado para describir, en sistemas automatizados, un sistema de control de movimiento, donde la posición de la carga es controlada por el movimiento (rotacional o lineal) del actuador. No existe una clara definición para el servomotor, tampoco en como difiere de un motor convencional, pero estos normalmente poseen un alto desempeño dinámico. El rango de potencia de los servomotores varía de una fracción de kW hasta 100 kW. Los servomotores se utilizan en periféricos de computadoras, vehículos eléctricos, máquinas herramientas, elevadores, robots, etc. [1].

El primer sistema servo se hizo con base en motores de corriente directa (CD), debido a que por mucho tiempo fue el único motor con un desempeño dinámico alto. Sin embargo su principal inconveniente es su baja eficiencia, en comparación con los de corriente alterna (CA). Tiene la ventaja de que su control de par es directo, debido a que el flujo en el entrehierro y el torque se controlan separadamente. Sin embargo, la máquina de CD requiere de mantenimiento regular debido a que posee escobillas de carbón. Su capacidad de sobre carga es pobre por la conmutación mecánica, la cual no puede manejar corrientes muy grandes. Además la construcción de su rotor limita la velocidad máxima [1].

En la década de los 60's se empezó el desarrollo de materiales de imanes permanentes (IP), interruptores de potencia y microprocesadores hicieron posible el usar CA en el control de máquinas eléctricas. De esta forma fue posible el remplazar las escobillas por interruptores electrónicos para cambiar la conmutación de una fase a otra. La primera máquina sin escobillas fue un motor de tres fases de imanes permanentes con forma trapezoidal del voltaje del estator, sin embargo la forma de onda de la fuerza contra electromotriz (FEM) se cambió de sinusoidal a trapezoidal. A pesar que la dirección de la corriente de esas máquinas cambiaba, su control era muy similar a la de un motor de CD. Actualmente a este tipo de motores se les conoce como Motor Síncrono de Imanes Permanentes de DC (PMDC), o motor de CD sin escobillas (BLDC), en la literatura se puede encontrar con estos nombres.

En 1959 se desarrolló la teoría de espacio vectorial para máquinas multifase de CA por Kovács y Rácz. En 1964 se presentó la teoría de modulación de ancho de pulso (PWM) para impulsores de CA, esto aunado a los avances de la electrónica hizo posible el uso de motores de inducción (MI) de CA en el control de velocidad. Estos impulsores usaron el control de frecuencia ( $V/f$ ), sin embargo su rendimiento era menor al de CD, hasta 1970. En 1972 Blaschke propone el control de campo orientado (posteriormente conocido como control vectorial) de máquinas de CA [2], lo cual hizo posible el desarrollar impulsores

para motores de CA con un desempeño dinámico igual o superior a los de CD. El principio de operación es similar al de CD, que es el desacoplar el flujo y el torque que producen las corrientes. Este tipo de control demanda un gran poder de cómputo, debido al continuo modelado electromagnético del estado de la máquina. Por lo costoso del sistema solo se usaba en aplicaciones de alta potencia. Sin embargo en la década de los 80's se desarrollaron circuitos de aplicación específica (ASIC), por lo cual el precio bajó y permitió su uso en aplicaciones con servos de mediana potencia y bajo volumen.

El primer servo de CA utilizó un motor de inducción tipo jaula de ardilla. Este motor es muy robusto, barato con una buena capacidad de sobre carga. En la década de los 90's se introdujo los magnetos hechos de NdFeB (Neodimio Hierro-Boro) con lo cual se desarrollaron los motores de imanes permanentes (MSIP), esto sumado a la teoría de control vectorial hizo que se posicionaran muy fuerte, en la mayoría de las aplicaciones, en comparación con los MI. Debido a que el rotor tiene una magnetización permanente, los MSIP son físicamente más pequeños y demanda una menor corriente, por lo que se puede seleccionar un inversor de menor capacidad.

Existen varias formas de controlar al motor MSIP como el Control Directo de Par (DTC) y el Control de Campo Orientado (FOC). Ambos controles se les denomina vectoriales ya que el voltaje en los ejes  $\alpha\beta$  se les puede considerar como un vector. El método de control más popular de control vectorial es FOC, fue desarrollado en la década de los 70's. En este método las ecuaciones del motor son transformadas a un sistema de coordenadas que rota en sincronía con el flujo de los imanes permanentes ( $dq$ ). Lo que permite separar las ecuaciones del motor y con ello controlar indirectamente el flujo y torque mediante un controlador PI de corriente, de forma similar al muy conocido control de una máquina de CD [3].

El control DTC inicialmente fue usado para el control de motores de inducción, pero ha mostrado muy buenos resultados en el control de MSIP. Su principio de operación se basa en seleccionar el vector de voltaje que se le aplica al estator en función de las diferencias entre el par de referencia y el actual, así como el flujo magnetizante [4]. Cuando se requiere de un control de velocidad se incluye un controlador PI cuya entrada es el error de velocidad y la salida es el par deseado. En este control no se requiere conocer los parámetros del motor, con excepción de la resistencia del estator, además de que no necesita de un modulador PWM para el inversor.

Con base en estas 2 técnicas actualmente se han desarrollado otros métodos para el control de este tipo de motores, como son redes neuronales o lógica difusa, tanto a nivel de simulación como en forma experimental [5, 6, 7, 8]. También existen muchos trabajos para realizar el control del motor sin sensor de posición o velocidad (*sensorless*). Sin embargo, para tener un control tanto práctico como experimental en este tipo de dispositivos, es necesario el dominar ambas técnicas ya que son las más usadas y/o necesarias para implementar y dar aplicaciones a esta tipo de motores.

El concepto de pasividad ha cobrado gran importancia en diversas áreas de los sistemas de control [9]. Los sistemas pasivos son una clase de sistemas dinámicos en los cuales el intercambio de energía juega un rol fundamental. La pasividad requiere de dos funciones

para definirla, la razón a la cual la energía fluye hacia el sistema y la cantidad de energía almacenada dentro del sistema. Estas funciones se relacionan a través de la desigualdad disipativa, la cual establece que las trayectorias del sistema disipativo de alimentación no es menor que el incremento en el almacenamiento. Esto indica que no se puede almacenar más energía que la proporcionada por la fuente.

La pasividad tiene sus orígenes en la mecánica clásica y fue introducida por Takegaki M, Arimoto en [10]. El principio fue formalizado por Ortega y Spong mediante el Control Basado en Pasividad (PBC) [11]. Ha sido utilizada en soluciones de robótica [12-15], motores de inducción [16-21] y electrónica de potencia [22]. Una metodología con base en moldeo de energía y principio de disipación han sido aplicado a los MSIP en [23] y usa un observador no lineal del par de carga para estimar este parámetro. En [24] se propone un controlador basado en pasividad variable, para compensar las incertidumbres, sin embargo al final realizan unos controladores PI para estimar los flujos y no se hace la comprobación experimental.

En este trabajo se propone un control con base en pasividad, el cual se parte del modelo linealizado del MSIP y operando en puntos de equilibrio variantes. Para la estimación del par de carga se hace uso de un observador del par de carga. La metodología usada para el desarrollo del controlador es la que se muestra en [25], que es mucho más simple e intuitiva que la que usan en las demás publicaciones.

El diseño del control basado en pasividad consta de dos etapas: La primera en el moldeo de energía de tal manera que exista una nueva función de energía potencial y tenga un mínimo único en el punto de equilibrio deseado; la segunda etapa realiza una inyección de amortiguamiento lo que modifica la función de disipación para asegurar estabilidad asintótica. Mediante una función candidata de Lyapunov se encuentran las condiciones que hacen que el sistema sea asintóticamente estable y con ello se obtiene la ley de control [25]. El controlador resultante de esta técnica es una ley de control proporcional derivativa. Esta técnica se puede usar tanto en sistemas lineales como no lineales (que es el caso del motor bajo estudio).

El poder de cómputo de los Controladores de Señales Digitales (DSC) permite la implementación de algoritmos avanzados que ayudan a ahorrar energía extendiendo las capacidades del sistema. Esto permite mejorar la eficiencia en diferentes rubros como son en el control de motores, radares en automóviles, así como energías renovables tales como arreglos solares y control de aerogeneradores etc.

La familia de DSC de Texas Instruments (TI) TMS320C2000TM se ha posicionado como líderes en la industria por su rendimiento, periféricos en chip como los convertidores analógicos digitales (ADC) de alta velocidad, generadores de PWM ayudan a reducir espacio y costo. También suministra herramientas de software y de aprendizaje de sus diferentes dispositivos. En particular el TMS320F28335 es un DSC de 150 MIPS (Millones de Instrucciones por segundo), con hardware de punto flotante.

Como las técnicas de control se van a llevar a cabo en dispositivos que van a estar funcionando ante diferentes condiciones y al menor costo, es necesario el implementar

éstos en sistemas que estén lo más próximos a las que se usa en campo. Por tal motivo en el presente trabajo se va a usar los DSC y no equipo destinado al laboratorio y que se usan solo para investigación.

## 1.2 Problema de investigación

El control de motores síncronos de imanes permanentes es un área dinámica que tiene mucho interés tanto en la parte científica como en las aplicaciones industriales. Esto se debe a que el MSIP es el motor más eficiente para la realización de servomecanismos en comparación con los motores de corriente directa o los de inducción, ya que es el que tiene la mayor relación de potencia peso. Por lo cual es necesario adquirir experiencia teórica y práctica en el manejo de este tipo de motores.

Los motores de imanes permanentes están compuestos por el rotor y el estator al igual que el de inducción o el de CD, la diferencia es que usa magnetos con imanes permanentes para producir el campo magnético en el entrehierro del rotor y el estator. Para un motor MSIP de CA, el embobinado es similar al de inducción en la parte del estator (al cual se le llama armadura) [3]. De acuerdo a la forma en cómo se colocan las barras de magnetos en el rotor, se clasifica en dos tipos: Motores Síncronos con Magnetos Permanentes en el Interior (IPMSM) y Motores Síncronos con Magnetos Permanentes Superficiales (SPMSM). Los motores con imanes superficiales se usan en aplicaciones de alta velocidad y los otros para baja velocidad. Además las inductancias en el marco de referencia  $dq$ , son iguales para los motores con imanes superficiales y diferentes en los motores con imanes interiores.

El rotor está hecho con un imán permanente y las propiedades de los materiales magnéticos que utilizan determinan el rendimiento del motor. Inicialmente se utilizó acero, sin embargo las magnetos hechos de este material tenían un rendimiento muy pobre. Actualmente los materiales más usados para la elaboración de los magnetos son [25]: Alnicos (Al, Ni, CO, Fe); Cerámicos (ferritas): Ferritas de Bario ( $BaOx6Fez03$ ) y Estroncio; Tierras Raras; Samario Cobalto (SmCo); Neodimio y ferritas ( $SrOx6Fez$ ) y Neodimio Hierro Boro (NdFeB).

El material que más se usa es el NdFeB, debido a que el Neodimio es de menor costo en comparación con el Samario (Sm) ya que es más abundante. Tiene mejores características magnéticas que el SmCo. Sin embargo su curva de magnetización tiene una dependencia muy fuerte de la temperatura, por lo que su temperatura de servicio es de hasta 250°C. El precio de los magnetos de NdFeB son un 70% del SmCo. El principal productor de metales de tierras raras es China con el 100% y el 95% de los óxidos de tierras raras, además produce el 85% de ferritas y el 65% de Alnico y SmCo del mundo [26].

Las técnicas de control usadas para el control de motores han sido las mismas que las que se emplearon para el control en los motores de inducción y éstas se clasifican en: Control Escalar (Relación  $V/f$  constante) y Control Vectorial. El control escalar es de lazo abierto por lo que es más económico y en el vectorial se usa retroalimentación. El control escalar se mantiene una relación constante entre el voltaje y frecuencia ( $v/f$ ), con el fin de mantener un par constante en todo el rango de operación. Tiene la ventaja que es de bajo costo y es

fácil de implementar. Su principal desventaja es que el par desarrollado depende de la carga, por lo cual su desempeño no es bueno.

El Control Vectorial es el más utilizado para el control de los motores, ya que toma en cuenta el acoplamiento entre el par electromagnético y el flujo dentro del motor, para lo cual toma en cuenta el ángulo entre ambos vectores. Los principales controles de este tipo son: Control Directo de Par (DTC - *Direct Torque Control*), Autocontrol Directo (DSC - *Direct Self Control*) y el Control Directo de Par Con Modulación Vectorial Espacial (DTC-SVM). Este último es el más usado ya que presenta menores armónicos. Estos esquemas determinan la posición del rotor con las mediciones de corriente. Pero tienen la desventaja de que presenta rizo en el par generado. Por lo cual el que funciona mejor es el Control de Campo Orientado, sin embargo este último requiere medir la posición del rotor con un encoder o un resolver.

El problema a resolver es la realización de una plataforma experimental en la que se puede ejecutar el Control de Campo Orientado y Directo de par. Para lo cual es necesario entender la forma en que se modela el motor, y una revisión bibliográfica en la que permite lograr esto. Una vez que se cumpla con este paso el siguiente punto es el simular las técnicas de control con un simulador Matemático para identificar los principales problemas que se necesitan resolver antes de que se empiece a trabajar con el Hardware. Una vez que se encuentre los requerimientos de voltaje, corriente, tiempo de muestreo se va a seleccionar o diseñar el Hardware necesario para elaborarlo, a un costo accesible. Para lo cual se encontró que la firma Texas Instruments vende un kit para el control de motores de alto voltaje con lo cual facilita el empezar a trabajar con los motores de este tipo. Con el motor y el kit, es necesario obtener los parámetros del modelo de éste, con el fin de realizar simulaciones más reales a lo que se va a obtener. Para lo cual se debe de realizar la caracterización del motor y con los valores obtenidos realizar las simulaciones. A la par se debe aprender a programar el controlador digital de señales F28335 que es el que controla todas las funciones del kit de alto voltaje. También es necesario realizar un sistema de adquisición de datos que permita registrar la respuesta de todo el sistema. Éste se va a hacer con una tarjeta de adquisición de datos y una computadora personal que ejecuta un programa desarrollado en LabVIEW para la captura de las mediciones. También se debe diseñar el módulo de acondicionamiento que permita, con seguridad, que la una tarjeta de adquisición pueda adquirir las señales de interés.

Una vez que todo el sistema esté integrado ejecutando el controlador más usado en este tipo de motores, el siguiente punto es el proponer un nuevo tipo de controlador. Para lograrlo es necesario entender la teoría relacionada con la pasividad para que después se obtenga el controlador, se pruebe a nivel de simulación y finalmente se programa en la plataforma experimental.

### **1.3 Pregunta de investigación**

¿Es posible entender la forma de modelar y simular los motores síncronos de imanes permanentes y experimentar en forma práctica con ellos, al mismo tiempo que se plantea un nuevo tipo de controlador?.

## **1.4 Objetivo general**

Evaluar el desempeño del control por campo orientado, directo de par y pasividad para motores síncronos de imán permanente. Se evaluará la respuesta dinámica y estacionaria de los controladores haciendo hincapié sobre las ventajas de uno respecto al otro.

## **1.5 Objetivos específicos**

Entender la forma en que se modela los motores síncronos de imanes permanentes con el fin de que se puedan simular.

Plantear a nivel de simulación los controladores de campo orientado y directo de par.

Proponer un nuevo control de velocidad con base a la técnica de pasividad.

Implementar una plataforma experimental donde se puedan probar los controladores de velocidad para el motor síncrono de imanes permanentes y que se puedan monitorear las variables implícitas en el mismo.

Publicar los resultados.

## **1.6 Justificación de la investigación**

En este trabajo se propone evaluar el desempeño de diferentes técnicas de control de velocidad en los motores síncronos de imanes permanentes, esto es importante ya que el uso tradicional de la energía como se viene realizando ya resulta insostenible, por lo cual es necesario el usar o desarrollar nuevas tecnologías que hagan un mejor uso de la energía disponible. Está demostrado que el mayor consumo de energía eléctrica se hace a nivel industrial y gran parte del consumo de esta energía la realizan los motores. Por tal motivo es necesario el estudiar los motores síncronos de imanes permanentes ya que son los que presentan la mayor eficiencia. Con el conocimiento tanto teórico como práctico con el fin de que a futuro se puedan proponer aplicaciones que paulatinamente se desarrollen nuevos sistemas con una mayor eficiencia.

A la fecha el mercado se está moviendo para que cada vez se usen más este tipo de tecnologías en aplicaciones reales. Por lo cual es necesario en un principio entender cómo funcionan para que se pueda seguir su desarrollo y el tiempo de aprendizaje de lo que vaya surgiendo sea menor. Para adentrarse en un campo, en un inicio, es necesario realizar lo mismo que ya se ha probado y que funciona a nivel industrial, con el fin de que se identifique y gane experiencia en cómo funcionan estos sistemas. El control más usado a nivel industria es el control de campo orientado, que se sigue y seguirá usando por ser relativamente simple y robusto. Una vez que se entienda como funciona tanto a nivel

teórico como experimental, se va a estar en la posibilidad de proponer cosas nuevas y/o probar nuevas estrategias de control que puedan ser validadas contra lo que se está usando.

Un resultado de este trabajo, es el desarrollo de un banco de pruebas con el que se pueda experimentar diferentes técnicas de control en el motor síncrono de imanes permanentes. Para lograrlo es necesario el adentrarse en identificar los parámetros del motor, realizar el inversor y probarlos. Aprender a programar los controladores digitales de señales, que ejecutaran los algoritmos de control, realizar el sistema de adquisición de datos con el cual se capturen las mediciones y respuestas del sistema para tener un medio de comprobar el rendimiento que se tiene en la máquina. Con todo lo que se tiene que aprender para realizar este trabajo, fácilmente se pueden escalar a un nivel mayor para desarrollar aplicaciones industriales como de laboratorio con el fin de proponer soluciones nuevas en el ámbito de uso eficiente de la energía, tema que cada vez va a ir ganando terreno para tener sustentabilidad .

El campo de control automático es un área que normalmente se aborda desde el punto teórico y en muchas ocasiones se hacen contribuciones, que demuestran tener un buen desempeño a nivel de simulación, pero que no se llevan a la práctica. En este trabajo se pretende desarrollar un nuevo tipo de controlador que además del bagaje teórico que es necesario conocer para poder plantearlo, se va a llevar a la práctica dentro del motor y se realizar una contribución tanto teórica como experimental.

Finalmente con el desarrollo de este trabajo se pretende cubrir el requisito para obtener el grado de doctor, y que a pesar de las limitaciones, tanto presupuestales como de tiempo, se realiza un trabajo que ha permitido integrar conocimientos de área como son electrónica de potencia, instrumentación, control automático y sistemas embebidos, todo esto interrelacionado de tal manera, que permite abordar la problemática de controlar este tipo de motores combinando todas estas disciplinas.

## **1.7 Alcances y limitaciones**

El alcance de la presente tesis tiene un tiempo de 3 años durante el cual se van a explorar, a nivel de simulación, de las técnicas de control de velocidad, más usuales, para el control de los motores síncronos de imanes permanentes. También se va a comprobar a nivel experimental de la técnica de control de campo orientado que es la que más se usa en este tipo de motores. Para lograrlo se va a realizar una plataforma experimental, con infraestructura de bajo costo, que permita la implementación de estas técnicas. También se va a proponer un nuevo tipo de control con base en la técnica de pasividad, el cual se va a desarrollar en forma teórica y su implementación práctica. De los resultados que se vayan obteniendo se van a publicar en congresos y revistas especializadas.

Las limitaciones del trabajo es que se va a realizar una investigación del estado actual de las investigaciones en el uso de estos motores. También se va a realizar la experimentación a nivel de laboratorio con equipo de baja potencia y costo.



## **1.8 División del documento**

El documento de las tesis se divide en 6 capítulos el primero de los cuales es este. En el capítulo 1 se da una descripción del estado del arte y se definen los objetivos. En el capítulo 2 se describe el modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes y se termina con la linealización del mismo alrededor de un punto de equilibrio. En el capítulo 3 se describen los controles de campo orientado, directo de par y el que se propone hecho por pasividad y se muestran los resultados de la simulación con Matlab/Simulink y Simnon. En el capítulo 4 se muestra la forma en que se realizó la plataforma experimental para probar las estrategias de control en el motor, así como el sistema de medición para capturar las variables del mismo. En el capítulo 5 se muestran los resultados experimentales del control por campo orientado y pasividad. En el capítulo 6 se dan las conclusiones obtenidas en la realización de este trabajo.

# Capítulo 2. Modelado del Motor Síncron de Imanes Permanentes

Para entender el modelo del motor de imanes permanentes y la forma de controlarlo tanto en estado estacionario como en el transitorio, es necesario conocer la teoría de espaciofasorial (*space-phase theory*), o mejor conocido como control vectorial [3, 28]. En esta representación todas las corrientes y voltajes se ponen en función de un sistema de coordenadas de dos dimensiones, por lo cual si se excitan con una fuente de voltaje o corriente sinusoidal, todas las ecuaciones se pueden representar en estas dos fases. En este capítulo se describirá la forma en que se obtiene el modelo del motor y se pondrán las condiciones para que se pueda realizar el control.

## 2.1 Representación fasorial del motor

El MSIP con excitación sinusoidal en tiene 3 embobinados que se encuentran en el estator del motor y están separados espacialmente  $120^\circ$ . El rotor esta hecho de imanes permanentes y gira con respecto al estator, como se muestra en la figura 2.1. En una vista frontal las tres bobinas del motor están colocada en el estator, la fase A se encuentra colocada sobre el eje  $\alpha$  y tomándola como referencia esta adelantada  $120^\circ$  espaciales con respecto a la fase B y  $240^\circ$  (o  $-120^\circ$ ) con respecto a la Fase C. Las impedancias de estas bobinas son  $Z_a$ ,  $Z_b$  y  $Z_c$ . Los voltajes de excitación instantáneos en cada bobina son  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$ . El modelo de cada fase está dado por la ecuación (2.1), ya que se comporta como una bobina con una resistencia.

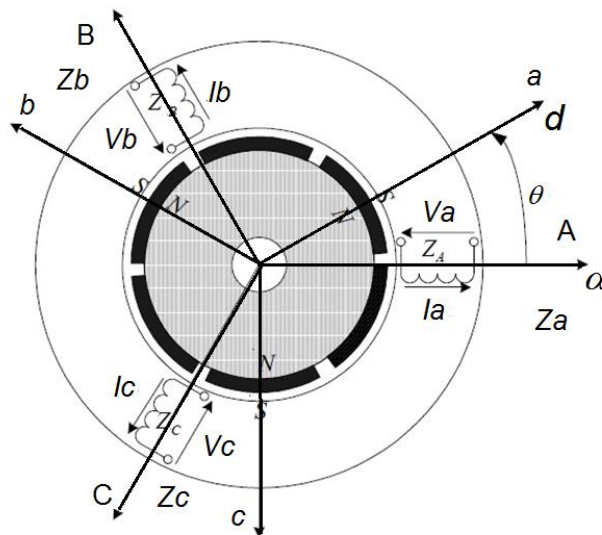


Figura 2. 1. Vista axial y representación de las bobinas del MSIP

$$\begin{aligned}
V_a &= I_a R_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\
V_b &= I_b R_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\
V_c &= I_c R_c + \frac{d\Phi_c}{dt}
\end{aligned} \tag{2.1}$$

Donde  $R_a$ ,  $R_b$  y  $R_c$  son las resistencias  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  las corrientes instantáneas  $\Phi_a$ ,  $\Phi_b$  y  $\Phi_c$  los flujos magnéticos en las bobinas A, B y C del estator. Como se asume que el embobinado es casi el mismo en cada fase se puede considerar que todas las resistencias son iguales, es decir  $R_a=R_b=R_c=R$ . Aplicando estos cambios a la ecuación (2.1) y poniéndolo en forma matricial queda la ecuación (2.2).

$$\mathbf{V}_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \mathbf{I}_{abc} + \left( \frac{d}{dt} \Phi_{abc} \right) = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d\Phi_a/dt \\ d\Phi_b/dt \\ d\Phi_c/dt \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Los flujos magnéticos son función del voltaje de excitación y la interacción de cada bobina con el campo generado por el imán del rotor, es decir el flujo magnético resultante es producido por el flujo de la inductancia de cada bobina y las inductancias mutuas entre fases, además del flujo del rotor que es función de la posición en que se encuentra [3, 29]. La ecuación (2.3) corresponde al flujo magnético, donde  $\Phi_{aa}$ ,  $\Phi_{bb}$ ,  $\Phi_{cc}$  es el flujo de cada bobina y  $\Phi_{ba}$ ,  $\Phi_{ca}$ ,  $\Phi_{ab}$ ,  $\Phi_{cb}$ ,  $\Phi_{ac}$ ,  $\Phi_{bc}$  son los flujos inducidos de una fase con respecto a la otra.  $\Phi_{ma}$ ,  $\Phi_{mb}$  y  $\Phi_{mc}$  son los flujos del imán permanente

$$\Phi_{abc} = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{aa} & \Phi_{ba} & \Phi_{ca} & \Phi_{ma} \\ \Phi_{ab} & \Phi_{bb} & \Phi_{cb} & \Phi_{mb} \\ \Phi_{ac} & \Phi_{bc} & \Phi_{cc} & \Phi_{mc} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Analizar la ecuación resultante 2.2 y 2.3 es muy complejo ya que son variables que no son lineales. Por tal motivo es necesario hacer un cambio de coordenadas lo cual se va a describir a continuación.

## 2.2 Transformación de coordenadas

Las ecuaciones anteriores están referidas al sistema fijo (el estator), sin embargo su análisis en el dominio del tiempo resulta muy complicado. Para simplificarlo se puede usar un cambio de referencia mediante la representación vectorial de los voltajes de excitación, lo cual simplifica mucho al sistema. Los 2 tipos de cambios de coordenadas son:

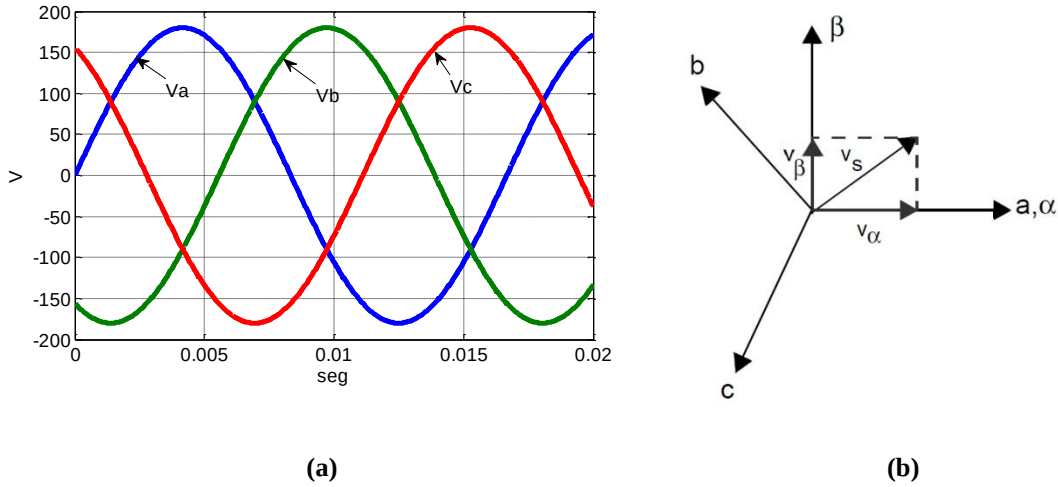
- Transformación  $\alpha\beta$  o transformación de Clarke
- Transformación  $dq$  o transformación de Park

Los voltajes instantáneos en un sistema trifásico están dados por la ecuación (2.4), donde  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  son los voltajes en cada fase,  $V_p$  el voltaje de pico en volts,  $t$  el tiempo en segundos y  $f$  la frecuencia en Hz. Como se puede ver es la misma señal solo que desfasadas por  $\pm 120^\circ$ . La figura 2.2(a) muestran los voltajes trifásicos en el tiempo, con  $V_p = 180$  V y  $f=60$  Hz. La figura 2.2(b) corresponde a la representación vectorial cuando  $t=0$ , a medida que avanza el tiempo estos ejes rotan alrededor del origen.

$$\begin{aligned} V_a &= V_p \sin(2\pi ft) \\ V_b &= V_p \sin(2\pi ft - 120^\circ) \\ V_c &= V_p \sin(2\pi ft + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Con la transformación de Clarke, el sistema trifásico se convierte en un sistema de 2 fases, para lo cual se usan dos ejes ( $\alpha\beta$ ) ortogonales y fijos. En la figura 2.2(b) se muestran estos ejes. La ecuación (2.5) es la que realiza la transformación, está puesta en forma matricial, donde  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  son los voltajes instantáneos en cada fase,  $V_\alpha$  y  $V_\beta$  es el voltaje resultante en el eje alfa y beta.  $V_s$  es el vector resultante, cuyas componentes son  $V'_\alpha$  y  $V'_\beta$ .

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(0) & -\sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$



**Figura 2. 2. (a) Voltajes instantáneos trifásicos. (b) Representación vectorial de los voltajes trifásicos**

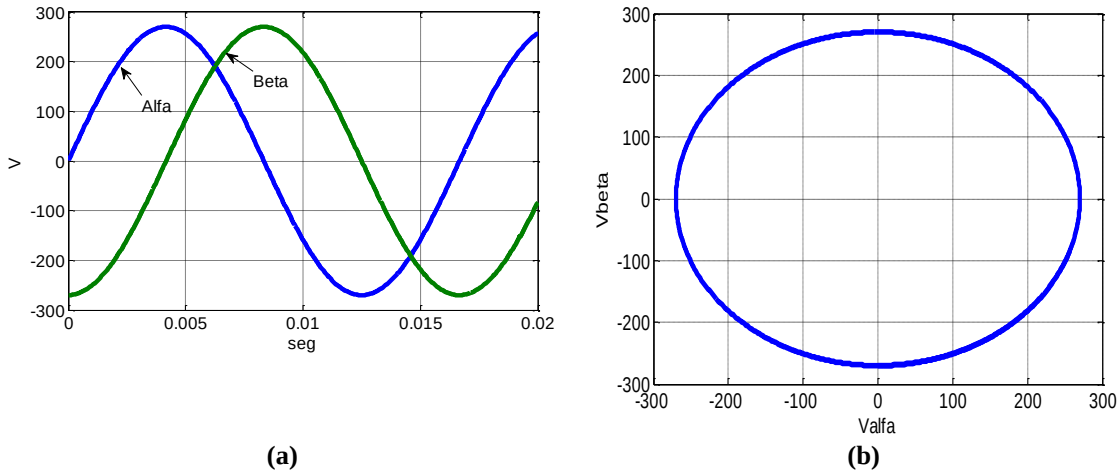
Para mantener invariantes los cambios de amplitud cuando se hace la transformación, es necesario incluir un factor de  $2/3$ , también tomando en cuenta que es un sistema balanceado, entonces  $V_a + V_b + V_c = V_0 = 0$ . Incluyendo estos cambios en la ecuación (2.5) queda la ecuación (2.6), y a los voltajes en  $\alpha$  y  $\beta$  se les quita el apostrofo [6]. El término  $[T_c]$  es la transformación de Clarke.

En algunas situaciones es necesario tener la transformación inversa, es decir, pasar de  $\alpha\beta$  a  $abc$ . La matriz resultante es la transformada inversa de Clarke  $[\mathbf{T}_c]^{-1}$  dada en la ecuación (2.7).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_c] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_c]^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

En la figura 2.3 se muestra la gráfica de aplicar la transformación de Clarke al sistema trifásico de la figura 2(a). Como se puede ver corresponde a 2 señales sinusoidales de la misma frecuencia pero desfasados  $90^\circ$ . Otra forma relevante es la gráfica  $V_\alpha$  vs  $V_\beta$ , la cual es un círculo que gira en sentido de las manecillas del reloj. Con esta representación se tiene un conjunto infinito de vectores del origen a cada punto del círculo, cuyos componentes son  $V_\alpha$  y  $V_\beta$ .



**Figura 2. 3. . (a) Transformación de Clark a los voltajes trifásicos. (b) Gráfica de  $V_\alpha$  vs  $V_\beta$**

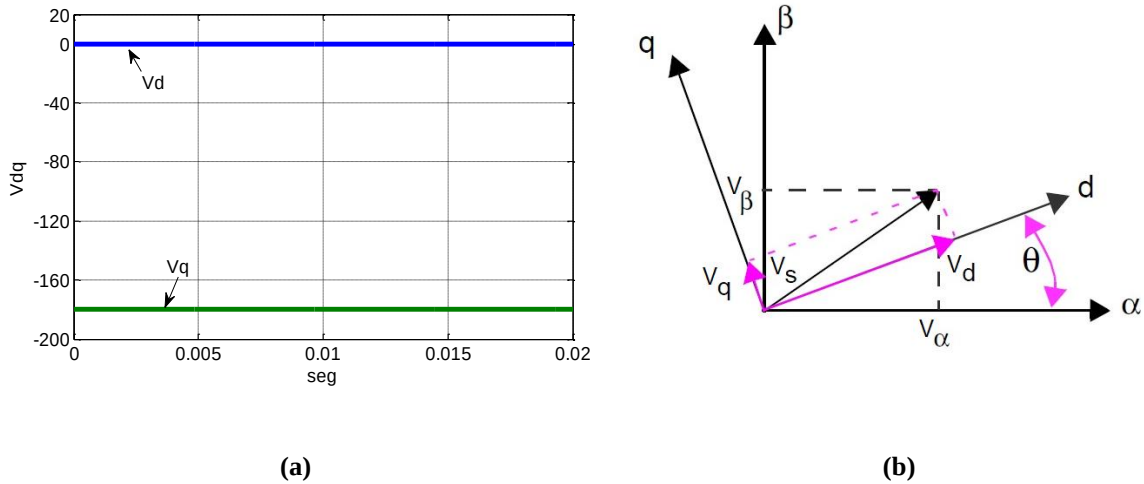
La transformación de Park cambia la referencia a un sistema ortogonal que gira en sincronía con el rotor, a los ejes de este sistema se les llama  $dq$ . La ecuación (2.8) representa esta transformación del sistema  $\alpha\beta$  a  $dq$ , donde  $\theta$  es el ángulo de la posición instantánea del rotor,  $V_d$  y  $V_q$  son los voltajes referidos a los ejes que rotan en  $d$  y  $q$ .

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La relación entre los voltajes en  $dq$  y los voltajes de las fases y en  $\alpha\beta$  están dados por la ecuación (2.9). La matriz  $[T_{dq}]$  convierte el sistema  $\alpha\beta$  a un sistema en rotación  $dq$ . Con esta transformación se hace la conversión del sistema fijo al sistema que rota a la velocidad del fasor de voltaje, a esta matriz se le conoce como transformación de Park.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [T_{dq}] \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

En la figura 2.4(a) se muestra la gráfica resultante de aplicarle la transformación de Park a la figura 2.3(b), como se puede ver el voltaje,  $V_d=0$  y  $V_q=-180$ , la principal características es que estos son constantes, por lo que se suprimen todas las variaciones. En la figura 2.4(b) se muestra la representación vectorial de la transformación de Park, en ella se observan los componentes en alfa y beta, así como la posición  $\theta$  del rotor.



**Figura 2. 4. (a) Transformación de Park a los voltajes trifásicos. (b) Representación vectorial de la transformación de Park**

En esta sección se explicaron las transformaciones tomando como ejemplo los voltajes de un sistema trifásico, sin embargo se pueden utilizar para cualquier tipo de variables como son corrientes y flujos, lo cual se va a hacer en la siguiente sección.

### 2.3 Modelo en $dq$ del MSIP

Existen varios libros y tesis donde se encuentra una representación más detallada del modelo del motor [3, 29, 30]. En esta parte solo se tomarán los conceptos más importantes. Cuando se especifica el modelo del motor tomando como referencia el eje del rotor (sistema  $dq$ ) las ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento se simplifican

mucho. Esto se debe a que el voltaje de excitación sinusoidal al aplicarle las transformaciones de Clarke y Park se comporta como fuentes de voltaje constante.

Para obtener el modelo, se aplica la transformada de Park  $[T_p]$  a las corrientes, voltajes y flujos de las ecuaciones (2.2) y (2.3). La representación resultante son las ecuaciones (2.10) a (2.12), donde  $\Phi_d$ ,  $\Phi_q$ ,  $\Phi_0$  son los flujos,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_0$  son las corrientes y  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $V_0$  son los voltajes con referencia al sistema  $dq$ . Se agrupan como vectores en flujo  $\Phi_{dq0}$ , corriente  $i_{dq0}$  y voltajes en  $v_{dq0}$ .

$$\Phi_{dq0} = \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = [T_p] \Phi_{abc} = [T_p] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [T_p] I_{abc} = [T_p] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$v_{dq0} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [T_p] V_{abc} = [T_p] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Derivando la ecuación (2.10) con respecto al tiempo, con las consideraciones de que  $\theta$  es la posición del vector y es función del tiempo. La ecuación resultante es:

$$\frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) = \begin{bmatrix} d\Phi_d/dt \\ d\Phi_q/dt \\ d\Phi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \frac{d\theta}{dt} + [T_p] \begin{bmatrix} d\Phi_a/dt \\ d\Phi_b/dt \\ d\Phi_c/dt \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La velocidad angular, en rad/s, se define como  $\omega_r = d\theta/dt$ . Despejando la derivada de los flujos en de la ecuación (2.2) y combinándola con la ecuación (2.13), queda de la siguiente forma.

$$\frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega + [T_p] \begin{bmatrix} V_a - I_a R \\ V_b - I_b R \\ V_c - I_c R \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Desarrollando los términos se tiene que la derivada de los flujos es función de los voltajes y corrientes en  $dq$ .

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r + [T_p] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - R [T_p] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r + v_{dq0} - R i_{dq0} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Si se consideran que la magnitud del flujo del imán permanente es  $\Psi_{PM}$ , si éste se orienta sobre el eje d, entonces el flujo solo tiene componente en d, por lo cual las inductancias mutuas se deprecian. De esta forma el flujo en dq es:

$$\Phi_{dq0} = \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Derivando la ecuación (2.16) con respecto al tiempo, despejando  $v_{dq0}$  de la ecuación (2.15) y combinando ambas ecuaciones, queda de la siguiente forma.

$$\begin{aligned} v_{dq0} &= \frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) + R i_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r \\ v_{dq0} &= \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \omega_r \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \omega_r \end{aligned} \quad (2.17)$$

Como es un sistema balanceado la suma de corrientes y voltajes es igual a cero, por lo tanto  $V_0 = 0$  e  $i_0 = 0$ . Por lo cual el modelo del motor MSIP esta representado por la ecuación (2.18), donde  $V_d, V_q, i_d$  e  $i_q$  son los voltajes y corrientes en el eje de referencia dq,  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias del rotor referidos a esos ejes,  $R$  la resistencia del estator,  $\Psi_{PM}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes y  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor.

$$\begin{aligned} V_d &= L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \\ V_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q \end{aligned} \quad (2.18)$$

Una representación eléctrica de estas ecuaciones se muestra en las figuras 2.5(a) y (b). Esta representación es muy parecida al modelo de un motor de CD. Como se puede ver consta de la inductancia, la resistencia y la fuerza contra electromotriz que es función de la velocidad y la corriente del otro circuito.

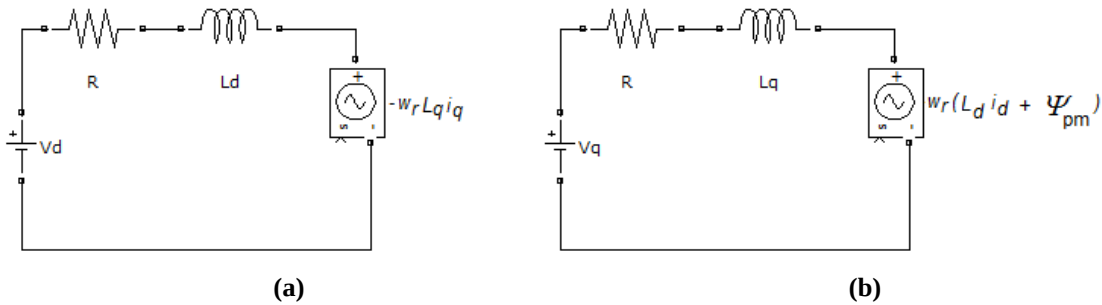


Figura 2. 5. (a y b) Modelo en circuitos eléctricos del motor en el sistema dq



El par mecánico que genera es proporcional a la potencia eléctrica. La potencia eléctrica para este tipo de conexión ( $P_{elec}$ ) está dada por la ecuación (2.19). Donde  $[T_p]^{-1}$  es la transformada inversa de Park y se calcula con la ecuación (2.20)

$$P_{elec} = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = [V_{abc}]^T I_{abc} = [[T_p]^{-1} v_{dq0}]^T [T_p]^{-1} i_{dq0} \quad (2.19)$$

$$[T_p]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Expandiendo la ecuación (2.19) y reagrupando los términos queda como:

$$P_{elec} = [v_{dq0}]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} i_{dq0} \quad (2.21)$$

La energía  $W$ , se define como la derivada de la potencia con respecto al tiempo. Despejando  $v_{dq0}$  de la ecuación (2.15) y sustituyéndola en la ecuación (2.21) se llega a

$$P_{elec} = \frac{dW}{dt} = \left[ \frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) + R i_{dq0} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r \right]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} i_{dq0} \quad (2.22)$$

Reagrupando los términos se tiene que:

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} = & \left[ \frac{d}{dt}(\Phi_{dq0}) \right]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} i_{dq0} + R [i_{dq0}]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} i_{dq0} \\ & + \left[ \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r \right]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} i_{dq0} \end{aligned} \quad (2.23)$$

El primer término en la ecuación (2.23) es la energía almacenada en los inductores, el segundo término son las pérdidas de energía disipada en los resistores y el tercer término es la energía que se tiene disponible para la generación del par electromagnético, dado que el análisis de la máquina se enfoca al funcionamiento del motor MSIP, y no a su eficiencia, se pueden despreciar los primeros dos términos y realizando los productos matriciales se tiene que:

$$\begin{aligned}
\frac{dW}{dt} &\cong \left[ \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{dq0} \omega_r \right]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} \\
&= [\Phi_{dq0}]^T \begin{bmatrix} 0 & 3/2 & 0 \\ -3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} \omega_r \\
&= \frac{3}{2} [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}] \omega_r
\end{aligned} \tag{2.24}$$

El par electromagnético generado por la máquina ( $\tau_e$ ) se define como la variación de la energía con respecto a la posición mecánica  $\theta_{mec}$ . La relación entre la posición mecánica y la posición eléctrica  $\theta$  es  $\theta_{mec} = P\theta$ , donde  $P$  es el número de par de polos. La velocidad mecánica es  $\omega_{mec} = \omega_r/P$ . Aplicando estos conceptos y combinándolos con la ecuación (2.24) se tiene que

$$\tau_e = dW/d\theta_{mec} = \frac{dW/dt}{d\theta_{mec}/dt} = \frac{dW/dt}{\omega_{mec}} = \frac{P_{elec}}{\omega_{mec}} \tag{2.25}$$

Sustituyendo la ecuación (2.24) en (2.25) se tiene

$$\tau_e = \frac{\frac{3}{2} [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}] \omega_r}{\omega_r/P} = \frac{3}{2} P [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}] \tag{2.26}$$

En motores con imanes superficiales  $L_d = L_q = L_0$ , y por lo tanto el par solo depende de la corriente en  $q$ .

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [i_q \Psi_{PM}] \tag{2.27}$$

Para completar el modelo falta incluir la parte mecánica, la cual se obtiene al aplicar las leyes de Newton a un sistema que está en rotación. La ecuación (2.28) corresponde a la mecánica del sistema, donde  $\tau_e$  es el par eléctrico del motor,  $T_L$  el par de la carga,  $T_f$  el par de la fricción,  $J$  el momento de inercia del rotor y  $P$  el número de par de polos.

$$\tau_e - T_L - T_f = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \tag{2.28}$$

El modelo más simple de estimar  $T_f$  es que sea proporcional a la velocidad, donde la constante de proporcionalidad es el coeficiente de fricción de Coulomb,  $b$ . Incluyendo esto en (2.28), la ecuación mecánica del motor queda.

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = \tau_e - T_L - b\omega_r \tag{2.29}$$

## 2.4 Modelo en variables de estado

En la sección anterior se obtuvieron las ecuaciones diferenciales que modelan al motor síncrono de imanes permanentes MSIP. Como se puede ver, es un sistema no lineal, multivariable y con coeficientes constantes. Para poder diseñarle un controlador lineal es necesario representarlo en variables de estado para que a partir del punto de operación se obtenga el modelo de pequeña señal. También si se le aplican técnicas de control no lineal se requiere este tipo de representación.

Un sistema de tiempo continuo multivariable es representado en forma general de la siguiente forma [34]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)); \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n; \quad \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m; \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)); \quad \mathbf{y} \in \mathbb{R}^p\end{aligned}\quad (2.30)$$

Los términos  $\mathbf{f}$  y  $\mathbf{h}$  son funciones vectoriales analíticas del vector de estados  $\mathbf{x}$  y el vector de entrada  $\mathbf{u}$ . Las salidas están representadas por el vector  $\mathbf{y}$ . La ecuación (2.30) describe un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden, en el cual el orden  $n$  es igual al número de almacenadores de energía independientes. El sistema tiene  $n$  estados,  $m$  entradas y  $p$  salidas.

Para el MSIP las entradas son los voltajes y el par de carga, las salidas son las corrientes y la velocidad y la perturbación es el par de carga. El vector de estados es  $\mathbf{x} = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T$  las entradas son  $\mathbf{u} = [V_d \quad V_q]^T$  y tiene como salida la velocidad  $y = \omega_r$ . Para el motor  $n=3$ ,  $m=2$  y  $p=1$ . Con estas definiciones las ecuaciones (2.18) y (2.29) se representan en variables de estado como [33]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ d\omega_r/dt \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (V_d + \omega_r L_0 i_q - R i_d) / L_0 \\ (V_q - \omega_r (L_0 i_d + \Psi_{PM}) - R i_q) / L_0 \\ \frac{P}{J} \left( \frac{3}{2} P i_q \Psi_{PM} - T_L - b \omega_r \right) \end{bmatrix} \\ y &= \omega_r\end{aligned}\quad (2.31)$$

Para poder usar las técnicas de control clásico, es necesario linealizar el sistema. Lo cual se hace alrededor de un punto de operación  $(\mathbf{X}_0, \mathbf{U}_0)$ . Al sistema no lineal se le hace una expansión en series de Taylor y el sistema resultante se obtiene al despreciar los términos de orden superior. La representación resultante es:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}_x(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t))\mathbf{x}(t) + \mathbf{f}_u(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t))\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}_x(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t))\mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (2.32)$$

Dependiendo del punto de operación o la trayectoria se pueden tener tres casos; Sistema lineal con parámetros variantes en el tiempo, Sistema bilineal, Sistema lineal con parámetros constantes. Para el motor se va a usar la representación con parámetros constantes, la cual está dada por la ecuación (2.33), donde  $\mathbf{A}$  es la matriz del sistema,  $\mathbf{B}$  es la matriz de entrada,  $\mathbf{C}$  es la matriz de salida. La variable de estados  $\mathbf{x}_\delta = \mathbf{x} - \mathbf{X}_0$ , las entradas de pequeña señal son  $\mathbf{u}_\delta = \mathbf{u}(t) - \mathbf{U}_0$  y la salida  $\mathbf{y}_\delta = \mathbf{y} - \mathbf{Y}_0$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_\delta(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}_\delta(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}_\delta(t) \\ \mathbf{y}_\delta(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (2.33)$$

Para encontrar el modelo linealizado del motor es necesario encontrar los puntos de equilibrio, es decir las condiciones que se obtiene cuando  $\dot{\mathbf{x}} = 0$ . Para ello se van a hacer algunas consideraciones para simplificar este cálculo: La velocidad deseada ( $\omega_d$ ) es constante y se le va a llamar  $\bar{\omega} = \omega_d$ , el par de carga  $T_L=0$ , se supone que el coeficiente de fricción viscosa es  $b \cong 0$  y para tener una operación óptima  $i_d = 0$ . Con estas consideraciones los puntos de equilibrio están dados por la ecuación (2.34)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d + \omega_r L_q i_q - R i_d \\ V_q - \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) - R i_q \\ \frac{P}{J} \left( \frac{3}{2} P i_q \Psi_{PM} \right) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Los puntos de operación del sistema son  $\mathbf{X}_0 = [\bar{i}_d \quad \bar{i}_q \quad \bar{\omega}]^T$  y  $\mathbf{U}_0 = [\bar{u}_d \quad \bar{u}_q]^T$ , éstos se obtiene de la ecuación (2.34) y sus valores están en la ecuación (2.35)

$$\begin{aligned}\bar{i}_d &= 0 \\ \bar{i}_q &= 0 \\ \bar{u}_d &= 0 \\ \bar{u}_q &= \Psi \omega_d\end{aligned}\quad (2.35)$$

Haciendo un cambio de variable de  $u_d = V_d$  y  $u_q = V_q$ , y  $\omega = \omega_r$  y sustituyendo las consideraciones, el sistema resultante es la ecuación (2.36). Se iguala a 3 funciones no lineales para poder encontrar su representación lineal.

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ d\omega/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (u_d + \omega L_0 i_q - R i_d)/L_0 \\ (u_q - \omega (L_0 i_d + \Psi_{PM}) - R i_q)/L_0 \\ \frac{3}{2J} P^2 \Psi_{PM} i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(i_d, i_q, \omega) \\ f_2(i_d, i_q, \omega) \\ f_3(i_d, i_q, \omega) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

La matriz  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  y  $\mathbf{C}$  se calculan con la ecuación (2.37), las cuales son derivadas parciales y evaluadas en el punto de operación.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_q} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial \omega} \right|_{(x_0, u_0)} \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_q} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial \omega} \right|_{(x_0, u_0)} \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_q} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial \omega} \right|_{(x_0, u_0)} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_q} \right|_{(x_0, u_0)} \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial u_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial u_q} \right|_{(x_0, u_0)} \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial u_d} \right|_{(x_0, u_0)} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial u_q} \right|_{(x_0, u_0)} \end{bmatrix}$$

$y = \omega$

Las derivadas parciales de las funciones de la ecuación son:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial i_d} &= -R/L_0; & \frac{\partial f_1}{\partial i_q} &= \omega = \omega_d; & \frac{\partial f_1}{\partial \omega} &= i_q = 0 \\ \frac{\partial f_1}{\partial u_d} &= 1/L_0; & \frac{\partial f_1}{\partial u_q} &= 0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_2}{\partial i_d} &= -\omega = -\omega_d; & \frac{\partial f_2}{\partial i_q} &= -R/L_0, & \frac{\partial f_2}{\partial \omega} &= -i_d + \Psi_{PM}/L_0 = \Psi_{PM}/L_0; \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_d} &= 0; & \frac{\partial f_2}{\partial u_q} &= 1/L_0 \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_d} &= 0; & \frac{\partial f_3}{\partial i_q} &= \frac{3}{2J} P^2 \Psi_{PM}; & \frac{\partial f_3}{\partial \omega} &= 0 \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_d} &= 0; & \frac{\partial f_3}{\partial u_q} &= 0 \end{aligned}$$

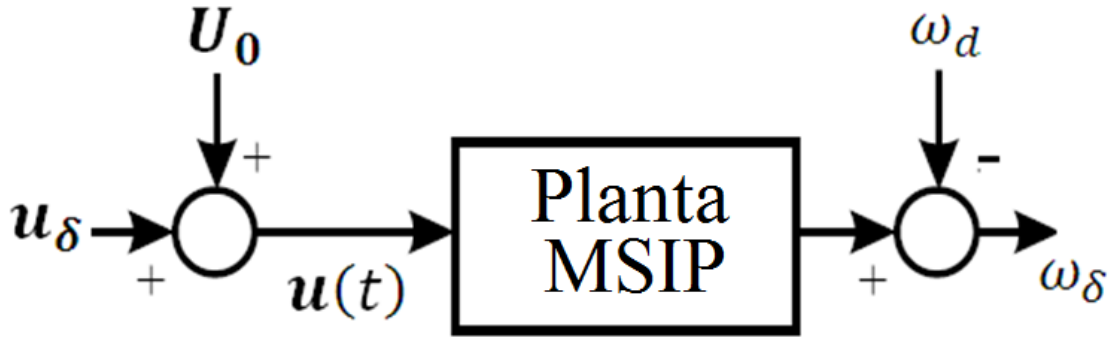
Las variables de estado de pequeña señal son  $\mathbf{x}_\delta = \mathbf{x} - \mathbf{X}_0 = [i_{d\delta} \ i_{q\delta} \ \omega_\delta]^T$ , donde  $\mathbf{X}_0 = [\bar{i}_d \ \bar{i}_q \ \omega_d]^T$ , las entradas de pequeña señal  $\mathbf{u}_\delta = \mathbf{u}(t) - \mathbf{U}_0 = [u_{d\delta} \ u_{q\delta}]^T$  con  $\mathbf{U}_0 = [\bar{u}_d \ \bar{u}_q]^T$  y la salida  $y = \omega_\delta$ . La definición de estas variables se da en la ecuación (2.39).

$$\begin{aligned} i_{d\delta} &= i_d - \bar{i}_d \\ i_{q\delta} &= i_q - \bar{i}_q \\ \omega_\delta &= \omega - \omega_d \\ u_{d\delta} &= u_d - \bar{u}_d \\ u_{q\delta} &= u_q - \bar{u}_q \end{aligned} \quad (2.39)$$

Finalmente el modelo linealizado alrededor del punto de equilibrio es:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}_\delta &= \begin{bmatrix} di_{d\delta}/dt \\ di_{q\delta}/dt \\ d\omega_\delta/dt \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -R/L_0 & \omega_d & 0 \\ -\omega_d & -R/L_0 & -\Psi_{PM}/L_0 \\ 0 & \frac{3P^2}{2J}\Psi_{PM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_\delta \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} 1/L_0 & 0 \\ 0 & 1/L_0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} \\
y &= [0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_\delta \end{bmatrix} = \omega_\delta
\end{aligned} \tag{2.40}$$

Para aplicarle un control al modelo linealizado se le suma el punto de operación, a la señal de control de pequeña señal, y la salida de pequeña señal se le resta la velocidad deseada. Esto se muestra en la figura 2.6 [25].



**Figura 2. 6. Diagrama conceptual del modelo linealizado**

En este capítulo se describió el modelo del MSIP en el marco de referencia  $dq$  el cual es el más usado para el diseño de los diferentes tipos de controladores de posición y velocidad. También se obtuvo el modelo linealizado del motor. En el siguiente capítulo se expondrá la forma en que se diseñan los controladores más usados con este motor. Con base en estos se va a presentar resultados de simulación.



# Capítulo 3. Diseño de los Controladores de Velocidad para el MSIP

Existen varias formas de controlar la posición y velocidad del motor MSIP, los más usuales son el Control de Campo Orientado (FOC) y Control Directo de Par (DTC). Ambos controles se les denomina vectoriales ya que el voltaje que se le aplica al motor, cuando se proyectan en los ejes  $\alpha\beta$ , se les puede considerar como un vector. El método de control más popular de control vectorial es FOC [3]. En la literatura especializada existen una gran cantidad de trabajos para controlar a este motor, como son redes neuronales, lógica difusa, y controladores no lineales. En este capítulo se van a describir el diseño y la simulación de los controladores FOC y DTC, además se propondrá un controlador con base a la técnica de pasividad.

En los últimos años el Matlab/Simulink se ha posicionado como una herramienta para la simulación de sistemas de control aplicados a diferentes áreas y en particular en la de electrónica de potencia. El que sea gráfico lo hace una herramienta muy versátil que permite el entender en forma visual la forma en que trabaja [37]. Sin embargo existen simuladores matemáticos, como el SIMNON, con los cuales es el modelo del sistema se especifica en archivos de texto.

SIMNON es un programa que resuelve ecuaciones diferenciales y en diferencias en forma numérica. Por tanto es capaz de simular el comportamiento de sistemas continuos y sistemas discretos representados mediante ecuaciones en diferencias. Ha sido utilizado en muchas universidades del mundo para apoyo en educación e investigación en disciplinas como el Control Automático, Biología, Ingeniería Química, Economía, Ingeniería Eléctrica, etc. También SIMNON ha sido utilizado en la industria para la Simulación de Sistemas de Control [39]. Los controladores que se abordan en este capítulo se van a simular en Simnon y Matlab/Simulink.

## 3.1 Control de Campo orientado

La operación de un motor sin escobillas de Imanes Permanentes se basa en la conversión de la energía eléctrica a energía magnética, y entonces de energía magnética en energía mecánica. Es posible generar un campo magnético rotatorio por la aplicación de tensiones sinusoidales a las 3 fases del estator de un motor trifásico. Las corrientes resultantes son sinusoidales en las bobinas y genera la rotación flujo del estator. La rotación del eje del rotor es entonces creado por la atracción del flujo del rotor permanente con el flujo del estator [35].



El control de Campo Orientado (FOC por sus siglas en inglés) es el controlador más usado en motores de corriente alterna, también a veces es referido como el control de vectores en la literatura europea. El FOC se utiliza para controlar el par de un motor. Si desea controlar la velocidad o la posición, es necesario añadir lazos de control separados, ya que este controlador no los puede regular directamente. Sus principales ventajas, con respecto a otras técnicas de control de motores de CA, son un funcionamiento suave combinado con una rápida respuesta transitoria [36].

El principio de cómo opera FOC es relativamente fácil de entender. Si se tiene un motor de CA trifásico, cuando se controlan adecuadamente las corrientes sinusoidales en tiempo real, pueden crear un patrón de flujo magnético rotatorio suave, donde la frecuencia de rotación es la misma que las ondas sinusoidales. Si se coloca un rotor magnetizado dentro de la carcasa del estator, la atracción magnética entre el flujo giratorio del estator y los imanes de rotor hacen que el rotor siga esta rotación. El ángulo entre el flujo del imán y el flujo del estator se llama ángulo de carga, en la figura 3.1(a) se muestra la gráfica del ángulo de carga vs par. Cuando el ángulo de carga es de  $90^\circ$  el motor genera el par máximo para una cantidad dada de corriente de la bobina del estator. De esta forma se puede conseguir una torsión hacia la izquierda o derecha a medida que el ángulo relativo sea de  $\pm 90^\circ$ .

No es posible controlar instantáneamente el eje de los imanes del rotor para que sean  $\pm 90^\circ$  con respecto al ángulo del flujo del estator, pero si se puede controlar instantáneamente el ángulo del flujo del estator, para que sea de  $\pm 90^\circ$ , con respecto al eje de los imanes del rotor (el eje  $d$ ). Por lo cual se necesita saber dónde está el eje  $d$  (y por lo tanto, donde se encuentra el ángulo del flujo del rotor). Con esta información, se controlan las corrientes en el motor para producir un vector de flujo del estator que este  $90^\circ$  con respecto al eje del flujo (el eje de  $90^\circ$  es el eje  $q$  o eje "cuadratura"). Cuando el motor está girando, el eje  $d$  también está girando, por lo cual hay que actualizar constantemente las corrientes del estator para que se tenga el desfase de  $90^\circ$ . Si se necesita más par, se tiene que aumentar la intensidad del flujo del estator. En la figura 3.1(b) se muestran los ejes de los flujos.

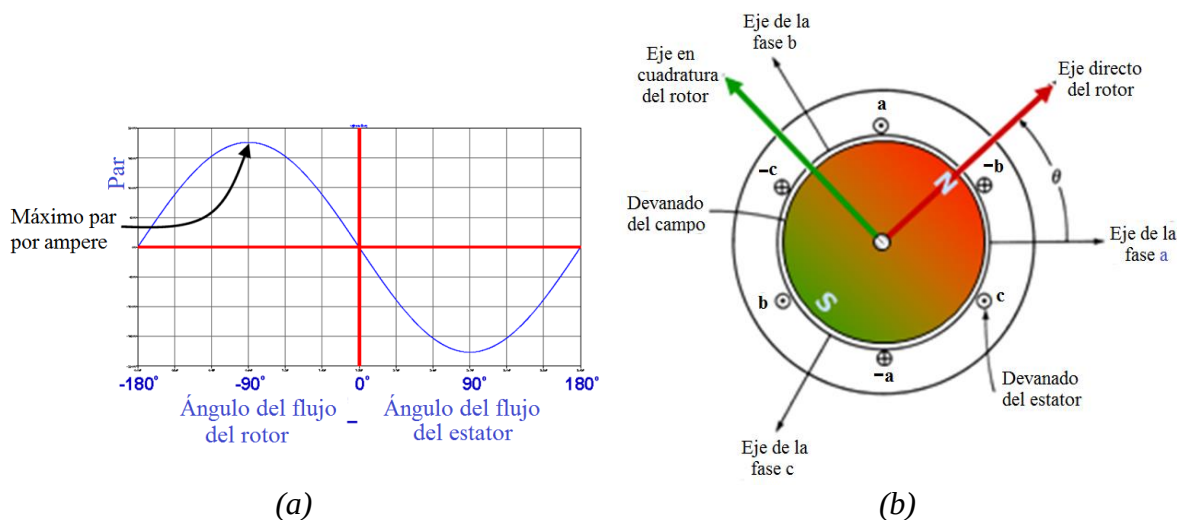
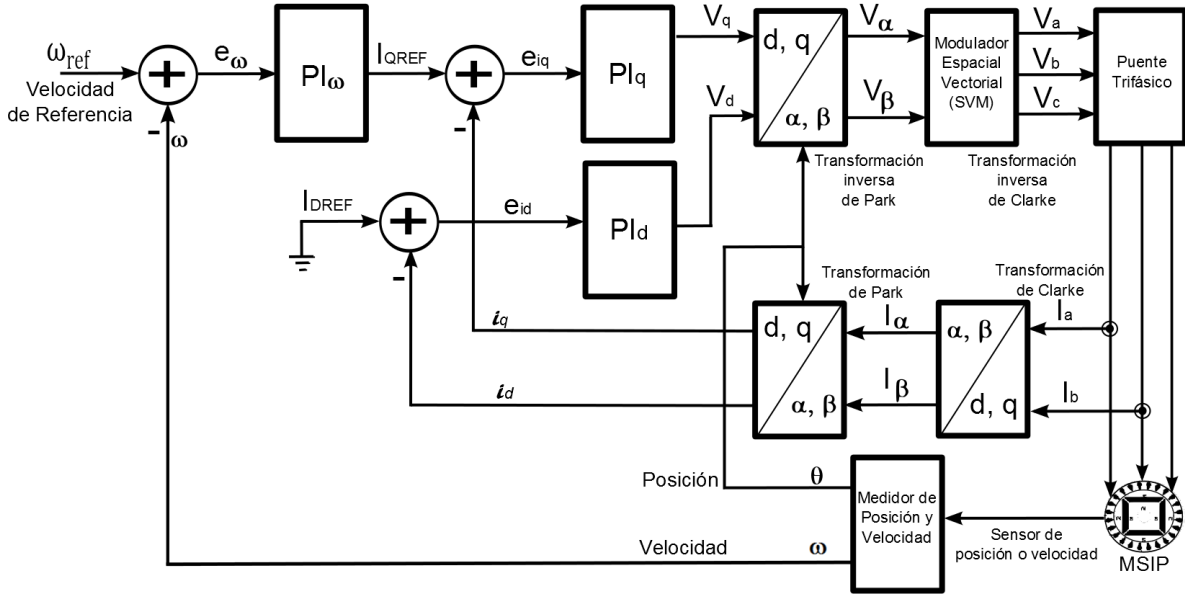


Figura 3. 1. (a) Distribución del ángulo de carga vs par. (b) Interacción de los flujos en el rotor y estator

El control de campo orientado hace que el ángulo de carga sea de  $\pm 90^\circ$  y en la figura 3.2 se muestra el diagrama a bloques. Los módulos que lo conforman son: Tres controladores proporcional integral (PI), el inversor, las transformadas de Clarke, Park y sus inversas, el medidor de posición y velocidad y el inversor trifásico. La forma en que funciona el FOC es que el inversor genera el voltaje deseado, en función de los controladores PI, y el cálculo de las transformadas inversas de Clarke y Park para generar los voltajes trifásicos que se le aplican al MSIP; la corriente del motor se mide en 2 fases, ya que es un sistema balanceado la tercera se puede estimar. A las corrientes se le aplican la transformada de Clarke y Park para usarlas como entradas a los controladores PI. La posición y velocidad se miden con un encoder o un resolver.



**Figura 3. 2. Diagrama a bloques del control de campo orientado**

El primer controlador PI toma como entrada el error de velocidad ( $e_\omega$ ), que es la resta de la velocidad deseada ( $\omega_{ref}$ ) con la velocidad del MSIP ( $\omega$ ), a su salida se tiene la corriente deseada en q ( $I_{QREF}$ ); la ecuación (3.1) y (3.2) son las de este controlador. La entrada del segundo controlador PI es el error de corriente en q ( $e_{iq}$ ), que es la resta de  $I_{QREF}$  y la corriente medida en q ( $i_q$ ), su salida es el voltaje en el eje d ( $V_d$ ); la ecuación (3.3) y (3.4) son las de este controlador. El tercer controlador tiene como entrada el error de corriente en d ( $e_{id}$ ), que es la resta de la corriente deseada en d ( $I_{DREF}$ ), y su salida configura el voltaje en d ( $V_d$ ); las ecuaciones (3.5) y (3.6) son las de este controlador. En el último controlador  $I_{QREF} = 0$  y con esta condición se hace que el ángulo de carga sea de  $90^\circ$ .

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (3.1)$$

$$I_{QREF} = k_{p\omega} e_\omega + k_{i\omega} \int_0^t e_\omega dt \quad (3.2)$$

$$e_{iq} = I_{QREF} - i_q \quad (3.3)$$

$$V_q = k_{pq}e_{iq} + k_{iq} \int_0^t e_{iq} dt \quad (3.4)$$

$$e_{id} = I_{DREF} - i_d = -i_d \quad (3.5)$$

$$V_d = k_{pd}e_{id} + k_{id} \int_0^t e_{id} dt \quad (3.6)$$

Cada controlador usa una ganancia de proporcional y una integral, que son los términos que multiplican al error y la integral respectivamente. Para el controlador de la ecuación (3.2) las ganancias son  $k_{p\omega}$  y  $k_{i\omega}$ , para el de la ecuación (3.4)  $k_{pq}$  y  $k_{iq}$  y para la (3.6)  $k_{pd}$  y  $k_{id}$  respectivamente. Es importante recalcar que a pesar de que el modelo del motor es no lineal, se consigue regular la velocidad con controladores clásicos, por lo que es necesario el desarrollar trabajo para la sintonización de estos controladores.

### 3.2 Diseño del controlador de campo orientado

Para el cálculo de las ganancias del controlador se va usar el método descrito en [29]. El objetivo de control es hacer que  $i_d = 0$ , con la cual se consigue el par máximo. El objetivo de control es tener un error de cero en estado permanente, y una respuesta rápida en los transitorios con un tiempo de estabilización y sobretiro pequeños. Se usa el margen de fase para encontrar la ganancia de los controladores. El inversor se considera que es de PWM con modulación sinusoidal que opera en la región lineal, con estas condiciones la ganancia del inversor ( $K_{pwm}$ ) se calcula con la ecuación (3.7), donde  $V_{CD}$  es el voltaje del bus de CD [29].

$$K_{pwm} = \frac{V_{CD}}{1/\sqrt{3}} \quad (3.7)$$

La dinámica del controlador PI, para generar  $V_d$  y  $V_q$ , debe ser más rápida que para el controlado de velocidad. Se propone un margen de fase de  $90^\circ$ , lo cual se consigue haciendo que la ganancia integral del lazo en  $i_q$  sea (3.8), donde  $\omega_{ciq} = 2\pi f_{ciq}$  es la frecuencia de corte del lazo del controlador de la corriente en q, que debe ser mucho menor a la frecuencia de conmutación del inversor [29]. Las unidades de  $\omega_{ciq}$  están en rad/s y  $f_{ciq}$  en Hz.

$$k_{iq} = \frac{\omega_{ciq} R}{K_{pwm}} \quad (3.8)$$

La ganancia proporcional de este mismo lazo se calcula con la ecuación (3.9) [29].

$$k_{pq} = \frac{k_{iq} L_0}{R} \quad (3.9)$$

La ganancia proporcional e integral del lazo de la corriente en  $d$  son las mismas que las que se usan en el controlador en  $q$ , es decir:

$$\begin{aligned} k_{id} &= k_{iq} \\ k_{pd} &= k_{pq} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para el cálculo de las ganancias del controlador de velocidad, se usa el margen de fase  $mf_\omega$ , y estas son función de los parámetros del motor como se muestra en la ecuación (3.11). El ancho de banda de este controlador  $\omega_{c\omega} = 2\pi f_{c\omega}$ , debe ser menor que la frecuencia de corte de los controladores de las corrientes [29].

$$\begin{aligned} k_{i\omega} &= \frac{2J\omega_{c\omega}^2}{3P^2\Psi_{PM}} |\cos(mf_\omega - 180^\circ)| \\ k_{p\omega} &= \frac{2J\omega_{c\omega}}{3P^2\Psi_{PM}} |\sin(mf_\omega - 180^\circ)| \end{aligned} \quad (3.11)$$

El motor usado es de la firma *Anaheim Automation* modelo EMJ-04APA22. Sus parámetros más importantes se muestran en la tabla 3.1. Su potencia máxima es de 400 W, voltaje máximo de 200 V, corriente máxima de 2.7 A y par máximo 1.27 Nm.

**Tabla 3.1. Parámetros del motor**

| Parámetro                               | Valor                      |
|-----------------------------------------|----------------------------|
| Voltaje del bus $V_{DC}$                | 180 V                      |
| Par de polos $P$                        | 4                          |
| Magnetización de los Imanes $\Psi_{PM}$ | 0.0256 Wb                  |
| Momento de Inercia $J$                  | 0.000031 kg/m <sup>2</sup> |
| Resistencia $R$                         | 2.35 $\Omega$              |
| Inductancia en $d$ $L_d$                | 0.0065 H                   |
| Inductancia en $q$ $L_q$                | 0.0065 H                   |
| Fricción Viscosa $B$                    | 0.0038 Ns                  |
| Encoder                                 | 2500 ppr                   |
| Velocidad máxima                        | 3000 rpm                   |

Para el diseño del controlador se van a considerar una frecuencia de corte para el lazo de corriente y velocidad de  $f_{ciq} = 200\text{Hz}$  y  $f_{c\omega} = 20\text{Hz}$ . El margen de fase de los controladores de corriente es de  $90^\circ$  y para el de velocidad de  $60^\circ$ . Con estas condiciones se garantiza que la dinámica del sistema de corrientes sea mayor a la de la velocidad. Usando estos parámetros, las ganancias del controlador se muestran en la ecuación (3.12).

$$\begin{aligned} K_{p\omega m} &= \frac{180V}{1/\sqrt{3}} = 311.7691 \\ k_{iq} &= \frac{\omega_{ciq}R}{K_{pwm}} = \frac{2\pi(200)2.35}{311.76} = 9.4721 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
k_{id} &= k_{iq} = 9.4721 \\
k_{pq} &= \frac{k_{iq}L_0}{R} = \frac{9.4721(0.0065)}{2.35} = 0.0262 \\
k_{pd} &= k_{pq} = 0.0262 \\
k_{i\omega} &= \frac{2J\omega_{c\omega}^2}{3P^2\Psi_{PM}} |\cos(mf_{\omega} - 180^\circ)| = \frac{2(0.000031)(2\pi 20)^2}{2(4)^2(0.0256)} |\cos(60^\circ - 180^\circ)| \\
&= 0.3984 \\
k_{p\omega} &= \frac{2J\omega_{c\omega}}{3P^2\Psi_{PM}} |\sin(mf_{\omega} - 180^\circ)| = \frac{2(0.000031)(2\pi 20)}{2(4)^2(0.0256)} |\sin(60^\circ - 180^\circ)| \\
&= 0.0055
\end{aligned} \tag{3.12}$$

### 3.3 Simulación del control de campo orientado

El código del programa en Simnon se muestra en el apéndice A. El nombre del archivo es FOCTexas.T y coincide con la declaración puesta en la primera línea. Las variables de estado que describen el modelo del motor son *id*, *iq* para las corrientes, *teta* para la posición eléctrica del rotor, *iew*, *ivd* e *ivq* para la parte integral de los lazos de control de corriente y voltaje en *d* y *q*. Estas variables se declaran con las directivas STATE y su derivad con la directiva DER, para ello se les pone un prefijo d a cada una de las variables. Para graficar los voltajes en tiempo se programaron las transformadas inversas de Park, ya que todo el sistema trabaja en un archivo de tiempo continuo. Para que automáticamente se haga la simulación, en la misma tabla se tiene el macro MACFOC.T el cual carga el sistema con la instrucción `syst FOCTexas`, el tiempo de simulación es de 0 a 2 s con incrementos de 100  $\mu$ s, lo cual se declara con la instrucción `simu 0 2 1e-4`.

Después de editar los archivos de simulación se probaron varias condiciones de margen de fase y de ganancia, así como la frecuencia de corte, para los lazos de control de las corrientes y velocidad. Las mejores condiciones se consiguieron con  $f_{ciq} = 200$  Hz,  $f_{c\omega} = 20$  Hz y margen de fase de  $60^\circ$ . Las condiciones de la simulación se hicieron con una velocidad de referencia que varía de  $\pm 600$  rpm con un par de carga de 0.1 Nm y las ganancias calculadas con la ecuación (3.12).

En la figura 3.3(a) se muestra la velocidad de referencia ( $\omega_{ref}$ ) y la velocidad simulada ( $\omega$ ). Al inicio se tiene un sobretiro de 18 rpm que da un porcentaje de sobre tiro del 3%, con un tiempo de establecimiento de 10 ms. Este sobretiro es mayor a medida que el cambio es más brusco. En la figura 3.3(b) se muestra el voltaje de las fases a, b y c. Cuando la velocidad es de 600 rpm el voltaje es de 9 V, cuando esta es negativa el voltaje es de 5 V.

Para mostrar la relación de la velocidad y el voltaje aplicado se hizo un acercamiento en la velocidad en los tiempos en los que ocurre una transición. En la figura figuras 3.4(a) se observa el voltaje cuando la velocidad cambia de 600 rpm a -600 rpm, en ese caso la secuencia de fases cambia de abc a cba. En la figura 3.4(b) se muestra el voltaje cuando la velocidad cambia de -600 rpm a 600 rpm, en ese caso la secuencias de fases cambia de cba a abc.

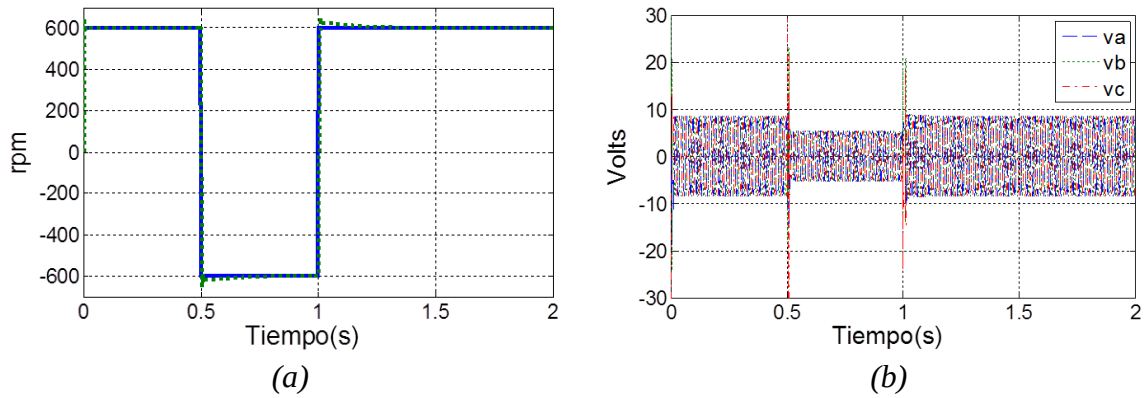


Figura 3.3. (a) Velocidad de referencia y simulada en rpm. (b) Voltajes de las fases a, b y c

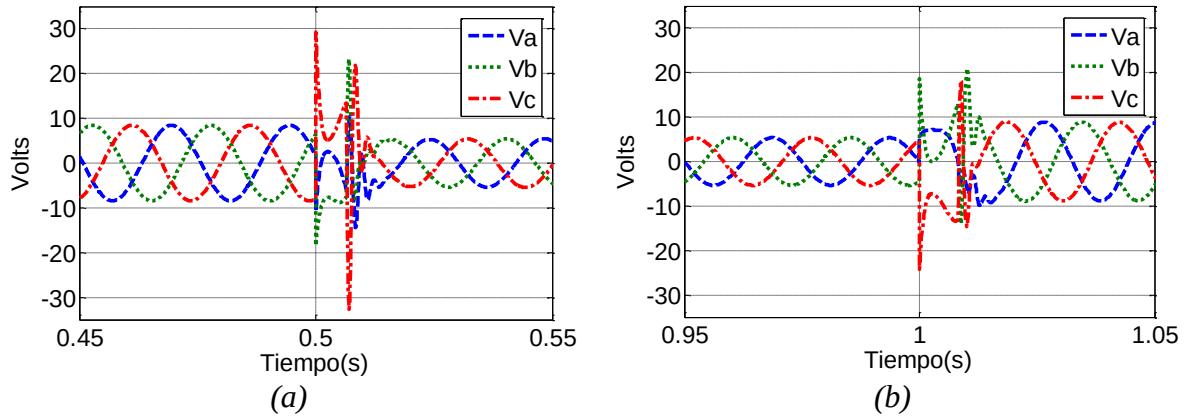


Figura 3.4. (a) Voltaje de las fases en el rango de 0.45s a 0.55s. (b) Voltajes de las fases en el rango de 0.95s a 1.05s

En la figura 3.5(a) se muestra la gráfica de los voltajes  $V_d$  y  $V_q$ , y en la 3.5(b) las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ . Como se puede ver en ambos casos ante condiciones estables de velocidad se tiene valores constantes, cuando ocurren cambios hay transitorios y se vuelve a tener un valor estable.

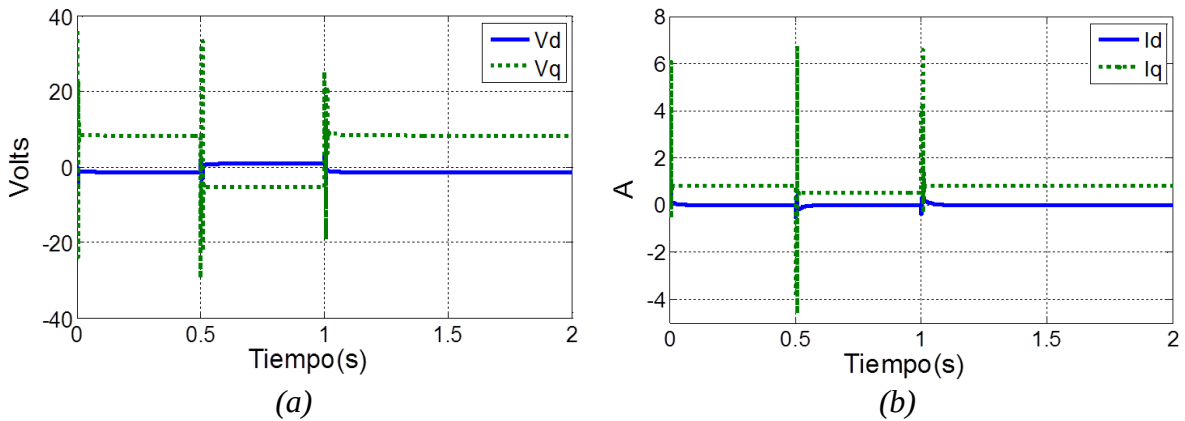


Figura 3.5. (a) Voltajes en d y q. (b) Corriente en d y q

### 3.3.1 Simulación en Matlab del control de campo orientado

La implementación del controlador FOC en Matlab/Simulink se muestra en la figura 3.6. Como se puede ver existe una interpretación visual mucho mejor que como se define en Simmon. Sin embargo, en cada módulo existe mucha información, que si no se cuenta con el código fuente, es muy difícil de saber qué es lo que tiene en cada uno de ellos. Para la simulación del inversor, en la librería Simpower, se tiene definido este módulo y hay que definir el tipo a usar, la entrada de control son los voltajes deseados de cada fase (a, b y c), y con ello genera los tiempo de conmutación de cada transistor para lograr el voltaje trifásico deseado. El voltaje de alimentación se simula con una fuente de voltaje de CD en serie con un circuito RC, que es una configuración típica en una fuente. La planta se define en el módulo llamado PMSM\_Circuit\_Model, tiene como entradas los voltajes de fase y la salida son el Par electromagnético, la velocidad y la posición.

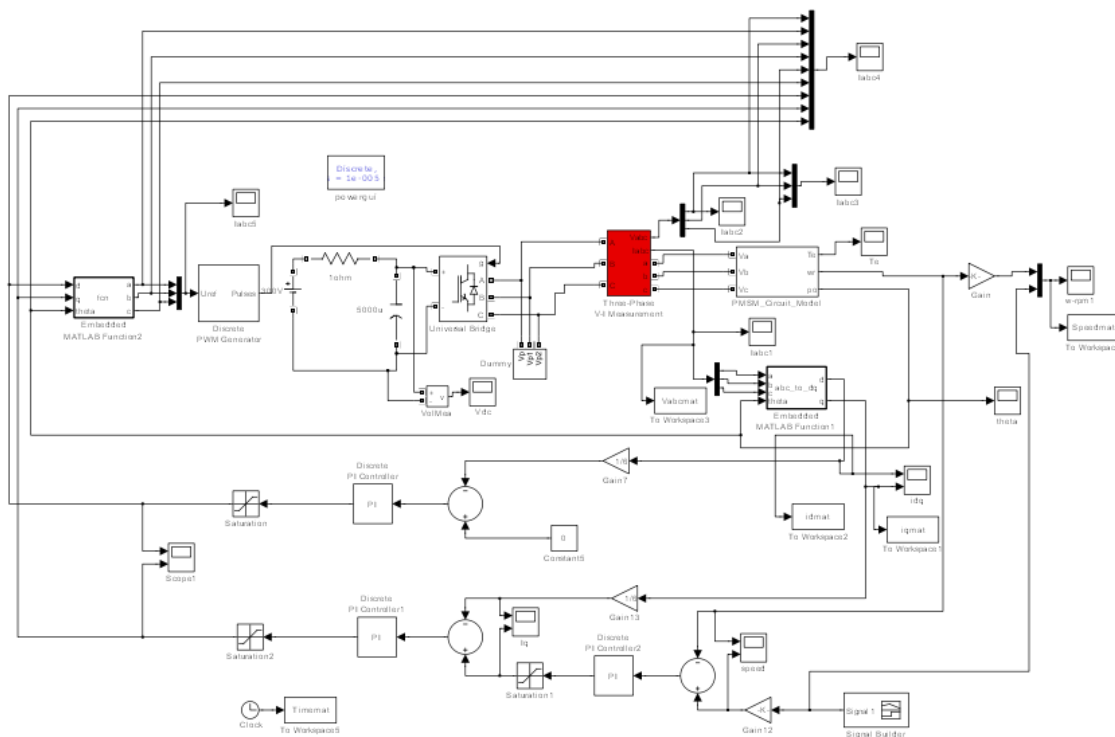


Figura 3. 6. Diagrama a bloques del controlador FOC en Matlab/Simulink

Los controladores PI se hacen con módulos predefinidos en Matlab a los cuales se les define las ganancias. A la salida de estos controladores se ponen funciones de saturación con valores de  $\pm 1$ , ya que el módulo del inversor recibe como valores máximos este rango de datos. Las variables más importantes se guardan en arreglos para que se grafiquen usando un programa en Matlab. Todos los parámetros del motor así como las ganancias del controlador se definieron como variables dentro del modelo de Simulink, y sus valores se especificaron en un archivo de configuración con extensión .m, lo cual da la flexibilidad de poder usar este modelo a diferentes motores, sin necesidad de tener que editar el archivo del modelo.

En la figura 3.7(a) se muestra la respuesta de la velocidad y los voltajes de fase. La velocidad deseada es de  $\pm 600$  rpm, partiendo de cero se alcanza la velocidad deseada en 0.1s y se mantiene con oscilaciones, cuando cambia a -600 no logra alcanzar la velocidad deseada. Cuando nuevamente la velocidad deseada es de 600 rpm tampoco se la velocidad es mayor a la deseada. Como se puede ver los resultados obtenidos con Matlab son diferentes a los que se tuvieron con Simnon, lo cual se debe a que en Simnon se usa un modelo idealizado del inversor y en el modelo de Matlab se simulan los efectos de los transistores. En la figura 3.7(b) se muestra los voltajes del inversor, y como se puede ver cambia rápidamente, ya que genera los voltajes usando la técnica de Modulación vectorial espacial (SVM).

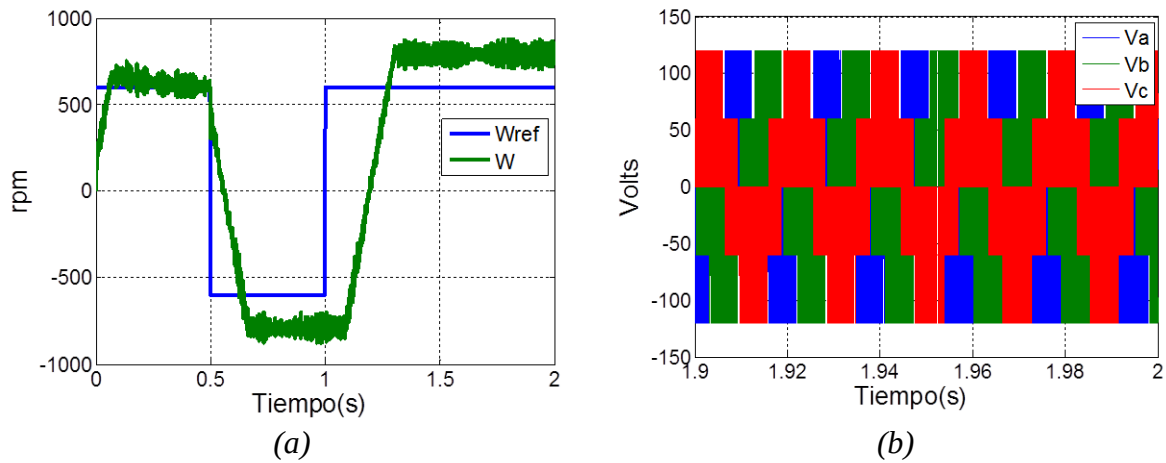


Figura 3. 7. Velocidad deseada y simulada. (b) Voltajes de fase

En la figura 3.8(a) y (b) se muestran los voltajes  $V_d$  y  $V_q$  y las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ . Como se puede ver su magnitud es mucho mayor que la obtenida en Simnon y las corrientes no se estabilizan en ningún valor constante como se tuvieron anteriormente. Este efecto se debe a que en Simnon se usa un modelo lineal del inversor usando las transformadas inversas de Clarke y Park y en el modelo del Matlab/Simulink se simula los tiempos de conmutación del inversor.

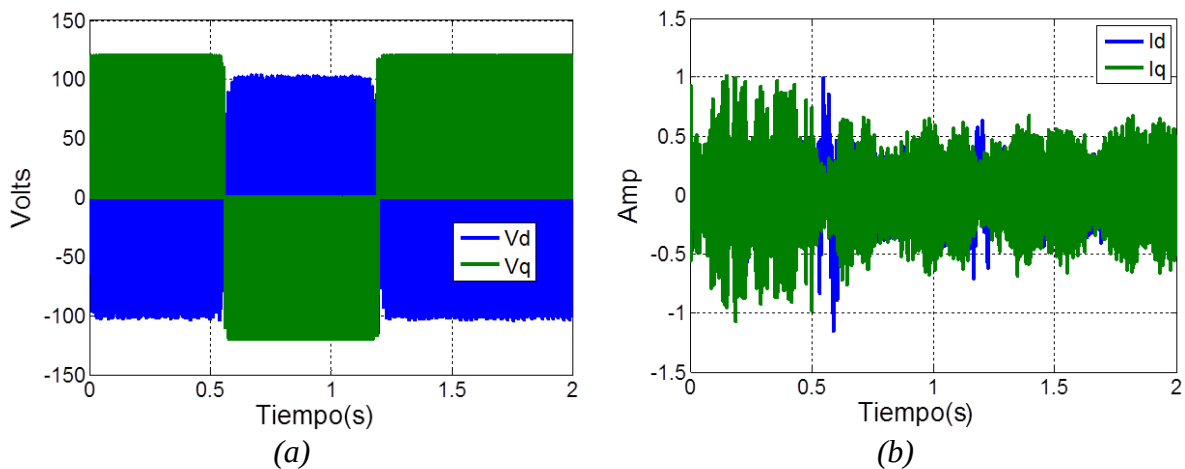


Figura 3. 8. (a) Voltajes  $V_d$  y  $V_q$ . (b) Corrientes en d y q



### 3.4 Control directo de par

El control directo de par o DTC inicialmente fue usado para el control de motores de inducción, pero ha mostrado muy buenos resultados en el control de motores MSIP. Su principio de operación se basa en seleccionar el vector de voltaje que se le aplica al estator, en función de las diferencias entre el par de referencia y el actual, así como el flujo magnetizante [4]. Cuando se requiere de un control de velocidad se incluye un controlador PI cuya entrada es el error de velocidad y la salida es el par deseado. En este control no se requiere conocer los parámetros del motor, con excepción de la resistencia del estator, además de que no necesita de un modulador PWM para el inversor. Al inicio se condiciona el conocer la posición inicial del rotor y una vez que está en funcionamiento, se estima a partir de las mediciones de los flujos, por lo que este tipo de controlador intrínsecamente es de tipo "sensorless".

El control DTC aplica el vector de voltaje que requiere el motor en función de donde se encuentra localizado el rotor. La posición del rotor es función del flujo generado por los campos del estator y la posición inicial. Una vez que se tiene esta información se le aplica el vector de voltaje adecuado para aumentar o disminuir el par o el flujo magnético. Todos estos cálculos se realizan en el eje de referencia  $\alpha\beta$ . El flujo magnético en  $\alpha$  y  $\beta$  ( $\varphi_\alpha$  y  $\varphi_\beta$ ) es función del voltaje  $v_\alpha$  y  $v_\beta$ , así como la corriente  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  como se muestra en la ecuación (3.13).

$$\begin{aligned}\varphi_\alpha(t) &= \int_{t_0}^t [v_\alpha - Ri_\alpha]dt + \varphi_\alpha(t_0) \\ \varphi_\beta(t) &= \int_{t_0}^t [v_\beta - Ri_\beta]dt + \varphi_\beta(t_0) \\ \varphi_s &= |\varphi_s|e^{j\theta} = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} e^{j\tan^{-1}(\varphi_\beta/\varphi_\alpha)}\end{aligned}\tag{3.13}$$

El único parámetro que se requiere conocer es la resistencia del embobinado  $R$  así como el estado inicial del flujo ( $\varphi_\alpha(t_0)$  y  $\varphi_\beta(t_0)$ ). Ambos flujos como son ortogonales se pueden representar como un vector de magnitud  $|\varphi_s|$  y ángulo de fase  $\theta$  la cual en condiciones de estado estable corresponde a la posición del rotor.

El par electromagnético generado por el rotor  $\tau_e$ , es función del par de polos, las corrientes y los flujos en el sistema de referencia  $\alpha\beta$  (ecuación 3.14).

$$\tau_e = \frac{3}{2}P[\varphi_\alpha i_\beta - \varphi_\beta i_\alpha]\tag{3.14}$$

En la figura 3.9 se muestra el diagrama a bloques del control DTC. Intrínsecamente sirve para el control de par o del flujo (para este último el flujo deseado es el del imán), sin embargo si se quiere controlar la velocidad se incluye un control PI para convertir la velocidad deseada ( $\omega_d$ ) en el torque deseado ( $T_{ed}$ ). El error de torque ( $e_T = T_{ed} - \tau_e$ ) es la diferencia entre el par deseado y el calculado con la ecuación (3.14). El error de flujo, es la diferencia entre el flujo del imán y el calculado con la ecuación (3.13),  $e_\varphi = \Psi_{PM} - |\varphi_s|$ .

Los errores entran a comparadores de histéresis con una banda (Bflux) para el flujo y (Btorque) para el par, sus salidas son 0 o 1. La salida de los comparador son  $\tau$  y  $\phi$  para el comparador de par y flujo respectivamente.

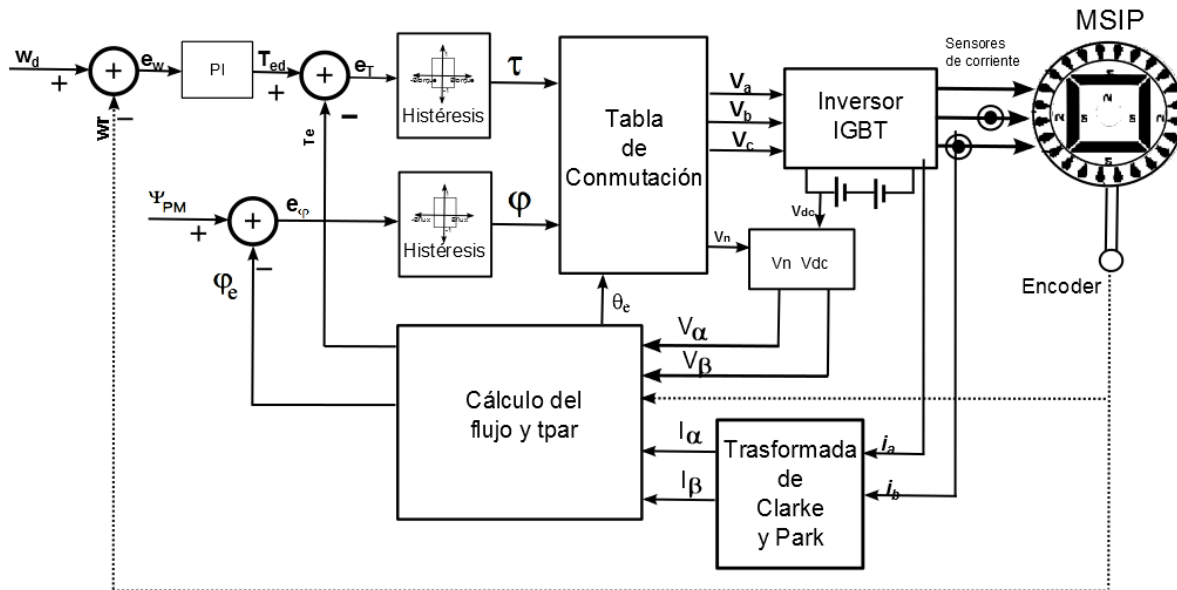


Figura 3. 9. Diagrama a bloques del control directo de par

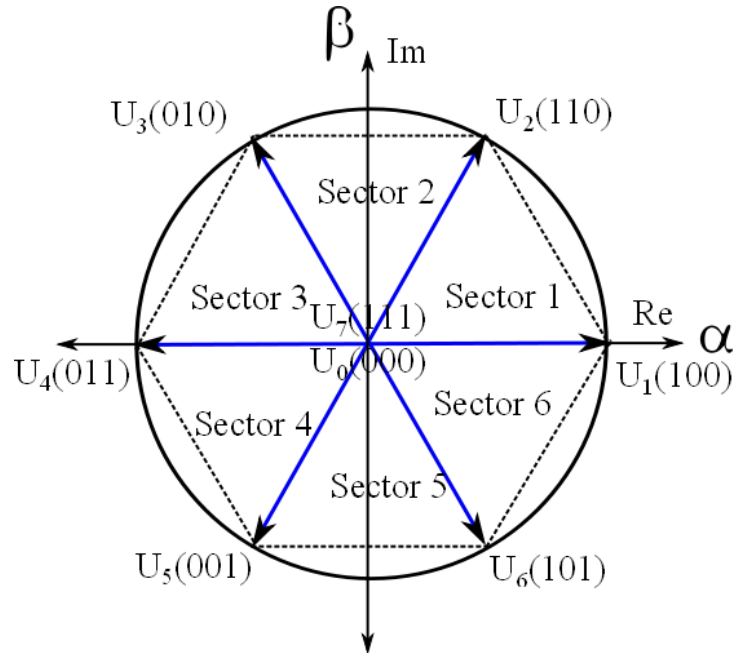
El voltaje que el inversor aplica al motor es función del sector donde se encuentra el rotor y el valor de  $\tau$  y  $\phi$ . Se calcula por medio de tablas de conmutación que especifican el vector de voltaje a usar (de  $U_1$  a  $U_6$ ). Una vuelta completa del rotor se divide en  $360^\circ$  por lo que se tienen 6 sectores de  $60^\circ$ , como se muestra en la figura 3.10, la cual esta referenciada al sistema  $\alpha\beta$ . La tabla 3.2 corresponde a la tabla de conmutación. Si se supone que el eje del rotor se encuentra en el sector 1, y si la salida del comparador es  $\phi=1$  y  $\tau=1$ , el vector de voltaje que se aplica es  $U_2$ , pero si el torque fuera  $\tau=0$ , el vector a aplicar es  $U_6$ . De la misma manera se explica para los otros casos.

Tabla 3.2. Tabla de conmutación para el inversor

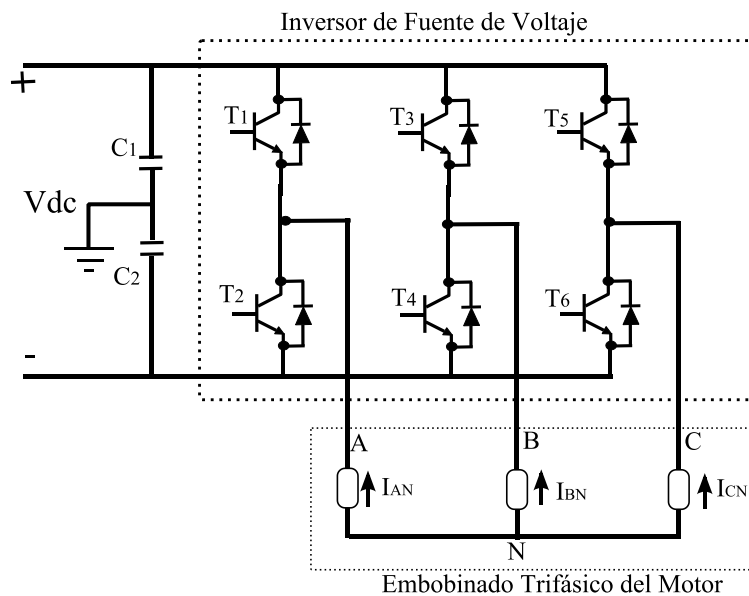
| $\phi$ | $\tau$ | $\theta$ (Sector) |             |             |             |             |             |
|--------|--------|-------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
|        |        | $\theta(1)$       | $\theta(2)$ | $\theta(3)$ | $\theta(4)$ | $\theta(5)$ | $\theta(6)$ |
| 1      | 1      | $U_2$             | $U_3$       | $U_4$       | $U_5$       | $U_6$       | $U_1$       |
|        | 0      | $U_6$             | $U_1$       | $U_2$       | $U_3$       | $U_4$       | $U_5$       |
| 0      | 1      | $U_3$             | $U_4$       | $U_5$       | $U_6$       | $U_1$       | $U_2$       |
|        | 0      | $U_5$             | $U_6$       | $U_1$       | $U_2$       | $U_3$       | $U_4$       |

El inversor trifásico, para motores, normalmente se realiza con seis transistores IGBT's, alimentados con una fuente de voltaje de CD que se convierte a un voltaje trifásico. Consta de 3 ramas y cada rama tiene 2 transistores, como se muestra en la figura 3.11. En una rama, cuando el transistor de la parte superior se enciende el de abajo está apagado y se pone como 1, cuando el de abajo esta encendido el de la parte superior se apaga y se pone

como 0. Como se tienen 3 posibilidades de encendido se tienen 8 combinaciones diferentes, a cada una de ellas se le llama vector, de éstas solo 6 tienen una diferencia de potencial en el motor diferente de cero volts. Cuando todos los transistores de la parte superior están encendidos y los de abajo están apagados la diferencia de potencial aplicada a las fases del motor son cero, lo mismo sucede cuando se encienden todos los transistores de abajo.



**Figura 3. 10. Gráfica de Vs en el eje de referencia  $\alpha\beta$**



**Figura 3. 11. Puente de IGBT's del inversor**

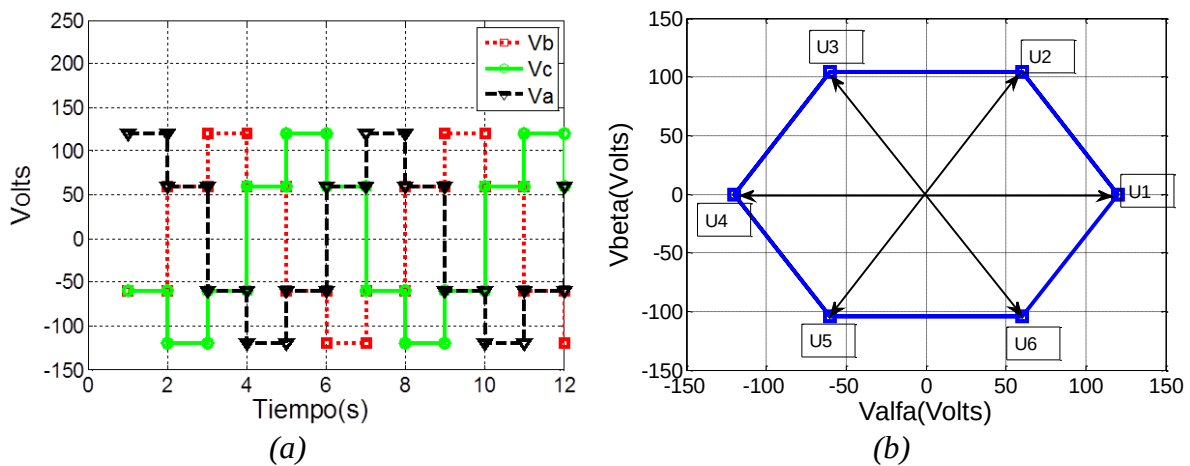
Cuando a los voltajes del inversor se le aplica la transformada de Clarke y se grafican en los ejes de referencia  $\alpha\beta$ , se muestran como vectores de la figura 3.10, entre paréntesis se pone el estado de cada uno de los transistores. Para el inversor trifásico de la figura 3.11 la

rama uno es la que está a la izquierda, la rama 2 la de en medio y la rama 3 la de la derecha. Para el vector  $U_3$ , entre paréntesis se marca el estado del transistor de la parte superior de cada rama del puente, en este caso es (010), lo que indica que el transistor de la rama uno y 3 están apagados y el de la rama 2 esta encendido. En motores trifásicos el voltaje del bus de CD normalmente es de 180 V, 360 V o 440 V. Las salidas se toman en las uniones de las ramas como se muestra en la figura 3.11. En la tabla 3.3 se muestra el voltaje de cada fase para cada vector, así como el voltaje en los ejes  $\alpha\beta$  [40]. Para el vector  $U_1$ , los voltajes de la fase a, b y c son  $2V_{DC}/3$ ,  $-V_{DC}/3$  y  $-V_{DC}/3$  respectivamente, mientras que los voltajes en el eje  $\alpha\beta$  son  $2V_{DC}/3$  y  $0V$ .

**Tabla 3.3. Voltajes de salida del inversor para cada vector**

| Vector | $V_a$        | $V_b$        | $V_c$        | $V_\alpha$   | $V_\beta$          |
|--------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------------|
| $U_0$  | 0            | 0            | 0            | 0            | 0                  |
| $U_1$  | $2V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $2V_{DC}/3$  | 0                  |
| $U_2$  | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/3$   | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/\sqrt{3}$  |
| $U_3$  | $-V_{DC}/3$  | $2V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $V_{DC}/\sqrt{3}$  |
| $U_4$  | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/3$   | $-2V_{DC}/3$ | 0                  |
| $U_5$  | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $2V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/\sqrt{3}$ |
| $U_6$  | $V_{DC}/3$   | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/3$   | $-V_{DC}/\sqrt{3}$ |
| $U_7$  | 0            | 0            | 0            | 0            | 0                  |

Si se generan cada segundo los vectores de  $U_1$  a  $U_6$  se tiene la forma de onda de la figura 3.12(a), que corresponde a una voltaje trifásico discreto, esto se puede ver ya que el voltaje de la fase a esta adelantado  $120^\circ$  al voltaje de la fase b y  $240^\circ$  al voltaje de la fase c. Si a estos voltajes se le aplica la transformada de Clarke y se gráfica, el voltaje en alfa vs el voltaje en beta, se obtiene la figura 3.12(b). Como se puede ver, los voltajes forman un hexágono y cada esquina del mismo corresponde al vector  $U_1$  al  $U_6$ . El voltaje de bus es de 180 V por lo cual el voltaje de pico es de 120 V.



**Figura 3. 12. (a)Gráfica de los voltajes de los vectores en tiempo. (b) Gráfica de los vectores en alfa beta**

Una vez que se le aplica el voltaje al motor, se miden las corrientes de las fases a y b (por ser un sistema balanceado no se requiere medir la corriente en la fase c). Se le aplica la transformada de Clarke, con las ecuaciones (3.13) y (3.14) se estiman el flujo y el par. Finalmente con base en el par y flujo deseados se genera el nuevo vector a aplicar y con ello se cierra el lazo de control.

### 3.5 Simulación del control directo de par

La simulación del control DTC se hizo en Simnon y en Matlab/Simulink. Se realizó una búsqueda en la red y no se encontraron nada reportado sobre la simulación de este controlador en Simnon, en Matlab existen varios trabajos.

Simnon simula sistemas de tiempo continuo, tiempo discreto y combinado. Se puede definir macros para indicar el tipo de simulación a realizar y las variables a graficar. Cuando se define un sistema en varios archivos se usa uno de interconexión para especificar el flujo de datos entre ellos. Todos los archivos tienen extensión .T, por lo que para diferenciar su tipo usa un encabezado, los archivos de tiempo continuo usan CONTINUOUS, los de tiempo discreto DISCRETE, CONNECTING para los de interconexión y MACRO para los macros.

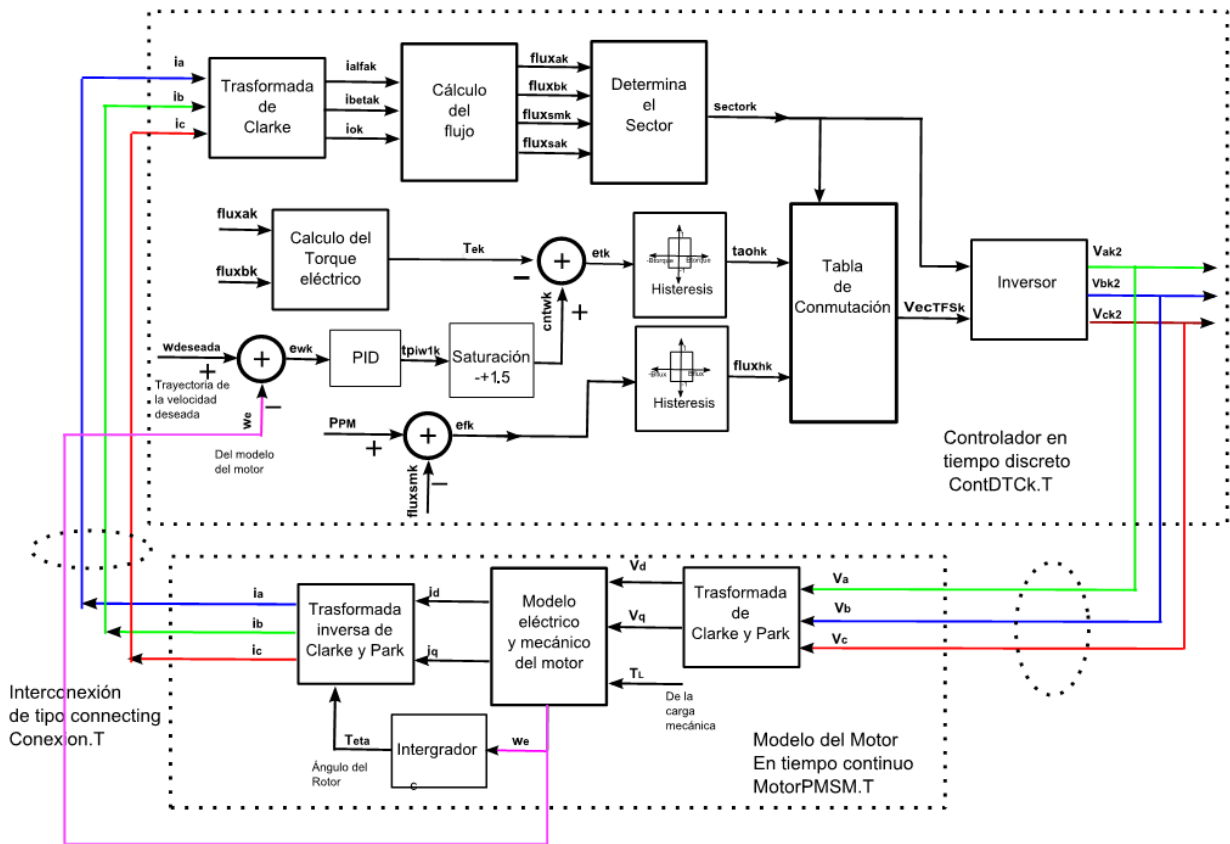
En la implementación del control DTC se usó un archivo de tiempo continuo para definir el modelo del motor, para el controlador DTC se usó un archivo de tiempo discreto. Simnon usa una representación en variables de estado, por lo cual el modelo del motor se tuvo que poner en esta forma, al igual que como se hizo en el control FOC. El controlador PI también se hizo en variables de estado de tiempo discreto. Se usaron 4 archivos para simular el DTC, los cuales se muestran en el apéndice B, estos son:

- `MotPMSM.T`. Este archivo implementa el modelo del motor. Recibe como entrada el voltaje de cada fase ( $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ ) y da como salida las corrientes de cada fase ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ) y la velocidad en rpm ( $w_{rpm}$ ). En esta parte también se define el par de carga ( $T_L$ ).
- `ContDTCK.T`. En este archivo se definen los bloques que conforman el control DTC. Recibe como entrada las corrientes de fase y la velocidad y envía la el voltaje de cada fase. También en esta parte se define la velocidad deseada ( $w_{desk}$ ). Para distinguir las variables de este archivo al final se usa la letra  $k$ .
- `Conexion.T`. En este archivo se define la conexiones de las señales que van a cada uno de los archivos que conforman el modelo más el control, que son los voltajes ( $V_{akk}$ ,  $V_{bkk}$  y  $V_{ckk}$ ), las corrientes ( $i_{akk}$ ,  $i_{bkk}$ , e  $i_{ckk}$ ) y la velocidad ( $w_{rpmkk}$ ). Se usa al final una doble  $k$  para distinguirlas. La forma en cómo se deben declarar, es en la parte derecha de la igualdad se pone de que archivo viene la variable y en la parte izquierda a donde va. Por ejemplo, la instrucción

$V_{akk}[\text{ModPMSM}] = V_{akk}[\text{ContDTCK}]$  indica que el voltaje  $V_{akk}$  del archivo  $\text{ContDTCK.T}$  va hacia la variable con el mismo nombre en el archivo  $\text{ModPMSM.T}$ .

- $\text{MacDTC.T}$ . Para facilitar la simulación y la gráfica de las señales se hizo esta macro, el cual es el que se ejecuta de la línea de comandos en Simnon.

En la figura 3.13 se muestra una representación gráfica de los bloques que se usaron para definir el controlador DTC en Simnon. Cada módulo tiene el nombre de las variables en las entradas y las salidas, el cual corresponde al que está definido dentro del archivo. Se usan líneas punteadas para delimitar los módulos que están en cada archivo, las líneas de colores representan el flujo de señales de y hacia dónde van.



**Figura 3. 13. Diagrama a bloques conceptual de la implementación DTC en Simnon**

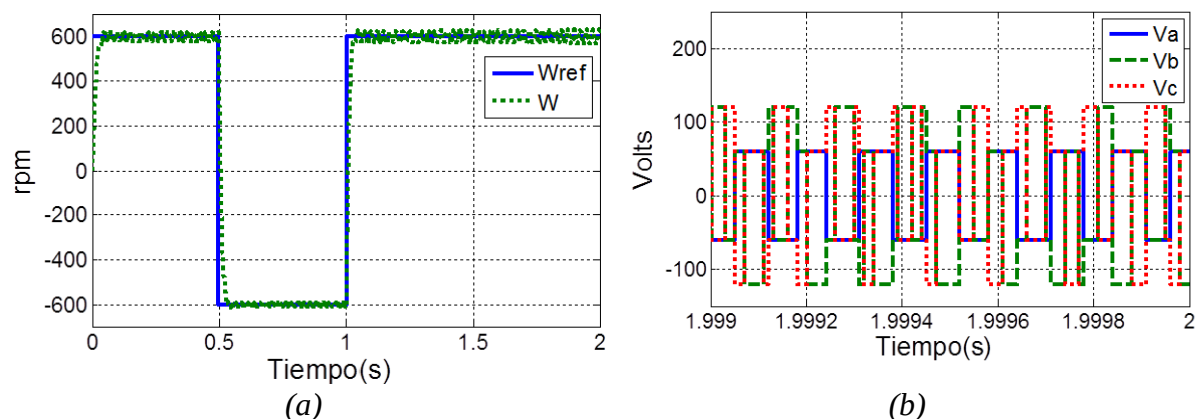
El principal problema que se tuvo para implementar el control DTC fue que Simnon no tiene forma de definir tablas, solo la función IF ELSE, así como funciones booleanas. Por tal motivo se tuvo que emplear ambas en conjunto para que se pudiera realizar la tabla de los vectores. Lo mismo sucedió para definir los voltajes del inversor. Para la histéresis se usaron el estado actual y anterior con el fin de que se pudiera tener memoria y realizar esta función.

El controlador PI se hizo con una variable de estado de tiempo discreto, las cuales guardan el valor anterior. Para hacer este controlador se necesita calcular la integral del error, que es

el área bajo la curva, y se hizo con sumas de Riemann. Para el área la variable actual es  $intw_k$  y la de tiempo anterior  $intw_{k-1}$ . Las ganancias del mismo se sintonizaron por el método de respuesta en frecuencia, para lo cual se obtuvo un modelo linealizado del motor, despreciando la componente de secuencia cero. Se definió un margen de fase de  $60^\circ$  y una frecuencia de corte 2 Hz, partiendo de estos valores se ajustó hasta que su tuvieron resultados estables. Con estas consideraciones las ganancias proporcional e integral usadas fueron  $k_p=0.00055$  y  $k_i=0.1$ , en el programa estas variables son ( $k_{pw}$  y  $k_{iw}$ ). Para evitar que se desbordara la señal de control, se implementó una saturación de  $\pm 1.5$ , se usó este valor ya que el par máximo que genera el motor es de 1.25 Nm.

Una vez que se hizo funcionar el controlador sin errores, se observó que es necesario usar un tiempo de muestreo menor a  $90 \mu s$  y el mejor resultado se obtuvo cuando este fue de  $10 \mu s$ . Cuanto el tiempo de muestreo es muy grande no converge la simulación. El ancho de la banda de histéresis para el flujo ( $B_{flux}$ ) y para el par ( $B_{torque}$ ) fue el mismo de 0.001, aunque se observó que cuando ésta fue menor a 0.01 el control DTC trabajaba sin problemas. Si era mayor a este valor ya no seguía la velocidad deseada y se volvía inestable. Se exportaron los datos y se hizo un programa en Matlab para realizar las gráficas, ya que las gráficas Simnon no tienen buena calidad para generar un reporte. La condición inicial del flujo se consideró que el rotor se encontraba en el sector 1. El par de carga usado fue de 0.1 Nm.

En la figura 3.14(a) se muestra la gráfica de velocidad deseada ( $W_{ref}$ ) y la respuesta de la velocidad obtenida con el control DTC ( $W$ ), la velocidad deseada es de  $\pm 600$  rpm y el valor promedio de la velocidad obtenida se mantiene en ese rango, sin embargo tiene oscilaciones de  $\pm 20$  rpm, con lo cual se tiene un error máximo de  $\pm 3.3\%$ . En la figura 3.14 (b) se muestra la gráfica de los voltajes de fase, como se discutió en la parte del inversor estos son discretos, si se gráfica todo el tiempo no se alcanzan a apreciar las diferencias, por tal motivo se acotó el rango de tiempo de 1.999 s a 2 s, con lo cual se observan los tres voltajes discretos, que es lo que se espera del sistema.



**Figura 3. 14. (a) Velocidad de referencia y simulada. (b) Voltajes de las fases a, b y c**

Los voltajes en  $dq$  no se incluyeron porque son muy ruidosos, en su lugar se puso la gráfica de los voltajes en  $\alpha\beta$  los cuales están en la figura 3.15(a). Como se puede ver se forman el

hexágono que se describió en la parte del inversor, se trabajó con un voltaje de bus de 180 V. En la figura 3.15(b) se muestra la gráfica de las corrientes en  $dq$ , la corriente en  $d$  oscila alrededor de 0 A, igual que en el control FOC y la corriente en  $q$  oscila alrededor de 2.5 A. Esto cambió cuando la velocidad deseada es -600 rpm.

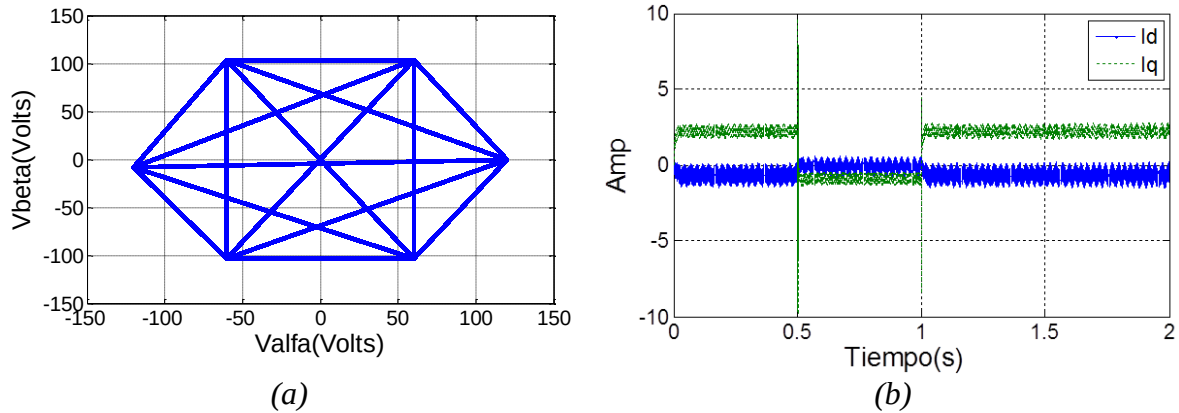


Figura 3. 15. (a) Voltajes en alfa beta. (b) Corriente en d y q

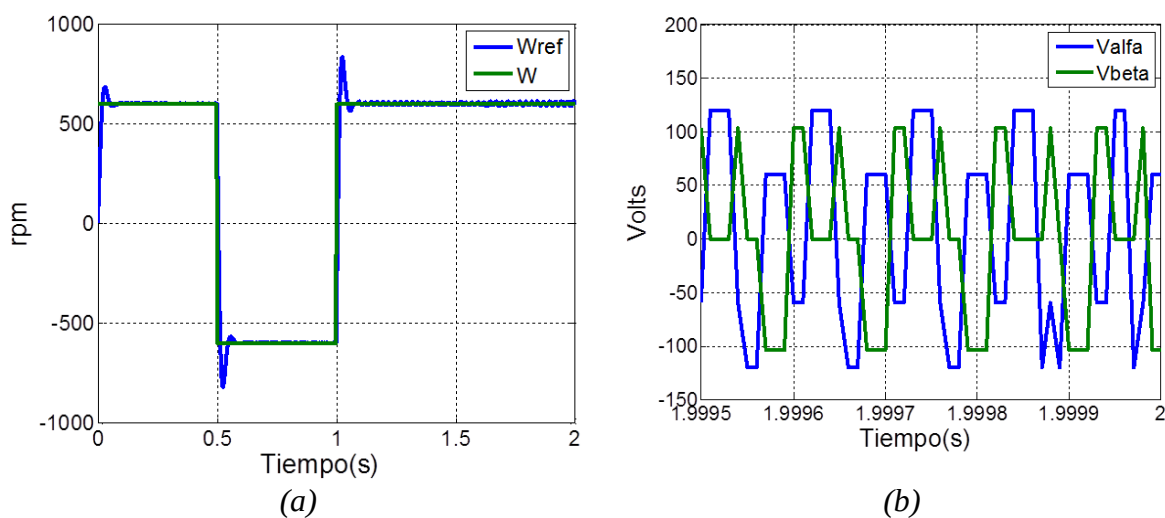
### 3.5.1 Simulación en Matlab del control directo de par

También se realizó la simulación del control directo de par (DTC) en Matlab/Simulink. Se usó la versión 7.1 de Matlab. En la figura 3.16 se muestra el diagrama en Simulink con la implementación del modelo del motor así como del control DTC. Los voltajes y flujos se trabajaron en el marco de referencia  $\alpha\beta$ . El modelo del motor fue el mismo que se usó en el control FOC con la modificación que el voltaje de entrada es  $V_{\alpha}$  y  $V_{\beta}$ , dentro de este módulo se hace la conversión a  $dq$ , que son los que requiere el modelo del motor. Se probó con un par de carga constante  $T_L=0.1$  Nm. El tiempo de muestreo usado fue de  $10 \mu s$  y un tiempo de simulación de 2 s.

La velocidad deseada es de  $\pm 600$  rpm y la respuesta obtenida se muestra en la figura 3.17(a), al inicio se tiene un sobretiro de 80 rpm y de ahí se estabiliza en la velocidad deseada. Cuando ésta cambia de 600 rpm a -600 rpm, se tiene un sobre tiro de 240 rpm y también se estabiliza en la velocidad de referencia. Finalmente cuando se cambia a +600 rpm se tiene el mismo sobretiro y una vez que alcanza el valor deseado se tienen oscilaciones de  $\pm 12$  rpm. En la figura 3.17(b) se muestran los voltajes en el marco de referencia  $\alpha\beta$ , en el rango de 1.9995 s a 2 s, debido a que si se grafican los 2 s de simulaciones no se aprecia nada. Se comprueba que los voltajes tienen un comportamiento discreto en tiempo y amplitud.

Cuando se gráfica el voltaje en alfa vs el voltaje en beta, se tiene el hexágono como se muestra en la figura 3.18(a), como el voltaje de bus es de 180 V, el voltaje del vector  $U_0$  es de 120 V en alfa y 0 V en beta. En la figura 3.18(b) se muestran las corrientes en  $dq$ , como se puede ver, mantienen un valor promedio estable que garantiza las velocidades deseadas, sin embargo por la propia naturaleza de este controlador mantienen una oscilación





**Figura 3. 17. (a) Velocidad de referencia y simulada en rpm. (b) Voltajes en alfa beta**

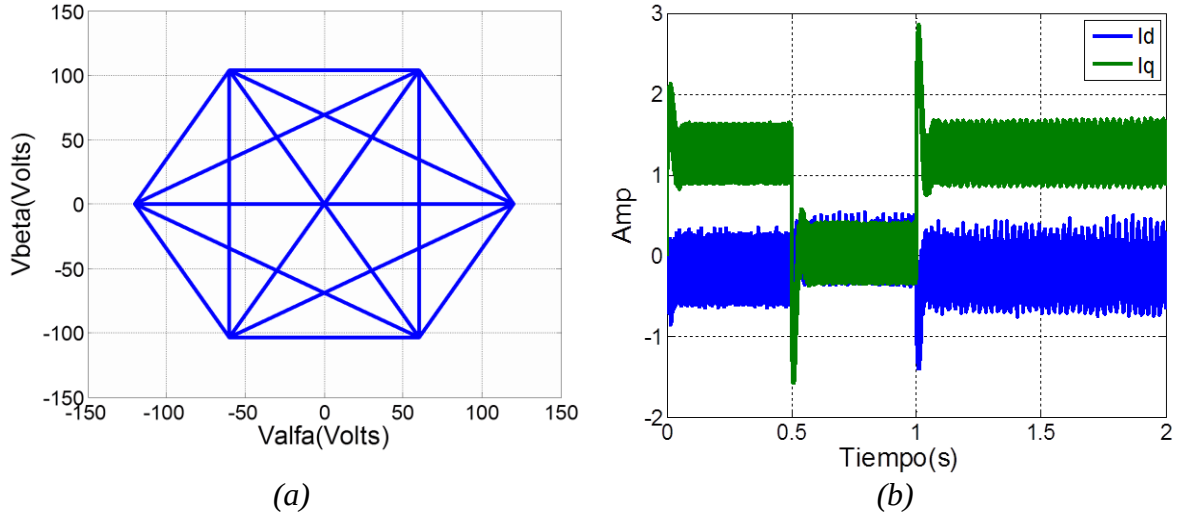


Figura 3. 18. (a) Voltajes en alfa beta. (b) Corriente en d y q

### 3.6 Control por pasividad

La pasividad es una metodología en la cual se define un controlador cuyo principal objetivo es mantener la respuesta en lazo cerrado en forma pasiva, es decir que disipe energía. La propuesta de control usa la retroalimentación de la salida pasiva del error. Es un controlador lineal para un sistema no lineal, el cual se basa en el almacenamiento total de la energía del sistema para después disiparla mediante la retroalimentación de la salida pasiva, que hace perder energía al sistema y con ello consigue regular las variables físicas del motor a los valores de referencia deseados. La técnica aplicada se encuentra documentada en [4,29,37,38,39].

En el capítulo 2 se obtuvo el modelo linealizado del motor, el cual se muestra en la ecuación (3.15) A partir de este modelo se obtiene el controlador mediante pasividad.

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}}_{\delta} &= \begin{bmatrix} di_{d\delta}/dt \\ di_{q\delta}/dt \\ d\omega_{\delta}/dt \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -R/L_0 & \omega_d & 0 \\ -\omega_d & -R/L_0 & -\Psi_{PM}/L_0 \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} \Psi_{PM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_{\delta} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} 1/L_0 & 0 \\ 0 & 1/L_0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} \\
 y &= [0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_{\delta} \end{bmatrix} = \omega_{\delta}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

El del modelo de la ecuación (3.15), hay que ponerla en su forma pasiva que es la ecuación (3.16), donde la matriz  $\mathbf{A}$  debe ser definida positiva,  $\mathbf{J}^T(u) = -\mathbf{J}(u)$  y  $\mathbf{R}^T(u) = \mathbf{R}$ .

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{J}(u)\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (3.16)$$

Agrupando los términos la ecuación pasiva queda como se muestra en la ecuación (3.17), por inspección se puede comprobar que cumple con las propiedades de pasividad, donde la matriz  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{J}$  y  $\mathbf{R}$  son de  $3 \times 3$  y la matriz  $\mathbf{B}$  es de  $3 \times 2$ . Las variables de estado son  $\mathbf{X}_\delta = [i_{d\delta} \ i_{q\delta} \ \omega_\delta]^T$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}_\delta &= \mathbf{J}(u)\mathbf{X}_\delta - \mathbf{R}\mathbf{X}_\delta + \mathbf{B}\mathbf{u}_\delta \\ \begin{pmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2J}{3P^2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{d\delta}}{dt} \\ \frac{di_{q\delta}}{dt} \\ \frac{d\omega_\delta}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & \omega_d L_0 & 0 \\ -\omega_d L_0 & 0 & -\Psi_{PM} \\ 0 & \Psi_{PM} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_\delta \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_\delta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

### 3.7 Diseño del controlador por pasividad

Para hallar el controlador se propone una función de energía  $H(\mathbf{X}_\delta)$  que es una función candidata de Lyapunov dependiente de las variables de estado, por lo cual debe ser definida positiva y es la ecuación (3.18).

$$H(\mathbf{X}_\delta) = \frac{1}{2} \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{A} \mathbf{X}_\delta \quad (3.18)$$

De acuerdo a la teoría de estabilidad de Lyapunov, para que el sistema sea estable la derivad de la función de energía debe ser definida negativa. La derivada de  $H(\mathbf{X}_\delta)$  esta dada por:

$$\dot{H}(\mathbf{X}_\delta) = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{X}}_\delta^T \mathbf{A} \mathbf{X}_\delta + \frac{1}{2} \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{X}}_\delta = \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{X}}_\delta \quad (3.19)$$

Sustituyendo la ecuación (3.17) en (3.19) y agrupando los términos se obtiene la ecuación (3.20).

$$\dot{H}(\mathbf{X}_\delta) = \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{J} \mathbf{X}_\delta - \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{R} \mathbf{X}_\delta + \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{B} \mathbf{u}_\delta = -\mathbf{X}_\delta^T \mathbf{R} \mathbf{X}_\delta + \mathbf{X}_\delta^T \mathbf{B} \mathbf{u}_\delta \quad (3.20)$$

Sea  $\mathbf{u}_\delta = \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{X}_\delta$  con  $\boldsymbol{\gamma} > 0$  y reagrupando los términos se obtiene la ecuación (3.21). Donde  $\mathbf{R}_d = \mathbf{R} + \tilde{\mathbf{R}}$ , con  $\mathbf{R}_d > 0$  y  $\tilde{\mathbf{R}} = \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B} \mathbf{B}^T$

$$\dot{H}(\mathbf{X}_\delta) = -\mathbf{X}_\delta^T \mathbf{R} \mathbf{X}_\delta - \mathbf{X}_\delta^T \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{X}_\delta = -\mathbf{X}_\delta^T [\mathbf{R} + \tilde{\mathbf{R}}] \mathbf{X}_\delta \quad (3.21)$$

Para que  $\dot{H}(\mathbf{X}_\delta)$  sea definida negativa  $[\mathbf{R} + \tilde{\mathbf{R}}] \geq \mathbf{0}$ . Si todo el tiempo se cumple con ésta condición  $\dot{H}(\mathbf{X}_\delta) \leq 0$  y con ello se demuestra la estabilidad del controlador. Para encontrar la ley de control se parte del hecho que  $\mathbf{u}_\delta = \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{X}_\delta$ , sustituyendo cada uno de los términos se tiene el controlador de la ecuación (3.22).

$$\mathbf{u}_\delta = \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} = \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{X}_\delta = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ \omega_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma_1 i_{d\delta} \\ -\gamma_2 i_{q\delta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

La señal de control completa está dada por:

$$\begin{aligned} u_d &= u_{d\delta} + \bar{u}_d \\ u_q &= u_{q\delta} + \bar{u}_q \end{aligned} \quad (3.23)$$

Donde los términos  $\bar{u}_d$  y  $\bar{u}_q$  se conocen como *feed forward* y son los valores en estado estable. Este controlador funciona bien si no se tienen perturbaciones externas, que no es el caso. En este sistema la perturbación es el par de carga por lo cual se necesita tener una medición de este parámetro y/o estimarlo, en este caso se va a realizar el observador.

### 3.7.1 Observador del par de carga

De las ecuaciones del controlador se observa que la ecuación de control es únicamente algebraica, por lo que es necesario el tener una estimación de las perturbaciones externas, como son el par de carga ( $T_L$ ) y la fricción del motor ( $b$ ). Por lo cual se usa la ecuación (3.24) que toma todas las variables involucradas en la parte mecánica del mismo. Si se supone que el par de carga es constante su derivada es cero.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3P^2}{2J} \Psi_{PM} i_q - \frac{P}{J} T_L - \frac{Pb}{J} \omega_r \\ \frac{dT_L}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Sea  $\hat{T}_L$  el par de carga estimado el cual se va a obtener con un observador de orden reducido. La ecuación diferencial de éste es la (3.25), donde  $\lambda$  es el factor de corrección y ganancia del observador.

$$\frac{d\hat{T}_L}{dt} = 0 + \lambda(T_L - \hat{T}_L) \quad (3.25)$$

Despejando  $T_L$  de la ecuación (3.24) se tiene

$$T_L = \frac{3P}{2} \Psi_{PM} i_q - b\omega_r - \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.26)$$

Al sustituirlo en la ecuación del observador se llega a la ecuación

$$\frac{d\hat{T}_L}{dt} = \lambda \left( \frac{3P}{2} \Psi_{PM} i_q - b\omega_r - \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} - \hat{T}_L \right) \quad (3.27)$$

Reagrupando términos

$$\frac{d\hat{T}_L}{dt} + \lambda \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = \lambda \left( \frac{3P}{2} \Psi_{PM} i_q - b\omega_r - \hat{T}_L \right) \quad (3.28)$$

Sea  $\varphi_1 = \hat{T}_L + \lambda J \omega_r / P$ , donde  $\lambda$  es la ganancia del observado. La ecuación diferencial queda como:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_1 &= \frac{d\hat{T}_L}{dt} + \lambda \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = \lambda \left( \frac{3P}{2} \Psi_{PM} i_q - b\omega_r - \hat{T}_L \right) \\ &= \lambda \left( \frac{3P}{2} \Psi_{PM} i_q - \varphi_1 + \omega_r \left( \lambda \frac{J}{P} - b \right) \right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Por lo tanto:

$$\hat{T}_L = \varphi_1 - \frac{J\lambda\omega_r}{P} \quad (3.30)$$

Cuando se obtuvo el modelo linealizado del motor en el capítulo 2 se hizo la consideración que el par de carga era cero. Sin embargo, para que el control sea robusto ante perturbaciones, es necesario incluirlo y para ello se va a utilizar el par de carga estimado. Con esta consideración y teniendo en cuenta que  $\bar{i}_d = 0$ , se recalculan los puntos de equilibrio del modelo del sistema dado en la ecuación (3.31), y con ello se obtienen los nuevos puntos de equilibrio.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ d\omega_r/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_d + \omega_r L_0 i_q - R i_d) / L_0 \\ (V_q - \omega_r (L_0 i_d + \Psi_{PM}) - R i_q) / L_0 \\ \frac{P}{J} \left( \frac{3}{2} P i_q \Psi_{PM} - T_L \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Los puntos de equilibrio tomando en cuenta el par de carga son los de la ecuación (3.32), donde la barra indican que son los valores deseados.

$$\begin{aligned} \bar{i}_d &= 0 \\ \bar{i}_q &= \frac{2}{3P \Psi_{PM}} \hat{T}_L \\ \bar{u}_d &= -\omega_d L_0 \bar{i}_q \\ \bar{u}_q &= \Psi_{PM} \omega_d + R \bar{i}_q \end{aligned} \quad (3.32)$$

De las ecuaciones resultantes se observa que en función de la velocidad deseada se tiene el punto de equilibrio y la corriente  $\bar{i}_q$  depende completamente del par de carga observado.

Como se ve no se tiene forma de estimar el efecto de la fricción, por tal motivo se va a incluir su efecto en el cálculo de  $\bar{i}_q$  y el valor a usar va a ser la ecuación (3.33).

$$\bar{i}_q = \frac{2}{3P\psi_{PM}} (\hat{T}_L + b\omega_r) \quad (3.33)$$

En la figura 3.19 se muestra el diagrama a bloques del control por pasividad que se calculó. Como se puede ver se observan los puntos de equilibrio así como el observado de par de carga en el lazo de control. El inversor es realizado con la transformada de Clarke y Park.

### 3.8 Simulación del control por pasividad

Se realizó el modelo del motor y el control del motor por pasividad en Simnon, el código del programa se muestra en el apéndice C. Se usó un solo archivo, de tiempo continuo, para probar el controlador y se le llamó PMSMLin3.T, el macro para ejecutarlo es el MacPas3.T. Las variables de estado para el modelo del motor fueron las mismas que en los ejemplos anteriores. La velocidad deseada es  $w_{refc}$  y la respuesta de esta variable es  $w_{rpm}$ . Los puntos de equilibrio son  $i_{db}$ ,  $i_{qb}$ ,  $u_{db}$ , y  $u_{qb}$ , que están definidos en la ecuación (3.32). Se usó tiempos discretos para la simulación con un paso de 100  $\mu s$ .

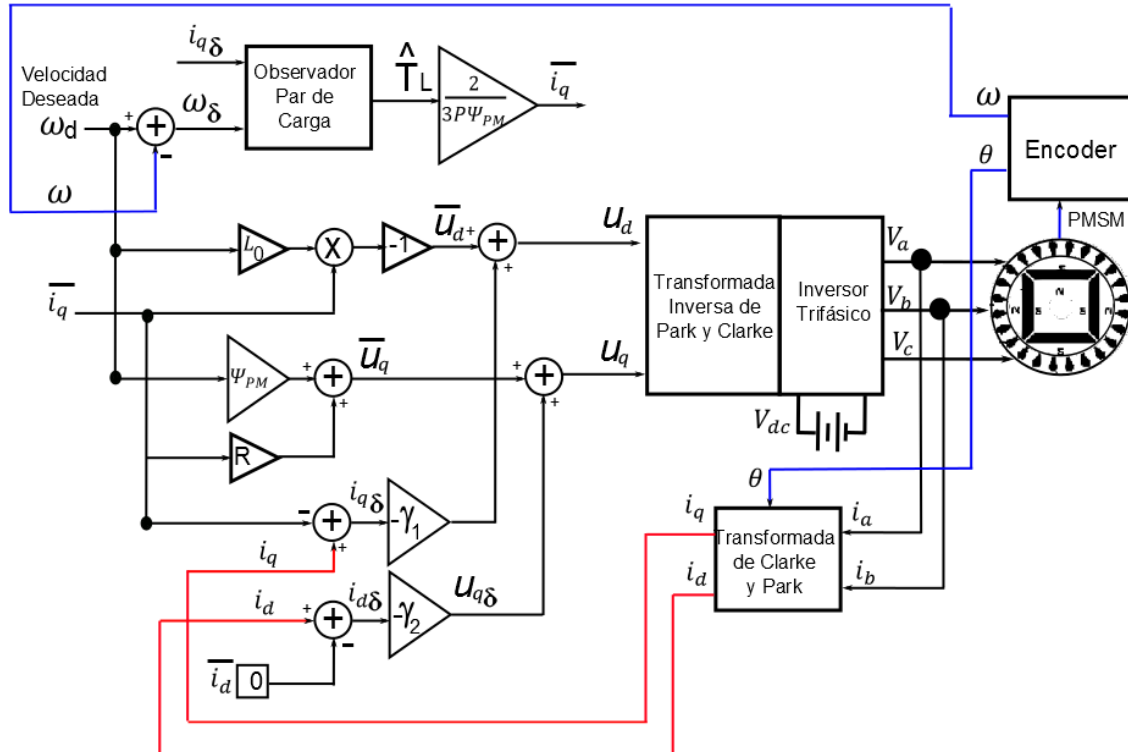
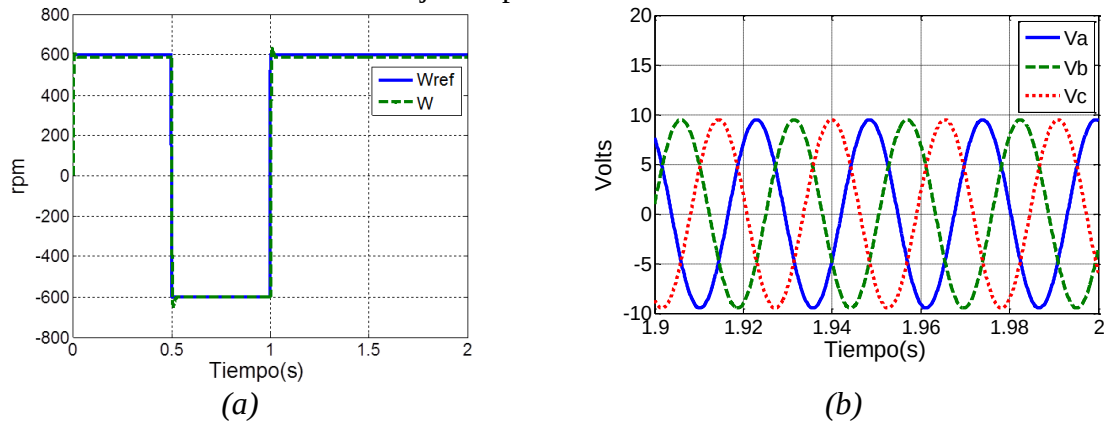


Figura 3. 19. Diagrama a bloques del control por pasividad

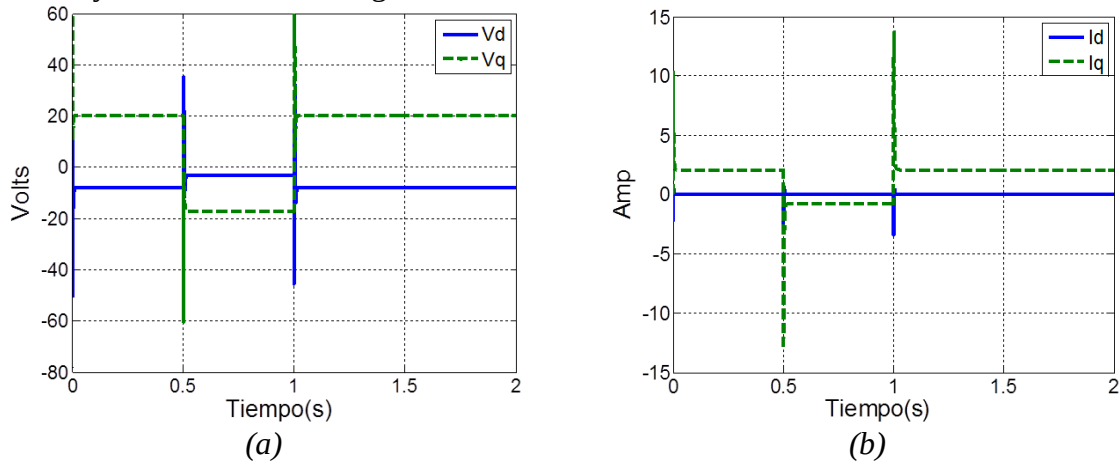
En la figura 3.20(a) se muestra la velocidad deseada, que es la misma que se ha venido simulando y la respuesta. Como se puede ver tiene un sobretiro de 17 rpm y el tiempo de

establecimiento es de 10 ms. Sin embargo no llega a la velocidad deseada, esta se estabiliza en 588 rpm teniendo un error de 2%. Cuando la velocidad es negativa se tiene un error de 1 rpm con un sobre tiro de 45 rpm. En la figura 3.20(b) se muestran los voltajes trifásicos, que son ondas sinusoidales con voltajes de pico de 10 V.



**Figura 3. 20. (a) Velocidad deseada y simulada. (b) Voltajes de fase**

En la figura 3.21(a) se muestra el voltaje en  $V_d$  y  $V_q$ . Cuando la velocidad es positiva el voltaje  $V_d$  es de -2 V con voltaje mínimo de -20 V, para  $V_q$  el voltaje máximo es de 50 V y en estado estable de 9 V. Cuando la velocidad es negativa, el voltaje promedio de  $V_d$  es de 0 V con un voltaje máximo de 15 V, para  $V_q$  el voltaje mínimo es de -50 V y su valor promedio de -8 V. En la figura 3.21(b) se muestra la gráfica de las corrientes en  $d$  y  $q$ , para la corriente en  $d$  la mayor parte del tiempo está en 0 A, con excepción de los puntos en donde hay transiciones. Para la corriente en  $q$  cuando la velocidad es positiva la corriente es de 2.8 A y -0.5 A cuando es negativa.



**Figura 3. 21. (a) Voltajes  $V_d$  y  $V_q$ . (b) Corrientes en  $d$  y  $q$**

### 3.9 Comparación de los controladores

Para tener una medida cualitativa y cuantitativa del rendimiento de cada uno de los tres controladores descritos en este capítulo, se hizo una gráfica de la respuesta de éstos en una misma gráfica, la cual se muestra en la figura 3.22. La velocidad obtenida con el control de

campo orientado se le llama WFoc, la del control directo de par WDtc, la del control por pasividad Wpas y la velocidad de referencia Wref, que están graficadas con líneas continuas y punteadas. Todas las simulaciones fueron hechas con Simnon. Como se observa la que tiene un mayor sobre tiro y oscilaciones es el control DTC, el que tiene más error en estado estable es el de Pasividad.

En la figura 3.23(a) y (b) se muestra un acercamiento de la respuesta de la velocidad positiva y negativa, como se puede ver los controles que responde más rápido son el DTC y el de pasividad, el que tiende asintóticamente hacia el valor deseado es el FOC. El controlador DTC no mantiene un valor estable.

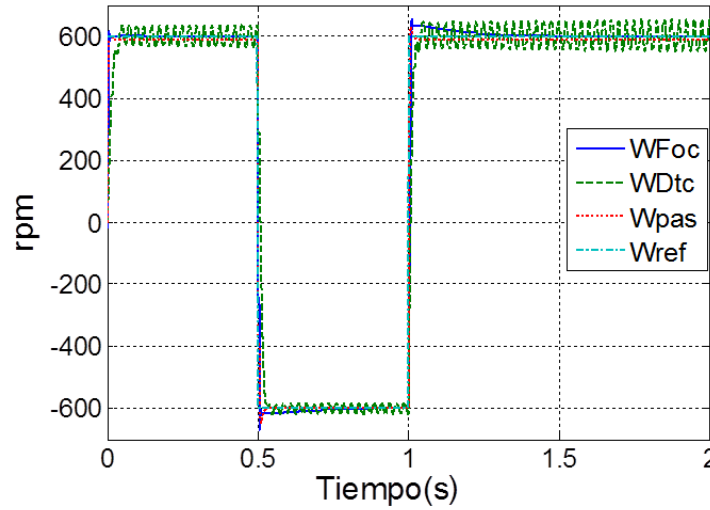


Figura 3. 22. Respuesta de la velocidad de los 3 controladores

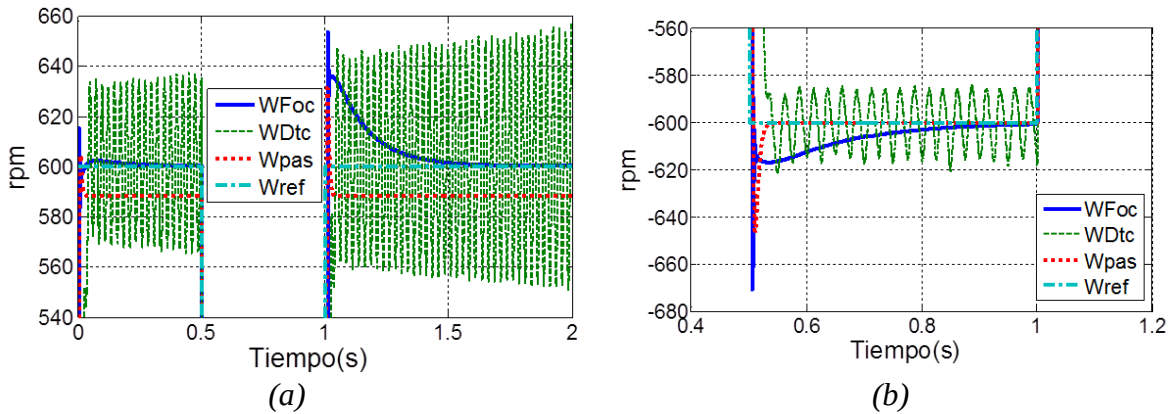


Figura 3. 23. (a) Acercamiento de la respuesta de la velocidad en 600 rpm. (b) Acercamiento de la velocidad en -600 rpm

Para tener una evaluación cuantitativa del rendimiento de cada uno de los controladores, es aceptado en la práctica la norma  $L_2$ , la cual mide el error cuadrático medio del error de la variable, en este caso la velocidad [45]. La ecuación (3.34) define la norma  $L_2$ , donde  $e_\omega = \omega_{ref} - \omega$  es el error de velocidad que es la resta entre la velocidad deseada y la



velocidad real,  $t$  el tiempo final y  $t_0$  el tiempo inicial. El valor más pequeño de esta norma es el que tiene mejor desempeño.

$$L_2 = \sqrt{\frac{1}{t - t_0} \int_{t_0}^t \|e\|^2 dt} \quad (3.34)$$

Para este caso, el tiempo inicial es de  $t_0=0$  s, el tiempo final  $t=2$  s, el incremento de tiempo para cada controlador es distinto, ya que se usaron diferentes tiempos de integración, para el control FOC y el de Pasividad se usó  $100 \mu s$ , para el DTC  $5 \mu s$ . En la tabla 3.4 se muestran los resultados del algoritmo de la norma  $L_2$ , el que es mejor es el control de pasividad, después el de campo orientado y el de menor desempeño es el DTC.

**Tabla 3.4. Resultados de la Norma  $L_2$**

| <b>Controlador</b>    | <b><math>L_2</math></b> | <b>h</b>    |
|-----------------------|-------------------------|-------------|
| Campo Orientado (FOC) | 70.0239                 | $100 \mu s$ |
| Directo de par (DTC)  | 102.3675                | $5 \mu s$   |
| Pasividad (PAS)       | 53.2986                 | $100 \mu s$ |

# Capítulo 4. Diseño y Construcción de la Plataforma Experimental

Independientemente de la técnica de control que se use para controlar a los MSIP, es necesario alimentarlo con un inversor, una fuente de voltaje, un controlador, medir las corrientes, voltajes y posición del rotor. Existen varias formas de realizar todos estos módulos, la fuente de voltaje puede ser con una fuente lineal o si se necesita un alto voltaje se rectifica directamente la línea. Estos módulos se pueden hacer en forma discreta o integrada. Como el control de motores es un área de aplicación con cada vez mayor demanda, la firma Texas Instruments (TI) tiene en el mercado un kits para este tipo de aplicaciones, uno de los cuales se usó en este trabajo. En las siguientes secciones se describe con más detalle cada uno de los bloques del controlador y el sistema empleado, así como el sistema de medición para la captura de las variables del sistema controlador, motor y electrodinamómetro.

## 4.1 Introducción

En la figura 4.1 se muestra el diagrama a bloques del hardware necesario para poder hacer control de motores y en particular de los de imanes permanentes. Los bloques que componen a este controlador son:

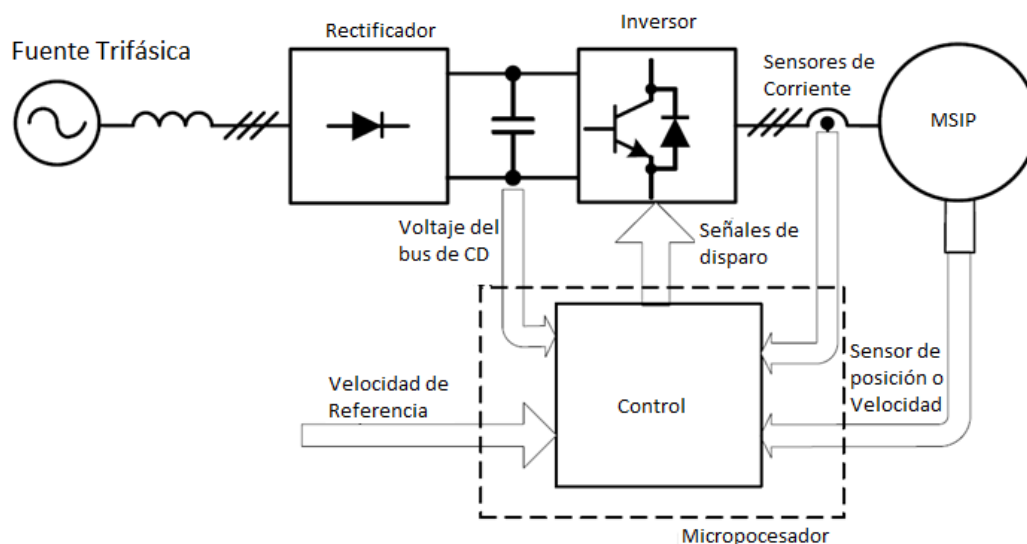


Figura 4. 1. Diagrama a bloques del control para un motor MSIP

- Fuente trifásica. Es la que suministra el alto voltaje. Normalmente se manejan voltajes por fase de 120 Vrms o 220 Vrms. También se pueden usar monofásicos.
- Rectificador. Transforma el voltaje sinusoidal de corriente alterna (AC) de la fuente trifásica en una de corriente directa (CD), para un voltaje monofásico de 120 Vrms se obtiene un voltaje de 180 V de CD, y para un rectificador trifásico con voltajes de línea de 220 Vrms el voltaje de su salida es de 300 V de CD. Normalmente se implementan con base en diodos rectificadores, pero existen trabajos que usan transistores para tener un mejor control del factor de potencia. Al voltaje de salida de este módulo normalmente se le conoce como bus de CD.
- Inversor. El inversor convierte el voltaje de CD en CA que es el que requiere el motor. Este bloque se implementa con transistores BJT, MOSFET's e IGBT's. Su conmutación es controlada por el controlador. Es un puente formado por tres ramas como el que se muestra en la figura 3.11. Como se puede ver si ambos transistores, de cada rama, conducen al mismo tiempo se hace un corto; por tal motivo cuando el transistor de arriba esta encendido, y se quiere apagar para encender el de abajo, es necesario que se apague completamente este transistor antes de encender el otro. El circuito que realiza este trabajo se le llama generador de tiempos muertos, se puede hacer en forma discreta o algunos controladores ya tiene incorporada esta función en su hardware. La modulación que se usa en el inversor puede ser sinusoidal directa, o Modulación Vectorial Espacial (SVM por sus siglas en inglés) si se necesita un inversor lineal, para el control directo de par solo se conmutan directamente los transistores y este módulo es más simple.
- Sensores. Para conocer el estado del motor se requieren de sensores para realizar este trabajo. La medición de los voltajes de fase y en el bus de CD, se hace con divisores de voltaje para disminuirlo a un nivel seguro. Se necesita sensores de corriente para medir cuanto demanda el motor, pueden ser Resistivos o de efecto Hall. También es necesario usar encoder o resolvers para medir la posición del rotor del motor y con ella la velocidad.
- Control. Es el encargado de configurar al inversor para que genere los voltajes necesarios para que se active el motor y con ello se consiga la velocidad o par deseados. Normalmente se realiza con una computadora, un controlador digital de señales (DSC), o un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA). Todos estos dispositivos deberán tener un convertidor analógico digital (ADC) con las que lee el voltaje de salida de los sensores, y una interfaz para el encoder o el resolver. Otra alternativa es usar a nivel de investigación es el "*Hardware in de loop*", al cual se le puede cargar el controlador realizado en Matlab/Simulink, lo que facilita mucho el probar rápidamente el controlador.

Cada uno de estos módulos se puede realizar en forma discreta o comprar por separado, en función de los requerimientos que se tengan. Para aplicaciones de baja potencia, la firma TI vende un kit de desarrollo con todos los módulos requeridos para realizar control de motores. El controlador está hecho con base en un DSC que se inserta directamente en el

kit, con lo cual se tiene la solución completa para realizar control de MSIP, brushless o de CD. El número de parte del kit es TMDSHVMTRPFCKIT que se explicará en la siguiente sección.

#### 4.2. Kit TMDSHVMTRPFCKIT para el control de motores

El kit de alto voltaje para el control de motores y corrección de factor de potencia TMDSHVMTRPFCKIT, permite aprender y experimentar el control digital de motores [46]. Sus principales características son: Voltaje de entrada máximo de 350 V de CD; carga máxima de 1 kW a 1.5 kW; entrada para encoders en cuadratura (QEP) y sensores de posición de efecto Hall (CAP); Bus de comunicaciones CAN (acrónimo del inglés *Controller Area Network*) aislado para la interconexión de y hacia otros dispositivos; Interfaz JTAG (acrónimo para *Joint Test Action Group*) para conexión entre la computadora y el kit, con el cual se le cargan los programas y/o se pueden monitorear las diferentes variables del controlador; zócalo para la conexión del controlador digital de señales TMS320F28335 y TMS320F28035; tiene el hardware requerido para trabajar con motores de CD, Brushless y MSIP; Inversos trifásico y medición de voltaje de bus, de línea y corrientes. En la figura 4.2 se muestra una fotografía del kit



**Figura 4. 2. Diagrama a bloques del control para un motor MSIP**

En la figura 4.3 se muestra el diagrama a bloques del TMDSHVMTRPFCKIT, como se puede ver, el voltaje de entrada es de una fuente de CA de 85-132 VCA o 170-250 VCA. Éste voltaje entra al rectificador el cual genera el voltaje de bus de CD y se filtra con un banco de capacitores. El inversor está hecho con el circuito integrado (CI) PS21765 de la firma Powerex, que internamente tiene los 6 transistores IGBT's. La medición de corriente se hace con sensores de tipo resistivo, se mide las corrientes de las fases a, b y la corriente total. Tiene un conector donde se inserta el controlador digital de señales TMS320F28335, el cual genera las señales de PWM que controlan al inversor, realiza la medición de corrientes y voltajes y ejecuta el algoritmo de control.

En la figura 4.4 se muestra una fotografía con la vista superior del TMDSHVMTRPFCKIT. En ella se observan la entrada de CA, las terminales para la conexión del motor, la salida de voltaje del rectificador, la entrada del voltaje del bus, la entrada del conector USB aislado. En las siguientes secciones se explica en forma más detallada cada uno de los módulos del kit de alto voltaje. Para más información sobre todo el sistema consultar las siguientes referencias [46, 47, 48, 49].

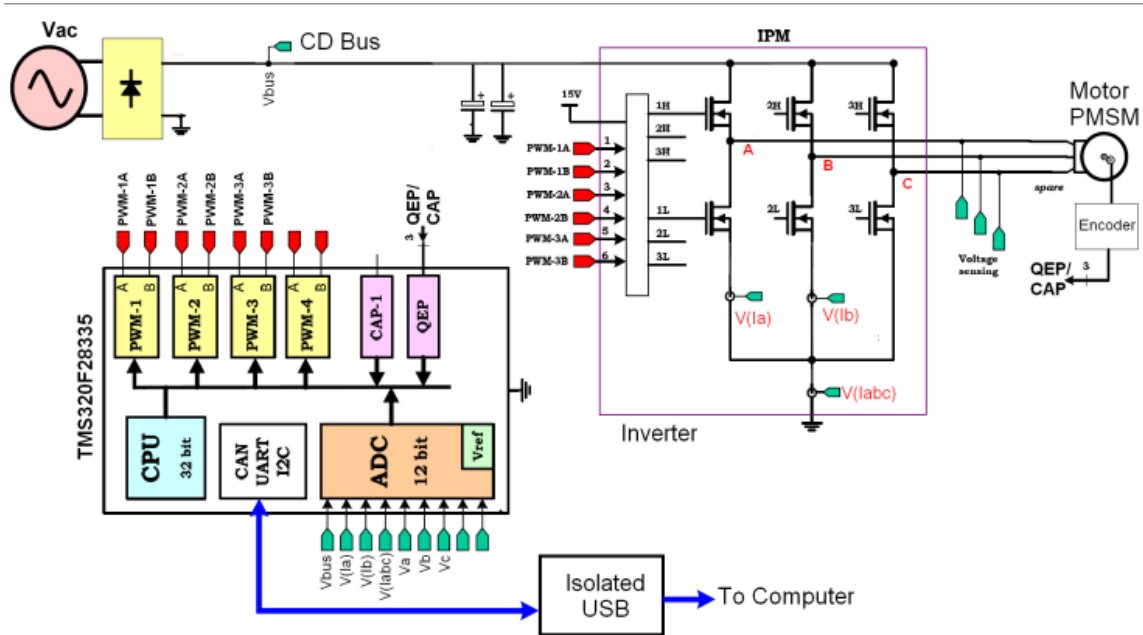


Figura 4. 3. Diagrama a bloques del kit de control de motores TMDSHVMTRPFCKIT

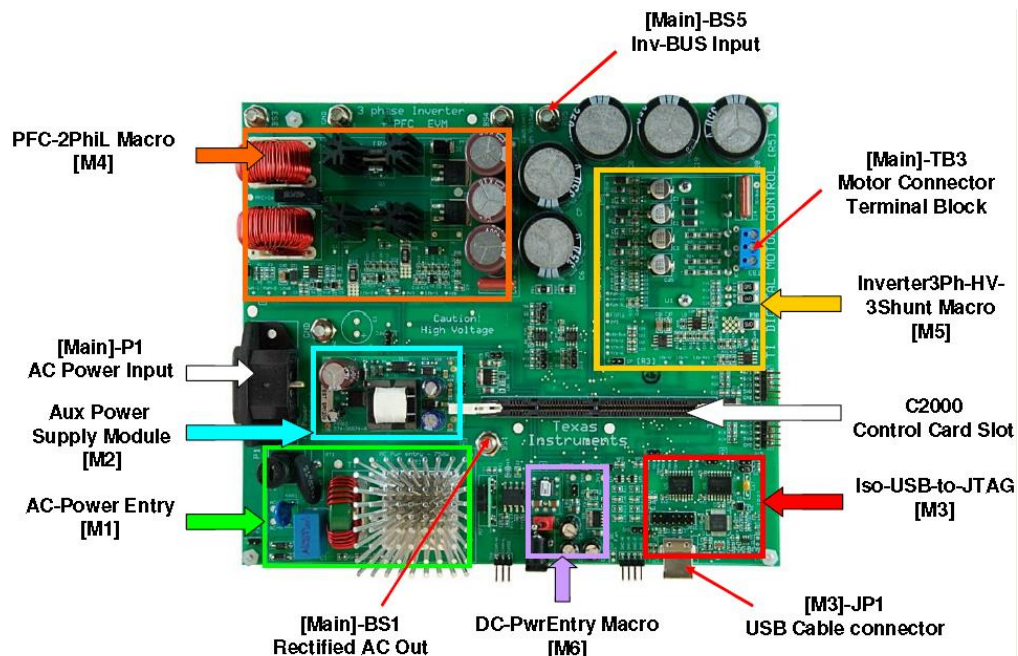


Figura 4. 4. Fotografía con una vista superior del kit para el control de motores

#### 4.2.1 Controlador Digital de Señales TMS320F28335

La familia de controladores digitales de señales C2000 MCUs de Texas Instruments es de 32 bits, poseen funciones de procesamiento digital de señales (DSP) y periféricos que facilitan las aplicaciones de control de tiempo real, tales como control de motores, fuentes de potencia digitales, energías renovables y solares, radar, etc. El núcleo del C2000 MCUs está basado en el DSP de 32 bits TMS320C28x, posee multiplicadores de un solo ciclo de 32x32 bits, e instrucciones atómicas con tiempo de ejecución de un solo ciclo. Es líder en la industria de generadores de PWM, así como convertidores ADC con características especiales. Además poseen una arquitectura única que permite diseñar sistemas de control más rápido y seguro [50].

El uso del C2000 MCUs facilita y acelera el diseño ya que incluye una vasta colección de librerías de software, diseñadas ex profeso en los dispositivos y la aplicación, que facilitan iniciar el desarrollo de soluciones de software y hardware. Todos los dispositivos se agrupan en 3 familias que son: el Piccolo<sup>TM</sup>, Delfino<sup>TM</sup> y el F28M3x, cada una está pensada para diferentes aplicaciones. El Piccolo<sup>TM</sup> es para aplicaciones donde el costo es sensible; La familia Delfino es la de mayor rendimiento y es el líder en la industria, ya que puede trabajar hasta 300MHz con convertidores ADC de alta velocidad; La familia F28M3x combina en un solo empaque un controlador ARM® Cortex<sup>TM</sup>-M3 con un C28x y es la más cara.

El MCU TMS320F28335 pertenece a la familia Delfino<sup>TM</sup>. Posee una unidad de punto flotante, velocidad máxima de 150MHz, 512kB de memoria Flash, 68kB de RAM, 18 canales de PWM, 2 entradas para encoder en cuadratura, 16 temporizadores, 16 canales de entradas analógicos con tiempo de conversión de 80ns y con empaque de 179 terminales. En la figura 4.5 se muestra un diagrama a bloques de este MCU [51]. De aquí en adelante se hará referencia a él como F28335.

Por su arquitectura de DSP, el F28335, es capaz de ejecutar seis instrucciones básicas en una sola operación, en un solo ciclo de máquina. Internamente se divide en los siguientes bloques: sistema de bus interno, unidad central de procesamiento (CPU), secciones de memoria interna, control de periféricos, canales de comunicación, control de acceso a memoria (DMA), unidad de manejo de interrupciones (PIE), unidad de timer y emulación en tiempo real.

El DSC es capaz de leer al menos dos operandos de la memoria y transferirlo al CPU en un ciclo de máquina, por lo cual tiene dos buses independientes, estos son el bus de programa y el de datos. Tiene una arquitectura de tipo Harvard modificado, de tal manera que puede ejecutar código desde la RAM. Posee un bus de registros que le permite intercambiar datos en forma rápida. Cuenta con un bus de acceso directo a memoria (DMA) desde el cual intercambia información entre los diferentes periféricos.

El CPU puede ejecutar código compacto, de tal manera que muchas operaciones las hace en un ciclo con codificación en C. Posee el hardware necesario para hacer operaciones de

punto fijo de 32 bits, así como de punto flotante con formato IEEE-754. A través de la interfaz JTAG hay intercambio de información entre el DSC y una computadora, de tal manera que se pueden cambiar y modificar los registros sin ningún retraso.

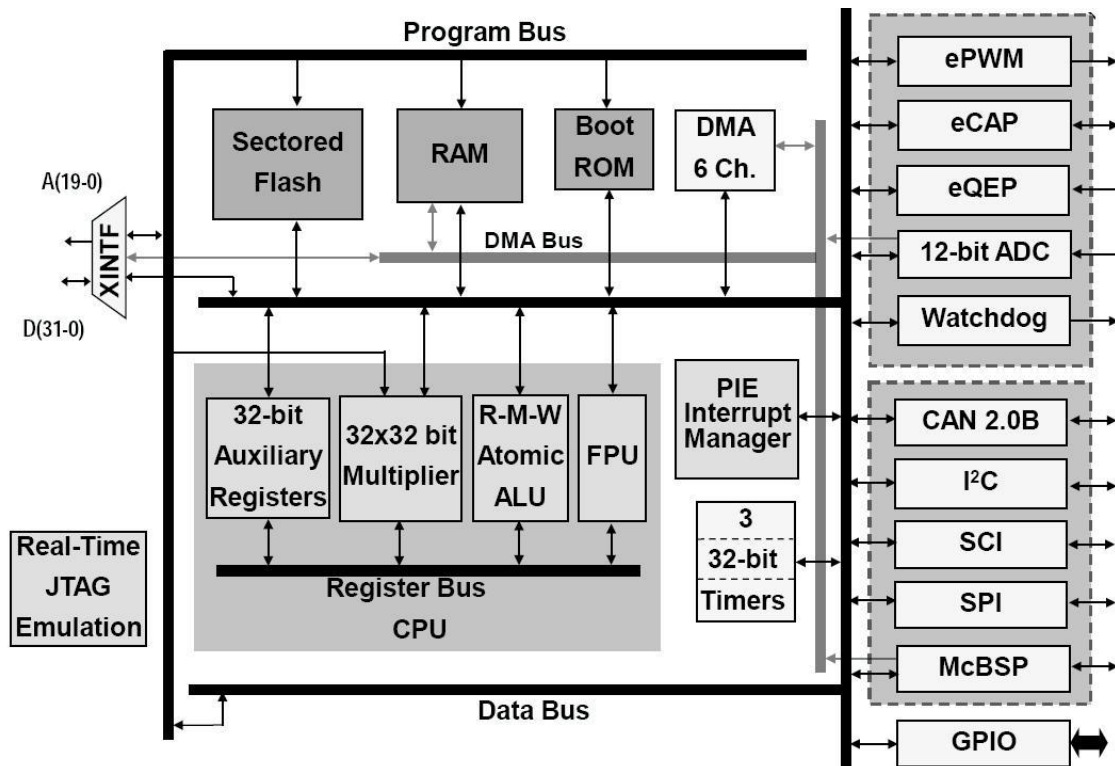


Figura 4. 5. Diagrama a bloques del TMS320F28335

El control DMA realiza la transferencia de datos entre diferentes fuentes y destinos sin la intervención del CPU. Mejora las capacidades del sistema ya que no le quita tiempo de procesamiento al CPU. Posee 6 canales de DMA entre los canales de PWM, los buffer de comunicaciones, las interrupciones, los temporizadores, los módulos de PWM y el software.

La memoria del F28335 está dividida en memoria de programa y de datos. La capacidad de memoria RAM es de 34kx16 y se divide en 10 áreas llamadas M0, M1 y L0 a L7. Los periféricos están mapeados en memoria (PF0, PF1 y PF2). La capacidad de memoria flash es de 256k x 16. También posee memoria ROM con la cual se puede ejecutar el programa desde diferentes interfaces, o tiene tablas de funciones trigonométricas.

El manejador de interrupciones (PIE) permite manipular 16 líneas de interrupción de las cuales dos son no enmascarables. En total puede manejar hasta 96 fuentes de interrupciones, en las que están mapeados los diferentes periféricos del dispositivo, temporizadores, convertidores etc. El mínimo tiempo de latencia de una interrupción es de 16 ciclos de reloj.

El F28335 posee tres temporizadores (timers) independientes de 32 bits, el 0 y el 1. El timer 1 es usado por el BIOS de sistemas operativos de tiempo real. El temporizador 0 es de propósito general. Poseen un pre escalador de 16 bits con lo cual se generan una gran variedad de tiempos. Se activa una interrupción cuando los registros del temporizador llegan a cero.

Cuenta con un convertidor analógico digital (ADC) de 12 bits el cual está multiplexado de tal manera que puede manejar hasta 16 canales de entrada con dos circuitos Muestreadores Retenedores (S/H). El rango de entrada es de 0 a 3V. La máxima velocidad de conversión es de 12.5 MSPS. El inicio de conversión puede ser activado por software. El convertidor está acoplado a los módulos de ancho de pulso enriquecidos (ePWM) o con las fuentes de interrupción, por medio de los canales de DMA.

El F28335 posee seis módulos de ePWM. Cada módulo tiene un temporizador de 16 bits con los cuales se controlan los tiempos. Cada ePWM tiene dos salidas (A y B) las cuales pueden estar acopladas o ser independientes, en función de cómo se configuren. La salida de PWM puede trabajar con una frecuencia de hasta 2 MHz. Este módulo tiene un generador de tiempos muertos, que es útil para conmutar puentes con transistores en aplicaciones de potencia. En este módulo se tiene la opción de captura, con los que se puede llevar el control de tiempos y/o lectura de hasta 2 encoders (eQEP).

Para su programación TI proporciona el ambiente de desarrollo Code Composer Studio (CCS) desde donde se puede programar y depurar todas las funciones del DSC. Éste se puede programar en C o en ensamblador. También proporciona librerías para configurar todos los recursos del DSC, para el control de motores se cuenta con la librería “*Digital Motor Control*” que proporciona las funciones necesarias para el control de motores de inducción, sin escobillas y los PMSM. Otra librería importante es la “IQmath”, que proporcionan funciones para hacer procesamiento de datos con punto fijo.

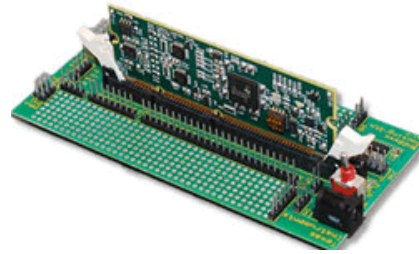
A nivel de circuito integrado es muy difícil de manipular al F28335, ya que es de montaje superficial. Para simplificar el uso de todos los módulos C2000, TI ha sacado al mercado módulos llamados controlCARDS con la mayoría de controladores, el cual tiene montado algunos de los DSC de las diferentes familias. Provee una interfaz estándar con conector tipo DIM que permiten usarlos rápidamente y que se desarrollen prototipos alrededor de estos. La interfaz DIMM incluye entradas salida analógicas y JTAG, tiene un diseño robusto ya que se montan filtros en las entradas analógicas, plano de tierra y UART aislada. En la figura 4.6(a) se muestra el controlCARD para el modelo Delfino.

Evaluar diferentes procesadores, con el fin de seleccionar el procesador adecuado para la aplicación adecuada, puede ser difícil. Comprar placas de evaluación de módulos específicos de cada dispositivo puede ser costoso. Con las plataforma de desarrollo C2000 controlCARDS, TI proporciona diferentes modelos de sus DSC para que el diseñador pueda evaluar múltiples C2000 MCU utilizando la misma placa de desarrollo. Para cambiar un controlCARD simplemente se desconecta y se inserta él un nuevo controlCARD, que son de tipo plug-in. Al separar el MCU y circuitos de soporte de la placa de desarrollo simplifican y reducen los costos de reemplazo. En la figura 4.6(b) se muestra el controlCARD montado en la tarjeta de evaluación.





(a)



(b)

**Figura 4. 6. ControlCARD del MCU Delfino. (b) ControCARD Delfino montado en una tarjeta de evaluación**

Existen diferentes tarjetas de evaluación donde se puede conectar los controlCARD. Las hay desde las más simples, como la que se muestra en la figura 4.6(b), en la cual solo se tiene acceso a las terminales del dispositivo, hasta las más completas que en la misma se pueden probar diferentes funcionalidades. También TI vende kits de propósito específico para control de LED's, motores, etc, los cuales tienen el conector estándar DIMM de 100 terminales y se les conecta el controlCARD a usar. El kit de control de motores TMDSHVMTRPFCKIT tiene su conector DIMM y funciona con el controlCARD con DSC Piccolo o Delfino. En la figura 4.7 se muestra el diagrama de terminales del conector DIMM para el kit de control de motores para el DSC Delfino. En la tabla 4.1 se describen las terminales más importantes y que mide en cada una de ellas. Por ejemplo la entrada analógica A1 (llamada ADC-A1), es la terminal 59 del conector DIMM y en ella se tiene el voltaje del bus.

**Tabla 4.1 Terminales del conector DIMM y su función**

| <b>Nombre</b> | <b>Descripción</b>                                   | <b>No, de terminal en el conector</b> | <b>Recurso en el DSC</b> |
|---------------|------------------------------------------------------|---------------------------------------|--------------------------|
| Vfb-Bus       | Voltaje del bus                                      | 59                                    | ADC-A1                   |
| Vfb-U         | Voltaje de la fase A                                 | 13                                    | ADC-B3                   |
| Vfb-V         | Voltaje de la fase B                                 | 11                                    | ADC-B2                   |
| Vfb-W         | Voltaje de la fase C                                 | 9                                     | ADC-B1                   |
| Ifb-U         | Voltaje proporcional a la corriente de la fase A     | 15                                    | ADC-B4                   |
| Ifb-V         | Voltaje proporcional a la corriente de la fase B     | 19                                    | ADC-B6                   |
| Ifb-Ret       | Voltaje proporcional a la corriente total            | 65                                    | ADC-A4                   |
| PWM-1H        | Señal de PWM que dispara a la rama alta de la fase A | 23                                    | GPIO-00                  |
| PWM-1L        | Señal de PWM que dispara a la rama baja de la fase A | 73                                    | GPIO-01                  |
| PWM-2H        | Señal de PWM que dispara a la rama alta de la fase B | 24                                    | GPIO-02                  |
| PWM-2L        | Señal de PWM que dispara a la rama baja de la fase B | 74                                    | GPIO-03                  |
| PWM-3H        | Señal de PWM que dispara a la                        | 25                                    | GPIO-04                  |

|           |                                                      |    |         |
|-----------|------------------------------------------------------|----|---------|
|           | rama alta de la fase C                               |    |         |
| PWM-3L    | Señal de PWM que dispara a la rama baja de la fase C | 75 | GPIO-05 |
| QEP1-A    | señal A del encoder                                  | 40 | GPIO-20 |
| QEP1-B    | Señal B del encoder                                  | 90 | GPIO-21 |
| QEP1-I    | Señal de Índice del encoder                          | 91 | GPIO-23 |
| DAC-PWM-1 | Señal de salida analógica 1                          | 28 | GPIO-08 |
| DAC-PWM-2 | Señal de salida analógica 2                          | 29 | GPIO-10 |
| DAC-PWM-3 | Señal de salida analógica 3                          | 30 | GPIO-40 |
| DAC-PWM-4 | Señal de salida analógica 4                          | 80 | GPIO-41 |

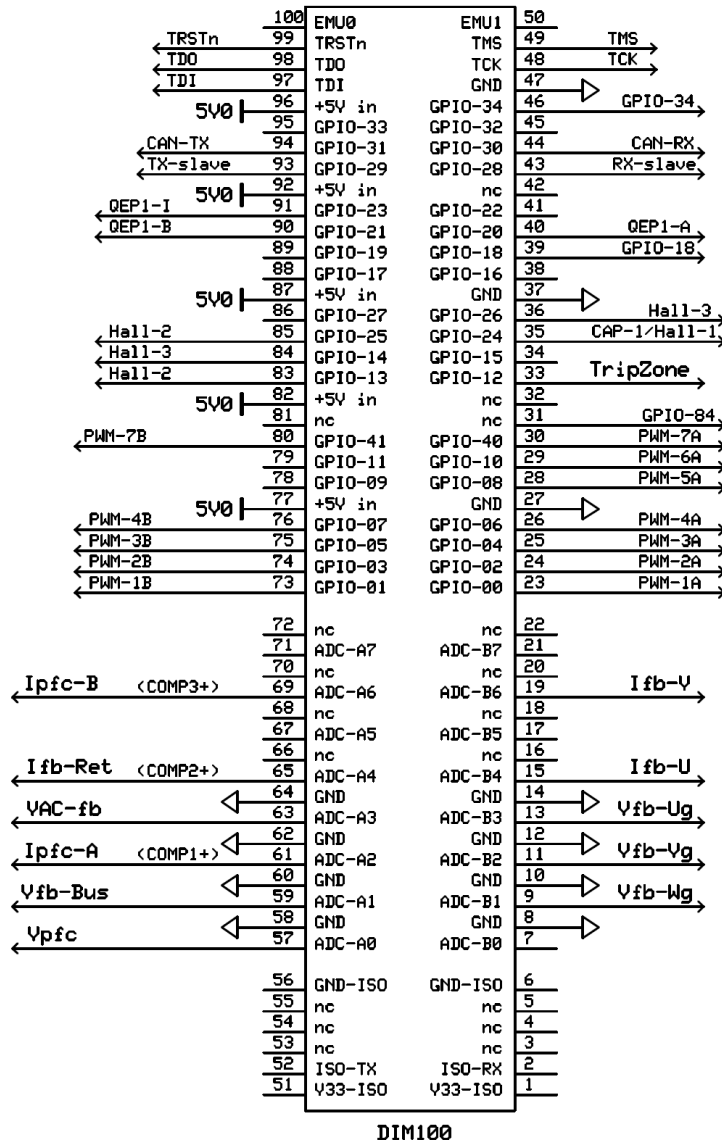


Figura 4. 7. Diagrama de conexiones donde se monta el F28335

## 4.2.2. Inversor

La parte del inversor del TMDSHVMTRPFCKIT está hecho con base en el módulo PS21765 Intellimod™ Module de la firma Powerex®. El cual tiene integrados, en un solo empaque, los 6 transistores IGBT's. Para que funcione la parte de control requiere de una sola fuente de alimentación de 15 V, se puede interconectar a un sistema con salidas digitales de control de 3.3 V o 5 V. Para la parte de potencia requiere la alimentación del bus de CD. Se tienen disponibles las salidas de tierra de cada rama del inversor, con el fin que se pueda medir la corriente de estas. Sus capacidades máximas son: 600 V de voltaje y 20 A de corriente, con protección contra corto circuitos.

En la figura 4.8 se muestra el diagrama a bloques del PS21765 [52]. Como se puede ver incluye los 6 transistores IGBT así como los módulos para acondicionar el disparo proporcionado por el controlador. Los transistores de la rama inferior del inversor tiene accesible el emisor para que se le conecte una resistencia de tipo shunt para convertir las variaciones de corriente en voltajes, en el sistema usan resistencias de 5 mΩ. Hay que ponerle un banco de capacitores para estabilizar el voltaje.

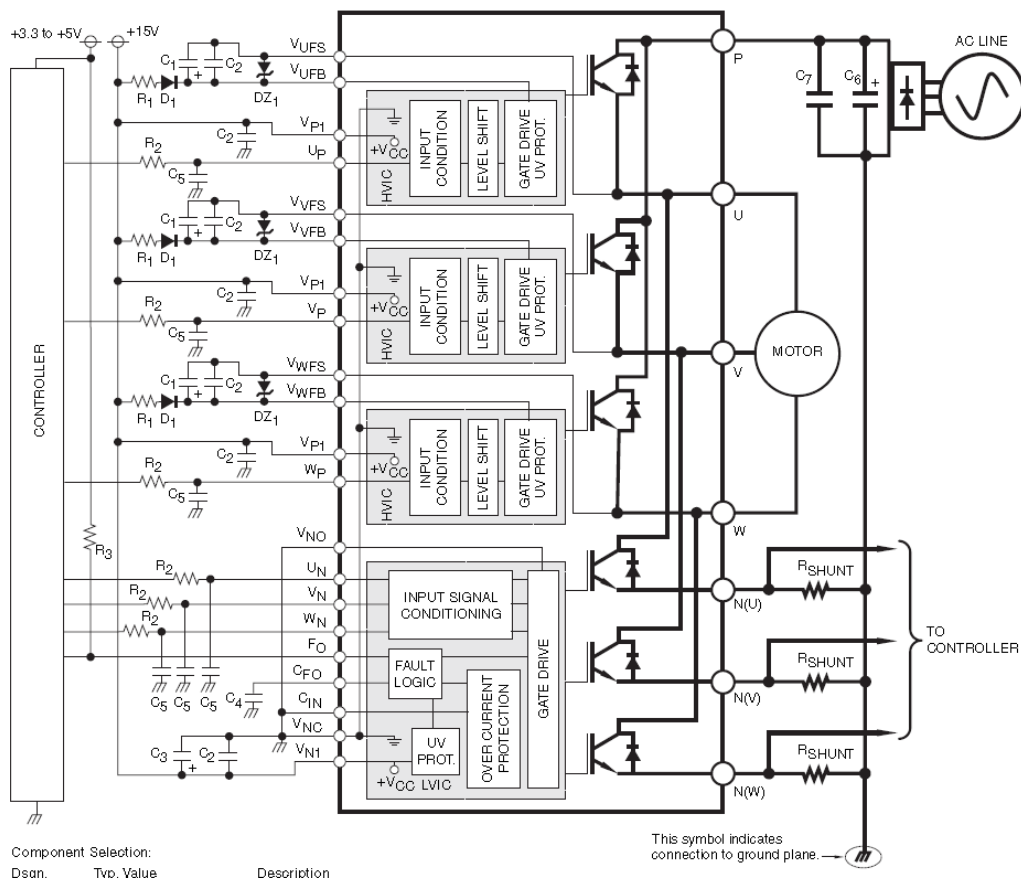


Figura 4. 8. Diagrama a bloques del PS21765

Dentro de la documentación del kit de alto voltaje, TI proporciona los diagramas esquemáticos. De estos de obtuvo la figura 4.9 que muestra la forma en que está conectado el inversor. El bloque que se encuentra a la izquierda corresponde a los voltajes de

alimentación de 15 V (15V0) y 3.3 V (3V3), así como las señales de disparo de PWM (PWM-1H a PWM-3L), que controlan la conmutación del PS21765. Cada entrada de disparo tiene conectado un filtro RC con frecuencia de corte de 37 MHz. Al bus de CD se le conectan un banco de 5 capacitores de 330  $\mu$ F (1.65 mF en total). El conector de lado derecho de la figura 4.9, marca de hacia dónde van las señales de control, las fase A, B y C (U, V y W). La medición de los voltajes de las fases se hace con divisores de voltaje resistivos, los que bajan éste a un nivel adecuado para que lo pueda medir el DSC (voltaje máximo de 3.3V). Para encontrar el factor de atenuación, en la ecuación (4.1) se le aplica la relación del divisor resistivo, de tal forma que cuando el voltaje de entrada es de 180 V, la salida del divisor de voltaje es 1.449 V

$$V_{out} = \frac{9.09k\Omega}{(1120 + 9.09)k\Omega} V_{in} = 0.00805V_{in} \quad (4.1)$$

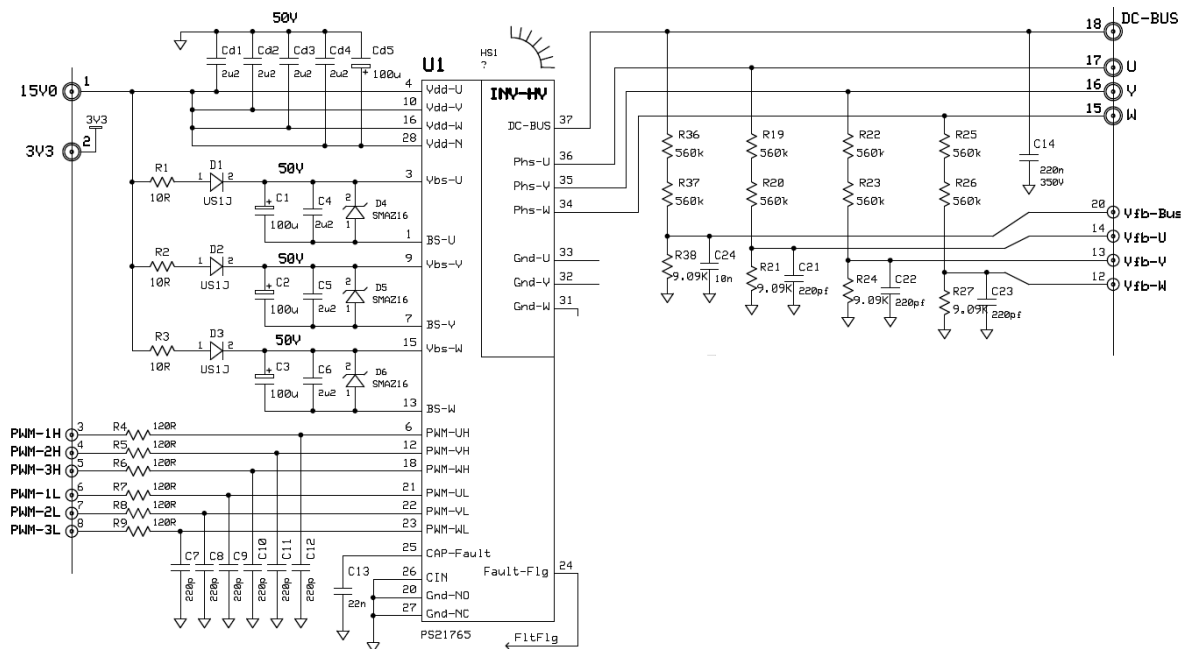


Figura 4. 9. Diagrama esquemático de la conexión del PS21765

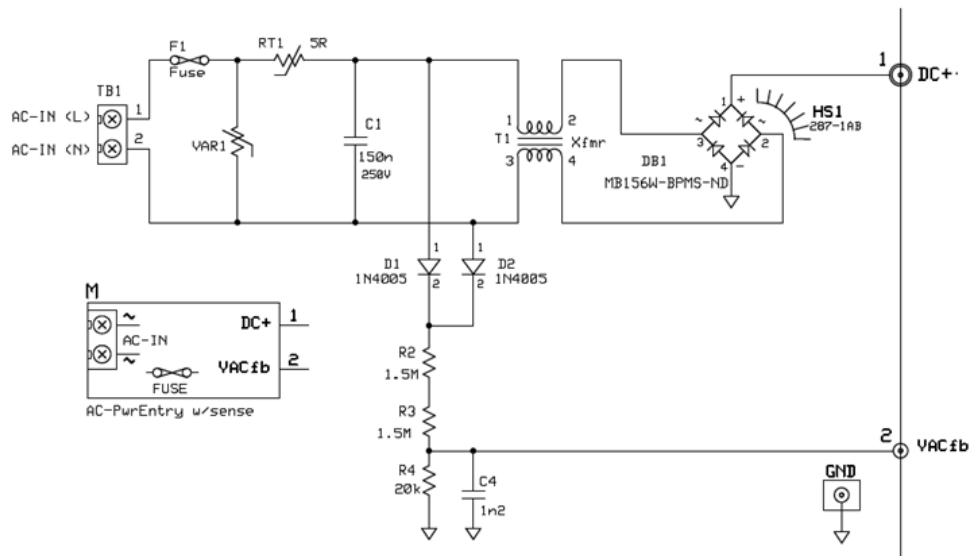
El PS21765 se tiene conectado un ventilador integrado a su disipador de calor, con el cual se consigue que el inversor maneje su máxima potencia. Si se alimenta una carga que demande una potencia menor a 300 W no requiere que se conecte. Para potencias mayores hay que activarlo.

#### 4.2.3. Rectificador

La alimentación para el inversor puede venir de una fuente externa o de un rectificador de voltaje. En caso de contar con una fuente de alto voltaje es la mejor alternativa, ya que tiene muy buen filtraje y bajo voltaje de rizo. Sin embargo es una opción costosa, la solución con

que viene provisto el kit de alto voltaje, es rectificar directamente el voltaje de la línea de CA. Si éste es de 120 Vrms el voltaje a la salida del rectificador es de 180 V de CD.

En la figura 4.10 se muestra el diagrama esquemático del rectificador monofásico del TMDSHVMTRPFCKIT. Conceptualmente es un bloque con entrada del voltaje de línea y la salida el voltaje rectificado (DC+) que es el alto voltaje, y un voltaje atenuado (VACfb) que alimenta a un convertidor AC/DC cuya salida es de +15 V y +3.3 V, el cual se usa para alimentar al controlador, cuando no se cuenta con una fuente de voltaje externa. Como protección tiene un fusible y varistores. Cuenta con un rectificador monofásico con disipador de calor. El filtrado se hace con el banco de capacitores.



**Figura 4. 10. Diagrama esquemático del rectificador**

#### 4.2.4. Sensores

Para tener una medición completa de las variables que intervienen en el control de motor, se tiene que medir los voltajes y corrientes de fase, la posición del rotor y el voltaje del bus. La medición de los voltajes de línea y del voltaje de bus se describió en la sección del inversor, aquí se explicará el funcionamiento y caracterización de las otras partes.

##### 4.2.4.1 Medición de corriente

En la figura 4.11 se muestra el diagrama esquemático de circuito que mide la corriente, el cual está hecho con base en el amplificador operacional OPA2350 de la firma TI. El OPA2350 funciona con una sola fuente de voltaje de 3.3 V, tiene 150  $\mu$ V de offset de salida y ancho de banda de 38 MHz. La conversión de corriente a voltaje se hace con resistores tipo shunt de 5 m $\Omega$ , el cual se conecta en las terminales de tierra de 2 de las ramas (U y V), la corriente de la rama W y de las 2 anteriores pasan por un shunt del mismo valor. Con

este arreglo se consigue tener una medición de todas las fases del inversor. Las variables de voltaje proporcional a la corriente son Ifb-U, Ifb-V e Ifb-Ret.

Para analizar la respuesta del porcentaje de conversión de corriente a voltaje se puede hacer obteniendo la función de transferencia o mediante la simulación, se optó por esta última. En la figura 4.12 se muestra el diagrama esquemático editado en el programa Orcad®, la entrada es una fuente de corriente constante de 1 A y se editó con los valores de los componentes usados en el kit de alto voltaje, y la etiqueta Vref es una fuente de voltaje de 2.5 V. Para ver la repuesta se usó el análisis de barrido en corriente directa (DC sweep), donde la fuente que se varia es la de corriente I1, en el rango de -20 A a 20 A, con incrementos de 0.01 A. La gráfica resultante se muestra en la figura 4.12, cuando la corriente de entrada es de 0 A el voltaje a la salida del circuito es de 1.651 V. Si la corriente de entrada está en el rango de -10 A a 10 A se tiene una respuesta lineal con una pendiente de -0.08071 V/A. La ecuación de salida del circuito acondicionador es la (4.2), donde  $i_{shunt}$  es la corriente de entrada,  $v_{shunt}$  el voltaje de salida del circuito,  $V_{offset}$  el voltaje de offset y  $G_{ifb}$  la ganancia del circuito.

$$v_{shunt} = V_{offset} - G_{ifb} i_{shunt} = 1.651 - 0.08071 i_{shunt} \quad (4.2)$$

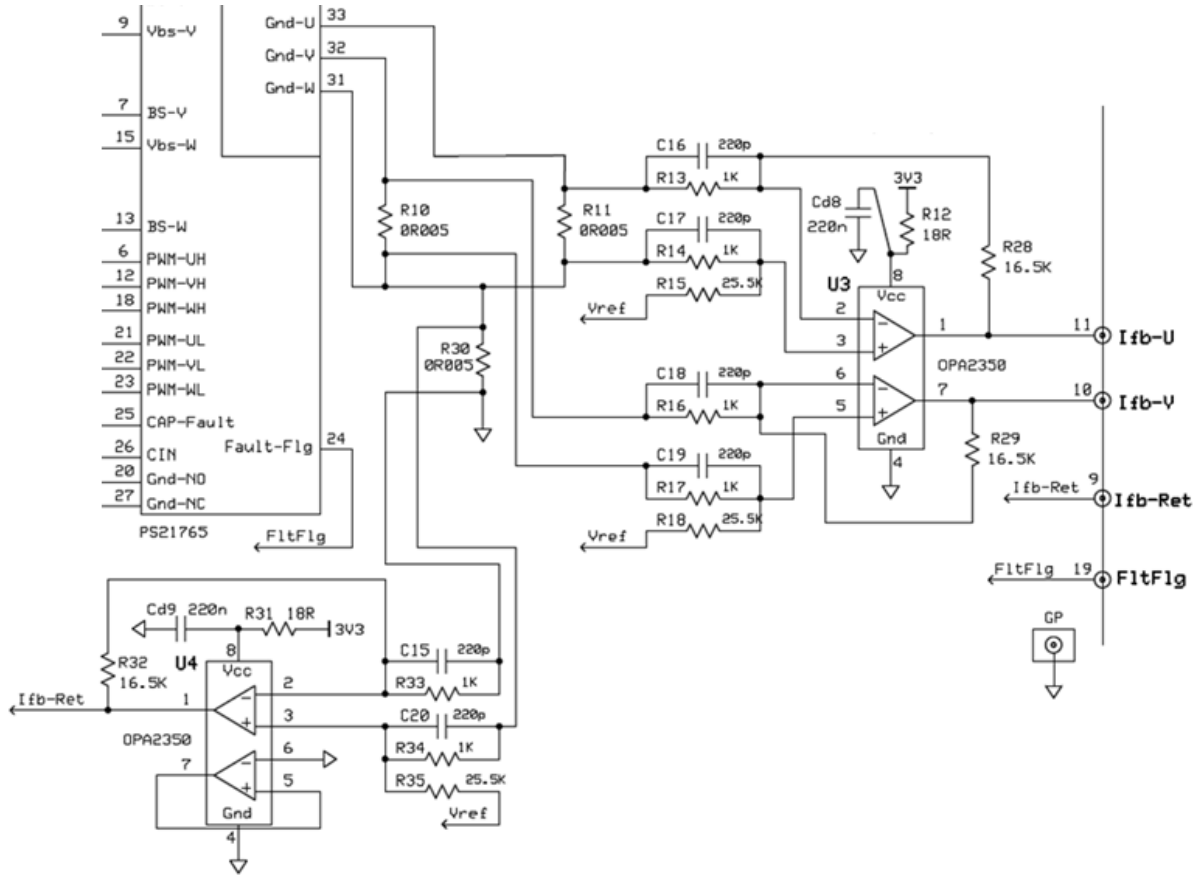


Figura 4. 11. Diagrama esquemático de la medición de la corriente

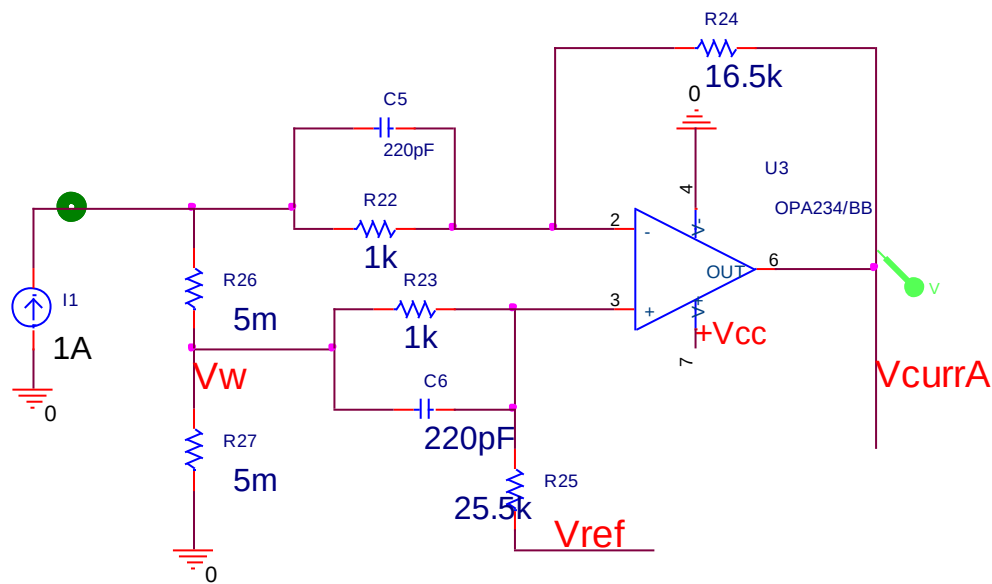


Figura 4. 12. Diagrama esquemático del circuito para medir corriente

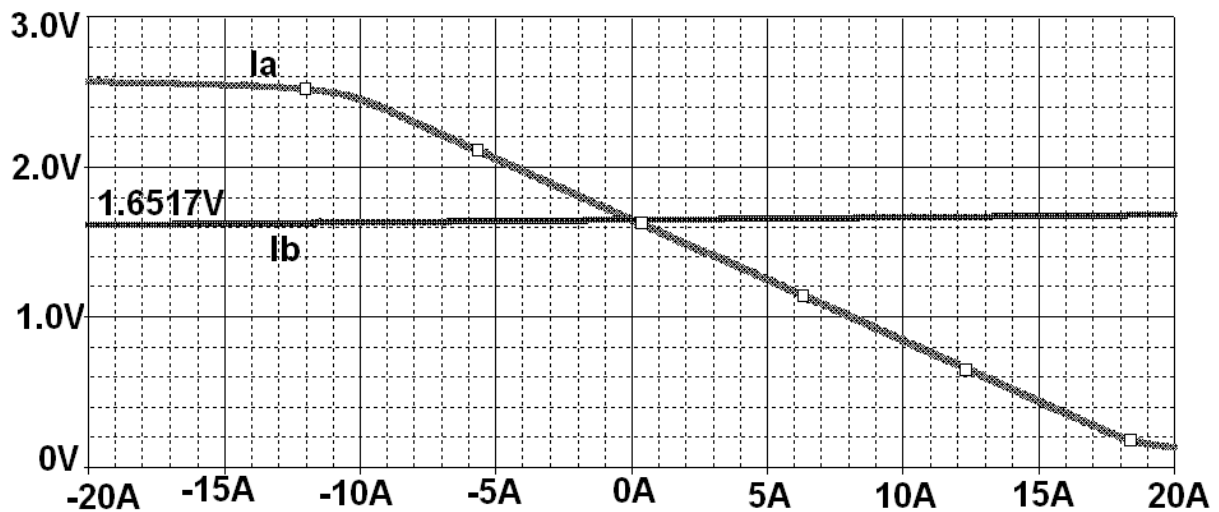
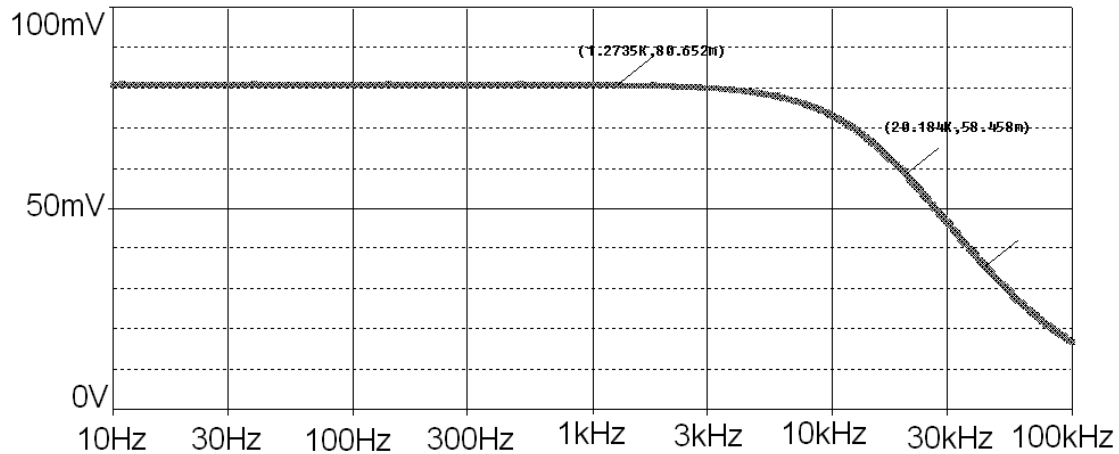


Figura 4. 13. Respuesta de corriente vs voltaje de salida del circuito de la figura 4.11

Para obtener el ancho de banda, se hizo un análisis de barrido en frecuencia (AC Sweep), en el rango de 10 Hz a 100 kHz con 100 puntos por década. La respuesta se muestra en la figura 4.14, como se puede ver, se tiene una salida constante en este rango, con un valor de 80.65 mV, la cual es la misma ganancia que se obtuvo en la caracterización de CD. De esta gráfica se tiene que el ancho de banda del circuito es de 20 kHz.



**Figura 4. 14. Respuesta en frecuencia del circuito de la figura 4.12**

Para corroborar la validez de estas ecuaciones se hicieron mediciones directamente en las terminales I<sub>fb</sub>-U, I<sub>fb</sub>-V y en I<sub>fb</sub>-Ret del kit de alto voltaje. Cuando la corriente es de 0 A los voltajes medidos fueron de 1.649 V, 1.646 V y 1.646 V, el cual se aproxima mucho a lo simulado en estas condiciones. El voltaje analógico es digitalizado por el ADC del DSC, el cual lo convierte a una variable en el rango de  $\pm 1$ . La ecuación (4.3) es la que usa el DSC para convertir el dato de corriente a este tipo de dato, en este caso se le resta 0.55 para garantizar que cuando la corriente de entrada es cero el dato de salida es 0; cuando se tiene el valor máximo de la corriente el valor proporcional que se tiene es de 0.81 y cuando se tiene la corriente negativa máxima el dato es 0.99.

$$v_{shuntADC} = \left[ \frac{ADC_{meas}}{2^{12}} - 0.55 \right] * 2 * \left[ \frac{3.0}{3.3} \right] \quad (4.3)$$

#### 4.2.4.2 Caracterización de la medición de voltaje

La ecuación (4.1) predice el voltaje de salida del divisor resistivo para la medición de voltaje. Cuando se digitaliza por el DSC la convierte a un número entero en el rango de 0 a 4095. Para agilizar los cálculos todas las variables se trabajan en el rango de  $\pm 1$ . La ecuación dentro del DSC que hace esto es la (4.4) donde ADC<sub>meas</sub> es el dato leído por el convertidor y volt1.DcBusVolt el voltaje del bus normalizado.

$$volt1.DcBusVolt = 0.00024414 * [ADC_{meas}] * 0.909 \quad (4.4)$$

Para verificar esta ecuación se alimentó el voltaje de alimentación al bus en el rango de 20 V a 175 V con una fuente de voltaje variable. En la tabla 4.2 se ponen las mediciones obtenidas. Cuando el voltaje de entrada fue de 31.51 V, la lectura del convertidor es de 362 LSB, el dato obtenido en volt1.DcBusVolt= 0.0801143. Para cada medición se calculó la pendiente que resulta del dato leído entre el voltaje de entrada y corresponden a la última columna. Haciendo un promedio de todas las pendientes calculadas, se obtuvo de 0.0002218, que es casi la misma que usa la ecuación (4.4). La ecuación (4.5) es la que



predice el voltaje del Bus tomando como entrada el dato normalizado, *volt1.DcBusVolt* que se multiplica por 0.0025369. Por ejemplo si *volt1.DcBusVolt* = 0.1, el voltaje del bus es de 39.4 V.

$$BusVolt = 394.18 * volt1.DcBusVolt \quad (4.5)$$

**Tabla 4.2 Caracterización del voltaje de bus**

| <b>Vin CD</b> | <b>ADCmeas</b> | <b>volt1. DcBusVolt</b> | <b>Pendiente (LSB/V)</b> |
|---------------|----------------|-------------------------|--------------------------|
| 22.02         | 258            | 0.0572562               | 0.0002219                |
| 24.1          | 279            | 0.06258236              | 0.0002243                |
| 25.97         | 300            | 0.0667989               | 0.0002227                |
| 28.04         | 326            | 0.07234699              | 0.0002219                |
| 31.51         | 362            | 0.0801143               | 0.0002213                |
| 35.39         | 414            | 0.09121045              | 0.0002203                |
| 40.02         | 456            | 0.1009751               | 0.0002214                |
| 45.3          | 517            | 0.1138466               | 0.0002202                |
| 50.33         | 569            | 0.1267182               | 0.0002227                |
| 55.39         | 625            | 0.1382582               | 0.0002212                |
| 60.28         | 680            | 0.1506859               | 0.0002216                |
| 63.1          | 712            | 0.1575655               | 0.0002213                |
| 175.2         | 1943           | 0.4316407               | 0.0002222                |

#### 4.2.4.3 Medición de la posición

El kit de alto voltaje tiene una interfaz para la conexión de sensores de efecto Hall y encoder para medir la posición del rotor del motor. Los MSIP usan encoder y los de tipo brushless usan de efecto Hall. El encoder requiere un voltaje de alimentación de 5 V, tiene 2 salidas en cuadratura (A, B) y el Índice, las señales de cuadratura indican el desplazamiento y la fase entre ellos determina el sentido. El índice se activa cada que da una vuelta completa el encoder. En el MSIP el imán del motor está alineado con el índice, de tal manera que cuando ésta se activa el imán está en la posición cero.

En la figura 4.15 se muestra el diagrama esquemático de la interfaz para el manejo de los sensores de posición, en particular del encoder. Como las entradas salidas digitales del DSC son de 3.3 V y las salidas del encoder son de 5 V, se requiere un circuito que adapte los niveles. El TXB0106 es un convertidor bidireccional de voltaje de 6 bits y realiza esta función. Los sensores de efecto Hall, para un motor brushless, se activan cada que el eje del rotor se ha desplazado 120°, en ese momento la salida se pone en bajo. El conector J10 tiene los bornes para que se conecte el encoder externo.

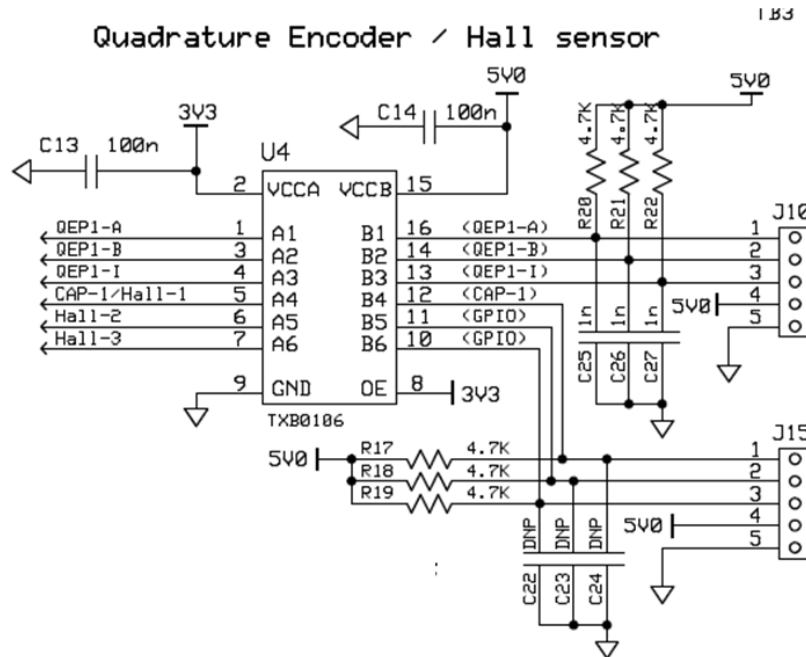


Figura 4. 15. Diagrama esquemático del manejador de encoder

#### 4.2.5. Salidas analógicas

El DSC no posee salidas analógicas pero estas se pueden emular usando modulación de ancho de pulso (PWM), cuya señal moduladora configura el ancho de pulso. Usa una portadora de 200 kHz y la recuperación de la señal analógica se hace con un filtro pasa bajas. En la figura 4.16 se muestra el diagrama esquemático de esta parte. Las salidas de PWM del DSC son PWM-7A, 7B, 6A y 5A, se hacen pasar por un buffer y el filtro pasa bajas de tipo RC, a estas se les llama DAC-PWM-1 al 4. La frecuencia de corte del filtro RC es de 2.066 kHz, que está muy por debajo de la frecuencia de la portadora. En el conector J14 se tienen las 4 salidas analógicas moduladas por PWM y en el J18 la conexión de tierra.

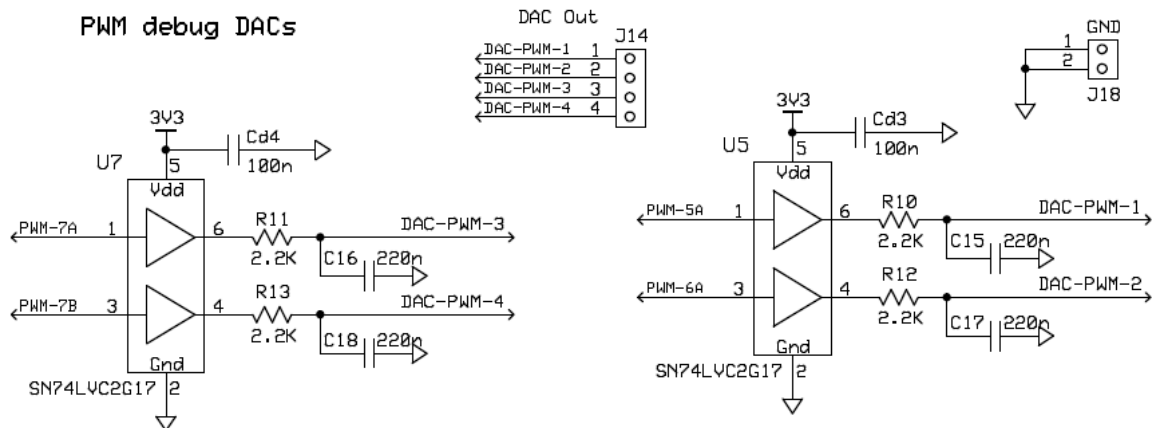


Figura 4. 16. Diagrama esquemático de las salidas analógicas

### 4.3. Caracterización del MSIP HVMSIPMTR

El motor usado en este trabajo es el EMJ-04APA22 de la firma *Anaheim Automation* que en la figura 4.17 se muestra una fotografía del mismo. Tiene 2 cables, uno de los cuales es para conectarle los voltajes de las fases A, B y C (marcadas en él como U, V y W), y el otro es la del encoder para la medición de la posición. El cable de alimentación tiene 3 cables y el encoder 5 cables. En la tabla 4.3 se muestra la distribución de cada uno de ellos. El cable de potencia se conecta a las terminales del TB3 y las del encoder al J10 del kit de alto voltaje.



Figura 4. 17. Fotografía del MSIP EMJ-04APA22

Tabla 4.3 Cables del motor EMJ-04APA22

| Cables de Potencia | Color  | Función         |
|--------------------|--------|-----------------|
|                    | Rojo   | Fase U          |
|                    | Negro  | Fase V          |
|                    | Blanco | Fase W          |
| Cables del encoder | Café   | Señal A         |
|                    | Verde  | Señal B         |
|                    | Blanco | Señal de Índice |
|                    | Rojo   | +5V             |
|                    | Negro  | Tierra (Gnd)    |

Para tener el modelo del MSIP es necesario conocer los parámetros de la inductancia  $L_d$  y  $L_q$ , el número de par de polos  $P$ , el flujo del imán  $\Psi_{PM}$ , el momento de inercia  $J$  y el coeficiente de fricción  $b$ . La hoja de datos especifica los siguientes parámetros:  $P=4$ ,  $L=13.3$  mH,  $R=4.7$   $\Omega$ , constante de torque  $kt=79.9$  oz-in/A (0.5642 Nm/A) y  $J=0.00439$  oz-in-s<sup>2</sup> (0.000031 Nms<sup>2</sup>). Para tener una mejor estimación del modelo es necesario verificar con mediciones cada uno de ellos, lo cual se explica en las siguientes subsecciones.

#### 4.3.1 Medición de la resistencia el MSIP

La resistencia entre las fases se midió con un multímetro, sin embargo no mantenían un valor estable, por tal motivo se midió usando la ley de Ohm, es decir se aplicó voltaje con

una fuente de voltaje y se midió la corriente que demandaba. Estas mediciones se hicieron entre las fases ab (Rab), ac (Rac) y bc (Rbc). Para tener una medida más representativa se tomaron varias mediciones con corrientes de 0.1 A a 0.4 A. El promedio del valor de resistencia obtenido con este procedimiento se muestra en la tabla 4.4. El valor que se va usar para el modelo es el promedio de estas tres mediciones, que es  $R_{avg}=4.52 \Omega$ . La resistencia media es de línea a línea y se necesita conocer la resistencia de fase a común, que es la que requiere el modelo. La ecuación (4.6) es el factor de conversión de resistencia de línea a fase. Aplicando esta ecuación, a la resistencia promedio, se tiene que el valor del modelo es  $R=2.26 \Omega$ .

**Tabla 4.4. Resistencias entre líneas del motor EMJ-04APA22**

| Parámetro              | Rab  | Rbc  | Rac  |
|------------------------|------|------|------|
| Resistencia entre fase | 4.70 | 4.39 | 4.48 |

$$R = R_{ac}/2 \quad (4.6)$$

#### 4.3.2 Medición de la inductancia en el MSIP

La inductancia se tiene que medir en la frecuencia a la que se va a operar el inversor, en este caso es de 10 kHz. Esta medición se hace con un puente de impedancias, sin embargo la gran mayoría de estos medidores no tiene muchas opciones de frecuencia. Una alternativa para medir impedancia, en un rango amplio de frecuencias, es el que se muestra en la figura 4.18, donde se usa un generador de funciones, un osciloscopio y una resistencia. El circuito se excita con el generador de funciones, el canal A (CHA) del osciloscopio se conecta con el generador y el canal B (CHB) en la tierra del generador. La tierra del osciloscopio se conecta en la unión del resistor con la líneas del motor (en este ejemplo las fases A y B). El voltaje CHA es proporcional a la corriente y el inverso del voltaje de CHB es el voltaje de la impedancia. La impedancia es la razón entre el fasor de voltaje y de corriente, la impedancia medida está dada en la ecuación (4.7). Donde  $|Z|$  es la magnitud de la impedancia y  $\varphi$  el ángulo de fase,  $R_z$  la parte real de la impedancia y  $X_L$  la reactancia inductiva para el caso del motor.

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{-V_{CHB}}{V_{CHA}/R} = \frac{R(-V_{CHB})}{V_{CHA}} = |Z|e^{j\varphi} = R_z + jX_L \quad (4.7)$$

Se mide el voltaje pico a pico o eficaz en del canal A y B ( $V_{CHA}$  y  $V_{CHB}$  respectivamente), el ángulo de fase se mide con el mismo osciloscopio, y el negativo de la medición del canal B se hace invirtiendo la señal. La reactancia inductiva del motor  $X_L = 2\pi fL$ , donde L es la inductancia y f la frecuencia. Despejando y combinando la con la ecuación (4.7) se tiene el valor de L en la ecuación (4.8).

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{|Z| * \sin(\varphi)}{2\pi f} \quad (4.8)$$

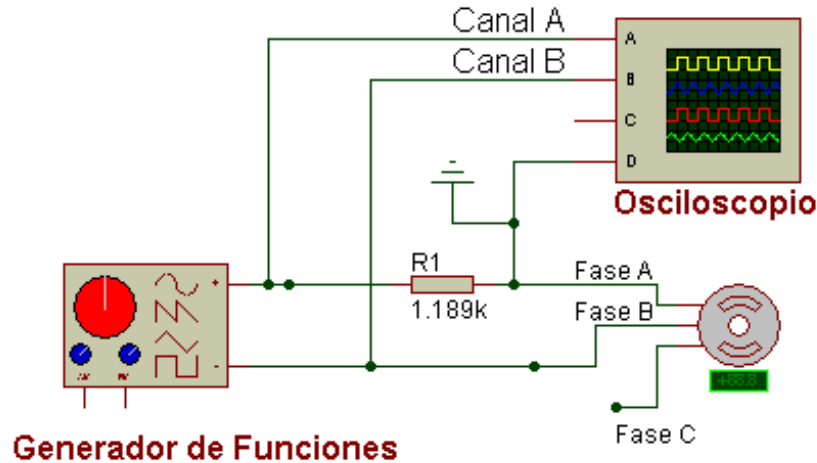


Figura 4. 18. Diagrama de conexiones para medir la inductancia del motor

Se hicieron mediciones de los voltajes de línea (entre ab, ac y ab) y con ellos se calcularon las inductancias entre la fase ab ( $L_{ab}$ ), ac ( $L_{ac}$ ) y bc ( $L_{bc}$ ). El rango de frecuencias medidas fue de 7 kHz a 13 kHz con incrementos de 1 kHz. Se midieron los voltajes rms y el ángulo de fase, a cada una de éstas se le aplicó la ecuación (4.8) para obtener la impedancia de cada medición. En la figura 4.19 se muestran los resultados obtenidos, como se puede ver mantienen valores más o menos constantes, con un valor promedio de las inductancias de  $L_{ab}=15.79$  mH,  $L_{ac}=10.41$  mH y  $L_{bc}=10.62$  mH. Como se puede ver  $L_{ab}$  tiene una magnitud mayor a las otras inductancias. El valor que se va a tomar para el modelo va a ser el promedio, pero para éste se necesita el valor referido a tierra, por eso hay que aplicarle el factor de corrección de la ecuación (4.9). La inductancia del modelo es  $L_d=L_q=6.13$  mH.

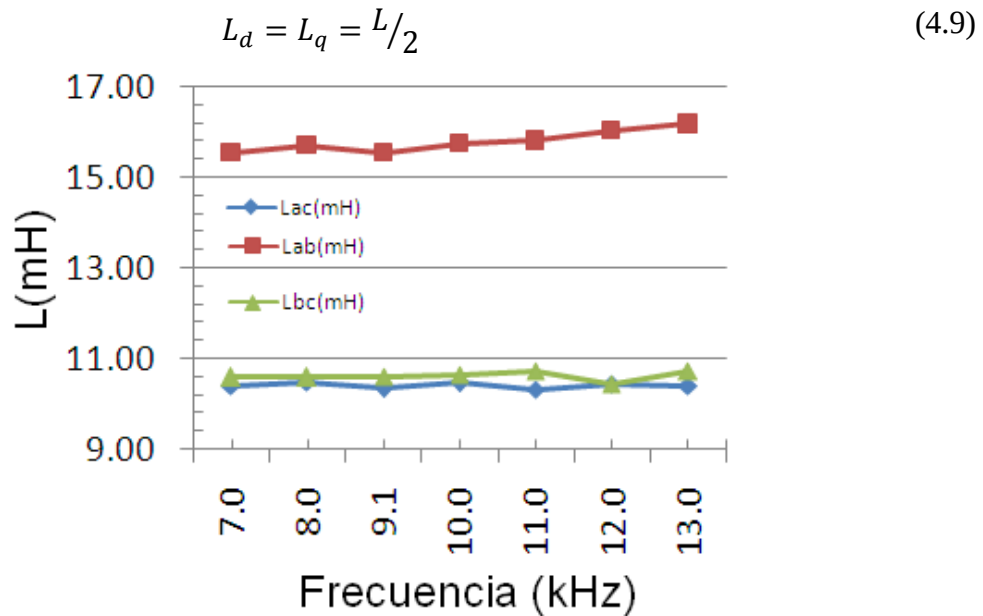


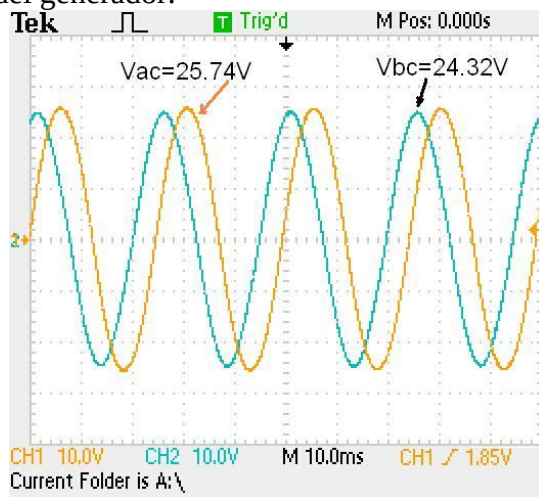
Figura 4. 19. Respuesta en frecuencia de la Inductancia entre las líneas

### 4.3.3 Medición de flujo del imán

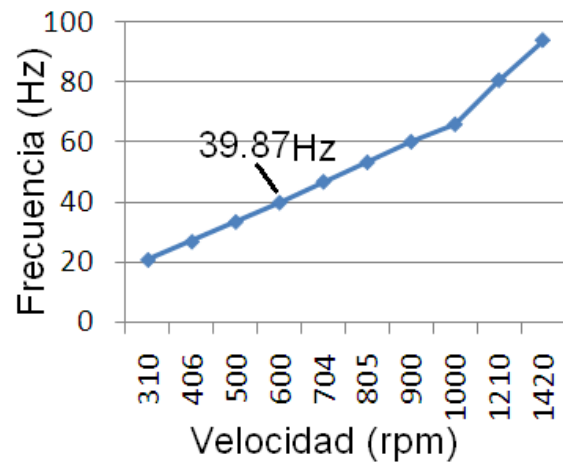
Si el MSIP se acopla mecánicamente a un motor y se hace girar a éste, el MSIP se comporta como generador de voltaje. Si el generador no alimentan a ninguna carga eléctrica, las corrientes en  $d$  y  $q$  son cero, por lo cual  $i_d = i_q = 0$ . Al aplicar estas condiciones a las ecuaciones del modelo se tiene que  $V_q = \Psi_{PM} \omega$ , donde  $\omega$  es la velocidad eléctrica del motor. Los voltajes de fase se obtienen al aplicarle la transformada inversa de Park. Experimentalmente solo se tienen acceso a los voltajes de línea a línea ( $V_{L-L}$ ), la cual se relaciona con los voltajes de fase dividiendo éstas entre  $\sqrt{3}$ . Combinado todas estas condiciones en la ecuación (4.10) se tiene el flujo del imán  $\Psi_{PM}$ , donde  $V_{L-L(rms)}$  es el voltaje eficaz entre los voltajes de línea y  $\omega_{rpm}$  la velocidad angular en revoluciones por minuto (rpm). La relación entre la velocidad angular y la eléctrica es  $\omega = \pi P \omega_{rpm} / 30$  y  $V_{L-L} = \sqrt{2} V_{L-L(rms)}$ .

$$\Psi_{PM} = \frac{V_{L-L}}{\omega \sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} V_{L-L(rms)}}{\left( \sqrt{3} \pi P \omega_{rpm} / 30 \right)} \quad (4.10)$$

Para medir  $\Psi_{PM}$  la flecha del MSIP se le acopló un motor de CD, posteriormente se conectó el motor de CD a una fuente de voltaje, y a un voltaje de CD, en estas condiciones la velocidad de ambos motores se mantiene constante. Se midieron los voltajes de línea en el MSIP con un osciloscopio, estos fueron  $V_{ab}$ ,  $V_{ac}$  y  $V_{bc}$ , su magnitud y frecuencia son función de la velocidad del motor de CD. En la figura 4.20 (a) se muestra el voltaje medido cuando la velocidad del motor fue de 600 rpm. El voltaje de pico entre las líneas fue  $V_{ac}=25.74$  V y  $V_{bc}=24.32$  V, con una frecuencia de 39.87 Hz. En la figura 4.20(b) se muestra la gráfica de la velocidad angular vs la frecuencia de las señales producidas por el motor. Como se puede ver mantiene una relación lineal entre la velocidad y la frecuencia del generador.



(a)



(b)

Figura 4. 20. (a) Voltaje de la fase  $V_{ac}$  y  $V_{bc}$  medidos en el MSIP. (b) Gráfica de velocidad angular vs frecuencia del voltaje entre fases

En la figura 4.21(a) se muestra la gráfica de la velocidad contra el voltaje rms medido entre las líneas Vac y Vbc, el cual tienen una tendencia lineal en función de la velocidad. El voltaje Vac es ligeramente mayor a Vbc. A 600 rpm los voltajes medidos fueron de Vac=18.2 Vrms y Vbc=17.2 Vrms que al encontrar el voltaje de pico son los mismos que los obtenidos en la figura 4.20(a). Aplicando la ecuación (4.10), al conjunto de mediciones de voltaje eficaz, se obtiene el valor de  $\Psi_{PM}$ , para cada velocidad. En la figura 4.21(b) se muestran las gráficas de éste parámetro contra la velocidad. Para tener la medición más aproximada se usó el promedio de todas ellas. Los valores promedio de  $\Psi_{PM}$ , con base en las mediciones de Vac y Vbc, fueron de 0.0587 Wb y 0.0542 Wb respectivamente, el valor a usar es el promedio de ambas  $\Psi_{PM} = 0.05645$  Wb.

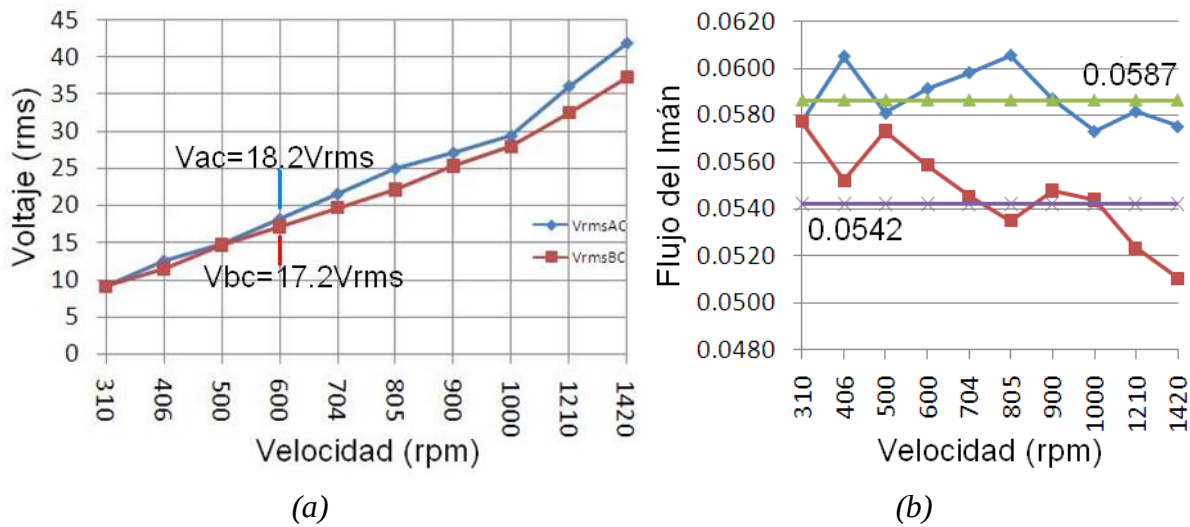


Figura 4. 21. (a) Gráfica de velocidad vs voltaje eficaz de línea. (b) Gráfica del flujo del imán

La hoja de datos del MSIP especifica la constante del motor  $k_t = 0.5642$  Nm/A, la cual relaciona el par del motor con base a la corriente  $i_q$  y esta dada en la ecuación (4.11), que del modelo del motor corresponde al par electromagnético producido por éste. Despejando  $\Psi_{PM}$  y sustituyendo los valores se obtiene el flujo del imán en la ecuación (4.12).

$$\tau_e = k_t i_q = \frac{3}{2} P [i_q \Psi_{PM}] \quad (4.11)$$

$$\Psi_{PM} = \frac{2k_t}{3P} = \frac{2(0.5642 \text{ Nm/A})}{3(4)} = 0.094 \text{ Wb} \quad (4.12)$$

En la tabla 4.5 se muestra la comparación entre los valores de los parámetros medidos y los que vienen en la hoja de datos. Como se puede ver se aproximan mucho en el orden de magnitud. Con el procedimiento con que se hizo el cálculo de cada parámetro es posible caracterizar un motor si no se cuenta con la hoja de datos.

**Tabla 4.5. Parámetros del motor**

| Parámetro                               | Valor de la hoja de datos | Valor medido  |
|-----------------------------------------|---------------------------|---------------|
| Par de polos P                          | 4                         | -----         |
| Magnetización de los Imanes $\Psi_{PM}$ | 0.09403 Wb                | 0.05645 Wb    |
| Momento de Inercia J                    | 0.000031 Nms <sup>2</sup> | -----         |
| Resistencia R                           | 2.35 $\Omega$             | 2.26 $\Omega$ |
| Inductancia en d Ld                     | 6.65 mH                   | 6.13 mH       |
| Inductancia en q Lq                     | 6.65 mH                   | 6.13 mH       |
| Fricción Viscosa B                      | 0.0038 Ns                 | -----         |
| Encoder                                 | 2500 ppr                  | -----         |
| Velocidad máxima                        | 3000 rpm                  | -----         |

#### 4.4. Plataforma del Electrodinamómetro

Para poder caracterizar al MSIP es necesario aplicarle diferentes cargas mecánicas para probar el rendimiento del motor ante diferentes condiciones. Por lo cual es necesario el realizar un electrodinamómetro el cual se realiza con 2 motores, uno de ellos es el MSIP EMJ-04APA22 descrito anteriormente y el otro un servomotor de CD, ambos deberán de estar acoplados mecánicamente, por lo cual se montan en un base metálica con las flechas conectadas con un cople. A continuación se describen cada una de las partes.

El servomotor de CD a usado es el N23-53-10000 de la firma *Galil's Motion Control*, cuya fotografía se muestra en la figura 4.22. Las características más importantes: Par de 53 oz-in (0.374 Nm), temperaturas de operación entre -10 °C y 80 °C, velocidad máxima de 6000 rpm, corriente continua de 3.9 A, encoder de 1000 pulsos/revolución y salidas A, B, Index y sus complementos [53]. El servomotor cuenta con 2 cables, de alimentación y encoder. En la tabla 4.6 se muestran los cables de encoder y su función. Las características eléctricas se describirán en la siguiente sección.

**Tabla 4.6. Identificación de los cables del encoder del servomotor N23-53-1000**

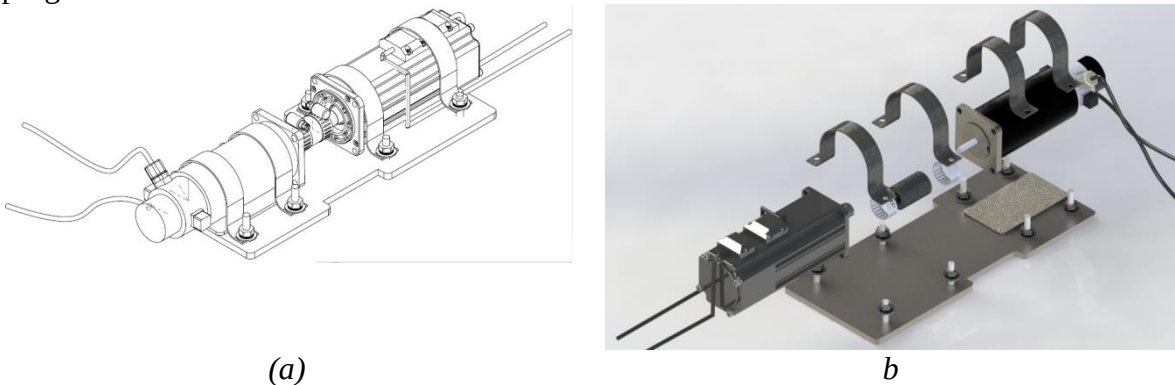
| Función | Color del cable |
|---------|-----------------|
| 5V      | Rojo            |
| GND     | Negro           |
| CHA-    | Amarillo        |
| CHA+    | Blanco          |
| CHB-    | Verde           |
| CHB+    | Azul            |
| INDEX-  | Café            |
| INDEX+  | Naranja         |





**Figura 4. 22. Fotografía del servomotor el N23-53-10000**

Antes de realizar la plataforma experimental, se hizo el diseño en el programa SolidWorks®, con el fin de definir las dimensiones y los componentes que integran al electrodinamómetro. En la figura 4.23(a) se muestra la forma en que se conectan los motores, el motor de la izquierda es el de CD y el de la derecha el MSIP. Los motores se van a sostener con abrazaderas tipo omega y el cople se ajusta con abrazaderas sin fin, los motores se montan sobre una placa de acero de 5 mm de espesor. En la figura 4.23(b) se muestra cada uno de los componentes del sistema. Ambas figuras fueron realizadas con este programa.



**Figura 4. 23. (a) Vista frontal de la plataforma experimental. (b) Explosivo con los componentes de la plataforma experimental**

#### 4.5. Caracterización del motor de CD

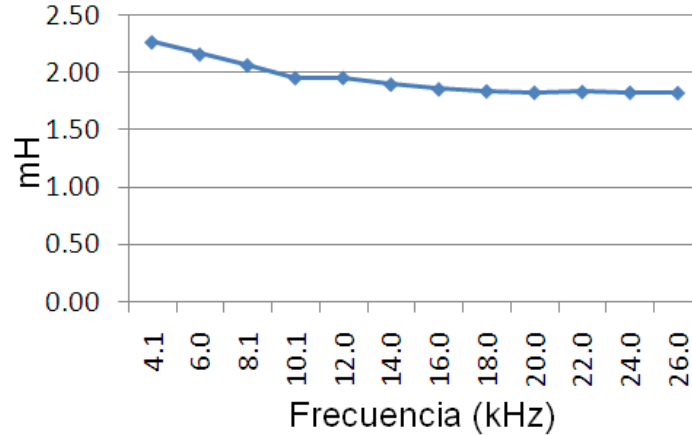
El motor de CD genera un par de carga hacia el MSIP, por lo cual es necesario encontrar los parámetros eléctricos que determinan su funcionamiento, con el fin de tener una estimación de cuanto par demanda al motor. Un motor de CD se modela con la ecuación (4.13), donde  $L$  es la inductancia del embobinado del campo del motor (en H),  $R$  la resistencia del campo del motor (en  $\Omega$ ),  $k_e$  la constante del par del motor (Nm/A),  $J$  el momento de inercia (en  $\text{kg m}^2$ ),  $b$  el coeficiente de fricción viscosa (en  $\text{Nm s/rad}$ ),  $i(t)$  la corriente (en A),  $\omega(t)$  la velocidad de rotación (en rad/s),  $u(t)$  el voltaje de entrada al motor (en V) y  $T_L$  el par de carga (en Nm), que para esta aplicación es el que le suministra

el MSIP. En la hoja de datos del servomotor vienen algunos de estos parámetros. Se va a caracterizar con el fin de tener una medición experimental de ellos.

$$\begin{aligned} L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + k_e \omega(t) &= u(t) \\ J \frac{d\omega(t)}{dt} + b\omega(t) &= k_e i(t) - T_L \end{aligned} \quad (4.13)$$

La medición de la resistencia se hizo manteniendo un voltaje constante manteniendo fija la flecha del motor. Con estas condiciones se tiene que  $u(t) = Ri(t)$ , por lo cual midiendo la corriente y el voltaje se tiene una medición de R. Se probaron con voltajes de 0.3 V a 1 V, se midieron las corrientes, y se calculó el valor de R para cada medición. El valor promedio obtenido de las resistencias fue de  $R=2.04 \Omega$ .

La medición de la inductancia se hizo con un generador de funciones y un osciloscopio, con el mismo diagrama de la figura 4.18. A bajas frecuencias la inductancia tiene una reactancia muy pequeña, por lo que no se pudo medir la corriente (que es proporcional al voltaje del resistor externo del circuito de medición). A partir de 2 kHz se obtuvieron voltajes medibles. Para reducir el ruido, el osciloscopio se configuró para que la captura fuera por promedio de 60 mediciones. Se hizo un barrido en frecuencia de 4 kHz a 26 kHz con incrementos de 2 kHz, se midieron los voltajes y con base a ellos se obtuvo la gráfica de la inductancia contra frecuencia (figura 4.24), como se puede ver no tiene muchas variaciones, promediando todas las mediciones el valor resultante es  $L = 1.94 \text{ mH}$ .



**Figura 4. 24. Inductancia vs frecuencia del servomotor N23-53-10000**

Cuando el  $u(t)$  es constante  $\omega(t)$  e  $i(t)$  también lo son. Con estas condiciones en el modelo del motor se tiene que  $u(t) = Ri(t) + k_e \omega(t)$ , midiendo la corriente y la velocidad y como ya se tiene el valor de R se puede estimar la constante de par  $k_e$ . En la figura 4.25(a) se muestra la gráfica de velocidad vs  $k_e$ . La velocidad está en rpm ( $\omega_{rpm}$ ) para convertirla a rad/s se hace con  $\omega(t) = \pi \omega_{rpm} / 30$ . Se caracterizó de 500 rpm a 1400 rpm, haciendo un promedio de todas ellas el valor obtenido es  $k_e = 0.0793 \text{ Nm/A}$ .

Para medir el coeficiente de fricción, en condiciones constantes se tiene que  $b\omega(t) = k_e i(t)$ , como ya se conoce el valor de  $k_e$  y las mediciones de velocidad y corriente. En la figura 4.25(b) se muestra la respuesta de  $b$  contra la velocidad en el rango de 500 rpm a 1400 rpm. Como se puede ver mantiene una tendencia lineal decreciente. Para tomar el valor a usar de  $b$  se hizo un promedio de todas ellas, el valor resultante es  $b = 0.0021$  Nm s/rad.

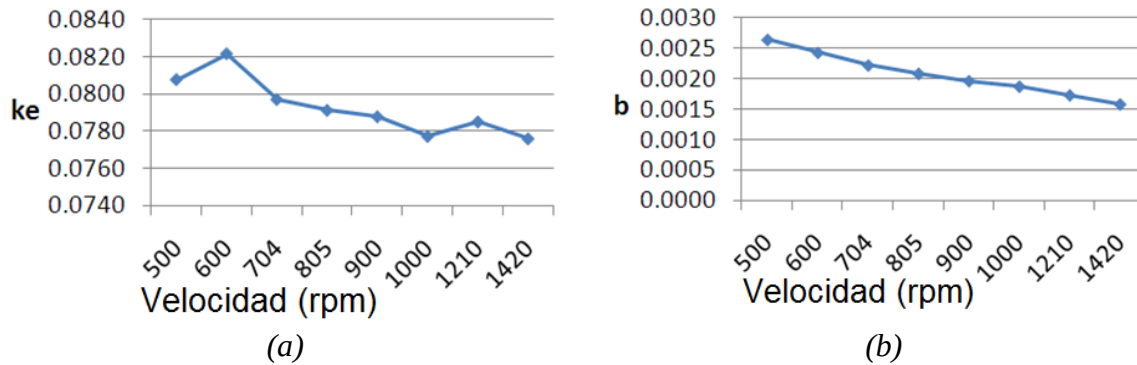


Figura 4. 25. (a) Caracterización de velocidad vs constante de par  $k_e$ . (b) Caracterización de velocidad vs coeficiente de fricción  $b$

En la tabla 4.7 se muestran los parámetros de la hoja de datos del motor de corriente directa N23-53-10000 y los medidos experimentalmente. Como se puede ver las mediciones están dentro del orden de magnitud de lo especificado por el fabricante. Por ejemplo, para la inductancia el valor medido es un 25% menor al que viene en la hoja de datos.

Tabla 4.7. Parámetros Eléctricos del motor N23-53-10000

| Parámetro                                   | Valor de la hoja de datos | Valor medido |
|---------------------------------------------|---------------------------|--------------|
| Resistencia de Armadura $R$ ( $\Omega$ )    | 1.18                      | 2.04         |
| Inductancia de Armadura $L$ (mH)            | 2.6                       | 1.94.        |
| Constante de par $k_e$ (Nm/A)               | 0.096                     | 0.0793       |
| Coeficiente de fricción $b$ (Nm s/rad)      | -----                     | 0.0021       |
| Momento de Inercia $J$ (kg/m <sup>2</sup> ) | $5.86 \times 10^{-5}$     | -----        |

#### 4.6 Sistema de adquisición de datos

El kit de alto voltaje no tiene aislamiento entre el voltaje de fase de AC y sus componentes, de tal manera que si se conecta con un sistema de adquisición de datos puede causar un mal funcionamiento en éste. El controlador digital de señales que posee el kit, digitaliza las señales de corriente y voltaje para que pueda ejecutar los algoritmos de control. Desde el ambiente de programación (*El Code Composer Studio CCS*) se tiene medición de todas las variables y se puede guardar un historial de hasta 200 mediciones continuas. Sin embargo, éstas son muy rápidas por lo que no es posible el tener una medición para la generación de reportes. Por tal motivo es necesario hacer un sistema de adquisición de datos que permita obtener las mediciones de corrientes, voltajes de fase, posición y velocidad de rotor. El kit

de alto voltaje tiene 4 salidas moduladas de PWM hacia las cuales se puede enviar cualquier variable en el rango de  $\pm 1$ , con esta se envía la posición o velocidad medidas. También es necesario el tener las mediciones del electrodinamómetro con el que se obtiene el par de carga generado.

Por tal motivo, es necesario diseñar un módulo de acondicionamiento que permita acondicionar las señales del kit de alto voltaje, para que puedan ser capturadas con una tarjeta de adquisición de datos. Se necesita medir las salidas analógicas del kit, las corrientes y voltajes de fase, así como acondicionar éstas en el rango de  $\pm 10$  V. Las características que debe tener el módulo son:

- Medición de los voltajes generados por el inversor entre las fases A, B y C con un rango de 0 a 360 V, aunque normalmente se va a usar de 0 a 180 V. Estos voltajes usan una portadora de PWM de 10 kHz y la señal modulante tiene una frecuencia máxima de 200 Hz. El voltaje de salida estará en un rango de -10 V a +10 V. Se debe tener aislamiento entre la entrada y salida.
- Acondicionar las salidas analógicas del módulo de alto voltaje. Tiene 4 salidas de PWM cuyo tiempo de pulso es proporcional al valor de la variable a convertir, a su salida tiene un filtro pasa bajas pasivo con el que genera un voltaje proporcional a ella. Experimentalmente se encontró que solo dos salidas pueden ser configuradas, por causas que no se determinaron. Las señales activas son PWM1 y PWM2 y tienen voltajes de salida en el rango de 0 a 3 V. Se requiere tener una salida de mayor amplitud de 0 a 10 V con aislamiento. El ancho de banda de la señal es de 300 Hz.
- La medición de corriente se realizará con sensores de corriente de efecto Hall, los cuales suministran un voltaje proporcional a la corriente que mide. La salida está aislada y el acondicionamiento es el más simple.
- Medición de la corriente y el voltaje generados por el motor de CD trabajando como generador y que le proporciona par de carga al MSIP.

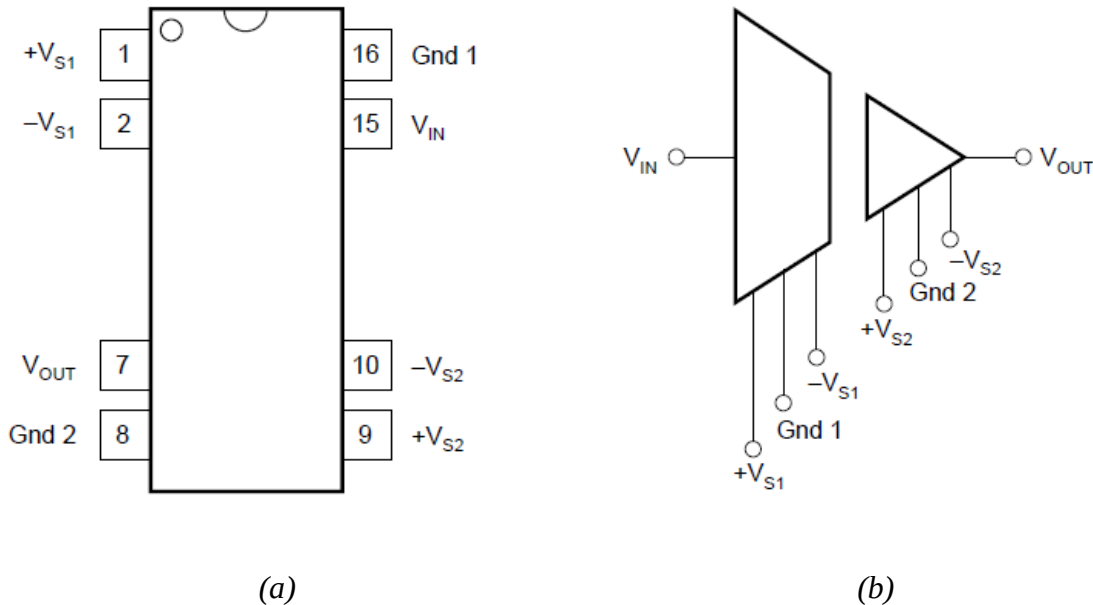
Una vez planteados los requerimientos se procederá a realizar el diseño de cada una de estas 4 partes.

#### **4.6.1 Acondicionamiento para los voltajes de línea del inversor**

El inversor genera voltajes trifásico (fases A, B y C) sin conexión a neutro. El sistema marca a cada fase como U, V y W. Sin embargo se tiene acceso a la conexión del neutro del inversor lo cual da la posibilidad de medir los voltajes de fase de cada una de las ramas, que son  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  y  $V_{cn}$ .

Para poder pasar voltajes analógicos entre sistemas con tierras diferentes, si son de frecuencia constante se puede usar transformadores, sin embargo si estos son de diferentes frecuencias, incluso CD, es necesario usar amplificadores aislados. En el mercado la firma Texas Instruments provee el amplificador aislado ISO124E, el cual es de precisión y bajo costo, con 50 kHz de ancho de banda. Para funcionar requiere de 2 fuentes de voltaje externas con un consumo de corriente menor a 6 mA en cada una de ellas. Proporciona 1500 Vrms de aislamiento entre la entrada y la salida. En la figura 4.26(a) se muestra el

diagrama de conexiones del encapsulado tipo DIP con 16 terminales. En la figura 4.26(b) se observa su diagrama conceptual de conexiones,  $V_{IN}$  es el voltaje de entrada,  $V_{OUT}$  el voltaje de salida,  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$  son las dos fuentes de voltaje para alimentar la entrada y la salida. El aislamiento se consigue con una barrera capacitiva, que bloquea el voltaje de baja frecuencia, y el voltaje de entrada se modula en una portadora de PWM de alta frecuencia.



**Figura 4. 26. Diagrama de conexiones del amplificador aislado ISO124E. (b) Diagrama a bloques conceptual**

El voltaje a medir está en el rango de 0 a 360 V, sin embargo la salida del inversor son pulsos de amplitud igual al voltaje de bus (en este caso de 180 V), por lo cual se va a usar el mismo esquema que usa el kit de alto voltaje para monitorearlo, que es un divisor resistivo con resistencias de 1 M $\Omega$  y 10 k $\Omega$ , este último con un capacitor de 220 pF. Teniendo un factor de atenuación de 101 veces con una frecuencia de corte de 454 kHz. Cuando el voltaje de entrada es de 180 V la salida es 1.78 V.

En la figura 4.27 se muestra el diagrama esquemático del módulo de acondicionamiento de alto voltaje, las entradas son los voltajes del fase (U, V y W) y tierra del inversor. Las salidas son los voltajes atenuados  $V_{uFase}$ ,  $V_{vFase}$  y  $V_{wFase}$  que entra el conector J7. Estas se llevan con un cable blindado hacia la siguiente etapa.

El voltaje del inversor se genera por medio de la técnica de modulación vectorial espacial (SVM) con una portadora de 10 kHz. La máxima frecuencia modulante va a ser de 200 Hz, por lo que es necesario un filtro pasa bajas que elimine la portadora de la modulante. Para lograr esto se usa un filtro pasa bajas activo de segundo orden como el que se muestra en la figura 4.28. El cual consta de 2 operacionales, 3 resistencias y 2 capacitores. Con la ecuación (4.14) se calcula el valor de R en función de la frecuencia de corte  $f_c$ , (en Hz), y el capacitor C (en F). Si  $C=220$  nF y  $R=1.2$  k $\Omega$ , entonces  $f_c=426$  Hz. Cuando se requiere

ganancia el primer amplificador se configura como tipo no inversor y en este caso su ganancia es de 4.3.

$$R = \frac{0.707}{2\pi f_c C_1} \quad (4.14)$$

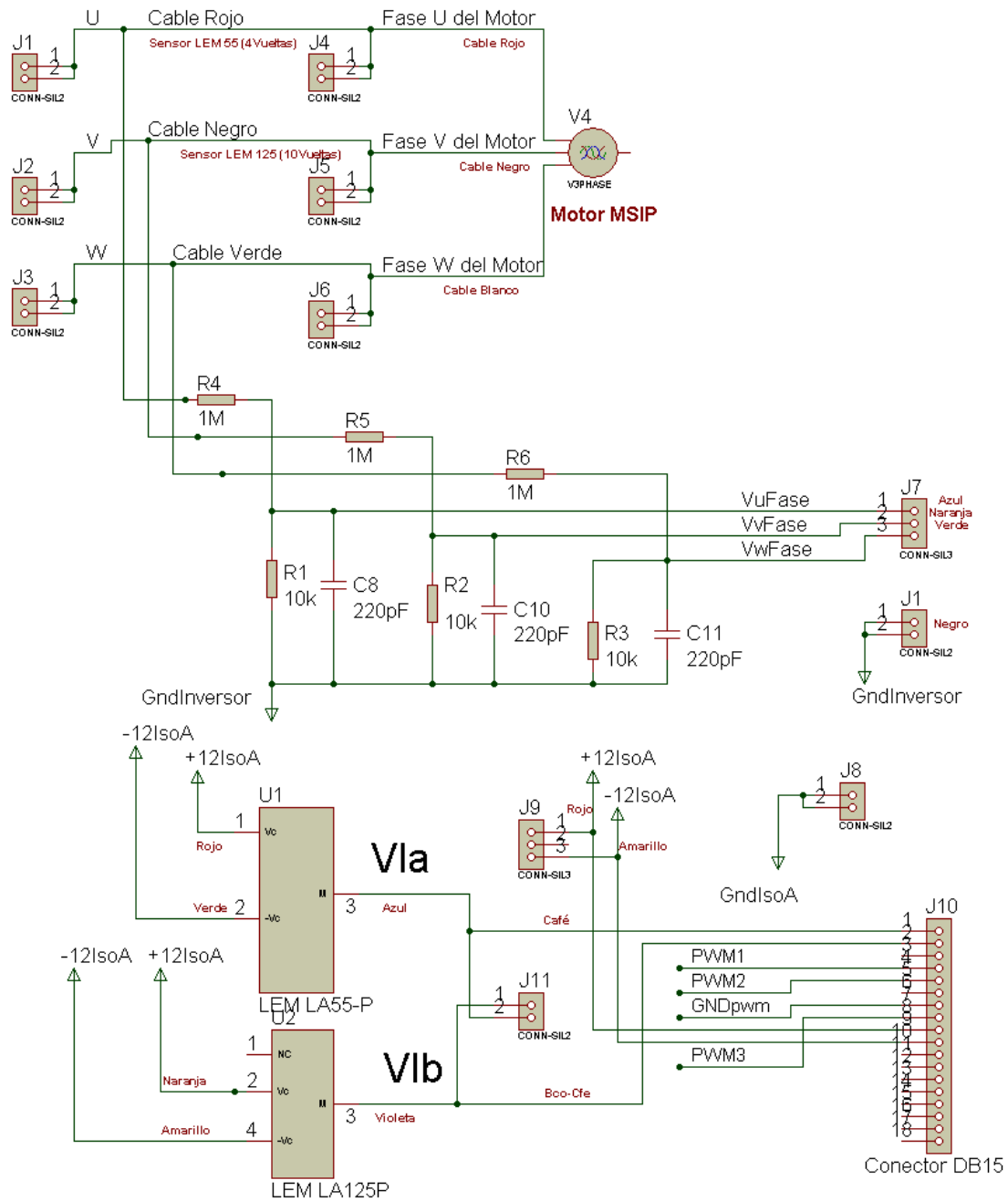
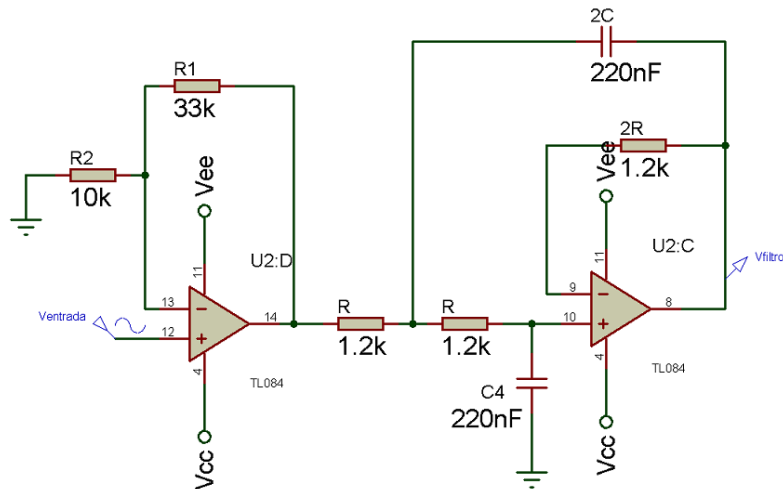
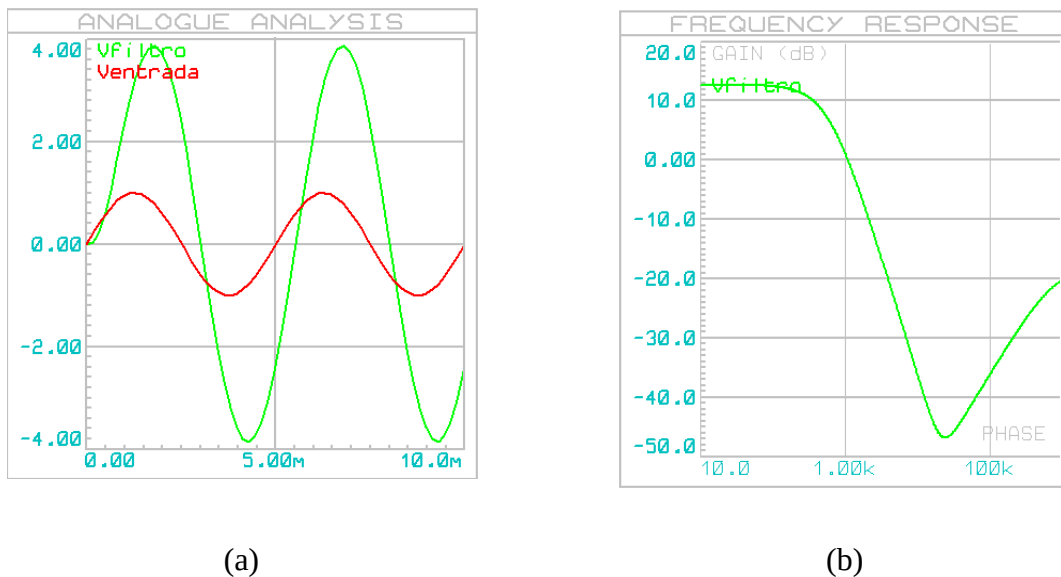


Figura 4. 27. Diagrama esquemático del acondicionamiento para medir el voltaje y corriente en el inversor

En la figura 4.29(a) se muestra la simulación del filtro pasa bajas con una entrada sinusoidal de 200 Hz la amplitud de la salida es 3.85 V (con una ganancia de 3.85) y un desfaseamiento de 38°. En la figura 4.28(b) se muestra la respuesta en frecuencia y se observa que la ganancia en la zona plana es 12.6 dB.



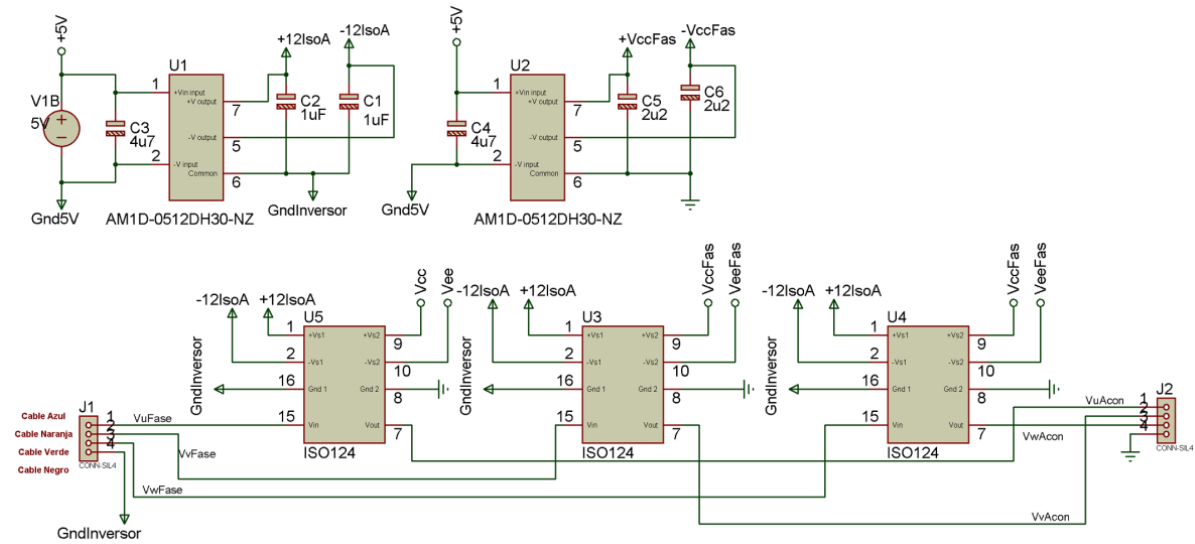
**Figura 4. 28. Filtro pasa bajas de segundo orden con amplificación**



**Figura 4. 29. (a) Respuesta ante entrada sinusoidal del filtro. (b) Respuesta en frecuencia**

El amplificador aislado requiere de 2 fuentes de alimentación simétricas en la entrada y en la salida. Se pueden usar fuentes hechas con transformador, sin embargo ocuparía mucho espacio. Una alternativa es usar convertidores CD/CD, el cual con una sola fuente de voltaje genera 1 o 2 voltajes de salida, manteniendo aislamiento entre la entrada y la salida. El modelo del convertidor es el AM1D-0512D-NZ, de la firma Aimtec. El cual con un voltaje de entrada de 5 V, a su salida genera un voltaje simétrico de  $\pm 12$  V, con un aislamiento de 1000 Vrms y 40 mA de corriente por fuente. Para que funcione requiere un capacitor de 4.7  $\mu$ F a la entrada y dos de 2.2  $\mu$ F a las salidas. En la figura 4.30 se muestra la

conexión de los amplificadores aislados con los convertidores CD/CD, las entradas son VuFase, VvFase y Vwfase que vienen del atenuador del voltaje del inversor, entran a los amplificadores aislados y la salida va hacia el filtro con amplificación, éstas son VuAcon, VvAcon y VwAcon.



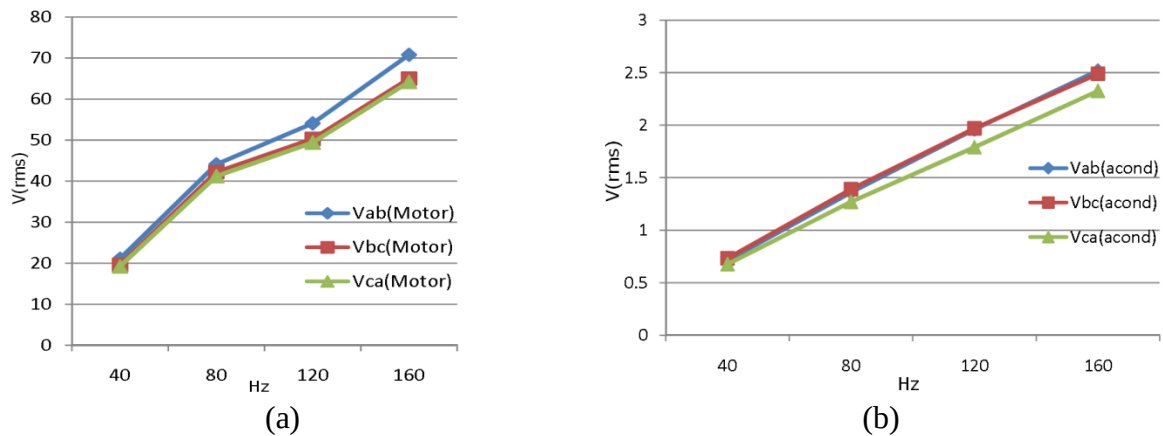
**Figura 4. 30. Diagrama esquemático de todo el circuito**

Para caracterizar el comportamiento de todo el circuito se procedió a realizar mediciones con el módulo de alto voltaje generando un voltaje de frecuencia y amplitud constante. Al medir el voltaje de fase no se tenían mediciones adecuadas, por lo que se procedió a medir los voltajes de línea, los cuales mostraron un comportamiento mejor, esto último se hizo por software restando los voltajes registrados de cada fase. Además con este paso intrínsecamente se le resta el voltaje de offset que se presentó, que fue de 3V. De esta manera las mediciones en el sistema ya acondicionado daban resultados más parecidos a lo que predice la teoría. Con el medidor de potencia y calidad de energía Fluke 43 se midió el voltaje eficaz que se tenía entre las fases del inversor y se comparó contra el registrado con el sistema de acondicionamiento.

En la figura 4.31(a) se muestran las mediciones del voltaje eficaz medidas entre las líneas del inversor (Vab, Vbc y Vca) y en la figura 4.31(b) el voltaje eficaz medido a la salida del sistema de acondicionamiento. El rango de frecuencias generado con el inversor fue de 40 Hz a 160 Hz con incrementos de 40 Hz. Como se puede ver su magnitud es muy parecida pero no son iguales. Para obtener el factor de escalamiento, a cada medición se le sacó el factor y posteriormente se hizo un promedio de cada uno de ellos por voltaje de línea, quedando los valores de la ecuación (4.15). Cuando el voltaje en el módulo de acondicionamiento es 1.5 Vrms, el voltaje de línea será Vab= 44.1 Vrms, Vbc=40.8 Vrms y Vca=43.5 Vrms.

$$\begin{aligned} m_{ab} &= 29.4 \text{ V/V} \\ m_{bc} &= 27.2 \text{ V/V} \\ m_{ca} &= 29.0 \text{ V/V} \end{aligned} \quad (4.15)$$



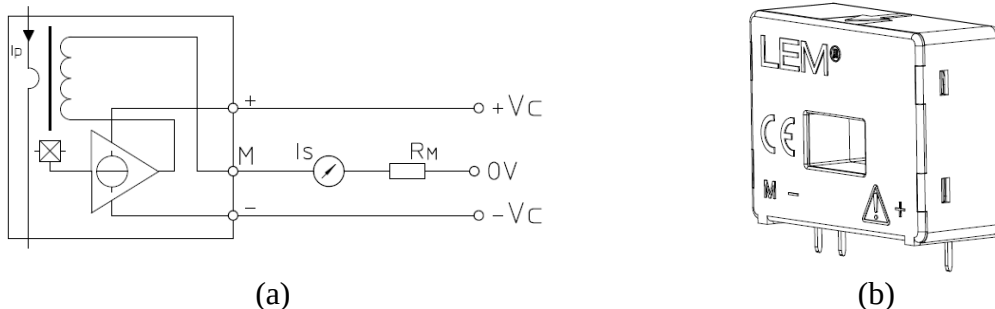


**Figura 4. 31. (a). Medición del voltaje eficaz vs la frecuencia en el inversor. (b) Gráfica de voltaje eficaz vs frecuencia a la salida del módulo de acondicionamiento**

#### 4.6.2 Medición de corriente

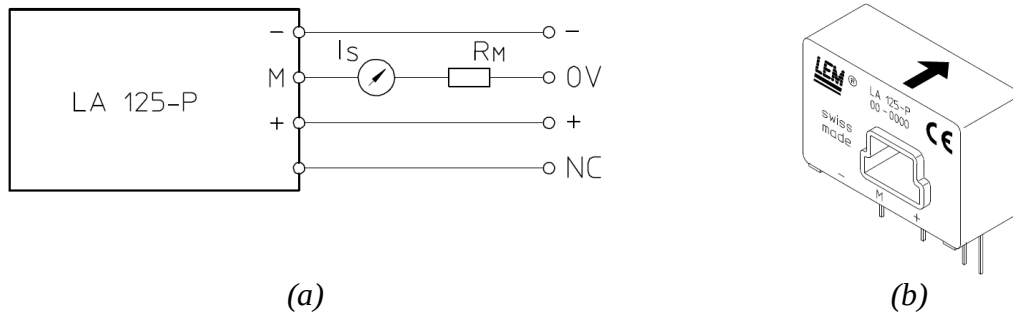
La medición de la corriente se hizo con 2 sensores de corriente de efecto hall, de la firma LEM, el LA55P y el LA125p. Ambos tienen una ventana por donde pasa el cable que conduce la corriente a medir, y a su salida da un voltaje proporcional a ésta variable. Ambos sensores usan 2 fuentes de voltaje simétricas de  $\pm 12 \text{ V}$  y una resistencia que convierte las variaciones de corriente a voltaje. Dicha resistencia se selecciona en función del rango de corrientes a medir. En caso que se quiera aumentar la sensibilidad del sensor se pueden dar vueltas para incrementarlo, y con ello se disminuye la corriente máxima. Una característica importante es que la salida del sensor está aislada, lo que simplifica mucho el acondicionamiento.

El LA55P tiene una capacidad de corriente de 50 A. En la figura 4.32(a) se muestra el diagrama a bloques y en la figura 4.32(b) su diagrama de conexiones. Externamente tiene 3 terminales una de ella se conecta a  $+12 \text{ V}$  ( $+V_c$  o  $+$ ),  $-12 \text{ V}$  ( $-V_c$  o  $-$ ) y la salida M que es donde se conecta el resistor. El resistor que se usa en este sensor es de  $180 \Omega$ .



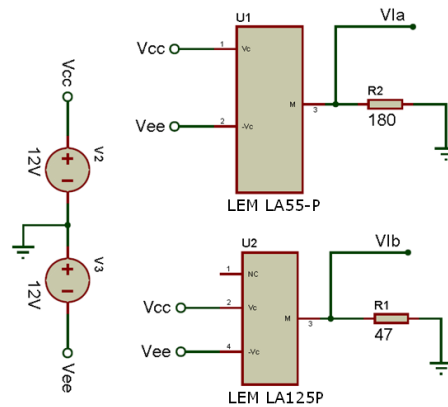
**Figura 4. 32. (a). Diagrama esquemático del LA55P. (b) diagrama de conexiones**

El sensor LA125P tiene una capacidad máxima de 125 A, posee 4 terminales, 2 para alimentación, M para la señal de salida y una que no se conecta. En la figura 4.33(a) se muestra el diagrama de bloques con estas señales y en la 4.33(b) una fotografía del mismo.



**Figura 4. 33. (a). Diagrama a bloques del LA125P. (b) Diagrama de conexiones**

En la figura 4.34 se muestra el circuito completo para la medición de corriente. Éste consta de los 2 sensores LEM, las 2 fuentes de voltaje y las resistencias para convertir las corrientes de voltaje.  $V_{ia}$  y  $V_{ib}$  son los voltajes proporcionales a las corrientes. En el circuito de acondicionamiento, de voltajes y corrientes, se montan físicamente estos sensores (figura 4.27), el sensor LA55P mide la corriente de la fase A y el LA125P el de la fase B. La alimentación y la salida de los sensores se conectan a un bloque de terminales J10, que a su vez llevan las señales hacia la etapa de procesamiento con un cable blindado. Este mismo bloque lleva las señales de PWM del módulo de alto voltaje.



**Figura 4. 34. Diagrama esquemático del acondicionamiento de corriente**

La capacidad de los sensores de corriente es muy grande para el sistema que se tiene armado. Por tal motivo se le dieron varias vueltas a cada uno de ellos, 4 vueltas al LA55 y 10 vueltas al LA125P. Con esto se baja la capacidad máxima de corriente a 12.4 A a ambos sensores. Finalmente para minimizar el ruido se usó filtros pasa bajas con frecuencia de corte de 426 Hz.

Para obtener la sensibilidad experimental con las mediciones, se puede hacer aplicando voltaje a una resistencia y midiendo la corriente que demanda con un amperímetro y comparara contra el voltaje que se obtiene del sensor. Sin embargo este proceso ocupa

mucho tiempo y no se puede tener muchas mediciones. El procedimiento usado fue el utilizar una pinza de corriente modelo fluke i400 que tiene una sensibilidad de 10 mV/A. Para aumentar esta razón se le dieron 5 vueltas al cable para tener 50 mV/A. Se conectó a la línea de energía unos focos y con la pinza se midió el voltaje y con los sensores de corriente el voltaje proporcional a este. En un osciloscopio se registraron estas mediciones, se guardaron en un archivo y con ellos se hizo un análisis estadístico.

En la figura 4.35(a) se muestran las mediciones de voltaje proporcional a la corriente obtenidas con la pinza y el sensor LEM55, y en la figura 4.35(b) para el sensor LEM125. La que tiene mayor magnitud corresponde a la corriente medida (en amperes) y la otra al voltaje medido con los sensores de corriente LEM (en volts). En total se tuvieron 2500 datos. De estos los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.8. Como se puede ver la desviación estándar es menor al 7% del valor medio.

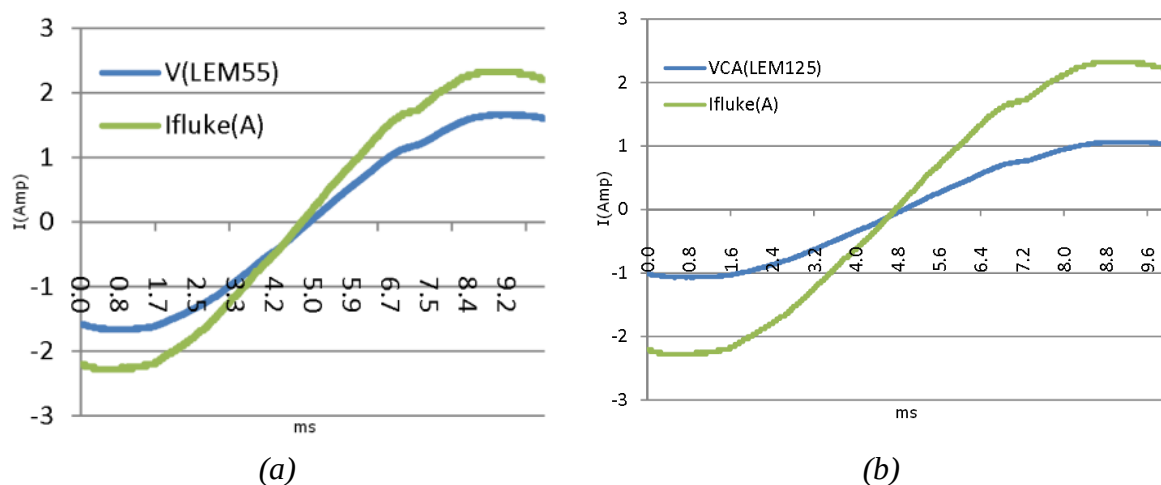


Figura 4. 35. (a) Caracterización de corriente del LA55p y LA125p con 6 vueltas en el último. (b) Caracterización de corriente del LA55p y LA125p con 7 vueltas en el último

Tabla 4.8. Valores obtenidos de los sensores LEM

| Sensor     | m(A/V) | Desviación estándar (V) |
|------------|--------|-------------------------|
| LEM LA55p  | 1.40   | 0.11                    |
| LEM LA125p | 2.09   | 0.06                    |

Las funciones de transferencia de cada sensor son las ecuaciones (4.16) y la (4.17) para los sensores LA125 y LA55P respectivamente. Si el voltaje medido en el sistema de acondicionamiento es de 1 V, esto implica que el valor instantáneo de la corriente es de 1.4 A y 2.09 A.

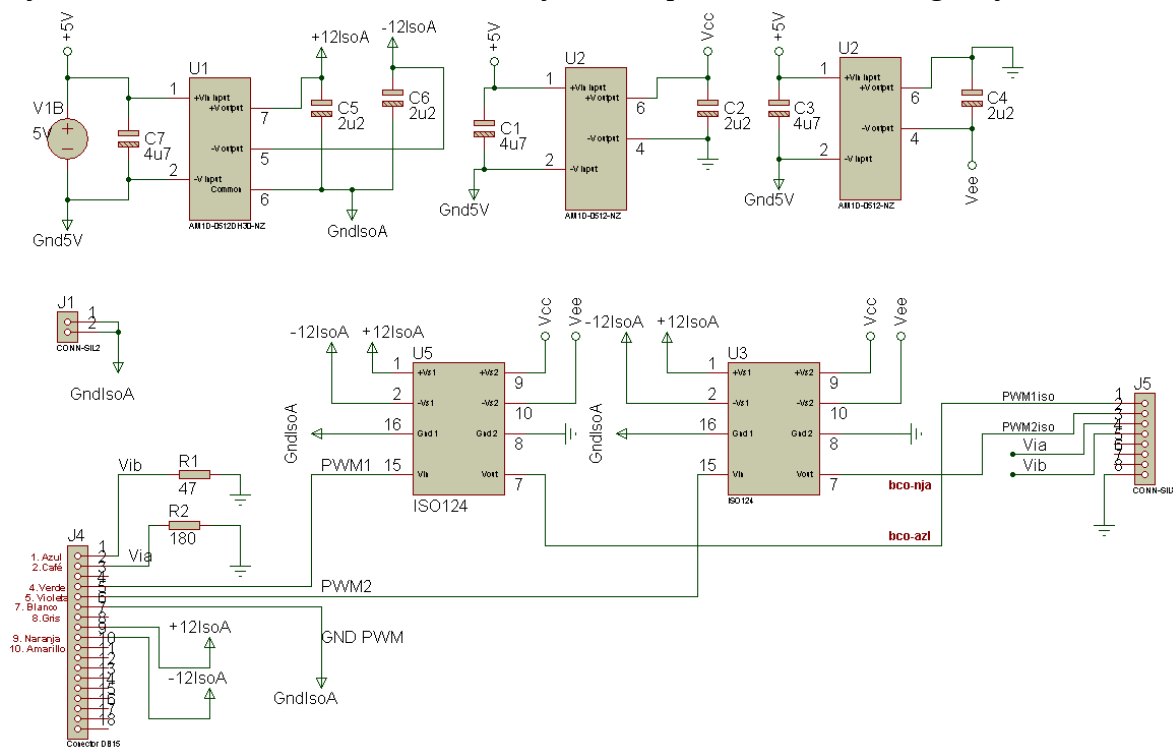
$$I_b = (2.09 \text{ A/V})V_{LA125} \quad (4.16)$$

$$I_a = [1.40 \text{ A/V}]V_{LA55} \quad (4.17)$$

#### 4.6.3 Medición de salidas de PWM del módulo de Alto Voltaje

Internamente el módulo de alto voltaje envía hacia la salida variables que están en el rango de  $\pm 1$  y la convierte a un voltaje en el rango de 0 V a 3 V, por lo que si el valor de la variable es 0, el voltaje es 1.5 V. Estas salidas están marcadas como PWM1 y PWM2. Como el módulo de alto voltaje no tiene aislamiento de la red de alimentación, para acondicionarlas se usó el amplificador aislado ISO124, además de un convertidor CD-CD para generar los voltajes de alimentación. En la figura 4.36 se muestra el circuito completo que acondiciona el módulo de alto voltaje.

Las señales más importantes son la posición del rotor y la velocidad. Éstas se van a enviar a la señal de PWM1 y PWM2. La posición del rotor varía en el rango de 0 a 1, siendo 0 igual a  $0^\circ$  y 1 a  $360^\circ$ . Tiene un comportamiento tipo diente de sierra con una frecuencia máxima de 1.1 kHz (a 3000 rpm). Por otro lado el valor de la variable de velocidad oscila en el rango de -1 a 1, cuando éste es -1 el voltaje de salida de PWM es de 0 V, cuando es 1 el voltaje es de 3 V y cuando es de 0 el voltaje es de 1.5 V. El ancho de banda del voltaje de PWM para la velocidad es menor a 100 Hz. Para eliminar el ruido se usó un filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 11.2 kHz y 420 Hz para la señales de ángulo y velocidad.



**Figura 4. 36. Diagrama esquemático del acondicionamiento del módulo de alto voltaje**

Para caracterizar las salidas analógicas de PWM, se conectó el sistema de acondicionamiento al kit de alto voltaje, sin voltaje de bus. Se corrió el programa del controlador de campo orientado y manualmente se movió la flecha del motor para tener la medición de posición. El sistema genera la señal de PWM y con ello un voltaje analógico proporcional a la posición del rotor, que al pasar por todo el sistema de acondicionamiento tiene un voltaje promedio. Las mediciones las cuales se muestran en la figura 4.37(a), se obtuvo la pendiente de las mediciones y se midió el offset de salida y la ecuación resultante

para estimar la posición en función del voltaje medido ( $V_{pos}$ ) es la (4.18). De tal manera que si el voltaje  $V_{pos}=2$  V, significa una posición de  $73.6^\circ$ .

$$Posición(^{\circ}) = 219 \frac{^{\circ}}{V} (V_{pos} - 1.649V) \quad (4.18)$$

Para la caracterización de la medición de velocidad, con las salidas de PWM y el módulo de acondicionamiento, se hizo funcionar el control de campo orientado, variando la velocidad en el MSIP de -900 rpm a 1500 rpm con incrementos de 300 rpm, y se capturó el voltaje para cada una de ellas ( $V_{\omega}$ ). La figura 4.37(b) muestra los valores obtenidos. Cuando la velocidad es de 0 rpm el  $V_{\omega}=1.645$  V. Para cada uno de estos valores se calculó la pendiente y se promediaron todas. La ecuación resultante para obtener la velocidad en función del voltaje medido es la (4.19). Si el voltaje es de 2 V, la velocidad es de 639 rpm.

$$Velocidad(rpm) = 1826 \frac{rpm}{V} (V_{\omega} - 1.645) \quad (4.19)$$

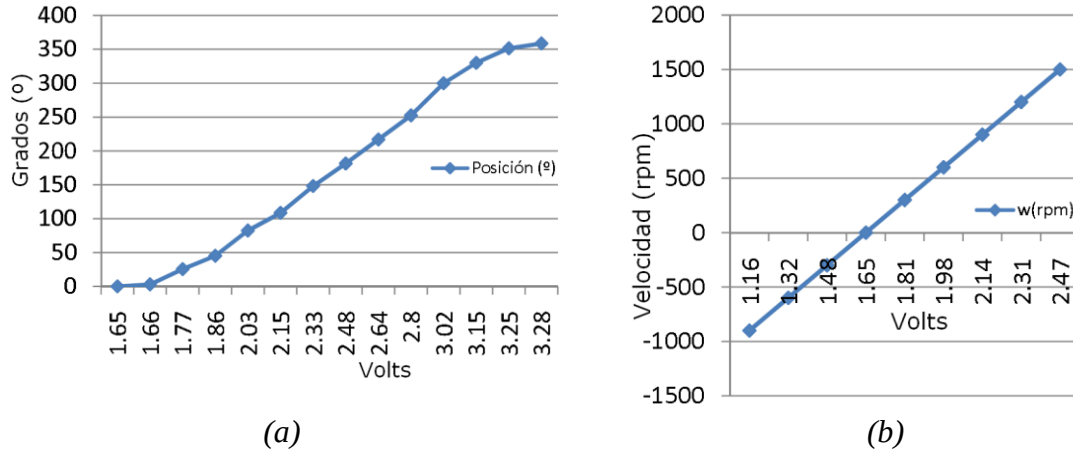


Figura 4. 37. (a) Caracterización de la posición del rotor vs voltaje de salida. (b) Caracterización de velocidad vs voltaje de salida de acondicionamiento

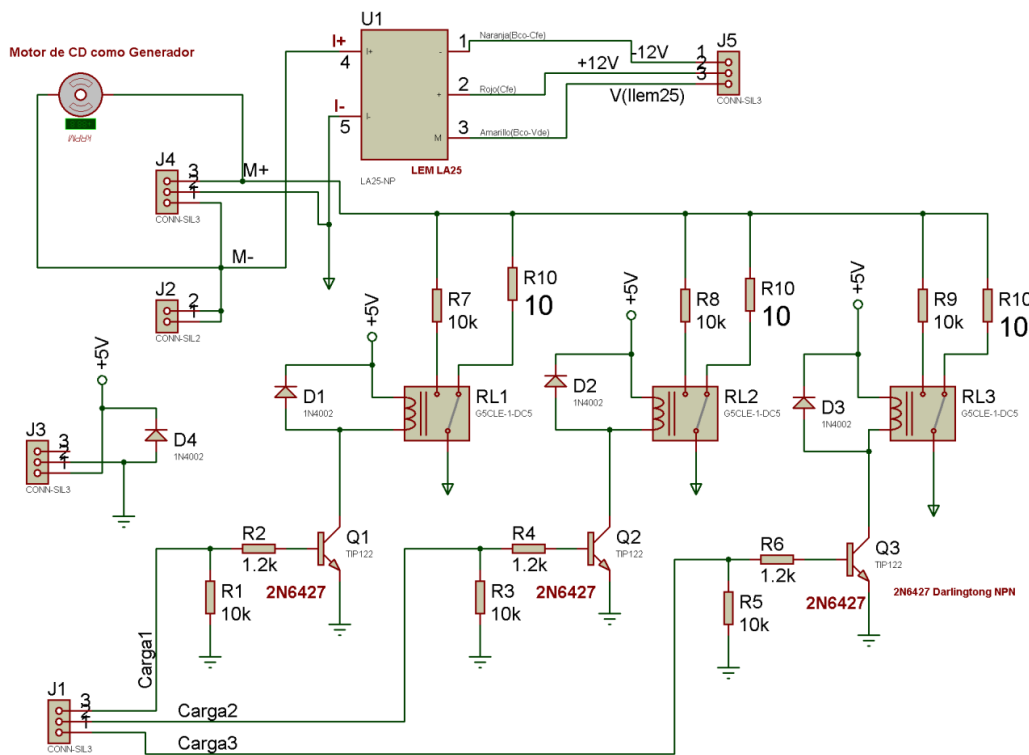
#### 4.6.4 Electrodinamómetro

En esta aplicación se va a usar el motor de CD como generador de voltaje y a su salida de voltaje se le van a conectar un banco de resistencias las cuales demandan corriente, por lo que el par de carga generado por éste va a ser  $T_L$ . Suponiendo que se trabaja en condiciones estables donde  $i(t)$  y  $\omega(t)$  son constantes, y despreciando el valor de R, en la ecuación (4.13), el par de carga generado está dado por la ecuación (4.20), donde  $\omega(t)$  esta en rad/s.

$$T_L = \frac{P_{electrica}}{\omega(t)} = \frac{i(t)u(t)}{\omega(t)} \quad (4.20)$$

Para tener una mayor opción de par de carga aplicado, se diseñó un circuito con 3 resistencias de carga de  $10 \Omega$  conectadas hacia el generador de CD. El control de la conexión hacia al motor hace con relevadores, cuya señal de disparo tiene niveles TTL. En

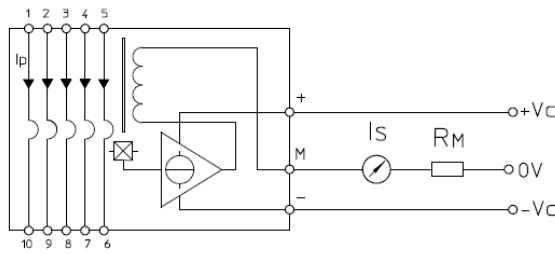
la figura 4.38 se muestra el circuito de conmutación de la carga hacia el motor de CD, para disparar la bobina se usa un circuito con transistores Darlington y sus resistencias de polarización. Cuando el voltaje de disparo es mayor a 3 V se conmuta el relevador y con ello se conecta hacia las terminales del motor (M+ y M-). Si el voltaje es menor a éste, se desconectan las resistencias. Las señales de disparo son Carga1, Carga2 y Carga3 y la alimentación de los relevadores es de 5 V.



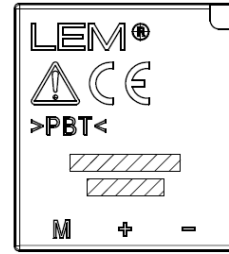
**Figura 4. 38. Circuito de disparo de carga y acondicionamiento del motor de CD**

Para medir la corriente del motor de CD se usó el sensor de corriente de efecto Hall LEM LA 25P. Este sensor puede medir una corriente máxima de 25 A y necesita un voltaje de alimentación de  $\pm 12$  V. En estas condiciones la corriente máxima de su salida es de 25 mA. Para convertir la corriente de salida a voltaje se usa una resistencia de 100  $\Omega$ . La conexión del sensor se hace en serie con la carga a monitorear y tiene una impedancia menor a 50 m $\Omega$ . En la figura 4.38 la terminal positiva del sensor (la 4) se conecta a M- (terminal negativa del motor de CD) y la negativa va hacia tierra, y de esta forma pasa toda la corriente que genera el motor de CD. La alimentación y la corriente del sensor se conectan al conector J5.

En la figura 4.39(a) se muestra el diagrama esquemático del sensor LEM25, como se puede ver tiene unos interruptores con los que se modifica la sensibilidad del sensor (de la 1 a la 10), en función de su configuración puede tener una corriente máxima de 25 A, 12 A, 8 A, 6 A y 5 A. En este caso se dejó con una corriente máxima de 5 A.



(a)



(b)

Figura 4. 39. (a) Diagrama esquemático del sensor LEM25. (b) Vista superior del sensor

Como el sistema opera en condiciones muy ruidosas para minimizar su efecto, se usó un amplificador aislado para romper el lazo de tierra y a su salida filtros pasa bajas para limitar el ruido. La figura 4.40 muestra el diagrama de acondicionamiento de estas señales. El voltaje del motor se atenúa con 3 resistencias de 10 k $\Omega$ , con lo cual se tiene un factor de atenuación de 3. La salida del atenuador entra al amplificador aislado ISO124, la salida va a un filtro activo de segundo orden con frecuencia de corte de 420 Hz. La salida de voltaje está marcada como V<sub>motCDFil</sub>. En la misma figura se muestra el circuito de acondicionamiento para la corriente, para convertir la corriente de salida del sensor a voltaje se usa una resistencia de 100  $\Omega$  y este voltaje se conecta a un filtro activo de segundo orden con frecuencia de corte de 420 Hz. El voltaje de salida está marcado como V<sub>ImotCDFil</sub>.

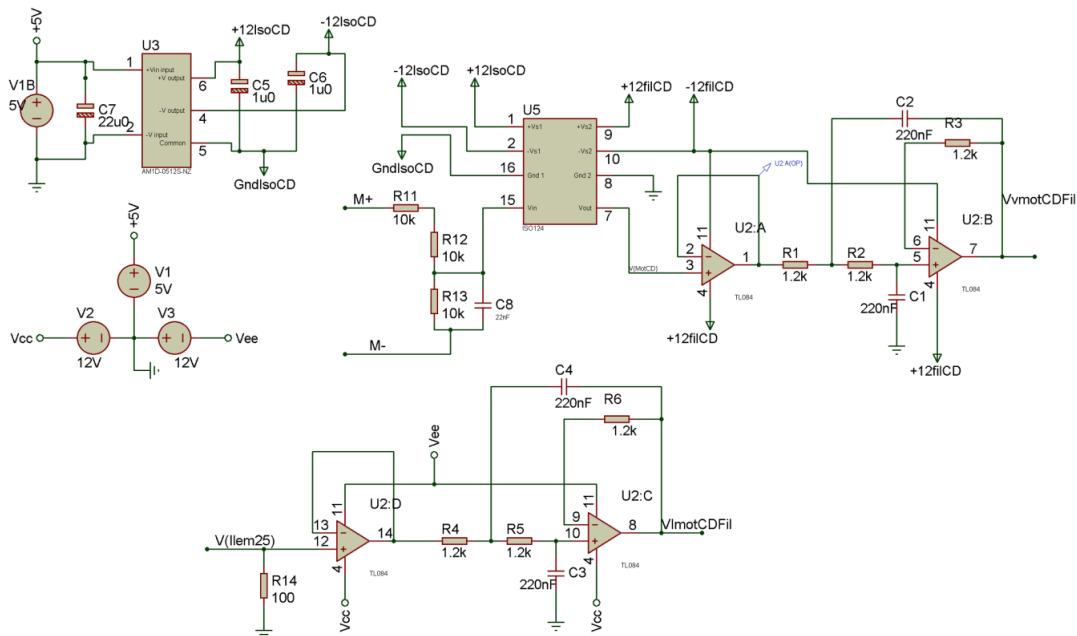


Figura 4. 40. Módulo de acondicionamiento de las señales del electrodinamómetro

Experimentalmente se obtuvieron las ecuaciones para la medición de la corriente de motor de CD, el voltaje del motor es  $V_{mCD}$  y la corriente  $I_{mCD}$ . Para caracterizarlo se conectó una fuente de voltaje de CD, en lugar del motor, y se le conmutaron las 3 resistencias de 10 $\Omega$ .

Se varió el voltaje de 0 a 6 V y se midió el voltaje registrado en el sensor. De todas las mediciones se tomó el valor promedio. La ecuación (4.21) es la que se usa para la medición del voltaje y la (4.22) para la medición de la corriente, donde  $V_{(VmotorCD)}$  y  $V_{(ImotorCD)}$  son los voltajes que se tienen a la salida del acondicionamiento y que se capturaron con la tarjeta de adquisición de datos.

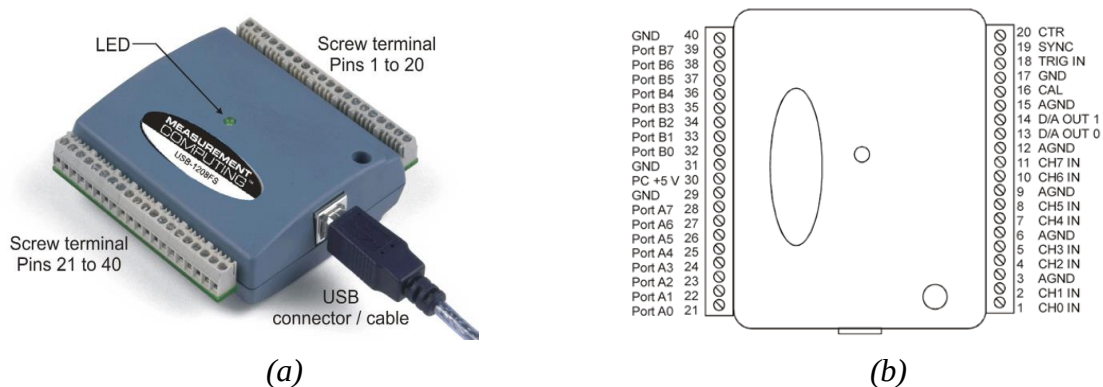
$$V_{mCD} = 3.098 V_{(VmotorCD)} - 0.01 \quad (4.21)$$

$$I_{mCD} = 2 V_{(ImotorCD)} - 0.01 \quad (4.22)$$

#### 4.6.5 Tarjeta de adquisición de datos

Se utilizó una Tarjeta de Adquisición de Datos (TAD) para digitaliza las señales provenientes del módulo de acondicionamiento, esta son, las de PWM ( $V_{pwm1fil}$  y  $V_{pwm2fil}$ ), las de corriente ( $V_{iaFil}$  y  $V_{ibFil}$ ), las de voltaje de fase ( $V_{vaFil}$ ,  $V_{vbFil}$  y  $V_{vcFil}$ ) y las del motor de CD ( $V_{motorCD}$  y  $V_{(ImotorCD)}$ ). Estas señales se capturan en una computadora personal (PC), para lo cual se hizo un programa con el lenguaje de programación gráfica LabVIEW.

La tarjeta usada es la USB1208FS de la firma *Measurement Computing*. Cuenta con 8 canales de entrada referenciados o 4 diferenciales (CH0 IN a CH7 IN), 16 entradas salidas digitales en 2 puertos de 8 bits cada uno (Port A y B), 2 salidas analógicas (D/A OUT 0 y 1), una entrada para un contador de alta velocidad de hasta 2 MHz (CTR) y una frecuencia de muestreo máxima de 50 kS/s. En la figura 4.41(a) se muestra una fotografía de la tarjeta y en la 4.41(b) su diagrama de conexiones. Se conecta a la PC por el puerto USB y posee las librerías necesarias para que se programe con C++ o LabVIEW [9].



**Figura 4. 41. (a) Fotografía de la tarjeta USB1208FS. (b) Conexiones de la tarjeta USB1208FS**

La frecuencia de muestreo por canal se configura dividiendo los 50 kS/s entre el número de canales a digitalizar, por ejemplo si son 2 canales la máxima frecuencia es de 25 kS/s. En este modo de trabajo no se puede hacer procesamiento de tiempo real, por lo que únicamente se usa para la captura de la respuesta de las señales del kit de alto voltaje. La máxima frecuencia de las señales de corriente y voltaje son de 300 Hz, por lo que si se muestrea con esta tasa a todas las variables, se requiere un frecuencia mínima de 1.8 kS/s.



Sin embargo por cuestiones de seguridad la frecuencia de muestreo máxima debe ser de 6 kS/s.

En la figura 4.42 se muestran las conexiones del módulo de acondicionamiento hacia la tarjeta de adquisición de datos. En la terminal 1 y 2 se conectan las salidas de PWM, Vpwm1fil corresponde a la velocidad y Vpwm2fil a la posición del rotor. En la terminal 3 se conecta tierra, en la 4 y 5 las señales de corriente de la fase a (ViaFil) y la fase b (VibFil), en la terminal 7, 8 y 10 las de voltaje de fase a, b y c (VvaFil, VvbFil y VvcFil). Como se tienen 9 señales y solo se pueden digitalizar 8, en la terminal 10 se conecta el VvcFil o la corriente del motor de CD V(VImotCDFil), por software se configura que señal se está acondicionando para no tener mediciones erróneas. En la terminal 11 se conecta el voltaje del motor de CD V(ImotorCD). En la misma figura se muestran los filtros pasa bajas de cada una de las señales de los amplificadores aislados, de pwm (Vpwm1 y Vpwm2) y de los voltajes de línea (Vva, Vvb y Vvc), así como de los sensores de corriente (Via y Vib).

El servo motor de CD tiene un encoder, con el que se puede medir la posición o velocidad. Con propósitos de comparación, se utilizó el contador de alta velocidad para que con base en los pulsos de éste se obtenga la velocidad del motor. Ésta última parte se conecta el canal A negado (CHA-) del encoder, se alimenta de los 5V de la tarjeta y tierra (+5V y Gnd), en las terminales 20, 30 y 29 respectivamente.

En la figura 4.43 se muestra el diagrama a bloques de todo el sistema de acondicionamiento, así como el flujo de las señales, con la etiqueta usada en los diferentes diagramas esquemáticos. Se tienen 3 tierras diferentes, la tierra del inversor (Gnd Inversor), la tierra de las salidas de PWM (Gnd pwm) y la tierra de los filtros y la tarjeta de adquisición de datos. Cada módulo tiene su fuente de voltaje simétrica hecha con convertidores CD/CD y una vez que las señales ya cuentan con aislamiento, dado por los amplificadores aislados, sólo comparten la tierra del circuito (GND).

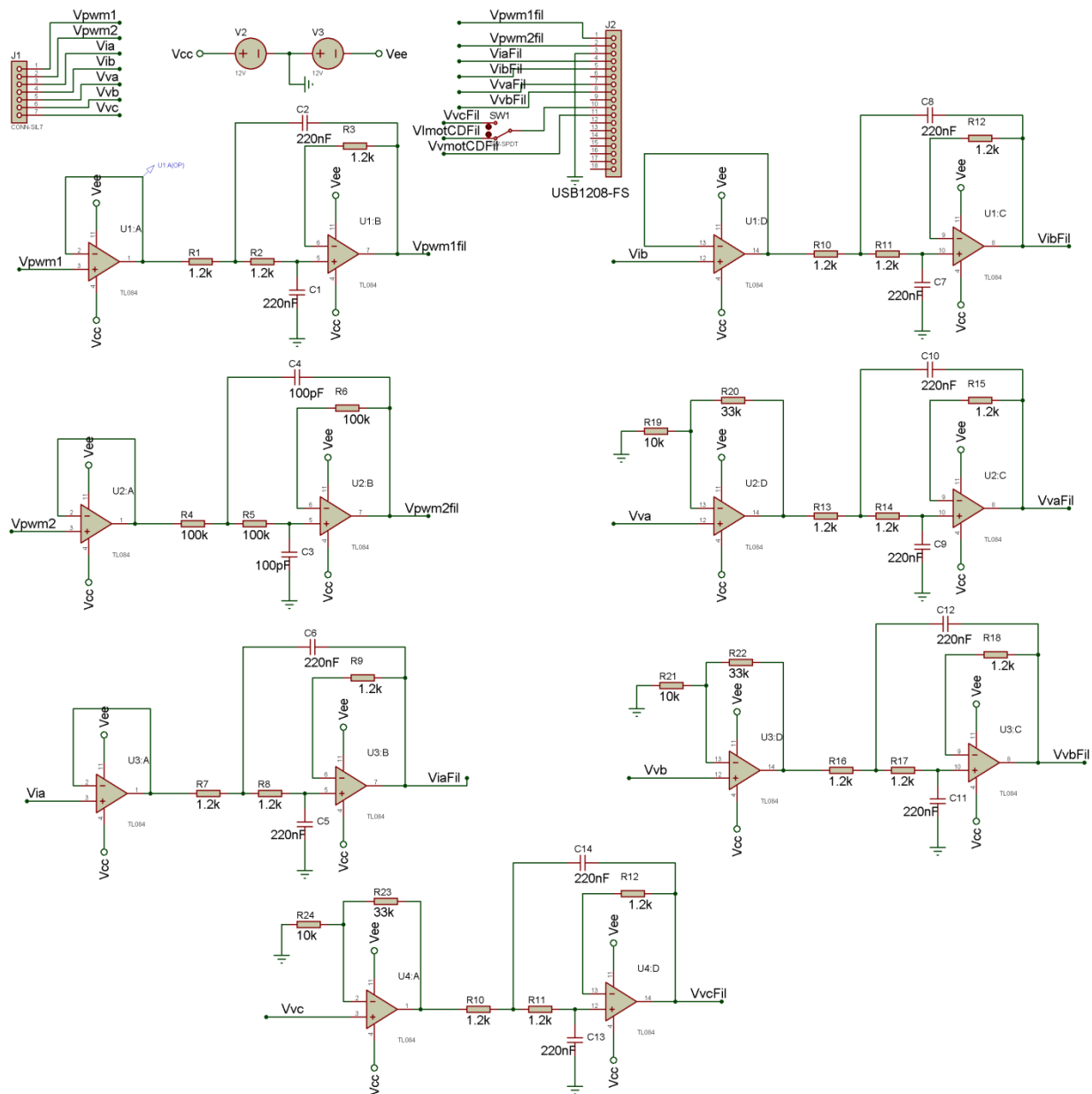


Figura 4. 42. Conexiones del módulo de acondicionamiento a la USB1208FS

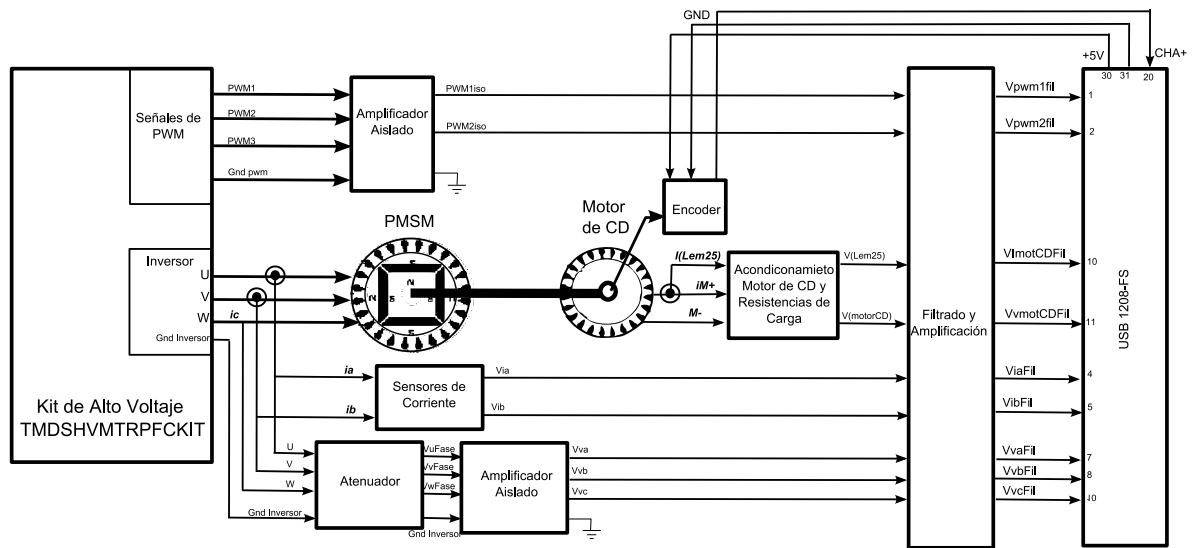


Figura 4. 43. Diagrama a bloques del sistema de acondicionamiento para el kit de alto voltaje

# Capítulo 5. Pruebas y Resultados

En las secciones anteriores se explicó el modelo del motor, la simulación del control de velocidad por Campo Orientado, Directo de par y por Pasividad, así como la plataforma experimental para el control del MSIP y el módulo de acondicionamiento para la captura de las señales reales. En este capítulo se describen los resultados obtenidos de los controladores FOC y de pasividad. La programación de las técnicas de control se realiza en C y se descargan en el DSC F2335 con el *Code Composer Studio* (CCS), ambos de la firma Texas Instruments. A continuación se explican los resultados experimentales.

## 5.1 Implementación del control de campo orientado

El algoritmo de control de campo orientado (FOC) se codifica en C, se compila con el ambiente *Code Composer Studio* y posteriormente se descarga, para su ejecución, en el controlador digital de señales (DSC) F28235. TI proporciona un archivo de muestra para ver cómo se implementa este controlador y con ello ejemplificar la forma en que trabajan cada uno de los módulos de software que se usan para su realización. En la nota de aplicación [55] se muestran los pasos para comprobar el funcionamiento del FOC con el MSIP, así como la forma de configurar cada uno de los bloques, en forma incremental. El programa consta de 5 niveles incrementales (del 1 al 5). Todos los módulos vienen en la librería de control de motores y se le denominan `MACRO` [56].

En el nivel 1, internamente genera una onda de tipo diente de sierra, la cual simula la posición del rotor. Con base en esta se usa la transformada inversa de Park (`IPARK MACRO`) que a su vez configura el inversor de modulación vectorial espacial (`SVGEN MACRO`), cuyas salidas controlan el disparo de los transistores del inversor. El inversor genera una onda sinusoidal trifásica de la misma frecuencia que la de diente de sierra, y de este modo se verifican estos módulos. En la figura 5.1(a) se muestra el voltaje capturado con el sistema de adquisición de datos usando una carga resistiva con focos. Como se puede ver es un voltaje trifásico y la diferencia de fase entre ellas es de  $120^\circ$ ; con voltaje eficaz de 58.8 Vrms, 57.3 Vrms y 58.9 Vrms, y una frecuencia de 59.9 Hz. En la figura 5.1(b) se muestra las corrientes medidas de 351 mArms y 341 mArms de las fases A y B respectivamente. Para conseguir esta medición se puso la velocidad de referencia en 900 rpm (`SpeedRef=0.3`) y un voltaje de referencia `VdTesting=0` y `VqTesting=0.5`.

En el nivel 2 Se verifica la conversión analógica digital (`ADC_CONV`) y las transformaciones de Clarke (`CLARKE MACRO`) y Park (`PARK MACRO`). En esta parte se conecta al MSIP y se controla la velocidad a lazo abierto, por lo que las entradas de control al `IPARK MACRO` (`ipark_Q` e `iparkD`) son constantes. Es importante no cambiar estas

últimas variables porque pueden causar un mal funcionamiento del motor y la flecha del rotor debe colocarse en la posición 0. También se calibra el offset de las mediciones de corriente.

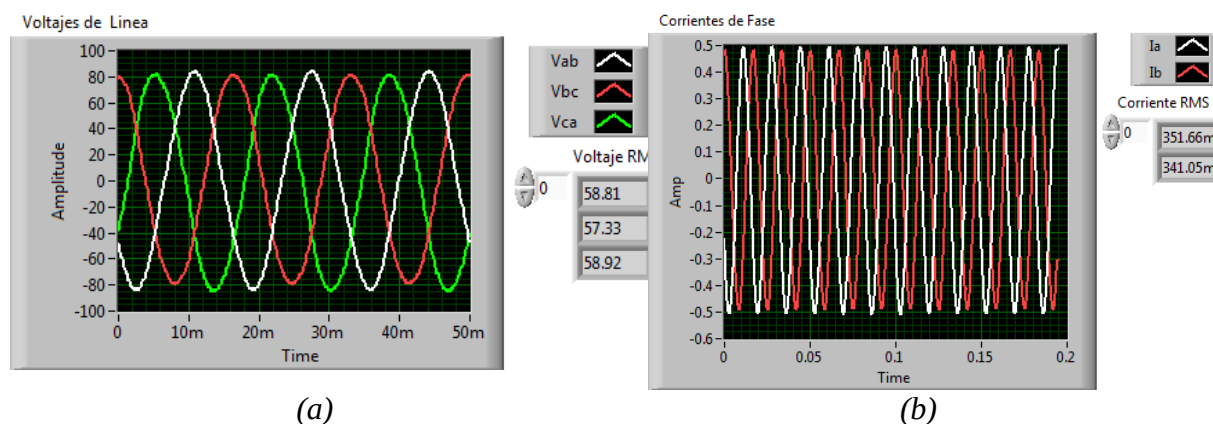


Figura 5. 1. (a) Señal de voltaje sinusoidal trifásica. (b) Corrientes medidas

Se hizo una caracterización del inversor para obtener el voltaje eficaz que generan en función de los voltajes  $V_d$  y  $V_q$ ,  $V_d=0$  y  $V_q$  se varió de 0.15 a 0.85 con incrementos de 0.1. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.2, como se puede ver hay una relación lineal del voltaje rms contra el voltaje de  $V_q$ .

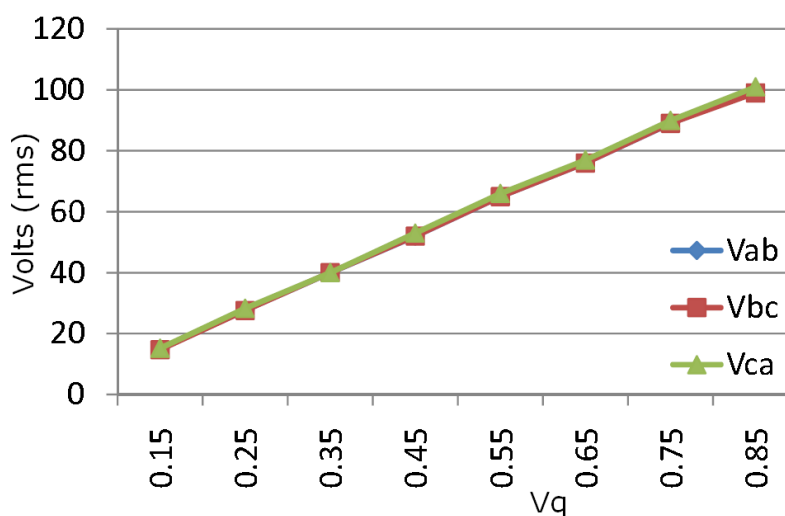


Figura 5. 2. .Caracterización del inversor

En el nivel 3 se verifica los controladores PID de corriente (PID MACRO  $I_{qreg}$  y PID MACRO  $I_{dreg}$ ), para que con base en la corriente deseada y la medida regulen la velocidad. Por lo cual es necesario sintonizar las ganancias de los controladores para tener un mejor resultado. También en esta parte del programa se usa la función QEP MACRO para obtener la medición de posición (ElecTheta) y la dirección (Direction). La



para alimentar a los circuitos de control, y se conecta al voltaje de línea para alimentar el voltaje de bus del inversor. En la fotografía se observa el cable USB, en la parte central, por el cual se le baja el programa y se monitorean las variables dentro del DSC.



Figura 5. 4. Fotografía de la plataforma de desarrollo con el motor

## 5.2 Resultados del control de campo orientado

El CCS posee un módulo de *data logger* que permite capturar 4 mediciones simultáneas y tiempos de adquisición de 0.5 ms y 200 muestras, las cuales se captura por el kit de alto voltaje y se envían a la computadora por medio de un puerto USB aislado. Sin embargo, no se tiene suficiente resolución para capturar tiempo largos; cuando hay un ruido en la línea de voltaje se pierde la sincronización entre ambos sistemas, y se tiene que reiniciar todo el programa. Por tal motivo no es recomendable usarlo para la captura de mediciones en esta aplicación. Por lo cual se hizo el sistema de adquisición de datos descrito en el capítulo 4.

El programa principal se llama `FOC_HVPM.c` y es donde se tiene el código del controlador de campo orientado. En este programa se sintonizó el controlador con las ganancias previamente calculadas y ajustadas al rango de  $\pm 1$ . Las constantes usadas son:  $K_{pw}=0.5$ ,  $K_{iw}=0.02$ ,  $k_d=1.05$ ,  $K_{pd}=1.0$ ,  $K_{id}=0.02$ ,  $K_{pq}=1.0$  y  $K_{iq}=0.02$ . Éstas se configuraron en el programa de control y se probó el sistema.

Las pruebas realizadas a con el controlador son a velocidad constante y velocidad variable con y sin par de carga. El par de carga se obtiene de un motor de CD conectado al eje del MSIP y que funciona como generador de voltaje. A la salida se le conectan resistencias de  $10\ \Omega$  para incrementar la corriente que se demanda al generador, y con ello al par de carga que aplicado al MSIP. A continuación se describen los resultados obtenidos en estas condiciones.

### 5.2.1 Mediciones sin par de carga

Para las prueba realizada sin par de carga, la velocidad deseada es de 600 rpm y -600 rpm (con  $SpeedRef$  de 0.2 y -0.2). Se hizo un programa en LabVIEW para adquirir directamente las mediciones de corriente y voltaje aplicadas al MSIP, así como el par de carga que se tiene con un motor de corriente directa. Del kit de alto voltaje se usaron las 2 salidas de PWM para tener la medición de la velocidad y posición del MSIP; las corriente de fase se miden con 2 sensores de corriente, para los voltajes se usan tres atenuadores cuyas salidas van a los amplificadores aislados. Para la medición del par de carga se tiene un motor de CD en cuya salida se tienen conectadas 3 resistencias cuyo consumo de corriente es proporcional al par que le demanda al MSIP, la potencia eléctrica y la velocidad es proporcional al par generado. Todas las señales se capturaran con una tarjeta de adquisición de datos con una frecuencia de muestreo de 2 kS/s y se tienen 30 s de medición (480,000 muestras). La velocidad deseada fue de  $\pm 600$  rpm con un periodo de 5 s. Para tener una mejor representación de las mediciones, de todas estas muestras se le quitaron las 1000 primeras para tener la gráfica de cuando ocurren los cambios.

En la figura 5.5(a) se muestra la respuesta de la velocidad deseada y la medida, y en la 5.5(b) se observa el acercamiento sobre la misma gráfica en el rango de 0 a 1 s. La velocidad inicial es de -600 rpm y la final de 600 rpm. Cuando ocurre este cambio se tiene un sobretiro de 18.3%, y un tiempo de establecimiento de 0.8 s, cuando cambia de 600 rpm a -600 rpm se tiene un sobre tiro de 17%.

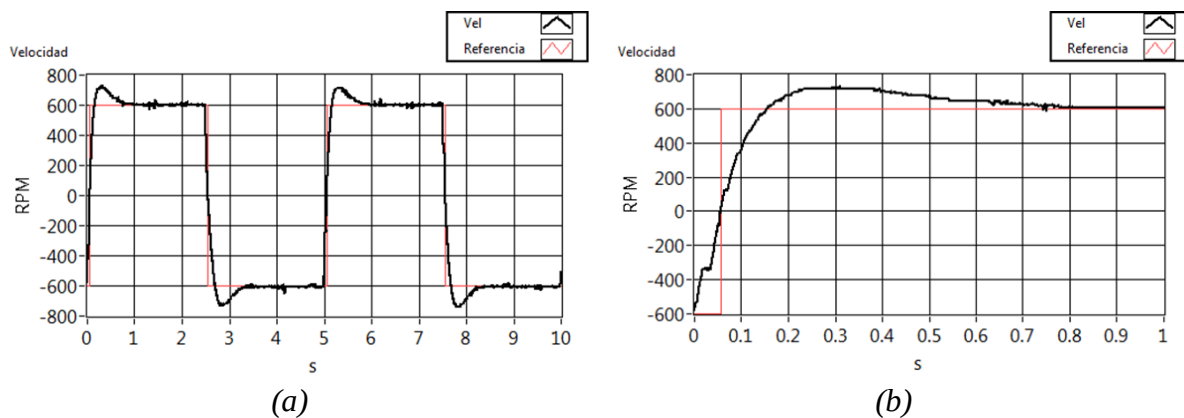
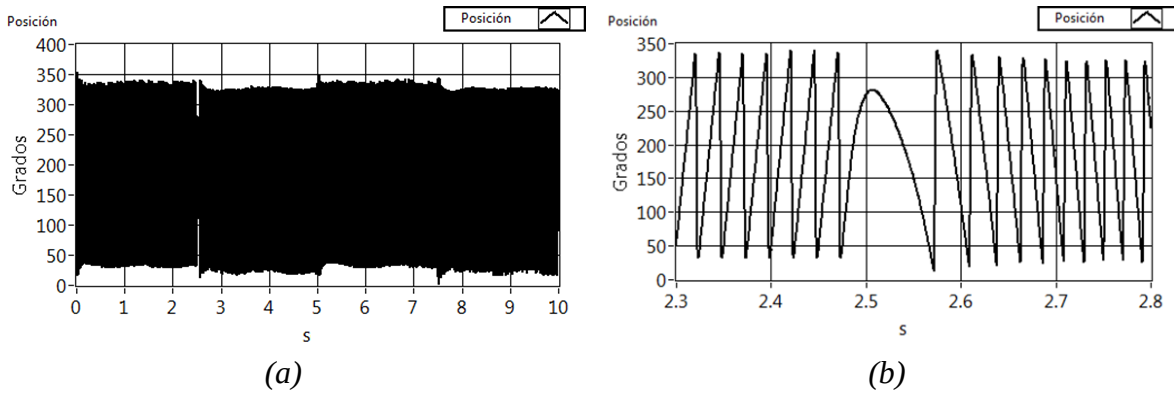


Figura 5. 5. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad

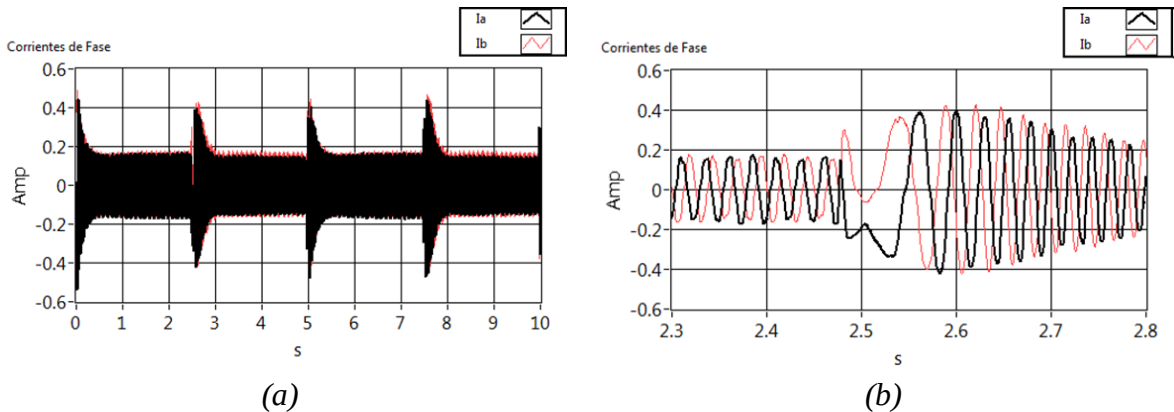
En la figura 5.6 (a) se muestra la respuesta de la posición del rotor con respecto al tiempo y en la 5.6(b) un acercamiento de esta respuesta en el rango de 2.3 s a 2.8 s. Como se puede ver se comporta como una señal de tipo diente de sierra; sin embargo por la frecuencia de muestreo y los filtros que se usaron, para minimizar el ruido, los cambios no pueden ser muy rápidos por lo que sólo se tienen valores en el rango de  $40^\circ$  a  $330^\circ$ , cuando el rango real debe variar de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ . Por lo que con esta información no son confiables las mediciones corrientes y voltajes en  $d$  y  $q$ . De la figura se observa que en  $t=2.5$  s ocurre el cambio de velocidad deseada y se invierte el sentido de giro en la posición.





**Figura 5. 6. (a) Respuesta de la posición angular del rotor del control FOC. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor**

En la figura 5.7(a) se muestra la respuesta de la corriente en el rango de 0 a 10 s. Como se puede ver se mantiene estable en el rango de  $\pm 0.2$  A. Cuando ocurre el cambio de velocidad hay un incremento de éstas y llegan a 0.4 A y una vez que pasa el transitorio nuevamente vuelven a su valor estable. En la figura 5.7(b) se muestra la respuesta en el rango de 2.3 s a 2.8 s, como se aprecian las señales son ondas sinusoidales. Cuando la velocidad es positiva la corriente  $I_a$  adelanta a la corriente  $I_b$ , si ésta se hace negativa  $I_b$  adelanta a  $I_a$ .



**Figura 5. 7. (a) Corrientes de las fases a y b. (b) Corrientes de las fase a y b en el rango de 2.4 a 2.8s**

En la figura 5.8(a) se muestra la gráfica de la corriente en el sistema de referencia  $\alpha\beta$ . Como se puede ver forma una especie de circunferencia como predice la teoría, ya que en condiciones normales son señales ortogonales. En la figura 5.8(b) se muestran las corrientes en  $dq$  después de haberlas pasado por un filtro digital pasa bajas de 5° orden y 100Hz de ancho de banda. Como se observa las corrientes cambian de magnitud cuando la velocidad cambia de sentido.

En la figura 5.9(a) se muestra la medición de los voltajes de fase que genera el inversor y se los aplica al motor. A 600 rpm se tiene un voltaje de pico menor de 40 V y a -600 rpm se mantienen los mismos valores, la diferencia es la relación entre las fases. Cuando la velocidad es positiva la secuencia es ABC y cuando es negativa la secuencia que se tiene es CBA. En la figura 5.9(b) se muestra el voltaje en el rango de 2.2 a 2.9 s, en este tiempo es

donde ocurre el cambio de velocidad positiva a negativa y ocurre el transitorio y el cambio de secuencia de los voltajes trifásicos.

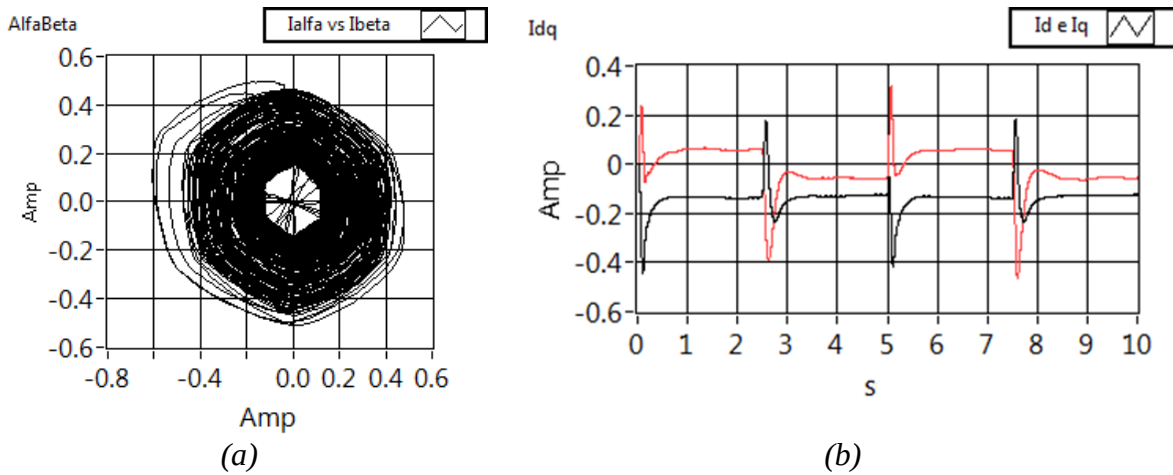


Figura 5. 8. Gráfica de las corrientes Ialfa vs Ibeta. (b) Gráfica de las corrientes Id e Iq

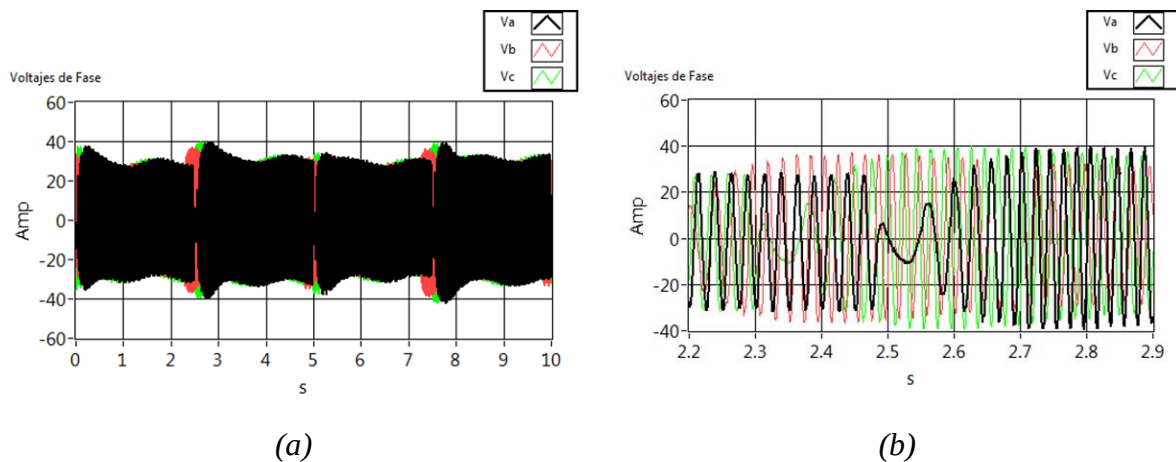
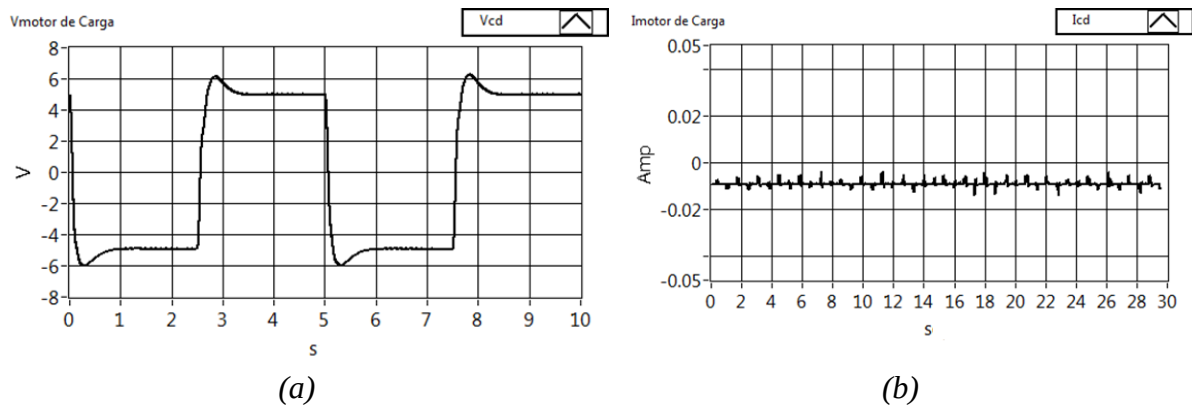


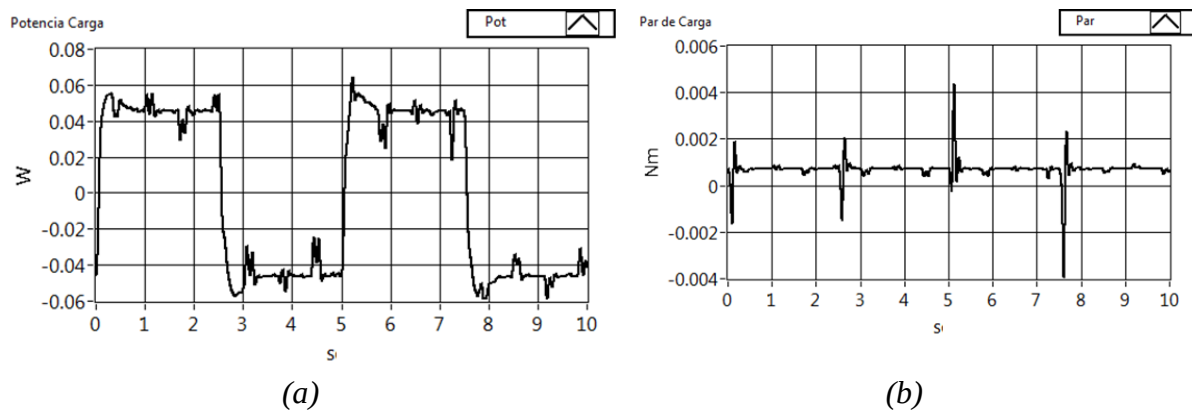
Figura 5. 9. (a) Voltajes de fase a, b y c. (b) Acercamiento de los voltajes de fase

En la figura 5.10(a) se muestra el voltaje generado por el motor de CD acoplado al MSIP y que gira a la misma velocidad de éste. Cuando se tiene una velocidad de 600 rpm se tiene un voltaje de -5 V, y si es de 600 rpm el voltaje promedio es de 5 V. En la figura 5.10(b) se muestra la respuesta de la corriente que prácticamente es cero, ya que no tiene conectada resistencias de carga, sólo se observan picos pequeño que están asociados al ruido en la señal.

En la figura 5.11(a) se muestra la gráfica de la potencia medida en el motor de CD, prácticamente es cero, ya que la corriente es muy pequeña y se observan las transiciones cuando cambia de sentido la velocidad. En la figura 5.11(b) se tiene la gráfica del par de carga calculado con base en las mediciones eléctricas en el motor de CD. Como se puede ver prácticamente es cero y se tienen impulsos pequeños en las transiciones de velocidad, la mayor parte del tiempo permanece en el mismo valor estable cercano a cero.



**Figura 5. 10. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador. (b) Respuesta de la corriente del motor de CD como generador**

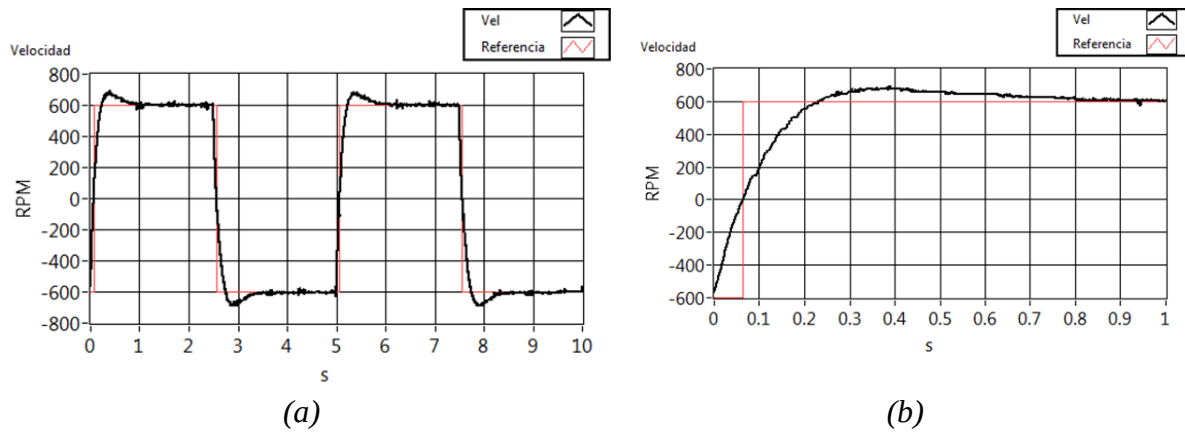


**Figura 5. 11. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD. (b) Par de carga generado por el motor de CD**

### 5.2.2 Medición con par de carga

El par de carga se aplica con tres resistencias de  $10\ \Omega$  conectadas a la salida del motor de CD, que funciona como generador de voltaje. A medida que gira a más velocidad, éste proporciona un voltaje mayor y con ello las resistencias disipan más potencia. Lo cual hace que se incremente el par de carga hacia el MSIP.

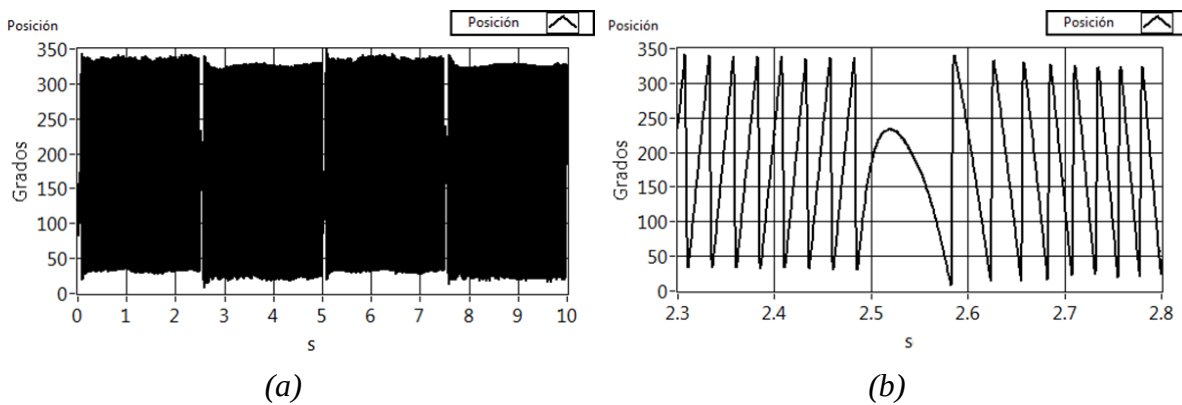
Las condiciones de operación fueron las mismas que en la sección pasada, es decir de  $\pm 600$  rpm con un periodo de 2.5 s. En este caso para garantizar un mayor par de carga se conectan al mismo tiempo las 3 resistencias. La frecuencia de muestreo por canal fue de 2 kS/s y se capturaron 30 segundos de operación. Como la captura inicia en un tiempo arbitrario con post procesamiento se ajustaron para ver un periodo completo en forma simétrica. Para lo cual se le cortaron las primeras 5300 mediciones. En la figura 5.12(a) y (b) se muestra la respuesta de la velocidad medida y la deseada.



**Figura 5. 12. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP con par de carga. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad con par de carga**

De la figura anterior se puede observar que se cuándo se cambia de -600 rpm a 600 rpm se tiene un sobre tiro de 16.7%, con un tiempo de establecimiento de 0.8 s. Cuando la velocidad cambia de 600 rpm a -600 rpm el sobre tiro es de 15.8% y un tiempo de establecimiento de 0.8 s.

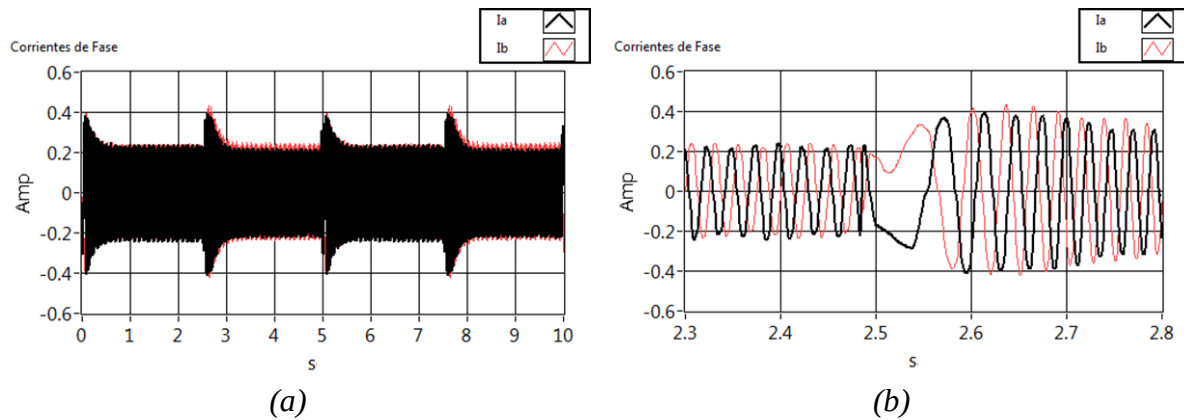
En la figura 5.13(a) se muestra la respuesta de la posición del rotor en el rango de 0 a 10 s. Cada 2.5 s se observa un transitorio ya que en ese tiempo es cuando se cambia la velocidad deseada. El rango de las mediciones cambia de 45° a 350°, sin embargo teóricamente debería estar en el rango de 0 a 360°, la causa de esta diferencia es por el al tiempo de muestreo de la adquisición de datos y al procesamiento analógico requerido. En la figura 5.13(b) se muestra como varía la posición en el rango de 2.3 s a 2.8 s, que es el tiempo en el que ocurren el cambio.



**Figura 5. 13. (a) Respuesta de la posición angular del rotor. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor**

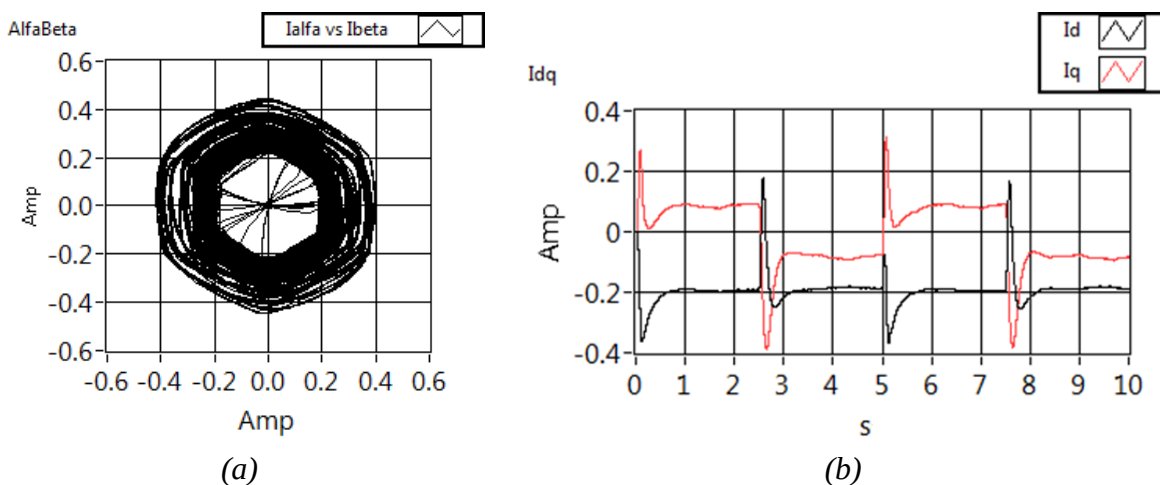
En la figura 5.14(a) se muestra la respuesta de la corriente en el rango de 0 a 10 s. Como se puede ver se mantiene estable en el rango de  $\pm 0.24$  A y cuando, cuando la velocidad es negativa se mantienen en el mismo rango, con la diferencia de que la corriente  $I_a$  va retrasada con respecto a  $I_b$ , a diferencia de cuando la velocidad es positiva. En estado

estable la frecuencia es de 40 Hz y la corriente eficaz de 170 mArms. En el transitorio las señales dejan de ser sinusoidales y una vez que pasa se mantienen estables, como se observa en la figura 5.14(b).



**Figura 5. 14. (a) Gráfica de la corriente de la fase a y b. (b) Gráfica de la corrientes de fase a y b en el rango de 0.2 a 0.3s**

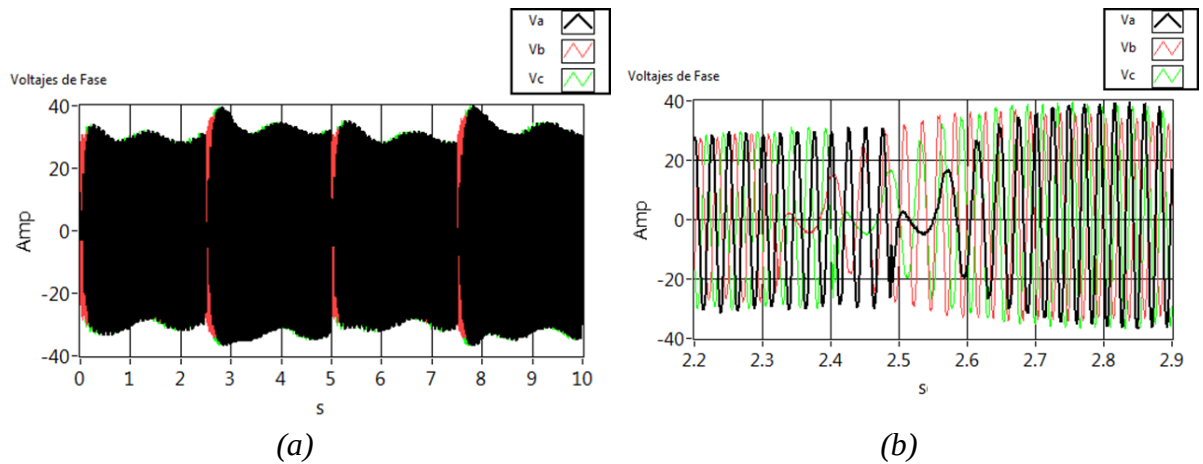
En la figura 5.15(a) se muestra la gráfica de las corrientes de  $I_\alpha$  vs  $I_\beta$ , como predice la teoría se comporta como un círculo. En la figura 5.15(b) se muestra la gráfica de  $I_d$  e  $I_q$ , teóricamente  $I_d$  debería de ser cero, y solo cambiar en el transitorio, pero tiene un offset de -0.2 A.  $I_q$  cambia de signo en función de si la velocidad es positiva o negativa. Las gráficas de corriente que se muestran son las que se obtuvieron después de haberlas pasado por un filtro digital pasa bajas, Butterworth, de 5° orden y frecuencia de corte de 100 Hz. Un problema importante es que no se tienen una medición confiable de la posición del rotor y es el que se necesita para el cálculo de  $I_d$  e  $I_q$ .



**Figura 5. 15. (a) Gráfica de las corrientes Ialfa vs Ibeta con par de carga. (b) Gráfica de las corrientes Id e Iq con par de carga**

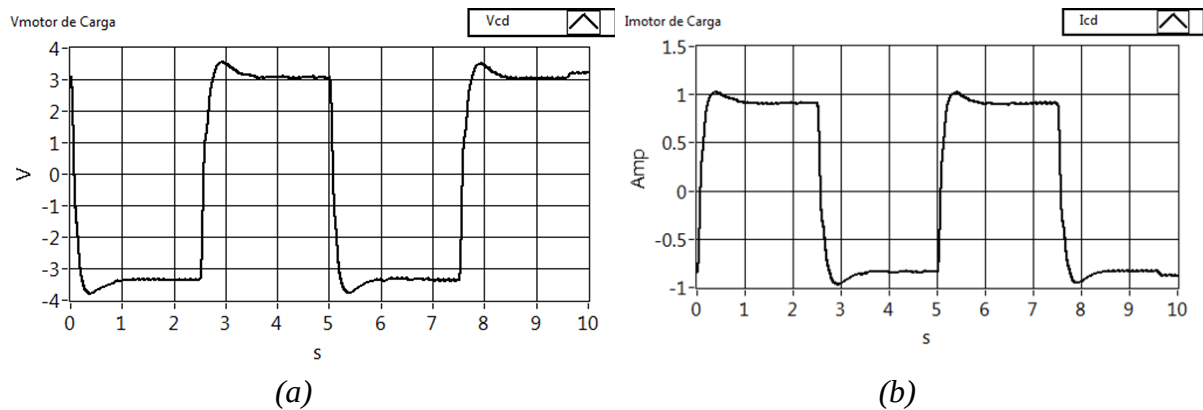
En la figura 5.16(a) se muestra la gráfica de los voltajes de fase en el rango de 0 a 10 s. Como se puede ver tienen un comportamiento estable, pero cada 2.5 s ocurren los cambios

de velocidad. En la figura 5.16(b) se muestra un acercamiento en la zona donde ocurre el transitorio. En condiciones estables la frecuencia del voltaje es de 40 Hz con un voltaje eficaz de 23 Vrms.



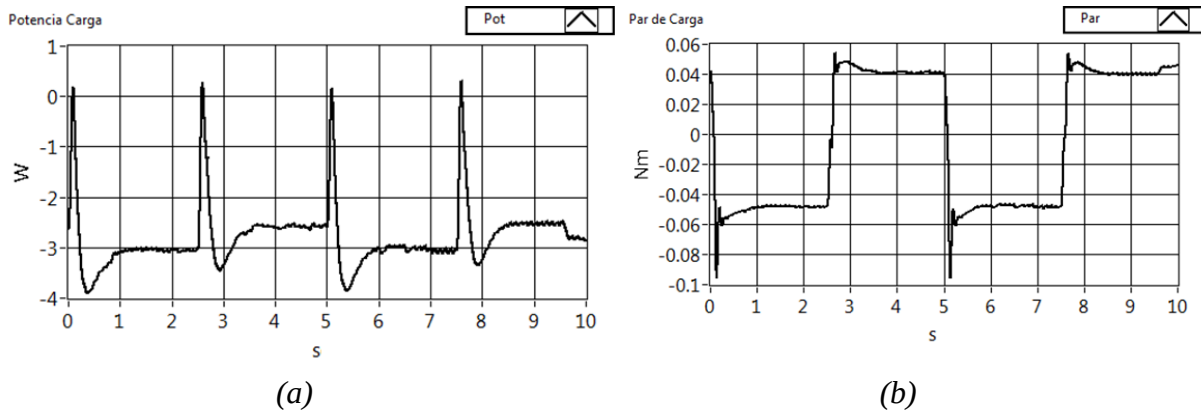
**Figura 5. 16. (a) Voltajes de fase aplicados al motor. (b) Acercamiento de la gráfica de los voltajes**

En la figura 5.17(a) se muestra la respuesta del voltaje generado por el motor de CD y en la 5.17(b) la corriente. En este caso se tienen conectadas las 3 resistencias de  $10\ \Omega$ , lo que da una resistencia de carga de  $3.3\ \Omega$ . Cuando la velocidad es positiva genera un voltaje promedio de  $-3.3\text{ V}$ , cuando la velocidad es negativa, el voltaje generado es de  $+3.0\text{ V}$ . De la gráfica de la corriente se ve que las corrientes son de  $0.9\text{ A}$  y  $-0.85\text{ A}$ .



**Figura 5. 17. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador con par de carga. (b) Gráfica de la corriente que sale del motor de CD como generador con par de carga**

En la figura 5.18(a) se muestra la gráfica de la potencia generada por el motor de CD y en la 5.18(b) el par de carga que le aplica al MSIP. Como se puede ver la potencia es negativa ya que el motor de CD funciona como generador. Cuando la velocidad es positiva el par de carga es positivo y cuando la velocidad es negativa el par de carga es negativo. La ecuación (4.20). Como se puede ver el par de carga de  $-0.05\text{ Nm}$  cuando la velocidad es negativa y  $0.04\text{ Nm}$  cuando la velocidad es positiva.

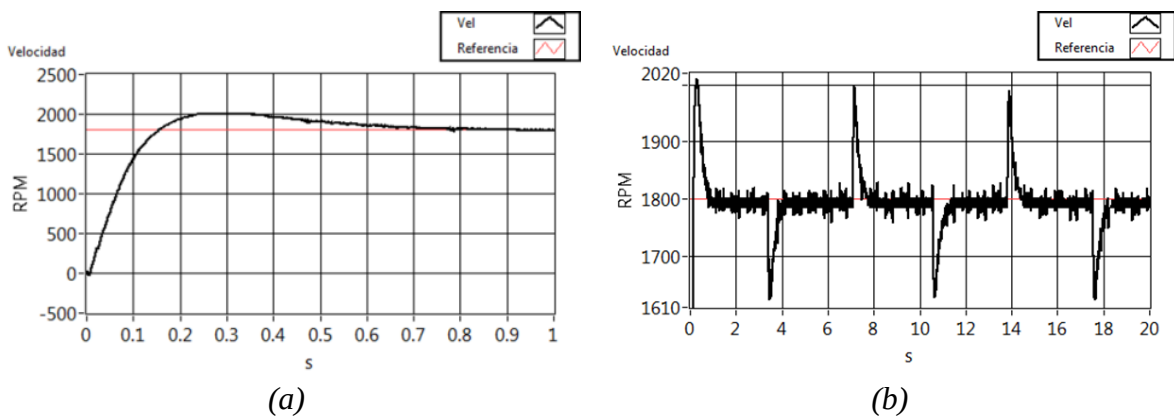


**Figura 5. 18. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD con resistencias. (b) Par de carga generado por el motor de CD con resistencias**

### 5.2.3 Medición con par de carga y velocidad constante

A medida que se tiene una mayor velocidad el generador de CD presenta una mayor carga mecánica. El límite de velocidad del MSIP es de 3000 rpm y el del motor de CD es de 5000 rpm. En este caso se va a probar a 1800 rpm para no llevarlo al límite, ya que a medida que se incrementa la velocidad el voltaje que genera el inversor tiene un mayor contenido de armónicos. La frecuencia de muestreo de la adquisición fue de 5 kS/s y se capturaron 20 s. Una vez que se tuvieron las mediciones se cortaron 20620 muestras para tener la respuesta del transitorio.

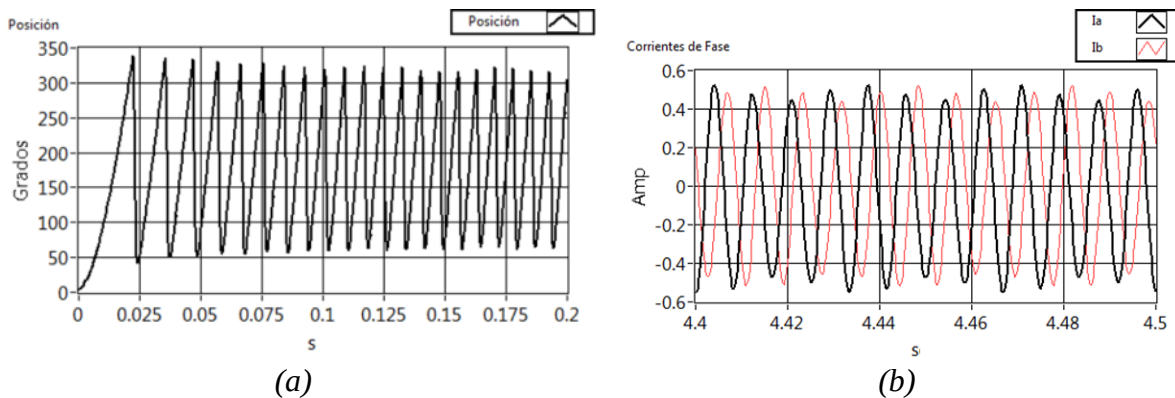
En la figura 5.19(a) se muestra la respuesta de la velocidad cuando ésta cambia de 0 a 1800 rpm, el tiempo de establecimiento es de 0.7 s y tiene un sobretiro de 12.2% sin par de carga. En la figura 5.19(b) se muestra la respuesta de 0 a 20 s se observan picos positivos y negativos cuando se le aplica par de carga y cuando se le retira el mismo respectivamente.



**Figura 5. 19. (a) Comportamiento de la velocidad con par de carga variable al arranque. (b) Respuesta de la velocidad con par de carga variable**

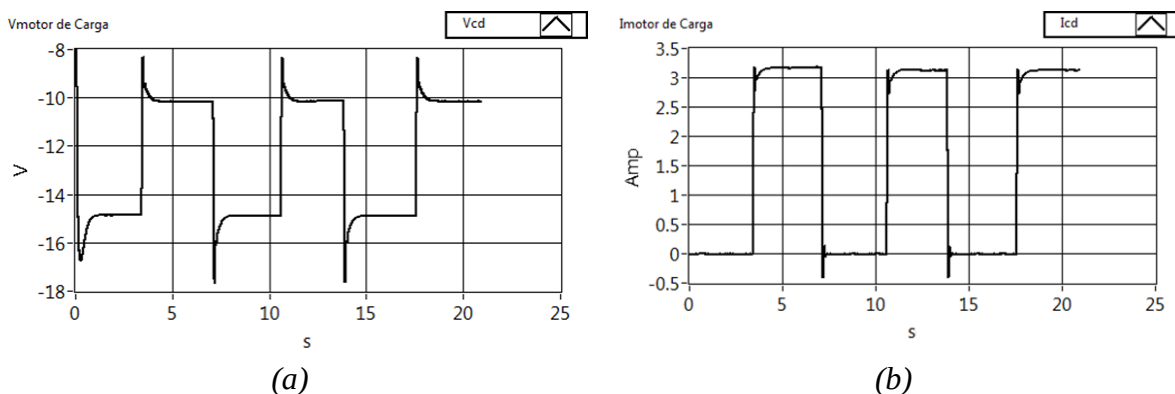
En la figura 5.20(a) se muestra la variación de la posición angular desde el arranque del motor. Como se puede ver inicia de un valor de cero y de ahí tienen un comportamiento

tipo diente de sierra. Las mediciones no tienen posiciones cercanas a cero, y éstas se mantienen en el rango de  $50^\circ$  a  $340^\circ$ . En la figura 2.20(b) se muestra el comportamiento de las corrientes de fase,  $I_a$  adelanta a  $I_b$  porque la velocidad es positiva, y se mantienen acotadas en el rango de  $\pm 0.6$  A. La figura tiene los rangos de tiempo de 4.4 s a 4.5 s. La corriente eficaz de cada fase fue de  $I_a=355$  mArms e  $I_b=285$  mArms, con una frecuencia 119.9 Hz, que es proporcional a la velocidad del motor. En estas condiciones el motor tiene par de carga. El voltaje RMS aplicado a cada fase fue de 57.9 Vrms y una frecuencia de 119.9 Hz, sin par de carga la corriente rms y el voltaje rms fueron de  $I_a=171$  mArms,  $I_b=293$  mArms y  $V_a=58$  Vrms. Cuando se tiene un mayor par de carga se incrementa la corriente que se le demanda al inversor.



**Figura 5. 20. (a) Ángulo de posición del rotor en el arranque. (b) Corrientes de fase del motor**

Una vez que se alcanza el estado estacionario si el voltaje que genera el motor de CD oscila entre -14.8 V y -10.1 V, se tiene un mayor voltaje si no tiene resistencia de carga que cuando la tiene (figura 5.21(a)), en la figura 5.21(b) se muestra la gráfica de la corriente demandada al motor de CD, cuando no se tiene resistencia de carga la corriente es 0 A, pero cuando se le aplica toda la resistencia de carga la corriente que le demanda es de 3.1 A. Ésta información se observa en las figura al tener un comportamiento tipo de onda cuadrada.



**Figura 5. 21. (a) Voltaje del motor de CD a velocidad constante y resistencia de carga variable. (b) Corriente generada por del motor de CD a velocidad constante y resistencia variable**



En la figura 5.22(a) muestra la gráfica de la potencia generada por el motor de CD, cuando no se tiene carga ésta es de 0 W, pero cuando se le aplica la resistencia de carga sube a -32 W, el cual corresponde a un par de carga de 0.17 Nm.

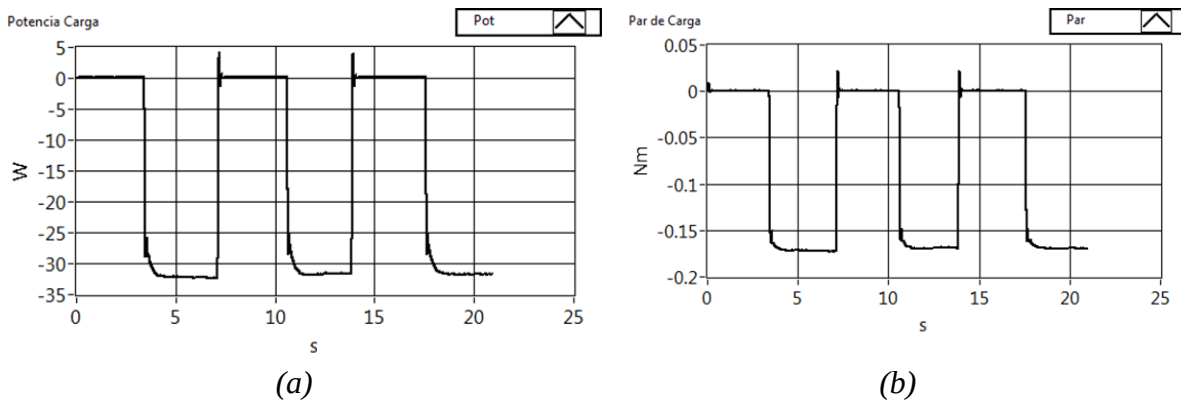


Figura 5. 22. (a) Potencia generada por el motor de CD con resistencia de carga variable. (b) Par de carga generado por el motor de CD con velocidad constante y resistencia de carga variable

### 5.3 Implementación del control por pasividad

Para realizar el control por pasividad se utilizó el mismo esquema usado en la implementación del control de campo orientado, en el nivel 5. Se reemplazó todo el código por las ecuaciones del controlador obtenidas en el capítulo 3. Con métodos numéricos se programó la ecuación diferencial del observador del par de carga. Todo el algoritmo de control se ejecuta cada 100  $\mu$ s, por lo que su frecuencia de muestreo es de 10 kHz.

La ecuación diferencial del observador del par de carga se programó usando el método de Euler. Todas las ecuaciones del controlador a fin de cuentas son de tipo algebraico y se ejecutan cada 100 $\mu$ s sin problema. En la tabla 5.2 se muestra la parte del código que implementa al controlador así como la inicialización.

Tabla 5.2 Código del controlador por pasividad

```
#define Vmax 110 //Voltaje máximo
#define inVmax 0.00909 //Inverso Voltaje máximo
#define Wmax 3000 //Velocidad máxima
#define Imax 20 //Corriente máxima

//Control
float bandera1=0, bandera2=0;
float WrefRPM=0; //Velocidad de referencia en rpm
float facW=1.06; //Factor de corrección de la velocidad
float Tlobs=0, Tlobs1k=0; //Par de carga observado
float tempiqb=4/(3*POLES*Ppm); //Constante usada para el cálculo de iqb
float idb=0; //Id promedio
float iqb=0; //Iq promedio
float udb=0; //Ud promedio
```

```

float uqb=0; //Uq promedio
float tempc1=0, tempc2=0; //Variables temporales
float idd=0, iqd=0, wdd=0, ud=0, uq=0;
float gama1=19, gama2=0.1, lambdak=100; //Ganancias del controlador
float J0k=(2*J*4)/(3*POLES*POLES);
float y1k=0, y1ka=0, h=0.0001;
float SpeedRef2=0;
float Id, Iq;

//Control por pasividad
SpeedRef2= _IQsinPU(rg1.Out*0.5)*0.25+0.25;
WrefRPM=SpeedRef*Wmax*facW;
iqb=TLobs1k*tempiqb;
udb=-WrefRPM*LS*iqb;
uqb=WrefRPM*Ppm+RS*iqb;

idd=park1.Ds*Imax-idb;
iqd=park1.Qs*Imax-iqb;
wdd=(speed1.Speed-SpeedRef)*Wmax;
tempc1=(udb-gama1*idd)*inVmax;
ud=_IQsat(tempc1,0.8,-0.8);
tempc1=(uqb-gama2*iqd)*inVmax;
uq=_IQsat(tempc1,0.8,-0.8);

// Observador del par de carga
y1k=y1ka + h*(lambdak*Ppm*iqd - lambdak*y1ka + lambdak*lambdak*J0k*wdd);
TLobs1k=(y1k-lambdak*J0k*wdd);
TLobs1k=_IQsat(TLobs1k,1.0,-1.0);
y1ka=y1k;

Id=park1.Ds*Imax;
Iq=park1.Qs*Imax;

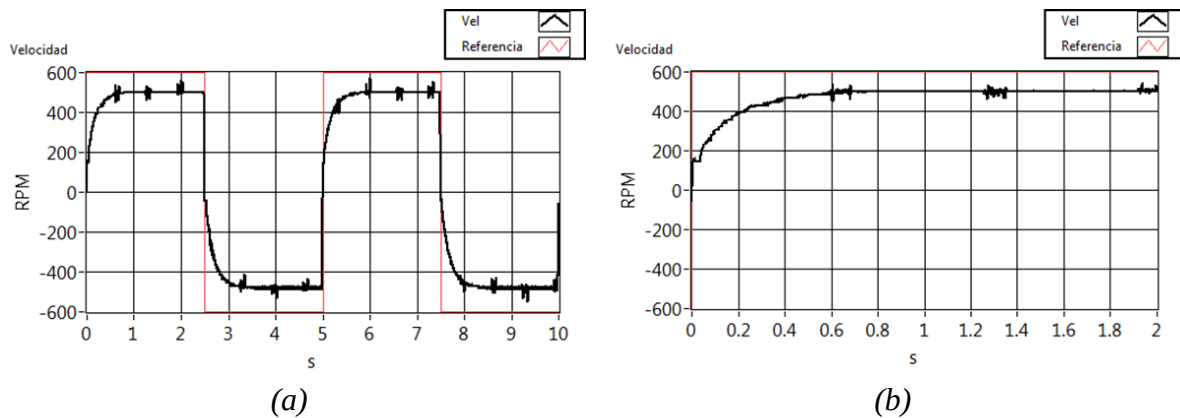
```

## 5.4 Resultados del control por pasividad

Las pruebas realizadas con el control por pasividad se hicieron a las mismas velocidades que se simularon,  $\pm 600$  rpm (la variable que controla la velocidad de referencia SpeedRef toma los valores de 0.2 y -0.2). Con el sistema de adquisición de datos se capturan 8 señales, dando un total de 1,000,000 de datos, con una frecuencia de muestreo de 5 kS/s por canal, con lo cual se capturaron 20 s de mediciones. En el post procesamiento se le quitaron a cada canal 18460 muestras para tener mediciones a partir de la transición de -600 rpm a 600 rpm. En este caso el motor de CD que genera el par de carga no se le conectó las resistencias de carga.

En la figura 5.23(a) se muestra la respuesta de la velocidad deseada y la medida, y en la 5.5(b) se muestra el acercamiento sobre la misma gráfica en el rango de 0 a 1 s. La velocidad inicial es de -600 rpm y la final de 600 rpm, como se puede ver no alcanza la velocidad deseada y tiene un error de 100 rpm (del 16%) y en este caso no tiene sobretiro.

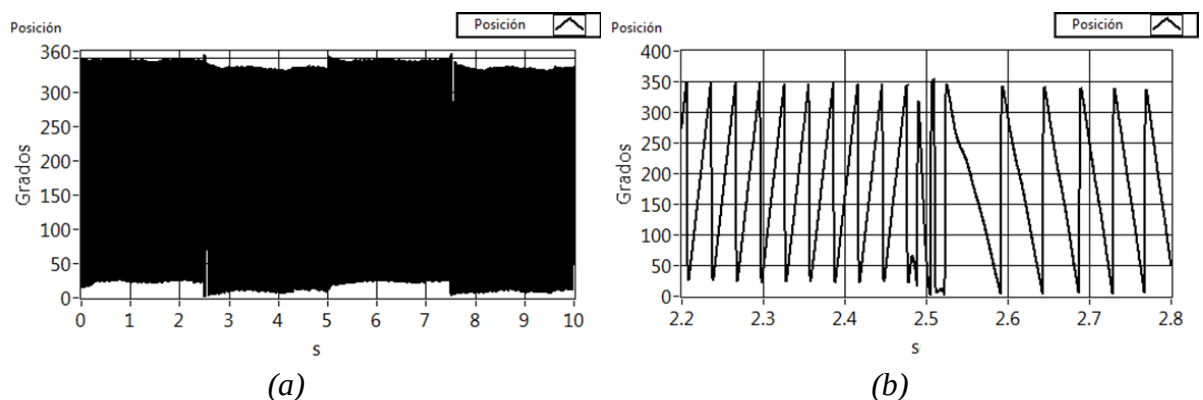
Para la velocidad negativa tiene el mismo comportamiento y la velocidad final es de -475 rpm (con un error del 20%).



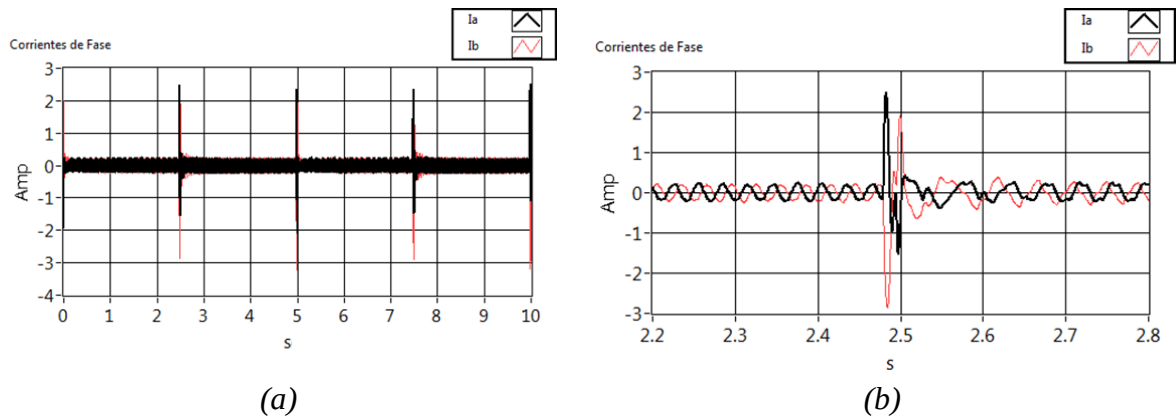
**Figura 5. 23. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP con el control por pasividad. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad del control por pasividad**

En la figura 5.24 (a) se muestra la respuesta de la posición del rotor con respecto al tiempo en el rango de 0 a 10 s. Las mediciones varían en el rango de 0 a 350°. En la figura 5.24(b) se hace un acercamiento el rango de 2.2 s a 2.8 s. Como se puede ver se comporta como una señal de tipo diente de sierra, y en 2.5 s ocurre el cambio de sentido de giro por lo que también cambia la señal tipo diente de sierra aparte de que se tiene el transitorio.

La respuesta de las corrientes en el rango de 0 a 10 s está en la figura 5.25(a). Cuando la velocidad es positiva se tiene un valor simétrico de  $I_a=246$  mArms,  $I_b=242$  mArms y frecuencia de 35.4 Hz. Cuando la velocidad es negativa las corrientes son de  $I_a=236$  mArms,  $I_b=203$  mArms y frecuencia de 31.8 Hz. En la figura 2.25(b) se observa el transitorio cuando ocurre el cambio de velocidad deseada, la corriente de pico de la fase a y b es de 2.7 A y -2.9 A.



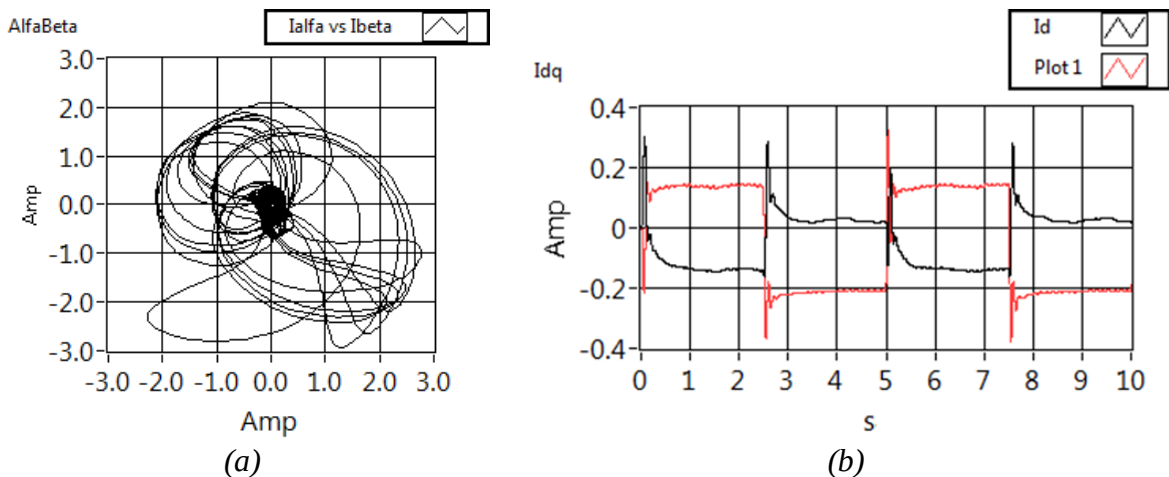
**Figura 5. 24. (a) Grafica de la posición angular del rotor con el control por pasividad. (b) Acercamiento de la posición angular del rotor**



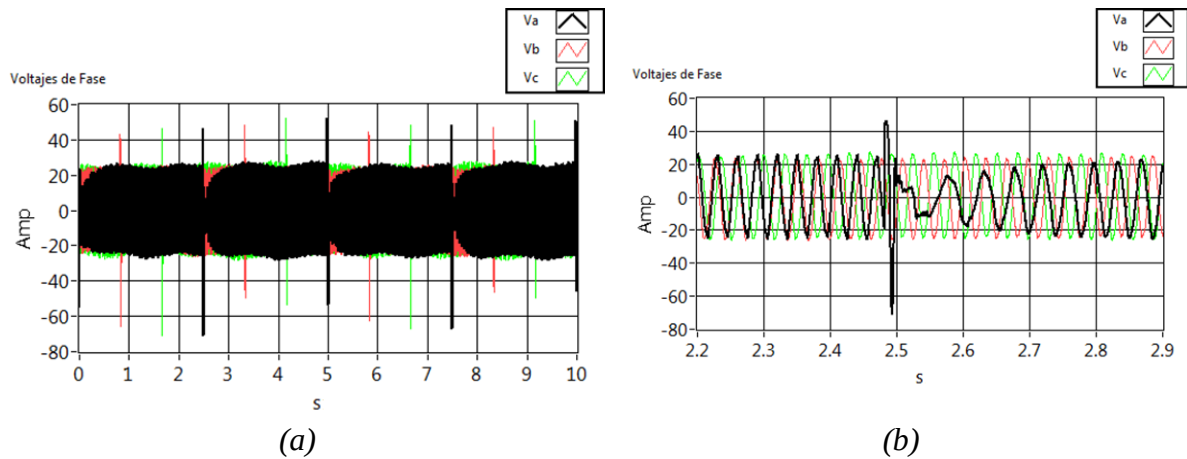
**Figura 5. 25. (a) Gráfica de la corriente de la fase a y b del control por pasividad. (b) Gráfica de la corrientes de fase a y b en el rango de 2.2 a 2.8s**

En la figura 5.26(a) se muestra la gráfica de la corriente en el sistema de referencia  $\alpha\beta$ . Como los picos de corriente son muy grandes, en comparación con los que se mantienen en condiciones estables, por eso no se parece mucho a lo que predice la teoría, que es una circunferencia. En la figura 5.26(b) se muestra el comportamiento de las corrientes en d y q. Muestran un comportamiento estable en condiciones de velocidad constante, se muestran con el propósito de demostración, ya que la medición del ángulo no es muy buena por lo cual no se tiene una correcta medición de estas variables.

Los voltajes de fase se muestran en la figura 5.27(a) y en la 5.27(b) la respuesta del voltaje en el transitorio. En condición estable el voltaje eficaz es de 16 Vrms con una frecuencia de 33.4 Hz. En el transitorio deja de tener su comportamiento sinusoidal hasta que se estabiliza nuevamente, además de que se presente un pico de voltaje mucho mayor al que venía generando. Cuando ocurre el cambio de velocidad positiva a negativa cambia la secuencia de voltaje de ABC a CBA.



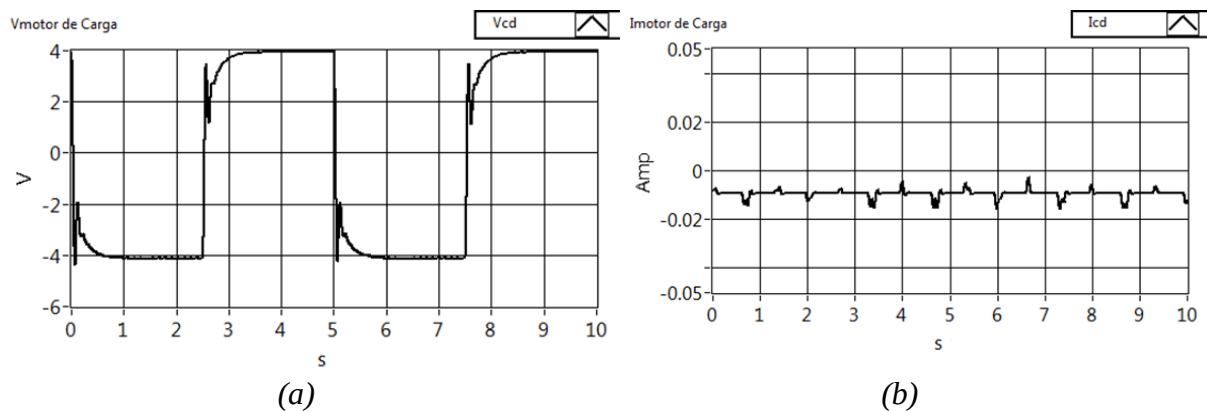
**Figura 5. 26. (a) Gráfica de las corrientes Ialfa vs Ibeta del control por pasividad. (b) Gráfica de las corrientes Id e Iq del control por pasividad**



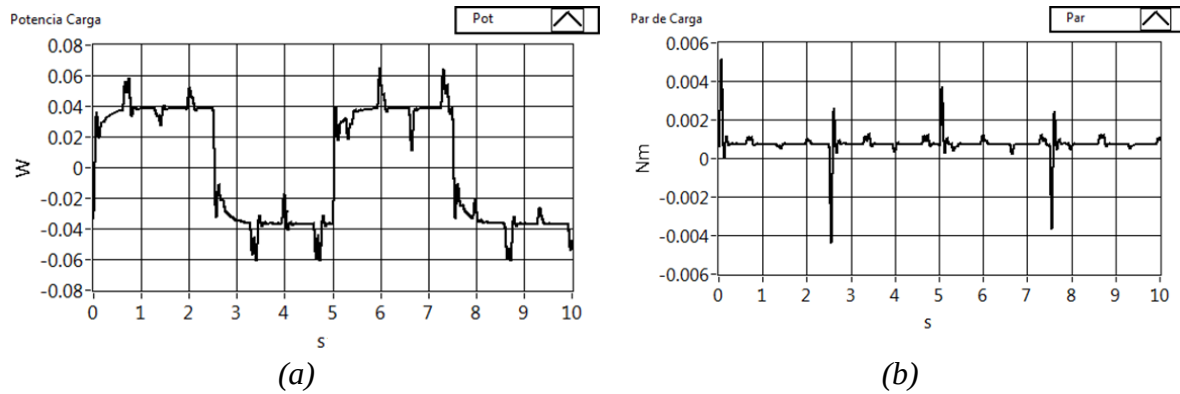
**Figura 5. 27. (a) Voltajes de fase a, b y c del control por pasividad. (b) Acercamiento de los voltajes de fase del control por pasividad**

En esta prueba no se conectan las resistencias de carga al motor de CD, por lo que solo genera un voltaje proporcional a la velocidad del rotor de MSIP, en la figura 5.28(a) se muestra el voltaje medido en el generador. El voltaje varía de -4 V a 4 V en función de si la velocidad es positiva o negativa. En la figura 4.28(b) se muestra la corriente que proporciona el generador, que es de 10 mA, lo cual se registra por el ruido y offset de la etapa de acondicionamiento.

Como la corriente es casi cero, la potencia eléctrica entregada por el generador de CD es prácticamente cero y el par de carga también. Como las mediciones tiene perturbaciones, en la figura 5.29(a) y (b) se muestra las gráficas de la potencia y el par generador. En los transitorios hay un cambio brusco por lo que es en ese momento donde se genera un par de carga diferente de cero.



**Figura 5. 28. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador del control por pasividad. (b) Gráfica de la corriente que sale del motor de CD como generador**



**Figura 5. 29. (a) Potencia eléctrica generada por el motor de CD del control por pasividad. (b) Par de carga generado por el motor de CD del control por pasividad**

Se hicieron ajustes para obtener una buena respuesta, sin embargo estas fueron las que mejor se comportaron. El principal problema por lo que no se tienen buenos resultados en el control por pasividad, es que se necesitan conocer muy bien los parámetros del modelo así como el par de carga. Pero como no se tiene acceso a muchos datos de las mediciones dentro del controlador, no ha sido posible el poder tener una correcta caracterización de éste. Por tal motivo tampoco trabaja adecuadamente el observador del par de carga.



## Capítulo 6. Conclusiones

El objetivo central del trabajo de tesis fue el probar las diferentes técnicas usadas en el control de motores síncronos de imanes permanentes, haciendo una revisión del estado del arte en este campo, así como contribuir a lo que ya se ha publicado, haciendo una comprobación del funcionamiento de éstos a nivel de simulación y experimental. Para lo cual se tuvo que entender la forma en que se modela el motor, se simuló y se desarrolló una plataforma para realizar las pruebas experimentales. También se propuso un nuevo tipo de control con base en una técnica de control que se ha estado usando mucho en publicaciones recientes.

Las dos técnicas más usadas en los variadores de velocidad comerciales para MSIP, son el de campo orientado y el directo de par. Se comprobó con simulaciones, como se describe en la literatura especializada, que el control FOC tiene un mejor desempeño ya que su respuesta dinámica cuenta con un menor rizado en el par, en comparación con el DTC. Un inconveniente es que todo el tiempo se necesita conocer la posición del rotor. El control DTC se validó a nivel de simulación.

El control de campo orientado usa 3 controladores PI para funcionar, pero el modelo del motor es no lineal, por lo que se tuvo que hacer simplificaciones para encontrar el valor de las ganancias del controlador. Una vez hecho esto se usó el método de respuesta en frecuencia para sintonizarlo. Durante las pruebas se tuvieron resultados muy buenos con un sobretiro menor al 17% y tiempos de establecimientos menores a 1s, con cambios de velocidad positiva a negativa, lo cual somete a la máquina a esfuerzos significativos. Con la realización experimental de este controlador se ha ganado la experiencia para que a futuro se puedan experimentar con otras técnicas de control más sofisticadas con el fin de poder hacer contribuciones en este campo.

Una de las principales aportaciones que se hizo en este trabajo, fue el proponer un nuevo controlador con base en la técnica de pasividad, el cual no había sido reportado en la literatura que se consultó. Si bien esta técnica ha sido trabajada desde hace muchos años, en la forma de realizarlo hay diferencias. La principal característica del diseño de controladores con base en esta técnica, es que el control intrínsecamente es estable, ya que se diseña usando la teoría de estabilidad de Lyapunov. El controlador resultante es de tipo lineal que se ajusta en función del punto de operación deseado, quedando una ley de control que se puede programar sin muchas complicaciones. La ley de control resultante depende de la exactitud con que se conozcan los parámetros del modelo, ya que el punto de operación es función de ellos y del par de carga; como no es factible medirlo se necesita diseñar un observador de par de carga. A nivel de simulaciones se encontró que tiene un mejor rendimiento que los otros dos controladores, pero cuando se probó con la planta real, su rendimiento ya no tuvo el mismo comportamiento. Por tal motivo se necesita realizar



más trabajo experimental para ir refinando su respuesta hasta tener mejores resultados. Una vez que se logre esto se tendrá la posibilidad de trabajar con otros controladores basados en los parámetros del sistema.

A diferencia de otros trabajos que se orientan exclusivamente a un tipo de control, aquí se abordaron tres diferentes tipos de controladores y se describió la forma en cómo se diseñan. Para su simulación se usaron dos ambientes diferentes que fueron Matlab/Simulink y Simnon. El primero usa una representación gráfica de todo el sistema, sin embargo es muy difícil reproducir el modelo si no se cuenta con el archivo completo de simulación. Simnon usa archivos de texto para definir el modelo, por lo cual es fácil configurar una simulación a partir de un reporte de los archivos del sistema. Una contribución importante fue el haber implementado el control DTC con Simnon, ya que hasta donde se tiene conocimiento no se había reportado este controlador con este simulador, debido a que presenta varias complicaciones su realización.

Para pasar de la simulación a las pruebas experimentales se requirió un procesador de señales que ejecute el algoritmo de control en forma rápida, a un costo accesible. Por lo cual se descartó el uso de sistemas de prototipado rápido como son Dspace o los módulos el compacRIO. La alternativa más viable fue usar controladores digitales de señales. Se experimentó con DSPIC's que son fáciles de conseguir y de bajo costo, pero su procesador es de punto fijo, con velocidad de procesamiento baja (40MIPS) y se encontraron errores en su ambiente de desarrollo mikroC (de la firma mikroElektronika). Se evaluaron DSP's de Freescale pero el modelo que se vende en el país (el MC56F8357) trabaja a 60MIPS y se necesitaba un procesador más rápido. Durante esta fase la firma Texas Instruments puso en el mercado, a un precio muy accesible, kits de desarrollo con los diferentes Controladores Digitales de Señales que posee. Se seleccionó el TMS320F28335 por tener una velocidad de procesamiento de 150 millones de instrucciones por segundo. A la par del hardware, TI proporciona librerías que facilitan el desarrollo de aplicaciones para el control de motores, lo cual ha brindado la capacidad de que a futuro se puedan usar éstos en el desarrollo de nuevas aplicaciones, cuando el costo del sistema de desarrollo sea sensible.

El DSP realiza las funciones de control, sin embargo para realizar el control del motor falta el inversor, la fuente de alto voltaje, los sensores de voltaje y corriente. Se empezó a realizar cada uno de estos módulos en forma discreta. También existía la posibilidad de comprar el inversor en forma integrada, pero no se contaba con el presupuesto. Comercialmente TI ofrece el kit TMDSHVMTRPFCKIT para el control de motores, que en un mismo empaque incluye tanto el DSP y todos los accesorios para realizar control de motores. Su uso facilitó enormemente el desarrollo de la aplicación a un costo accesible. Todo el sistema se programa en C, por lo que para experimentar con controladores más sofisticados es necesario el usar métodos numéricos en su codificación, y se tienen restricciones de capacidad de memoria. Una contribución de este trabajo es el mostrar una caracterización experimental de las diferentes partes del sistema, hasta donde se tiene conocimiento no existe un documento reportado en donde se haga una descripción como la que aquí se expone.

Para generar reportes del comportamiento de las diferentes variables del sistema, se requirió muestrear las diferentes señales con tiempos de muestreo muy cortos (en el orden

de los milisegundos) y tiempos de adquisición grandes (de minutos). Con las herramientas que proporcionan el TMDSHVMTRPFCKIT y su ambiente de desarrollo el Code Composer Studio, no es posible lograrlo. Por lo cual una aportación importante fue el haber diseñado y desarrollado el sistema de acondicionamiento y el programa de adquisición de datos de las 9 variables a monitorear.

Otra contribución importante del trabajo fue el diseñar y fabricar el electrodinamómetro compuesto por un motor de corriente directa, como generador de par de caga, y el MSIP. Por lo cual se cuenta con un sistema integral que permite rápidamente evaluar el rendimiento de la máquina ante condiciones de carga variables. Con la experiencia ganada en este sistema, en el futuro se pretende trabajar en un electrodinamómetro que permita evaluar motores en todo su rango de operación.

Como resultado del trabajo desarrollado durante la elaboración de la tesis se publicó un artículo de revista, uno de congreso internacional, y cinco en congresos nacionales, en los que se reportaron diferentes partes de lo que aquí se escribió como son las simulaciones de cada uno de los controladores, el uso del DSP de Texas Instruments para el control de motores, el sistema de acondicionamiento. También se publicó el control de pasividad y tuvo críticas muy favorables. En colaboración con compañeros especialistas se han explorado otra posibilidad como son la realización del control de velocidad con redes neuronales.

Un área de oportunidad es el colaborar con especialistas de otros ámbitos para empezar a trabajar el control de motores usando redes neuronales o lógica difusa, con el fin de que a futuro se puedan hacer sistemas tolerantes a fallas. También se va a trabajar en la implementación experimental del control directo de par. En la parte educativa el contar con una plataforma de este tipo en los laboratorios no es tan fácil, sin embargo en los últimos años ha ganado popularidad el concepto de Hardware-in-the-loop, por lo cual se va a trabajar en el diseño de un sistema de este tipo aplicado a los motores síncronos de imanes permanentes.

# Referencias

- [1] Jussi Puranen ,“Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor In Motion Control Applications: A Comparative Study”, Thesis Doctoral, ISBN 952-214-297-2 (PDF), Lappeenranta 2006
- [2] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motor Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 17, No. 5, September 2002
- [3] Dariusz Świerczyński, M. Sc. , “Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, Ph. D. Thesis, WARSAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Warsaw, Poland – 2005
- [4] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu & K. W. Lim. “Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, May 1997
- [5] J. Liu, P.S. Wu, H. Y. Bai and X. Huang, Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor, Intelligent Control and Automation, 2004. WCICA 2004. Fifth World Congress on , vol.5, no., pp. 4573- 4576 Vol.5, 15-19 June 2004
- [6] Z. Chunmeia, L. Hepinga, C. Shujina and W. Fangjuna, Application of neural networks for permanent magnet synchronous motor direct torque control, Journal of Systems Engineering and Electronics, Volume 19, Issue 3, June 2008, Pages 555-561, ISSN 1004-4132, 10.1016/S1004-4132(08)60120-6
- [7] B. Bossoufi, M. Karim, S. Ionita and A. Lagrioui, DTC control based artificial neural network for high performance PMSM drive, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 165-176, Vol. 33, No. 2, 2011, ISSN1992-8645
- [8] X. Cao, C. Zang and L. Fan, Direct Torque Controlled Drive for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Neural Networks and Multi Fuzzy Controllers, Robotics and Biomimetics, ROBIO '06. IEEE International Conference on, pp.197-201, 17-20 Dec. 2006
- [9] R. Ortega, “Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical, and Electromechanical Applications. Communications and Control Engineering”. Springer.ISBN:9781852330163. 1998
- [10] Takegaki M, Arimoto S. “A new feedback for dynamic control of manipulators”. ASME Journal of Dynamic Systems Measurements Control 1981;102:11925.
- [11] R. Ortega, M. Spong, F. Gomez and G. Blankenstein, “Stabilization of underactuated mechanical systems via IDA”, IEEE Trans. Automat. Control , Vol. AC–47, No. 8, August 2002, pp. 1218–1233
- [12] Ortega R, Spong M. Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial. Automatica 1989;25(6):877 88.
- [13] Berghis H, Nijmeijer H. A passivity approach to controller observer design for robots. IEEE Transaction on robotic and automatic 1993; 9(6):740 54.

- [14] Lanari L, Wen JT. Adaptive PD controller for manipulators. *System Control Literature* 1992;19:119 29.
- [15] Ailon A, Ortega R. An observer-based set-point controller for robot manipulators with flexible joints. *System Control Literature*. 1993; 21(4):329 35.
- [16] Ortega R, Espinoza-Pérez G. Passivity-based control with simultaneous energy-shaping and damping injection: The induction motor case study. In: *Proceedings of 16th IFAC world congress*. Proceeding in CD, Track.We-E20-TO/3. 2005 p. 6.
- [17] Ortega R, Nicklasson PJ, Espinoza-Pérez G. On speed control of induction motors. *Automatica* 1996; 3(3):455 66.
- [18] Ortega R, Nicklasson PJ, Espinoza-Pérez G. Passivity-based controller of a class of Blondel Park transformable electric machines. *IEEE Transactions on Automatic Control* 1997; 42(5):629 47.
- [19] Gökder LU, Simaan MA. A passivity-based control method for induction motor control. *IEEE Transactions on Industrial Electrical* 1997; 44(5):688 95.
- [20] Kim KC, Ortega R, Charara A, Vilain JP. Theoretical and experimental Comparison of two nonlinear controllers for current-fed induction motors. *IEEE Transactions on Control System Techniques* 1997; 5(5):338 48.
- [21] Ortega R, Loria A, Nicklasson PJ. *Passivity-based control of Euler Lagrange systems*. New York: Springer; 1998.
- [22] Jesús Linares-Flores at all. "Sensorless Passivity Based Control of a DC Motor via a Solar Powered Sepic Converter-Full Bridge Combination". *Journal of Power Electronics*, Vol. 11. No. 5, pag 743 to 750. September 2011
- [23] Petrović V, Ortega R, Stankovic AM. Interconnection and damping assignment approach to control of Pm synchronous motors. *IEEE Transactions on Control System Techniques* 2001; 9(6):81120.
- [24] A.Y. Achoura, B. Mendil, S. Bacha, I. Munteanu. "Passivity-based current controller design for a permanent-magnet synchronous motor". *ISA Transactions* 48 (2009) 336346
- [25] Hebertt Sira-Ramírez, Ramón Silva Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", Springer-Verlag, 2006 ISBN-13:9781846284588
- [26] Jacek F. Gieras, Mitchell Wing, "Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications" Second Edition, Revised and Expanded, MARCELD EKKERIN, INC., New York Basel, ISBN: 0-8247-0739-7, 2002
- [27] Peter C. Dent, "High Performance Magnet Materials: Risky Supply Chain", *Advanced Materials & Processes*. August 2009. Pp 27-30
- [28] Peter Vas. "Sensorless and Direct Torque Control". Oxford University Press. 1998.
- [29] Pedro Celestino Castellanos Morales, "Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes", Tesis de Maestría, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, 2011
- [30] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives", CRC Press, ISBN 978-0-8247-5384-9, 2010.
- [31] Carlos Alberto Hernández Arámburo. "Simulación de Control Directo de Torque en Motores de Inducción". Tesis de Maestría. Universidad de las Américas – Puebla. 1998.

- [32] Dalila Zaltini, Mohamed Naceur Abdelkrim. "Observability Analysis of MSIP". 2009 International Conference on Signals, Circuits and Systems. ISSN 978-1-4244-4398-7/09/
- [33] Hebertt Sira-Ramírez, Richard Marquez, Orested Llanes-Santiago, "Control de Sistemas no Lineales, Linealización aproximada, extendida, exacta", ISBN: 84-205-4449-3, Prentice Hall, 2005.
- [34] Nguyen Phung Quang, Jörg-Andreas Dittrich, "Vector Control of Three-Phase AC Machines", Springer, ISBN: 978-3-540-79028-0, 2008
- [35] Texas Instruments, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240", Application Report SPRA588, Texas Instruments, September 1999.
- [36] Dave Wilson, "Motor Control Compendium", Texas Instruments, 2010-2011. [www.ti.com/motorcontro](http://www.ti.com/motorcontro)
- [37] Mats Leksell, Lennart Harnefors and Magnus Jansson "Direct Sensorless Speed Control of PM-Motors - a Simple and Effective Sensorless Method" 2001
- [38] Enrique L. Carrillo Arroyo, "Modeling And Simulation Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System", University Of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006
- [39] Simnon, "<http://dctrl.fib.unam.mx/tutoriales/digital/simnon21.html>. Fecha de último acceso 22/Ocubre/2010
- [40] Texas Instruments, "Digital Motor Control, Software Library", Texas Instruments, No de parte SPRU485A, Octubre de 2003
- [41] Linares-Flores, J., Sira-Ramírez, H., Yescas-Mendoza, E. and Vásquez-Sanjuan, J. J. (2011), "A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-DC motor system". Asian Journal of Control, 13: n/a. doi:10.1002/asjc.234
- [42] J. Linares-Flores, J. Reger, H Sira-Ramírez, "A time-varying linear state feedback tracking controller for a Boost-converter driven DC machine", in Proc. 4th IFAC-Symposium on Mechatronic Systems, Heidelberg, Germany, pp. 926-931, Sep. 2006.
- [43] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramírez, J. Reger, and R. Silva-Ortigoza, "An exact tracking error dynamics passive output feedback controller for a buck-Boost-converter driven DC motor", In Proc. IEEE International Power Electronics Congress, Cholula, Pue., México, pp. 1-5, October 2006.
- [44] J. Linares-Flores, J. Reger, and H. Sira-Ramírez, "Sensorless tracking control of two DC-drives via a double Buck-converter", In Proc. 45Th IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA, USA, pp. 6229-6234, December 2006
- [45] [6] Oviedo, L., Reyes F., and Sánchez P., Stability Proof of a New Motion Controller using Strong Lyapunov Function, 5th International Symposium on Robotics and Automation 2006, Pag 1-6.
- [46] Texas Instruments, "High Voltage Motor Control and PFC Kit Hardware Reference Guide", C2000 Systems and Applications Team, Version 1.3 – October 2010.
- [47] Texas Instruments, "High Voltage Digital Motor Control Kit Quick Start Guide", C2000™ Systems Applications Collateral, Oct 2010
- [48] Texas Instruments, "HVMotorCtrl + PFC" Kit How to Run Guide", C2000

- Systems and Applications Team, Ver. 1.4 October 2010
- [49] Texas Instruments, "Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors", C2000 Systems and Applications Team, Version 1.1- Feb 2010.
  - [50] Texas Instruments, "C2000TM Real-Time Microcontrollers", SPRB176P, 2013 Texas Instruments Incorporated
  - [51] Texas Instruments (2012), "TMS320F28335 Data Manual", Texas Instruments No de Parte SPRS439K.
  - [52] Powerex, "PS21765 IntellimodTM Module Dual-In-Line Intelligent Power Module 20 Amperes/600V", Powerex, 2007
  - [53] "Brushless Servo Motor, BLM-N23-50-1000", Fecha de consulta 5 de Octubre de 2013, Galil Motion Control, [http://www.galilmc.com/catalog/blm\\_n23.pdf](http://www.galilmc.com/catalog/blm_n23.pdf)
  - [54] Measurement Computing. "USB-1208FS. Analog and Digital I/O", Measurement Computing, July 2014
  - [55] Bial Akin, Manish Bhardwaj, "Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors", Texas Instruments, Version 1.1 - Feb 2010
  - [56] Digital Control Systems (DCS) Group, "Digital Motor Control, Software Library", Texas Instruments, Nota de aplicación SPRU485A, Octubre 2003



# Apéndice A. Código de la Simulación del Control de Campo Orientado en Simnon

| Código fuente del controlador y la planta<br>FOCTexas.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | Código del Macro MACFOC.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <p>CONTINUOUS SYSTEM FOCTexas</p> <p>"Este programa Simula el Control de Campo Orientado</p> <p>"en lazo cerrado.</p> <p>"Funciona bien</p> <p>"Es igual al que hizo Edgar en Matlab</p> <p>"11 de Septiembre de 2013.</p> <p>" States, derivates and time:</p> <p>STATE id iq w teta iew ivd ivq</p> <p>DER did diq dw dteta diew divd divq</p> <p>time t</p> <p>"Ecuaciones del Motor</p> $did = (Vd + w \cdot Lq \cdot iq - R \cdot id) / Ld$ $diq = (Vq - w \cdot (Ld \cdot id + Ppm) - R \cdot iq) / Lq$ $Te = (3/2) \cdot P \cdot (id \cdot iq \cdot (Ld - Lq) + iq \cdot Ppm)$ $dw = P \cdot (Te - TL) / J - B \cdot w / J$ <p>dteta=w "Angulo</p> <p>wmec=w/P "Velocidad mecánica</p> <p>wrpm=wmec*30/pi "Velocidad en rpm</p> <p>f=60</p> <p>pi=3.1416</p> <p>wl=2*pi*f</p> | <p>MACRO MACFOC</p> <p>" Version: 1.0</p> <p>" Abstract:</p> <p>" Description: Macro que simula el control de campo orientado</p> <p>" Revision: 1.0</p> <p>" Author:</p> <p>" Created: 12/09/2013</p> <p>" Enter commands here:</p> <p>syst FOCTexas</p> <p>store Vd Vq id iq w wrpm</p> <p>teta va vb vc ew wref</p> <p>simu 0 2 1e-4</p> <p>split 3 1</p> <p>ashow vd vq</p> <p>ashow va vb vc</p> <p>ashow wrpm wref</p> <p>export store &lt; store /0</p> <p>END</p> |



|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| <pre> "Controlador        "Trayectoria      deseada      de velocidad en rpm es1=if t&gt;0.5 then -2 else 0 es2=if t&gt;1 then 2 else 0 wref=600*(es1+es2+1)        "Error de velocidad y de ahí se calcula Iq deseada con un PI       "en el rango de -1 a 1 wrefmec=wref*2*P*pi/f ew=wrefmec-w diew=ew temp1a=Kpw*ew+Kiw*iw temp1b=if temp1a&gt;1 then 1 else temp1a temp1=if temp1b&lt;-1 then -1 else temp1b        "Error de iq y con ello se calcula Vq en el rango de -1 a 1 evq=temp1-iq/6 divq=evq temp2a=Kpq*evq+Kiq*ivq temp2b=if temp2a&gt;1 then 1 else temp2a temp2=if temp2b&lt;-1 then -1 else temp2b q=temp2        "Error de Id y se calcula Vd evd=0-id/6 divd=evd temp3a=Kpd*evd+Kid*ivd temp3b=if temp3a&gt;1 then 1 else temp3a temp3=if temp3b&lt;-1 then -1 else temp3b d=temp3  "Conversion de voltajes al dominio del tiempo temp4=cos(teta) temp5=cos(teta-2*pi/3) </pre> |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |  |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| <pre> temp6=cos(teta+2*pi/3) temp7=sin(teta) temp8=sin(teta-2*pi/3) temp9=sin(teta+2*pi/3)  va=(d*temp4-q*temp7)*Vdc vb=(d*temp5-q*temp8)*Vdc vc=(d*temp6-q*temp9)*Vdc  "Conversion de voltajes al plano D Q. Vd=(2/3)*(va*temp4      +      vb*temp5      + vc*temp6) Vq=(2/3)*(-va*temp7      -      vb*temp8      - vc*temp9)  " Initializations: "wmech=1500 Vdc=180 P=4 Ppm=0.0256 J=3.1e-5 R=2.35 Lq=0.0065 Ld=0.0065  TL=0.10 Tf=0 B=0.00038 Kt=0.272  "Ganancias del controlador Kpw=0.055"0.0055 Kiw=0.3984 Kpd=0.2"0.0262 Kpq=0.2"0.0262 Kiq=9.4721 Kid=9.4721 " Equations: </pre> |  |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|

|                            |  |
|----------------------------|--|
| " Parameter values:<br>END |  |
|----------------------------|--|

# Apéndice B. Código de la Simulación del Control Director de Par en Simnon

| Código fuente del archivo de la planta<br>MotPMSM.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               | Código fuente del controlador de campo<br>orientado en tiempo discreto<br>ContDRck.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <p>CONTINUOUS SYSTEM ModPMSM</p> <p>"Este archivo simula el motor e inversor</p> <p>"Las entradas son los voltajes de fase.</p> <p>"Las salidas son las corrientes de fase y la velocidad</p> <p>"Created: 13/03/2011</p> <p>" Inputs and outputs:</p> <p>INPUT Vakk Vbkk Vckk</p> <p>OUTPUT iakk ibkk ickk wrpmkk</p> <p>STATE id iq w teta</p> <p>DER did diq dw dteta</p> <p>TIME t</p> <p>"Envia y recibe variables</p> <p>va=Vakk</p> <p>vb=Vbkk</p> <p>vc=Vckk</p> <p>iakk=ia</p> <p>ibkk=ib</p> <p>ickk=ic</p> <p>wrpmkk=wrpm</p> <p>"Modelo del motor</p> | <p>DISCRETE SYSTEM ContDTck</p> <p>" Este archivo implementa el control DTC para un motor PMSM</p> <p>"Created: 13/03/2011</p> <p>INPUT iakk ibkk ickk wrpmkk</p> <p>OUTPUT Vakk Vbkk Vckk</p> <p>" States and time variables:</p> <p>STATE fluxaka fluxbka secka fluxhka intwka taohka zvalfaka zvbetaka zsecak</p> <p>NEW fluxak fluxbk seck fluxhk intwk taohk zvalfak zvbetak zseck</p> <p>TIME t</p> <p>TSAMP ts</p> <p>ts=t+h</p> <p>h=10e-6</p> <p>"Envia y recibé Variables</p> <p>Vakk=vak2</p> <p>Vbkk=vbk2</p> <p>Vckk=vck2</p> <p>iak=iakk</p> <p>ibk=ibkk</p> <p>ick=ickk</p> |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <pre> did=(Vd+w*Lq*iq-R*id)/Ld diq=(Vq-w*(Ld*id+Ppm)-R*iq)/Lq Te=(3/2)*P*(             id*iq*(Ld- Lq)+iq*Ppm )  dw=P*(Te-TL)/J - B*w/J  utao1=if t&lt;0.1 then 0 else 0 utao2=if t&lt;0.8 then 0 else 0 utao3=if t&lt;1.0 then 0 else 0 utao4=if t&lt;1.2 then 0 else 0 TL2=utao1+utao2+utao3+utao4+0.1 TL=TL2  dteta=w wmec=w/P wrpm=wmec*30/pi  "Velocidad  en rpm wkk=wrpm  f=60 pi=3.1416 w1=2*pi*f  idkk=id iqkk=iq tetapkk=teta  "Transformacion  alfa  beta  SE HICIERON CAMBIOS AQUI Valfa=(va) Vbeta=(vb-vc)/sqrt(3) Vo=va+vb+vc  Vd=Valfa*cos(teta)+Vbeta*sin(tet a) </pre> | <pre> wrpmk=wrpmkk  ialfak=(iak) ibetak=(ibk-ick)/sqrt(3) iok=iak+ibk+ick  "Calculo  del  flujo  en  alfa  y beta fluxak=fluxaka+(valfak- R*ialfak)*h fluxbk=fluxbka+(vbetak- R*ibetak)*h fluxaka:0.0256  fluxsmk=sqrt(fluxak*fluxak+fluxbk* fluxbk)  "Magnitud del flujo fluxsak=atan2(fluxbk,fluxak) "Ángulo de fase del flujo fluxsakg=180*fluxsak/3.1416  " Initializations: "Determina el Sector tplsek=sign(fluxak) tplasek=fluxak*tan(pi/6) tplbsek=sign(fluxbk)  tplabsek=abs(fluxbk)&gt;abs(tplasek) "Compara si la magnitud de b es mayor que a  "Con flujo en a positivo tp2sek= if ((not tplsek) and (not tplbsek) and (not tplabsek) ) then 4 else 0 tp3sek= if ((not tplsek) and (not tplbsek) and tplabsek ) then 5 else 0 </pre> |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <pre> Vq=- Valfa*sin(teta)+Vbeta*cos(teta)  ialfa=id*cos(teta)-iq*sin(teta) ibeta=id*sin(teta)+iq*cos(teta)  "CAMBIO ia=(ialfa) ib=(-ialfa/2+sqrt(3)*ibeta/2) ic=(-ialfa/2-sqrt(3)*ibeta/2)  " Initializations: "wmech=1500 Vdc=180 P=4 Ppm=0.0256 J=0.000031 R=2.35 Lq=0.0065 Ld=0.0065  Tf=0 B=0.0038 "0.00038  " Equations:  " Parameter values:  END </pre> | <pre> tp4sek= if ((not tp1sek) and tp1bsek and (not tp1absek) ) then 4 else 0 tp5sek= if ((not tp1sek) and tp1bsek and tp1absek ) then 3 else 0 tp6sek= if (tp1sek and (not tp1bsek) and (not tp1absek) ) then 1 else 0 tp7sek= if (tp1sek and (not tp1bsek) and tp1absek ) then 6 else 0 tp8sek= if (tp1sek and tp1bsek and (not tp1absek) ) then 1 else 0 tp9sek= if (tp1sek and tp1bsek and tp1absek ) then 2 else 0 "Con flujo en a negativo  tp10sek=tp2sek+tp3sek+tp4sek+tp5se k+tp6sek+tp7sek+tp8sek+tp9sek sectork=tp10sek seck=sectork secka:1  "CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y FLUJO ulk=if ts&lt;0.5 then 600 else - 600 u2k=if ts&lt;1 then 0 else 1200 u3k=if ts&lt;1.6 then 0 else 0 u4k=if ts&lt;2.1 then 0 else 0  Wdesk=ulk+u2k+u3k+u4k "Velocidad deseada en RPM ewk=(Wdesk-Wrpmk)*P*pi/30 intwk=intwka + h*ewk tpiw1=Kpw*ewk + Kiw*intwk tpiw2= if tpiw1 &gt; 1.5 then 1.5 else tpiw1 </pre> |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | <pre>       tpiw3= if tpiw2 &lt; -1.5 then - 1.5 else tpiw2       cntwk=tpiw3"0.25"tpiw3       Tek=(3*P/2)*(fluxak*ibetak- fluxbk*ialfak)        etk=cntwk-Tek       efk=Ppm-fluxsmk        "IMPLEMENTA LA HISTERESIS, TABLA DE CONMUTACION Y VECTOR       "Implementación de la histeresis para el flujo y torque        temp1fk= if efk &gt; Bflux then 1 else 0       temp2fk= if efk &lt; -Bflux then 1 else 0       temp3fk= if ( (efk&gt; -Bflux) and (efk &lt; Bflux)) then fluxhka else 0       fluxhk=temp1fk + ((not temp2fk) and temp3fk)        stork=etk       temp1tk= if stork &gt; Btorque then 1 else 0       temp2tk= if stork &lt; -Btorque then 1 else 0       temp3tk= if ((stork &gt; -Btorque) and (stork &lt; Btorque)) then taohka else 0       taohk=temp1tk + ((not temp2tk) and temp3tk)        "Identificación del sector </pre> |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | <pre> temp1s=sectork&gt;0                                and sectork&lt;1.5 temp2s=sectork&gt;1.5                                and sectork&lt;2.5 temp3s=sectork&gt;2.5                                and sectork&lt;3.5 temp4s=sectork&gt;3.5                                and sectork&lt;4.5 temp5s=sectork&gt;4.5                                and sectork&lt;5.5 temp6s=sectork&gt;5.5                                and sectork&lt;6.5  "Vector para flujo 1 torque 1 y sector 1-6 v111k=if (temp1s) then 2 else 0 v112k=if (temp2s) then 3 else 0 v113k=if (temp3s) then 4 else 0 v114k=if (temp4s) then 5 else 0 v115k=if (temp5s) then 6 else 0 v116k=if (temp6s) then 1 else 0  vft11k=(v111k+v112k+v113k+v114k+v1 15k+v116k)*(taohk and fluxhk)  "Vector para flujo 1 torque 0 y sector x v101k=if (temp1s) then 6 else 0 v102k=if (temp2s) then 1 else 0 v103k=if (temp3s) then 2 else 0 v104k=if (temp4s) then 3 else 0 v105k=if (temp5s) then 4 else 0 v106k=if (temp6s) then 5 else 0  vft10k=(v101k+v102k+v103k+v104k+v1 05k+v106k)*((not      taohk)      and fluxhk) </pre> |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|



|  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | <pre> "Vector para flujo 0 torque 1 y sector x  v011k=if (temp1s) then 3 else 0 v012k=if (temp2s) then 4 else 0 v013k=if (temp3s) then 5 else 0 v014k=if (temp4s) then 6 else 0 v015k=if (temp5s) then 1 else 0 v016k=if (temp6s) then 2 else 0  vft01k=(v011k+v012k+v013k+v014k+v0 15k+v016k)*(taohk      and      (not fluxhk))  "Vector para flujo 0 torque 0 y sector x  v001k=if (temp1s) then 5 else 0 v002k=if (temp2s) then 6 else 0 v003k=if (temp3s) then 1 else 0 v004k=if (temp4s) then 2 else 0 v005k=if (temp5s) then 3 else 0 v006k=if (temp6s) then 4 else 0  vft00k=(v001k+v002k+v003k+v004k+v0 05k+v006k)*((not taohk) and (not fluxhk))  "VECTOR A USAR  zseck=vft11k + vft10k + vft01k + vft00k vecTFSk=zsecak  "GENERA EL INVERSOR Y LOS VOLTAJES VDCk=Vdc*2/3 VDC2k=Vdc tetainvk=(vecTFSk- 1)*60*3.1416/180 valfk=(VDCk)*cos(tetainvk) vbetk=(VDCk)*sin(tetainvk) </pre> |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |
|--|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | <pre> zvalfak=valfk zvbetak=vbetk zvalfaka:0 valfak=zvalfaka vbetak=zvbetaka  "Genera los voltajes de linea discretos  vask1=if      (vecTFsk&gt;0.5      and vecTFsk&lt;1.5) then 2*VDC2k/3 else 0 vask2=if      (vecTFsk&gt;1.5      and vecTFsk&lt;2.5) then VDC2k/3 else 0 vask3=if      (vecTFsk&gt;2.5      and vecTFsk&lt;3.5) then -VDC2k/3 else 0 vask4=if      (vecTFsk&gt;3.5      and vecTFsk&lt;4.5) then -2*VDC2k/3 else 0 vask5=if      (vecTFsk&gt;4.5      and vecTFsk&lt;5.5) then -VDC2k/3 else 0 vask6=if      (vecTFsk&gt;5.5      and vecTFsk&lt;6.5) then VDC2k/3 else 0  vak2=vask1+vask2+vask3+vask4+vask5 +vask6  vbsk1=if      (vecTFsk&gt;0.5      and vecTFsk&lt;1.5) then -VDC2k/3 else 0 vbsk2=if      (vecTFsk&gt;1.5      and vecTFsk&lt;2.5) then VDC2k/3 else 0 vbsk3=if      (vecTFsk&gt;2.5      and vecTFsk&lt;3.5) then 2*VDC2k/3 else 0 vbsk4=if      (vecTFsk&gt;3.5      and vecTFsk&lt;4.5) then VDC2k/3 else 0 vbsk5=if      (vecTFsk&gt;4.5      and vecTFsk&lt;5.5) then -VDC2k/3 else 0 vbsk6=if      (vecTFsk&gt;5.5      and </pre> |
|--|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | <pre> vecTFSk&lt;6.5) then -2*VDC2k/3 else 0  vbk2=vbsk1+vbsk2+vbsk3+vbsk4+vbsk5 +vbsk6      vcsk1=if      (vecTFSk&gt;0.5      and vecTFSk&lt;1.5) then -VDC2k/3 else 0     vcsk2=if      (vecTFSk&gt;1.5      and vecTFSk&lt;2.5) then -2*VDC2k/3 else 0     vcsk3=if      (vecTFSk&gt;2.5      and vecTFSk&lt;3.5) then -VDC2k/3 else 0     vcsk4=if      (vecTFSk&gt;3.5      and vecTFSk&lt;4.5) then VDC2k/3 else 0     vcsk5=if      (vecTFSk&gt;4.5      and vecTFSk&lt;5.5) then 2*VDC2k/3 else 0     vcsk6=if      (vecTFSk&gt;5.5      and vecTFSk&lt;6.5) then VDC2k/3 else 0  vck2=vcsk1+vcsk2+vcsk3+vcsk4+vcsk5 +vcsk6  " Parameter values: Bflux=0.001 Btorque=0.001 pi=3.1416  Vdc=180 P=4 Ppm=0.0256 J=0.000031 R=2.35 Lq=0.0065 Ld=0.0065 Tf=0 B=0"0.0038 "0.00038 </pre> |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

|  |                                                                                                               |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|  | Kt=0.272<br>"Kpw=10*0.79"0.1*0.79<br>"Kiw=342.47*0.01"342.47*0.01<br>Kpw=0.00055<br>Kiw=0.1"0.3984<br><br>END |
|--|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

| <b>Código fuente del archivo de interconexión Conexion.T</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | <b>Código fuente del archivo de Macro MacDTC.T</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| CONNECTING SYSTEM Conexion<br>"Archivo de interconexion<br>"Created: 13/03/2011<br><br>" Time, if needed:<br>TIME t<br>Vakk[ModPMSM]=Vakk[ContDTCK]<br>Vbkk[ModPMSM]=Vbkk[ContDTCK]<br>Vckk[ModPMSM]=Vckk[ContDTCK]<br>iakk[ContDTCK]=iakk[ModPMSM]<br>ibkk[ContDTCK]=ibkk[ModPMSM]<br>ickk[ContDTCK]=ickk[ModPMSM]<br><br>wrpmkk[ContDTCK]=wrpmkk[ModPMSM]<br><br>" Connections:<br><br>END | MACRO MacDTC<br>"Macro para la simulacion del<br>contron DTC con el PMSM<br>"Created: 13/03/2011<br><br>" Enter commands here:<br>syst ModPMSM ContDTCK Conexion<br>"store Tek Te seck fluxak fluxbk<br>wrpm tpiw3 taohk valfak vbetak ewk<br>Wdesk<br>store Vd Vq id iq Wdesk wrpm teta<br>va vb vc ewk valfak vbetak<br><br>simu 0 2 10e-6<br>split 3 1<br><br>ashow vd vq<br>text 'Vd Vq'<br>ashow va vb vc<br>text 'Va Vb Vc'<br>ashow wrpm wdesk<br>text 'Wrpm Wref'<br>export store < store /0 |

|  |                                                            |
|--|------------------------------------------------------------|
|  | <pre>"export store &lt; store /0 "AXES V -10 10  END</pre> |
|--|------------------------------------------------------------|

# Apéndice C. Código de la Simulación del Control por Pasividad en Simnon

| Código fuente del archivo del controlador y la planta PMSMLin3.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | Código fuente del archivo del Macro MacPas3.T                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <p>CONTINUOUS SYSTEM PMSMLin3</p> <p>"Archivo que simula el control por pasividad del PMSM de Texas</p> <p>"Realizado el 13 de Octubre de 2014</p> <p>"Usa lo parámetro del modelo del motor</p> <p>"C:\PCUTM2010\Doctor\Tesis<br/>Doc2\Simnon\Pasividad\PasividadTexas</p> <p>STATE id iq w teta phi<br/>DER did diq dw dteta dphi<br/>time t</p> <p>"Ecuaciones del Motor</p> $did = (Vd + w * Lq * iq - R * id) / Ld$ $diq = (Vq - w * (Ld * id + Ppm) - R * iq) / Lq$ $Te = (3/2) * P * iq * Ppm$ $dw = P * (Te - TL) / J - B * w * P / J$ $dteta = w$ <p>"Angulo</p> $wmec = w / P$ <p>"Velocidad mecánica</p> $wrpm = wmec * 30 / \pi$ <p>"Velocidad en rpm</p> $f = 60$ $\pi = 3.1416$ $w1 = 2 * \pi * f$ | <p>MACRO MacPas3</p> <p>"Macro para la simulación del control por pasividad</p> <p>"en el motor de Texas Instruments</p> <p>"Created: 23/sep/2013</p> <p>" Enter commands here:</p> <p>syst PMSMLin3</p> <p>store Vd Vq id iq w wrpm teta<br/>Va Vb Vc wref TL TLobs</p> <p>simu 0 2 100e-6</p> <p>split 3 1</p> <p>ashow wrpm wref</p> <p>text 'welec'</p> <p>ashow id iq</p> <p>text 'id y iq'</p> <p>ashow TL TLobs</p> <p>text 'TL y TLobs'</p> <p>export store &lt; store /0</p> <p>"AXES V -10 10</p> <p>END</p> |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| <pre> "Controlador "Trayectoria deseada de velocidad en rpm  es1=if t&gt;0.5 then -2 else 0 es2=if t&gt;1 then 2 else 0 wref=600*(es1+es2+1)  "En RPM wref2=wref*pi*P/(30)      "Eléctrican con factor de corrección wrefc=wref2  "Controlador idb=0 iqb=1*TLobs*2/(3*P*Ppm) udb=-wrefc*Ld*iqb uqb=wrefc*Ppm+R*iqb  idd=id-idb iqd=iq-iqb wdd=w-wrefc udl=udb-gama1*idd "Controlador uq1=uqb-gama2*iqd      "Controlador  ud2=if ud1&gt;Vdc then Vdc else ud1 ud=if ud2&lt;-Vdc then -Vdc else ud2  uq2=if uq1&gt;Vdc then Vdc else uq1 uq=if uq2&lt;-Vdc then -Vdc else uq2  Vd=ud Vq=uq  "observador de par de carga J0=2*J/(3*P*P) ao=3*P*P*Ppm/(2*J) bo=P/J </pre> |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |  |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| <pre> co=P*B/J "dphi=lambda*Ppm*iqd - lambda*phi+lambda*lambda*J0*wdd dphi=lambda*(ao*iq/bo - phi + w*(lambda-co)/bo) TLobs1=phi-lambda*w/bo "Ajuste en el par de carga observado TLobs2=TLobs1*1 TLobs3=if TLobs2&gt;2 then 2 else TLobs2 TLobs4=if TLobs3&lt;-2 then -2 else TLobs3 TLobs=(TLobs4+b*w)  lambda=400 gama1=20 gama2=0.1  " Initializations: Temax=5 Vdc=180 P=4 Ppm=0.0256 J=0.000031 R=2.35 Lq=0.0065 Ld=0.0065 "0.00667 TL=0.0 Tf=0 B=0.00038 Kt=0.272  "Voltajes en tiempo va=vd*cos(teta) - vq*sin(teta) vb=vd*cos(teta-2*pi/3) - vq*sin(teta-2*pi/3) vc=vd*cos(teta+2*pi/3) - </pre> |  |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|



|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| <pre> vq*sin(teta+2*pi/3) valfa=vd*cos(teta) - vq*sin(teta) vbeta=vd*sin(teta) + vq*cos(teta)  ia=id*cos(teta) - iq*sin(teta) ib=id*cos(teta-2*pi/3)          - iq*sin(teta-2*pi/3) ic=id*cos(teta+2*pi/3)          - iq*sin(teta+2*pi/3) ialfa=id*cos(teta) - iq*sin(teta) ibeta=id*sin(teta) + iq*cos(teta)  "Para comprobar las transformaciones val=(2/3)*(va-vb/2-vc/2) vbl=(2/3)*(sqrt(3)/2)*(vb-vc) vdl=cos(teta)*val+vbl*sin(teta) vql2=-sin(teta)*val+vbl*cos(teta)  END </pre> |  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|

# **Evidencias de la Producción Académica**

## Diseño y Construcción de una Plataforma de Pruebas para Motores Síncronos de Imanes Permanentes

Ramírez-Leyva, F.H<sup>1</sup>, Peralta-Sánchez E<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
hugo@mixteco.utm.mx

<sup>2</sup>Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
edgar.peralta@upaep.mx

### Resumen

En este trabajo se expone como se integró una plataforma para realizar control de velocidad y posición con un motor síncrono de imanes permanentes. Para aplicarle carga mecánica se usó un motor de corriente directa, acoplado mecánicamente con la flecha del motor síncrono, y con cargas resistivas se convierte la potencia eléctrica del motor de CD en potencia mecánica. Se integró un sistema de medición con base en un sistema de acondicionamiento y un programa en LabVIEW para la captura de las mediciones del sistema.

### Palabras Clave

Moto Síncrono de Imanes Permanentes, Control de Campo Orientado, Electrodinamómetro.

### 1. Introducción

La palabra “servo” tiene su origen en la palabra Latina “Servus”, la cual significa Esclavo. La palabra Servo es usado para describir, en sistemas automatizados, un sistema de control de movimiento, donde la posición de la carga es controlada por el movimiento (rotacional o lineal) del actuador. No existe una clara definición para el servomotor, tampoco en como difiere de un motor convencional, pero ellos normalmente poseen un alto rendimiento dinámico. El rango de potencia de los servomotores varía de una fracción de kW hasta 100kW. Los servomotores se utilizan en periféricos de computadoras, vehículos eléctricos, máquinas herramientas, elevadores, robots, etc. (Jussi Puranen 2006). El primer sistema servo se hizo con base en motores de corriente directa (CD), pero tienen baja eficiencia. Los servos con base en motores de Corriente alterna (CA) tienen una eficiencia mucho mayor. Los motores de CA se dividen en Motores de Inducción (MI) y los Motores Síncronos de Imanes Permanentes (MSIP). Los MSIP tiene magnetos hechos de NdFeB (Neodimio Hierro-Boro) que son físicamente más pequeños y demandan una menor corriente, por lo que se puede seleccionar un inversor de menor capacidad.

Los servos de CA para controlar su velocidad o posición, usan técnicas de control más sofisticadas que las usadas en un motor de CD, por lo que requieren un poder de computo mucho mayor que su contra parte de CD. Las técnicas de control más populares son el Control de Campo Orientado (FOC) y el Control Directo de Par (DTC) (Dariusz Świerczyński 2005). El primero es el que viene implementado en la mayoría de variadores de velocidad comerciales porque es más robusto que el segundo. A partir de la década de los 80's en la comunidad científica ha habido una gran actividad para desarrollar nuevos esquemas de control que apliquen técnicas de control no lineal, control por redes neuronales o lógica difusa y también en usar sistemas sin sensor de posición (*sensorless*).

Para poder entender cómo funcionan estos sistemas el primer paso es hallar el modelo del motor, que es no lineal y realizar a nivel de simulación los controladores clásicos con el fin de comprender su funcionamiento. Una vez que se supera esta fase, el siguiente paso es probar los resultados simulados con el sistema real. Sin embargo en ocasiones, por cuestiones económicas o disponibilidad del equipo, no es posible realizar este paso. Una alternativa intermedia entre simulación y la prueba de los sistemas reales es conocida como “*Hardware In the Loop*” (HIL). El HIL es un dispositivo que engaña al sistema empujando para que piense que está operando con las señales de entradas y salidas reales (Martin Gómez 2001). Los sistemas más usados para implementar el HIL son el dSpace y el LabVIEW, cada

uno tiene sus ventajas y desventajas, pero la mas importarte es el costo ya que el Hardware requerido para implementar sistemas de tiempo real debe tener una respuesta rápida lo que lo hace caro.

Aunque el HIL es una alternativa cuando no se cuenta con la planta real, ya que permite enfrentar los problemas de interconexión, ruido y demás complicaciones asociados a cuando se trabaja con sistemas reales, sigue siendo una emulación. La prueba real es contar con una plataforma de desarrollo en la que se pueda experimentar. En particular en el aérea de control de MSIP es necesario el implementar un sistema que permita controlar el MSIP y el poder variar el par de carga aplicado al MSIP. Éste puede ser tan simple como un freno mecánico o une mejor alternativa es el electrodinamómetro. El electrodinamómetro es un motor con un controlador de par o velocidad con el que se configura el perfil de carga que se le aplica a la máquina bajo prueba. Existen varios trabajos en los que se hace este tipo de sistemas para simular vehículos eléctricos, etc.

En este trabajo se expone la forma en que se integró un sistema de MSIP con un electrodinamómetro que se implementó con un motor de CD. El sistema de control usó la técnica de control de Campo Orientado y el motor de CD funciona como generador, de tal manera que al conectarle resistencias convierten la potencia eléctrica en potencia mecánica. Para tener una mejor explicación de la forma de simularlo y como se implementa este control consultar (F.H. Ramírez-Leyva 2011) y (F.H. Ramírez-Leyva 2013). Se integró un sistema de medición con su acondicionamiento para medir las señales de corriente, voltaje, posición y velocidad del MSIP y la medición de la corriente y voltaje del electrodinamómetro. Se hizo un programa en LabVIEW con el que se monitorean las variables de medición. Todo esto se explica en las siguientes secciones.

## 2. Descripción de los componentes de la plataforma

Para realizar el control de motores de CA es necesario realizar un sistema como el que se muestra en figura 1. Los bloques requeridos son: Fuente trifásica, Rectificador, Inversor, Sensores y Control.

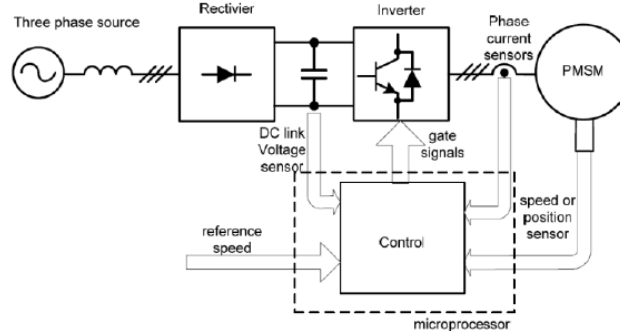


Figura 1. Diagrama a bloques del control para un MSIP

La fuente trifásica es la que suministra el alto voltaje. Normalmente se manejan voltajes por fase de 120Vrms o 220Vrms. También se pueden usar una fuente monofásica. Este esquema es para aplicaciones de alto voltaje. En vehículos eléctricos se usa un banco de baterías para alimentar al bus de CD, por lo cual el voltaje es mucho menor.

El rectificador transforma el voltaje sinusoidal de corriente alterna (AC) de la fuente trifásica en una de corriente directa (CD). Para un voltaje monofásico de 120Vrms se obtiene un voltaje de 180V de CD, y para un rectificador trifásico con voltajes de línea de 220Vrms el voltaje de su salida es de 300V de CD. Normalmente está hecho en base a diodos rectificadores, pero existen trabajos que usan transistores para tener un mejor control del factor de potencia. Al voltaje de salida de este módulo normalmente se le conoce como bus de CD.

El inversor convierte el voltaje de CD en CA de amplitud y frecuencia variable, que es el que requiere el motor de CA. Este bloque se hace con base en un puente de 3 ramas hecho con transistores BJT, MOSFET's o IGBT's. Su conmutación es controlada por el controlador. La modulación que se usa para convertir la señal de CA en una de AC de amplitud y frecuencia variable es la sinusoidal directa, o Modulación Vectorial Espacial (SVM por sus siglas en ingles). Se necesita controlar la conmutación de cada rama por lo que es necesario incluir un circuito de tiempos muertos que se encarga de garantizar que un transistor se apague completamente antes de encender el otro.

Se usan sensores para conocer el estado del motor. La medición de los voltajes de fase y el del bus de CD, se hace con divisores de voltaje para disminuirlo a un nivel seguro. Los sensores de corriente miden la corriente que demanda el motor, pueden ser resistivos o de efecto Hall. También es necesario usar Encoder o resolvers para medir la posición del rotor del motor y con ella la velocidad.

El control es el encargado de configurar al inversor para que genere los voltajes necesarios para que se active el motor y con ello se consiga la velocidad o torque deseados. Normalmente se realiza con una computadora, un controlador digital de señales (DSC), o un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA). Todos estos dispositivos deberán tener un convertidor analógico digital (ADC) con el que se lee el voltaje de salida de los sensores, y una interfaz para el Encoder o resolver.

Cada uno de los bloques de la figura 1 se puede realizar en forma discreta o comprar por separado, en función de los requerimientos que se tengan. Para aplicaciones de baja potencia (de hasta 700W), la firma TI vende un kit de desarrollo con todos los módulos requeridos para realizar control de motores. El controlador está hecho en base a un DSC que se inserta directamente en el kit, con lo cual se tiene la solución completa para realizar control de motores MSIP, brushless o CD. El número de parte del kit es TMDSHVMTRPFCKIT. El control está basado en el DSC TMS320F28335. En la figura 2 se muestra el diagrama a bloques del kit, y se puede apreciar que posee todos los bloques necesarios para realizar control de motores. Desde una computadora personal, vía el puerto USB se le carga el programa y se pueden monitorear todas las variables del sistema. La medición de la corriente la hace con un sensor de tipo resistivo que se conecta al final de dos ramas del puente, en la figura están marcadas como V(Ia) y V(Ib).

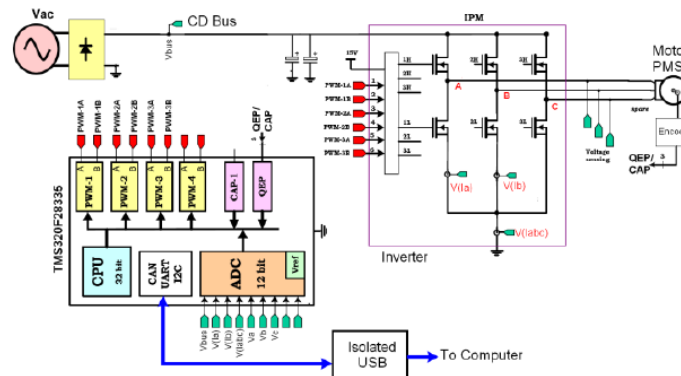


Figura 2. Diagrama a bloques del TMDSHVMTRPFCKIT

Una vez que se tiene el medio para controlar al motor, se requiere diseñar y fabricar una plataforma experimental en la que se monte el MSIP y el electrodinamómetro. En este caso se usó un motor de CD para este trabajo. El diseño de la plataforma se muestra en la figura 3(a) y se hizo en Solid Works® antes de la fabricación. En esta figura se ve la base que está hecha de metal de 0.5mm de espesor en la que se sujetan ambos motores. La conexión de las flechas se hace con un cople ajustado con abrazaderas sin fin. En la figura 3(b) se muestra el diagrama explosivo con los elementos de la plataforma. Para sujetar cada motor se usaron abrazaderas tipo omega.

El MSIP usado es el EMJ-04APA22 de la firma Anaheim Automation y el de CD es el N23-53-10000 de la firma Galil's Motion Control. Las principales características del MSIP es: Par máximo de 180oz-in(1.27Nm), velocidad máxima sin carga 4,500 rpm, 400W de potencia, encoder incremental integrado de 2500 cpr (cuentas por revolución), magnetos de NdFeB, aislamiento clase F, P=4 par de polos, magnetización del imán  $\Psi_{PM}=0.09403$  Wb, Resistencia  $R=2.35 \Omega$ , Inductancia  $L=6.65mH$ , momento de inercia  $J=0.000031 Nms^2$  y coeficiente de fricción viscosa  $b=0.0038 Ns$  (Anaheim Automation 2014). Las características del motor de CD son: Par de 53 oz-in (0.374Nm), velocidad máxima de 6000 rpm, corriente continua de 3.9A, Encoder de 1000 pulsos/revolución y salidas A, B, Index y sus complementos (Galil's Motion 2000).



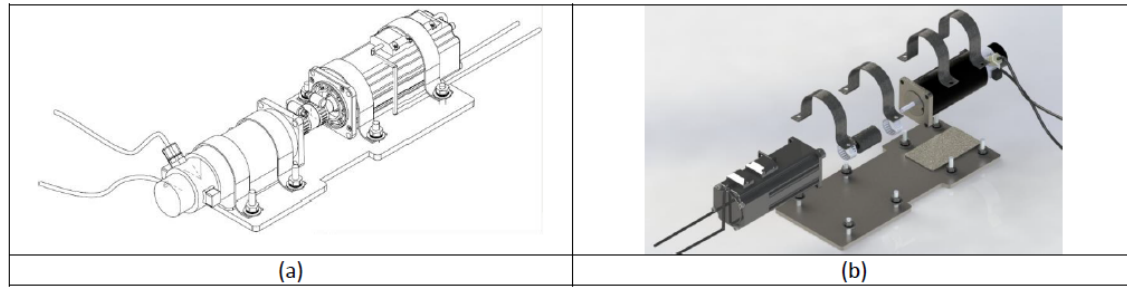


Figura 3. (a) Vista frontal de la plataforma experimental. (b) Explosivo con los componentes de la plataforma experimental

Cuando el motor de CD gira se convierte en un generador y sus terminales pueden suministrar potencia eléctrica a una carga de tipo resistivo. La potencia que absorbe esta carga va a ser proporcional a la potencia mecánica (par) que va a experimentar el MSIP. En este caso se hizo un banco de resistencias con lo que se puede variar la potencia demandada hacia el motor. El motor de CD en esta configuración funciona como electrodinamómetro.

Con el kit de alto voltaje y la plataforma del motor y el electrodinamómetro ya se pueden realizar experimentos de control de velocidad y posición con el MSIP. Sin embargo se necesita capturar las mediciones de todas las variables involucradas en el sistema, no se tiene la capacidad de almacenar tiempos largos de medición con frecuencias de muestreo cortas. Por tal motivo es necesario hacer un sistema de adquisición de datos y acondicionamiento que permita la captura de la señales. El sistema se hizo con base en la tarjeta de adquisición (TAD) de datos USB 120FS de la firma Measurement Computing y el sistema de acondicionamiento se hizo a la medida en función de los requerimientos de cada medición. Para la captura de las mediciones se hizo un programa en LabVIEW en el que se configura la frecuencia de muestreo por canal, el número de muestras y se muestra en forma gráfica y escalada cada una de estas señales. También permite guardar en un archivo todas las mediciones para su procesamiento posterior.

Las señales a capturar son los 3 voltajes de línea ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  y  $V_{ca}$ ) o fase del inversor, dos corrientes de fase ( $I_a$  e  $I_b$ ), la posición y velocidad del rotor, el voltaje y corriente que genera el electrodinamómetro ( $I_{cd}$  y  $V_{cd}$ ). En total son nueve señales y la TAD solo puede admitir 8 voltajes en el rango de  $\pm 10V$ , por lo que 1 medición se debe cambiar en forma manual. En la figura 4 se muestra el diagrama a bloques de todo el sistema, incluido el acondicionamiento. El sistema debe tener aislamiento ya que se interconectan 3 sistemas con tierras diferentes. Debe ser filtrado porque cuando funciona el motor genera mucho ruido eléctrico, además de que se necesita quitar componentes de alta frecuencia lo que se hace con filtros pasa bajas

El kit de alto voltaje tiene 2 salidas moduladas en PWM y con una frecuencia de 200kHz, que son moduladas por una variable en el rango de  $\pm 1$ . Cuando la variable vale 1 o -1 el voltaje promedio de la salida es 3.3V, 1.65V y 0V. En este caso se configuró las salidas de PWM con la posición y velocidad que mide el DSC. Para la salida de posición esta cambia de  $0^\circ$  a  $360^\circ$  (internamente se maneja de 0 a 1), cuando la posición toma estos valores, el voltaje es de 1.645V y 3.2V. La velocidad puede cambiar en el rango de  $\pm 3000$  rpm (internamente se maneja de +1 a -1V), si la velocidad es de 3000rpm el voltaje a la salida de PWM es de 3.3V, cuando se tiene -3000rpm el voltaje es de 0V. El acondicionamiento para estas señales se hizo con 2 amplificadores aislados, y filtros con frecuencia de corte de 11.2kHz y 426Hz para la señal de posición y velocidad respectivamente.

El voltaje de fase del inversor puede variar de 0 a 180 Vpico y la frecuencia de 0Hz a 300Hz. Para medirlas, el acondicionamiento de esta parte se hizo con un divisor resistivo con factor de atenuación de 100 veces, después se hace pasar por los amplificadores aislados y un filtro pasa bajas con frecuencia de corte 426Hz, ya que la máxima frecuencia que se espera tener a su entrada es de 300Hz. Con procesamiento digital se le quita el offset de la señal y se recupera el voltaje de fase en función de los voltajes de línea.

La corriente de fase se midió usando sensores de corriente de efecto Hall de la firma LEM. Como la corriente máxima que se va a medir es de 10 A, se ajustaron para disminuir su capacidad máxima y la sensibilidad que resultó una vez que pasaron por todo el acondicionamiento fue de 1.40 A/V y 2.09 A/V para la fase a y b. Este tipo de sensores tienen aislamiento intrínseco por lo que solo se usó filtrado con ancho de banda de 426Hz.

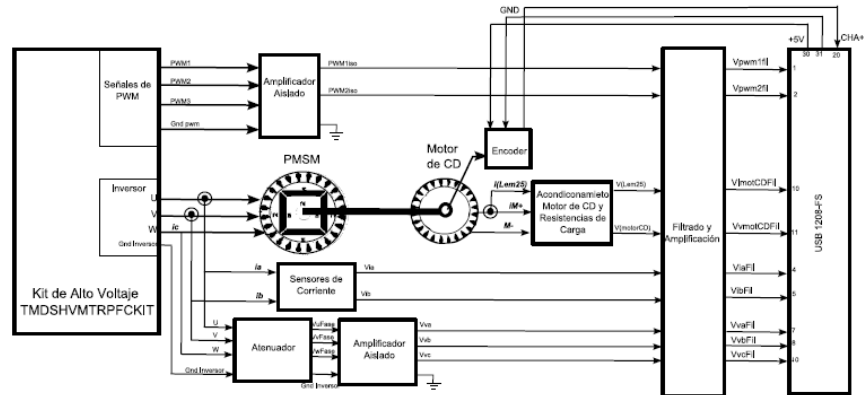


Figura 4. Diagrama a bloques del sistema de acondicionamiento para el kit de alto voltaje

En la parte del electrodinamómetro se caracterizó al motor de CD por ver cuánto voltaje generaba en función de la velocidad de rotación de la flecha. Se encontró que a 1800rpm genera un voltaje de 20V, el cual es mucho mayor al que permite la TAD. El acondicionamiento que se hizo fue: atenuación, aislamiento y filtrado. En la medición de corriente se usó un sensor de efecto hall, por lo que su acondicionamiento solo fue filtrado.

El MSIP se puede operar en modo de velocidad fija o variable y se utilizó la técnica de control de campo orientado. El control se programó en el DSC que tiene integrado el kit de alto voltaje. En este se fija la velocidad deseada, mide la posición del rotor con el encoder que tiene integrado, mide la corriente de fase y con base en el controlador determina el voltaje de control que requiere el motor para reducir el error. Este voltaje es generado por el inversor del kit a partir del bus de CD. Todo el algoritmo de control lo ejecuta con una frecuencia de muestreo de 10kS/s por lo que en este tiempo debe ejecutar todo el algoritmo de control. En (Ramírez-Leyva, F.H. 2013) se explica cómo se implementó el controlador con más detalle.

### 3. Modelo de electrodinamómetro

El modelo del motor PMSM en el tiempo es no lineal y de coeficientes variables, por lo cual la mayoría de las publicaciones hacen una transformación de ejes que permiten simplificar su uso. Sin embargo en esta trabajo no se está abordando su control por lo que solo interesa las ecuaciones mecánicas que son la (1) y (2), donde  $\tau_e$  es el par electromagnético,  $P$  el par de polos,  $i_q$  la corriente en el eje q,  $\Psi_{PM}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes,  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor,  $T_L$  el par de la carga,  $b$  la fricción viscosa y  $J$  el momento de inercia del rotor.

$$\tau_e - T_L - b\omega_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (1)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [\Psi_{PM} i_q] \quad (2)$$

La relación entre la velocidad mecánica  $\omega_r$  en revoluciones por minuto y la velocidad eléctrica es  $\omega_{pm} = (30\omega_r)/P$ . A velocidad constante las derivadas se hacen cero y el par electromagnético va a ser aproximadamente igual al par de carga.

El modelo del motor de CD está dado por la ecuación (3), donde  $L$  es la inductancia del embobinado del motor (en H),  $R$  la resistencia del motor (en  $\Omega$ ),  $k_e$  la constante del par del motor (Nm/A),  $J$  el momento de inercia (en  $\text{kg m}^2$ ),  $b$  el coeficiente de fricción viscosa (en Nm s/rad),  $i(t)$  la corriente (en A),  $\omega(t)$  la velocidad de rotación (en rad/s),  $u(t)$  el voltaje de entrada al motor (en V) y  $T_L$  el par de carga (en Nm), que en esta aplicación es el que le suministra el MSIP.

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + k_e \omega(t) = u(t) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} + b\omega(t) = k_e i(t) - T_L$$

En esta aplicación el motor de CD funciona como generador de voltaje y a su salida se le conectan un banco de resistencias las cuales le van a demandar corriente, por lo que esto se refleja como par de carga hacia el MSIP. Suponiendo que se trabaja en condiciones estables donde  $i(t)$  y  $\omega(t)$  son constantes, despreciando el valor de R, en la ecuación(3), el par de carga generado está dado por la ecuación (4), donde  $\omega(t)$  está en rad/seg y  $u(t)$  es el voltaje de salida.

$$T = \frac{\text{Potencia Electrica}}{\omega(t)} = \frac{i(t)u(t)}{\omega(t)} \quad (4)$$

En la figura 5 se muestra la fotografía del montaje del kit de alto voltaje con el electrodinamómetro. Se observa el motor de imanes permanentes (a la izquierda) y el motor de CD (a la derecha). El kit de alto voltaje usa una fuente de voltaje externa de 15V para alimentar a los circuitos de control, y se conecta al voltaje de línea para alimentar el voltaje de bus del inversor. En la fotografía se observa el cable USB, en la parte central, por el cual se le baja el programa y se monitorean las variables dentro del DSC.



Figura 5. Fotografía de la plataforma de desarrollo con el motor

#### 4. Resultados

Para probar la respuesta del sistema se realizó control de velocidad del MSIP a una velocidad constante de 1800rpm que es un valor intermedio de las velocidades máximas que pueden alcanzar. A medida que se requiere una mayor velocidad el inversor genera un voltaje superior el cual tiene más armónicos. Del lado del motor de CD se le conectaron 3 resistencias de  $10\Omega$  en paralelo, lo que da como resultado una resistencia de  $3.33\Omega$  que aumenta o disminuye el par de carga hacia el MSIP en función de la velocidad. Estas resistencias se conectaban y desconectaban cada 2.5s para probar la respuesta del MSIP ante carga variables y velocidad constante. La adquisición de los datos se hizo con un programa realizado en LabVIEW que configuró a la TAD con una frecuencia de muestreo de 5kS/s y se capturaron 20s de cada canal (800,000 muestras para los 8 canales).

Las respuesta experimental de la velocidad al arranque sin carga mecánica se muestra en la figura 6(a), en el rango de 0 a 1s. La medición corresponde al arranque cuando cambia de 0 rpm a 1800 rpm. Como se puede ver de la figura el tiempo de establecimiento es de 0.7 seg, con un sobretiro de 12.2% sin par de carga. En la figura 6(b) se muestra la respuesta de 0 a 20seg. Cuando se le aplica par de carga se generan los picos positivos y cuando se le retira se generan picos negativos Como se puede ver el control de velocidad del MSIP funciona bien para compensar las variaciones de carga.

En la figura 7(a) se muestra la respuesta de la posición angular a partir del arranque del motor. Como se puede ver inicia de un valor de cero y de ahí tienen un comportamiento tipo diente de sierra. Las mediciones no tienen posiciones cercanas a cero, y éstas se mantiene en el rango de  $50^\circ$  a  $340^\circ$ . En la figura 7(b) se muestra el comportamiento de las corrientes de fase Ia e Ib, la primera está adelantada porque la velocidad es positiva, y se mantienen acotadas en el rango de +0.6A. La frecuencia de esta señal es de 119.9Hz, por lo que es necesario el hacer un acercamiento sobre las mediciones para que se puedan apreciar, es por ello que se muestran en el rango de 4.4seg a 4.5seg. La corriente eficaz de cada fase fue de  $I_a=355\text{mArms}$  e  $I_b=285\text{mArms}$ . En este tiempo al MSIP se le está



aplicando par de carga. El voltaje RMS aplicado a cada fase fue de 57.9Vrms y una frecuencia de 119.9Hz, sin par de carga la corriente rms y el voltaje rms fueron de  $I_a=171\text{mA}_{\text{rms}}$ ,  $I_b=293\text{mA}_{\text{rms}}$  y  $V_a=58\text{V}_{\text{rms}}$ . Cuando se tiene un mayor par de carga se incrementa la corriente que se le demanda al inversor.

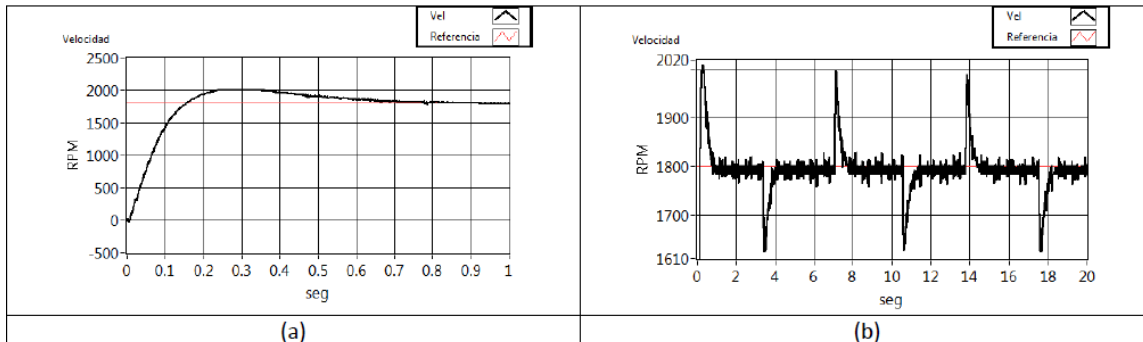


Figura 6.(a) Comportamiento de la velocidad con el arranque. (b) Zoom de la respuesta de la velocidad

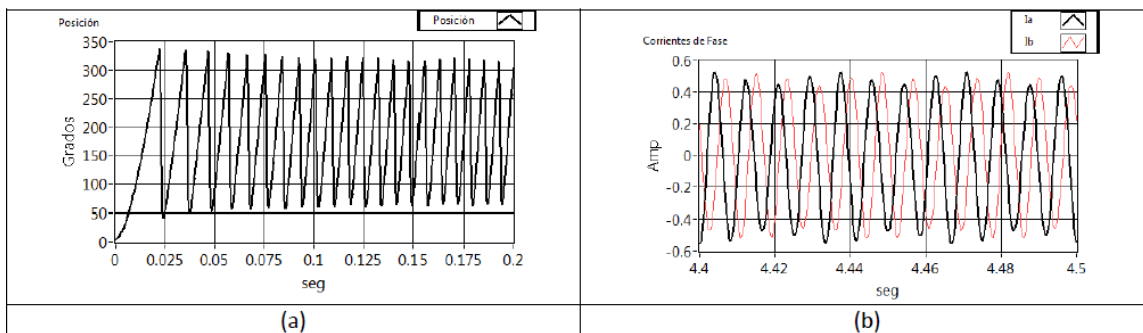


Figura 7. (a) Ángulo de posición del rotor en el arranque. (b) Corrientes de fase del motor

Las mediciones en el motor de CD permiten tener una medición del par de carga generado por éste. En la figura 8(a) se muestra la respuesta del voltaje el cual oscila entre -14.8V y -10.1V, el voltaje es de magnitud mayor cuando no tiene resistencia de carga conectado, lo que se ven en la figura 8(b) que corresponde a la corriente. La corriente cambia de 0A a 3.3A y tiene un comportamiento tipo onda cuadrada el cual se debe a que se conectan y desconectan las resistencias de carga.

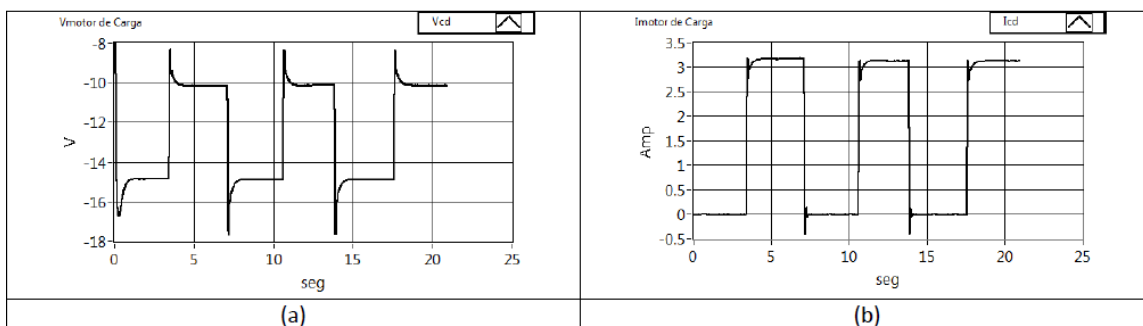


Figura 8. (a) Voltaje del motor de CD. (b) Corriente generada por el motor de CD

En la figura 9(a) se muestra la gráfica de la potencia generada por el motor de CD. Cuando no se tiene carga ésta es de 0W, pero cuando se le aplica la resistencia de carga sube a -32W, el cual corresponde a un par de carga de 0.17Nm, que se obtiene al aplicarle a las mediciones la ecuación (4). Las resistencias disipan esta potencia en forma de calor.

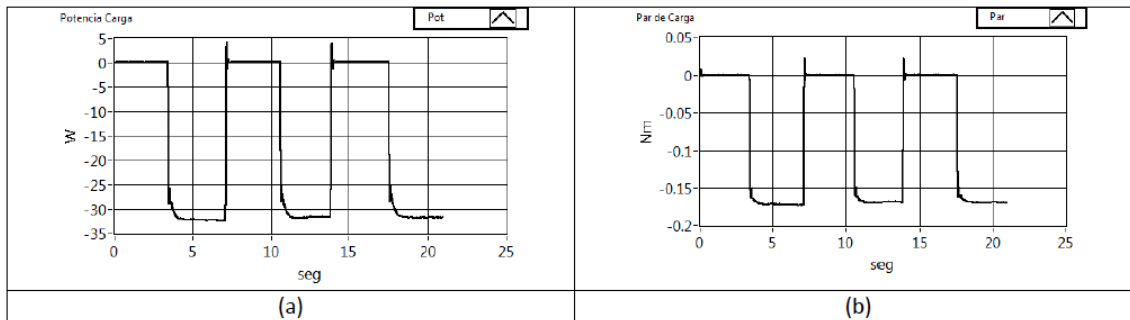


Figura 9. (a) Potencia generada por el motor de CD. (b) Par de carga generado por el motor de CD

## 5.- Conclusiones

En este trabajo se describió como hizo una plataforma experimental para probar un MSIP con condiciones de carga variable. El electrodinamómetro se hizo con un motor de CD que en este caso solo está configurado como generador de par de carga, ya que absorbe energía. El control de velocidad se hizo usando la técnica de campo orientado, pero con esta plataforma es posible probar otras estrategias de control. Se tuvo que realizar un sistema de acondicionamiento y adquisición de datos para que se pudieran capturar todas las variables del sistema con el fin de poder generar los reportes de respuesta. Con el desarrollo de esta plataforma se tiene la capacidad de avanzar en las investigaciones que usen el MSIP.

A futuro se pretende probar estrategias de control con base en sistemas de control no lineal así como también colaborar con expertos en otras áreas como son de control inteligente, para probar técnicas de control basadas en redes neuronales y lógica difusa. También se pretende el empezar a darle uso al sistema desarrollado en aplicaciones de robótica y otras en donde se necesita un control preciso de la velocidad y posición.

## Referencias

Anaheim Automation 2014. "EMJ-04 Series Servo Motor". Recuperado el 15 de mayo de 2014, de <http://www.anaheimautomation.com/manuals/servo/L010976%20-%20EMJ-04%20Servo%20Motor.pdf>

Dariusz Świerczyński, M. Sc. (2005). "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Ph. D. Thesis, WARSAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Warsaw, Poland.

F.H. Ramírez-Leyva (2011). Simulación en SIMNON del Control Directo de Par de un Motor de Imanes Permanentes". VII semana Nacional de Ingeniería en Electrónica SENIE 2011. ISBN 968-607-477-588-4

Galil Motion (2000). "Brushless Servo Motor, BLM-N23-50-1000", Recuperado el 15 de mayo de 2014, de [http://www.galilmc.com/catalog/blm\\_n23.pdf](http://www.galilmc.com/catalog/blm_n23.pdf)

JussiPuranen (2006). "Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor In Motion Control Applications: A Comparative Study", Thesis Doctoral, ISBN 952-214-297-2 (PDF).

Martin Gomez (2001). Hardware-in-the-loop Simulation. Recuperado el 14 de mayo de 2014, de <http://www.embedded.com/design/prototyping-and-development/4024865/Hardware-in-the-Loop-Simulation>

Ramírez-Leyva, F.H. (2013). "Implementación del control de campo orientado de un motor de imanes permanentes con base en un controlador digital de señales". Sexto Coloquio Interdisciplinario de Doctorado – Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla. ISBN 978-607-8093-42-7.

# Direct Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Neural Networks

<sup>a,b</sup>F.H. Ramírez-Leyva, <sup>a</sup>F. Trujillo-Romero, <sup>a</sup>S.O. Caballero-Morales, <sup>b</sup>E. Peralta-Sánchez

<sup>a</sup>Universidad Tecnológica de la Mixteca  
División de Estudios de Posgrado  
Carretera a Acatlana Km. 2.5  
Huajuapán de León, Oaxaca, México.  
{hugo, ftrujillo, scaballero}@mixteco.utm.mx

<sup>b</sup>Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
Departamento de Ingenierías  
21 sur 1103 Barrio  
Santiago C.P. 72410, Puebla México  
edgar.peralta@upaep.mx

**Abstract**— Permanent-Magnet Synchronous Motors (PMSM), characterized by high power density and efficiency, domain most of the applications that require high performance in control of position, speed, and torque. Direct Torque Control (DTC) is one of the most used techniques to control these motors. In this work an intelligent approach is proposed for the realization of the DTC for a PMSM by means of Artificial Neural Networks (RN). In addition, a comparative between the response obtained with conventional DTC (DTCC) and the neural network based DTC (DTCRN) is presented. The training data for the neural networks consisted in the set of values obtained with the DTCC. Both systems were implemented and simulated with Matlab / Simulink.

**Keywords**— Direct Torque Control, Permanent Magnet Synchronous Motors, Artificial Neural Networks.

## I. INTRODUCTION

The use of Direct Current (DC) or Alternating Current (AC) Permanent-Magnet Motors (PMM) has been increased in diverse industrial applications, especially in those of low power. Their main characteristics are: high power density and efficiency. The brushless DC PMM is used in applications where low susceptibility of the commutator assembly to mechanical wear is required. The brushless CA PMM, known as Permanent-Magnet Synchronous Motor (PMSM) is mainly used in applications that require high control performance. Currently, the cost of this kind of motors, as the cost of high efficiency Digital Signal Processors (DSP), is competitive. This has encouraged their use, especially when high efficiency is required [1].

The most common control methods for the PMSM are the Field Oriented Control (FOC) and the Direct Torque Control (DTC). In FOC the equations of the motor are transformed into a coordinate system that rotates synchronously with the flux of the permanent magnets. This allows the separation of the equations of the motor, and to indirectly control the flux and torque by means of a current PI controller. This is very similar to the DC control of a machine [2].

The DTC was initially used for the control of induction motors, although it has shown very good results in the control of PMSMs. Its principle of operation is based in selecting the voltage vector which is applied to the stator in function of the differences between the actual and the reference torque, and the

magnetizing flux [3]. When a speed control is required, a PI controller is included (where the input is the speed error and the output is the desired torque). In this kind of control is not required to know the parameters of the motor with the exception of the stator resistance. Also, the PWM modulator for the inverter is not needed.

Besides the classic control for the PMSM, another control methods that make use of flexible computing techniques have been developed. This is the case of the use of Fuzzy Logic and Neural Networks to realize the control of PMSMs. This kind of methods allow the modelling of the system based in the inputs of the system and the desired (required) outputs. This allows the consideration of all, or just a part of, the system as a black box, and to model de controller in an easier way. This is because there is no dependancy on the motor model equations. Instead, the dependancy is based on the behavior. Some examples of the use of flexible computing in motor control are: the work of Liu et al. [4] who replaced the conventional hysteresis controller by a two-input fuzzy controller. In [5] a neural network was used to emulate the state selector of the DTC. Also a control for the DTC has been developed using three neural networks to estimate the value of the stator flux, the sector zone, and the selection of the impulsion vector to improve the performance of the PMSM controller [6]. The use of hybrid approaches of independent flexible computing techniques has also been documented as in [7] where a neuro-fuzzy system was used to implement the torque controller of the DTC for a PMSM.

In this paper the DTC controller using two neural networks is presented: one to estimate the flux, the torque, and the selector's zone, and the other to select the impulsion vector. Matlab/Simulink was used to validate the functionality of the controller built with the classic approach and with the neural networks.

The paper is divided into the following sections: in Section 2 the model of the PMSM is described. The description of the modelling with Matlab is presented in Section 3. In Section 4, the simulations obtained with the respective implementations are presented. Finally, in Section 5 the conclusions and perspectives of this work are presented.

## II. THE MOTOR'S MODEL

A PMM is composed by a rotor and the stator and, as in the induction or DC motors, the difference consists in the use of permanent magnets to generate the magnetic field in the iron structure of the rotor and the stator. For an AC PMSM the windings are similar to the induction motor in the stator part (which is called "armor"). According to the way how rods are placed in the rotor magnets, these are classified as: Inside Permanent-Magnet Synchronous Motors (IPMSM), and Superficial Permanent-Magnet Synchronous Motors (SPMSM). The first have more mechanic robustness and thus can be used in high speed applications.

The model of the PMM is difficult to analyze in a static three-phase reference system. However this is simplified when transformations are applied. The two types of transformations are  $\alpha\beta$ , also called as the Clark transformation, and  $dq$ , or the Park transformation. The  $\alpha\beta$  transformation converts the three-phase system into an orthogonal two-phase system. The associated Park transformation is referenced to the rotor and rotates at the rotor's speed. The motor in the reference system  $dq$  is modelled with two differential equations (1), where  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  and  $i_q$  are the voltages and currents in the reference axis  $dq$ ,  $L_d$  and  $L_q$  are the inductances,  $R$  the resistance of the stator,  $\Psi_{PM}$  the magnitude of the flux of the permanent magnets, and  $\omega_r$  the electric speed of the rotor.

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \quad (1)$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q$$

The mechanic part of the motor is modelled with the differential equation (2), where  $\tau_e$  is the motor's torque,  $T_L$  the torque of the charge,  $b$  the viscous friction,  $J$  the moment of inertia of the rotor, and  $P$  the number of pair of poles. The electromagnetic torque  $\tau_e$  is calculated with the equation (3). For a motor with superficial magnets the torque is proportional to the current  $i_q$ . The relationship between the mechanic speed  $\omega_{rpm}$  in revolutions per minute and the electric speed is  $\omega_{rpm} = (30\omega_r)/(P\pi)$ .

$$\tau_e - T_L - b\omega_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}] \quad (3)$$

The DTC applies the voltage vector that is required by the motor in function of the position where the rotor is located. The rotor's position is function of the flux generated by the stator's fields and the initial position. When this information is obtained, the adequate voltage vector is applied to increase or

decrease the torque or the magnetic flux. All these calculations are realized on the reference axis  $\alpha\beta$ . The magnetic flux in  $\alpha$  and  $\beta$  ( $\varphi_\alpha$  and  $\varphi_\beta$ ) is function of the voltage  $v_\alpha$  and  $v_\beta$ , as of the current  $i_\alpha$  and  $i_\beta$  as presented in equation (4).

$$\begin{aligned} \varphi_\alpha(t) &= \int_{t_0}^t [v_\alpha - R i_\alpha] dt + \varphi_\alpha(t_0) \\ \varphi_\beta(t) &= \int_{t_0}^t [v_\beta - R i_\beta] dt + \varphi_\beta(t_0) \\ \varphi_s &= |\varphi_s| e^{j\theta} = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} e^{j \tan^{-1}(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha})} \end{aligned} \quad (4)$$

Only the parameters required to be known are the resistance of the winding and the initial state of the flux -  $\varphi_\alpha(t_0)$  and  $\varphi_\beta(t_0)$ . Both fluxes are orthogonal and can be represented with a vector of magnitude  $|\varphi_s|$  and a phase angle  $\theta$ , which in stable state conditions corresponds to the rotor's position. The electromagnetic torque generated by the rotor is function of the current and the flux of the system  $\alpha\beta$  as presented by equation (5).

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [\varphi_\alpha i_\beta - \varphi_\beta i_\alpha] \quad (5)$$

When the Clarke transformation is applied to the three-phase voltages, the plot  $v_\alpha$  vs  $v_\beta$ , describes a circle where each point from the origin to the extreme point of the circle is the vector  $V_s$ . This is shown in Fig. 1. As presented, it is divided into six sectors that cover an angle of  $60^\circ$ . In this figure also the eight vectors that can be generated by the inverter (from U0 to U7) are shown.

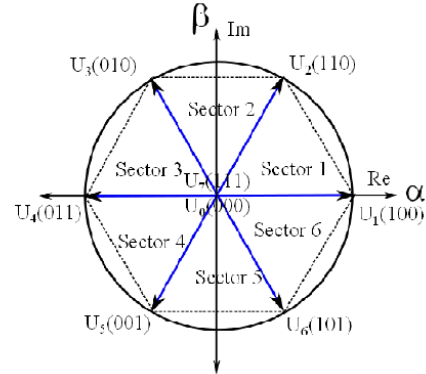


Fig. 1.  $V_s$  in the reference axis  $\alpha\beta$

In Fig. 2 the block diagram of the DTC is shown. Intrinsically it works to control the torque or the flux (where the magnet flux is required). However, if the speed is the parameter to control, then a PI control is included to convert



the required speed into the desired torque. The error in torque and flux is the difference between what is measured and what is desired (required). The error enters into an hysteresis comparator with an output which can be 0 or 1. There are commutation tables (see Table 1) that specify the vector to be applied (from U1 to U6) in function of the output of the comparators and the sector in which the rotor is located. Table 1 shows this information. The data in this table is represented in Fig. 1.

The form in which the DTC works is as follows: if the outputs of the comparator are  $\varphi=1$  and  $\tau=1$  and the rotor is located in sector 1, then the voltage vector to be applied is U2. However, if the torque is  $\tau=0$ , then the vector would be U6. This is applied in the same way to the other cases.

possible because neural networks can approximate non-linear functions.

Thus, in this work two neural networks were proposed. The first was developed for the estimator and was built with four layers, where the input layer contained 27 neurons, the hidden layers 18 and 9 neurons respectively, and the output layer three neurons. In this first neural network the hyperbolic tangent transference function was used for the first three layers. For the output layer the lineal function was used. The inputs for this network were  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ ,  $v_{\alpha}$  and  $v_{\beta}$  while the outputs consisted of the estimation of the torque, the flux, and the sector.

The second neural network estimates the value of the impulse vector and consists of three layers, where the input layer is formed with three neurons, the hidden layer with five, and the output layer with just one neuron. The transference functions were hyperbolic tangents for the first two layers and

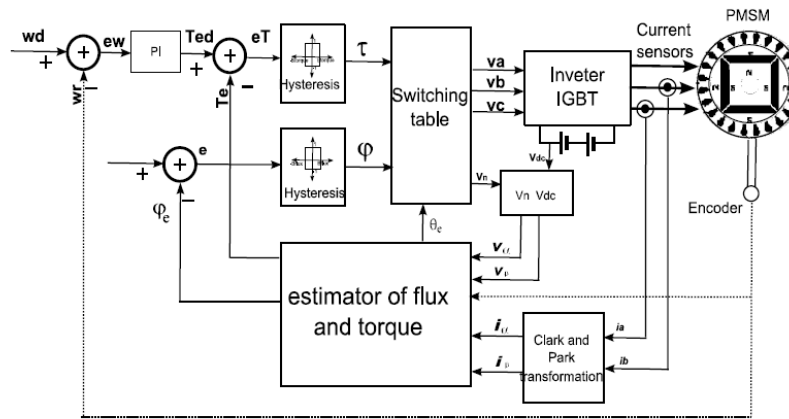


Fig. 2. Block diagram of the Direct Torque Control.

Table 1. Commutation table for the inverter.

| $\varphi$ | $T$ | $\theta$ (Sector) |             |             |             |             |             |
|-----------|-----|-------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
|           |     | $\theta(1)$       | $\theta(2)$ | $\theta(3)$ | $\theta(4)$ | $\theta(5)$ | $\theta(6)$ |
| 1         | 1   | U2                | U3          | U4          | U5          | U6          | U7          |
|           | 0   | U6                | U1          | U2          | U3          | U4          | U5          |
| 0         | 1   | U3                | U4          | U5          | U6          | U1          | U2          |
|           | 0   | U5                | U6          | U1          | U2          | U3          | U4          |

The control with neural networks (DTCRN) is realized by means of the implementation of two neural networks. These replace the corresponding blocks of the flux estimator, torque, sectors, and the commutation table. This substitution is

a lineal function was used for the output layer. As inputs to the system were considered the error obtained between the desired and the estimated torque, the estimated and desired flux, and the sector. The output obtained with this network was the impulse vector required to adjust the values of the PMSM.

For both neural networks the *backpropagation algorithm* was used as the training algorithm. However in the first network the variant of the backpropagation algorithm known as variable learning rate was used. In the second network the learning rate was kept constant. Some of the values used for training are presented in Table 2.

Table 2. Values used for the training of the neural networks.

|               | Neural Net 1 | Neural Net 2 |
|---------------|--------------|--------------|
| Epochs        | 9000         | 3000         |
| Learning rate | variable     | 0.5          |
| Goal error    | 1e-10        | 1e-5         |

### III. IMPLEMENTATION OF THE MODELS IN MATLAB

Matlab/Simulink has the toolbox SimPowerSystems which enables the simulation of power systems as the combination with other tools. In Figure 3(a) is shown the Simulink diagram with the implementation of the model of the motor and the DTCC. Figure 3(b) shows the model of the DTCRN. As presented, the main difference between both consists in the substitution of each one, the estimation of the flux, the torque, the sector, and the commutation table, by a neural network. To realize the implementation and the simulation the 7.1 R2009a version of Matlab was used.

### IV. RESULTS

In Table 3 the values of the PMSM used for the modelling of the motor and to obtain the results presented in this paper are presented. The results correspond to the comparison of the torque and the required flux estimated by the DTCC and the DTCRN respectively. This is because is required to control the response of the motor when exposed to variations in the applied torque. The charge of the torque is a ramp from -10Nm to 10Nm with a lineal increment from 0 sec. to 0.25 sec, from 0.25 sec to 0.75 sec the torque is maintained constant at 10Nm, and from 0.75sec to 1 sec this decreases from the last value to -10Nm.

Table 3. Parameters of the motor

| Parameter                                | Value                      |
|------------------------------------------|----------------------------|
| Bus Voltage $V_{DC}$                     | 300V                       |
| Pair of Poles $P$                        | 3                          |
| Magnetization of the Magnets $\Psi_{PM}$ | 0.2547Wb                   |
| Inertia Moment $J$                       | 0.000141 kg/m <sup>2</sup> |
| Resistance $R$                           | 0.86Ω                      |
| Inductance in d $L_d$                    | 0.00665H                   |
| Inductance in q $L_q$                    | 0.00665 H                  |
| Viscous Friction $B$                     | 0.0038 Ns                  |

In Figure 4(a) is presented the response of the charge torque, red color, and the estimated torque by the DTCC, blue color. In Figure 4 (b) the response of the DTCRN and the charge torque are presented. In these figures it can be observed that, although the DTCRN has more variations around the charge torque, in comparison to the DTCC, these are maintained short and very approximate to what is required.

In Figures 5(a) and (b) the response of the desired flux (from the permanent magnet) generated by the DTCC and

DTCRN controllers respectively are presented. In this case the DTCRN controller has a better response than the DTCC because presents less oscillations around the desired value. These fluctuations are due to the hysteresis stage being too noisy. Thus, in future implementations, research will be performed to try to reduce the noise

### V. CONCLUSIONS

This type of Direct Torque Control (DTC) is an alternative for the control of PMSMs because it is simple to implement and its performance is high. Because of this, many techniques have been developed to implement this kind of control. Intrinsically, this control is of the sensorless type as only requires to know the initial rotor's position in order to estimate the flux and then to obtain the subsequent position of the rotor.

In this paper an alternative method for the DTC for PMSMs was presented. This is based in the use of neural networks to replace a pair of conventional blocks used in DTCC to estimate the values of flux, torque, and commutation tables. The results showed that the proposed approach can provide good results that can be compared with the conventional control approach. Thus, the flexible computing techniques provide alternatives to perform this type of control in a more efficient way.

As future tasks to improve this work the following are considered: to reduce the noise generated by the hysteresis block; to improve the performance of the neural network by incorporating a recurrent neural network that can replace other blocks of the DTCC in a single network; to realize the physical implementation of the proposed approach with a DSP or FPGA.

### REFERENCES

- [1] Zeroug.H and Hocine.L, 2009. "Sensorless Control of a Surface Mounted Permanent Magnet Motor by Signal Injection Associated with Space Vector Modulation Technique", Electric Machines and Drives Conference. IEMDC '09. Niagara Falls, Ontario, Canada, p. 1573.
- [2] DariuszŚwierczyński, 2005. Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Doctoral Thesis, Warszawa, 2005, Warsaw University Of Technology.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu & K. W. Lim, 1997. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3.
- [4] J. Liu, P.S. Wu, H.Y.Bai and X. Huang, Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor, Intelligent Control and Automation, 2004. WCICA 2004. Fifth World Congress on., vol.5, no., pp. 4573- 4576 Vol.5, 15-19 June 2004.
- [5] Z. Chunmeia, L. Hepinga, C. Shujina and W. Fangjuna, Application of neuralnetworks for permanent magnet synchronous motor direct torque control, Journal of Systems Engineering and Electronics, Volume 19, Issue 3, June 2008, Pages 555-561, ISSN 1004-4132, 10.1016/S1004-4132(08)60120-6.
- [6] B.Bossoufi, M. Karim, S. Ionita and A.Lagrioui,DTC control based artificial neural network for high performance PMSM drive, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 165-176, Vol. 33, No. 2, 2011, ISSN1992-8645.

- [7] X. Cao, C.Zang and L. Fan, Direct Torque Controlled Drive for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Neural Networks and Multi Fuzzy Controllers, Robotics and Biomimetics, ROBIO '06. IEEE International Conference on, pp.197-201, 17-20 Dec. 2006

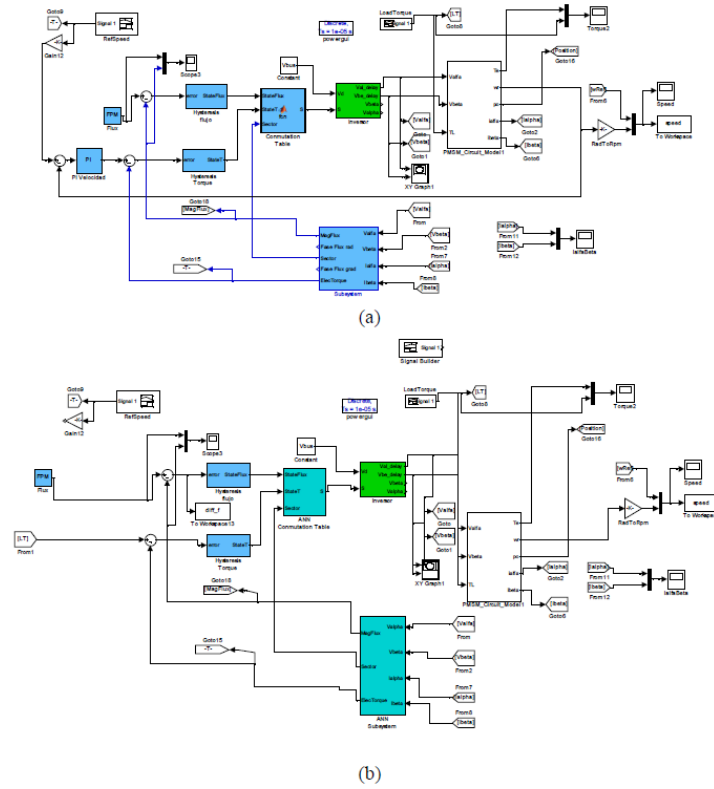
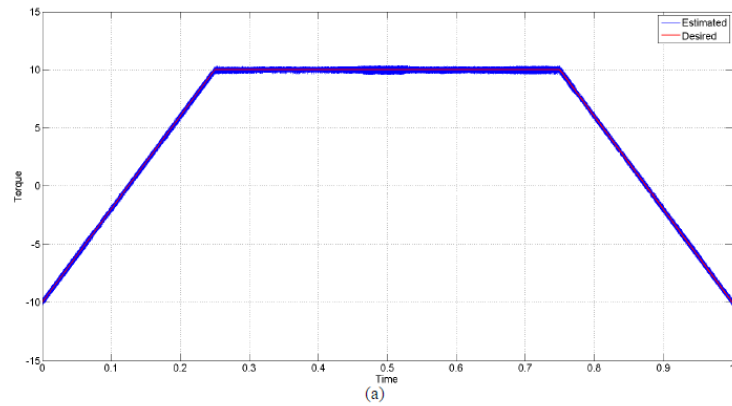


Fig. 3. (a) Simulink model of the DTC; (b) Simulink model of the control with neural networks



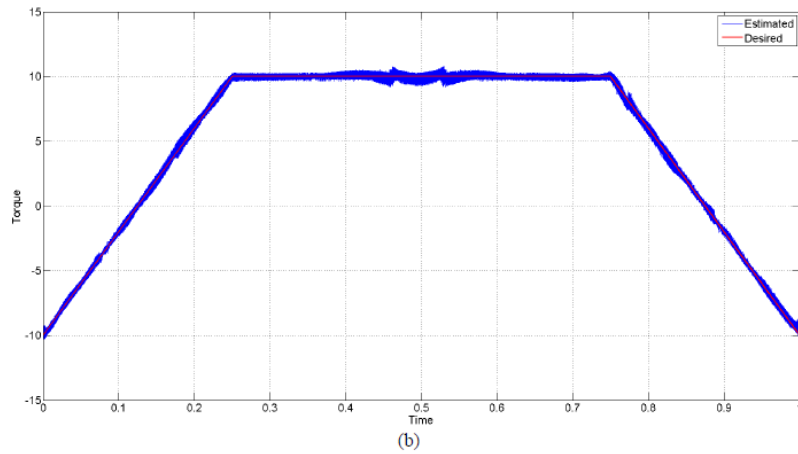


Fig. 4. Plot of the desired torque obtained by (a) DTCC and (b) DTCRN

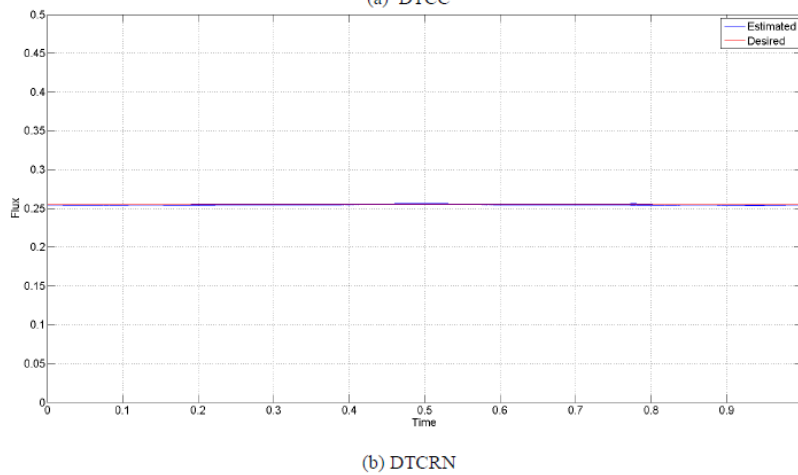
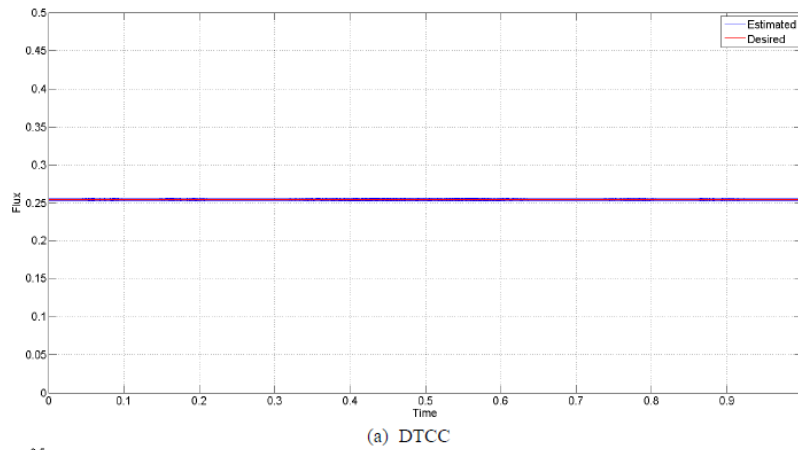


Fig. 5. Plot of the desired flux obtained by (a) DTCC and (b) DTCRN



The 2013 Iberoamerican Conference on Electronics Engineering and Computer Science

## Passivity-Based Speed Control for Permanent Magnet Motors

<sup>a,b</sup>F.H. Ramírez-Leyva, <sup>b</sup>E. Peralta-Sánchez, <sup>c</sup>J. J. Vázquez-Sanjuan, <sup>a</sup>F. Trujillo-Romero

<sup>a</sup>Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM), Carretera a Acatlilma Km 2.5, C.P. 69000, Huajuapán de León, Oaxaca, México

<sup>a</sup>Departamento de Ingenierías, Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP), 21 Sur 1103, Barrio Santiago, C.P. 72410, Puebla, México

<sup>c</sup>Universidad Politécnica de Puebla, Tercer Carril del Ejido "Serrano" s/n San Mateo Cuamálá, Juan C. Bonilla, C.P. 72640, Puebla, México

---

### Abstract

This paper addresses the design, simulation and experimental validation of a Permanent-Magnet Synchronous Motor speed control. The control is based on the passivity strategy; special attention is paid on the stability control issue. SIMNON simulations illustrating the torque and speed response of the motor control are carried out to validate the control strategy. The algorithm control was programmed on a Texas Instruments TMS320F28335 Digital Signal Controller. Experimental results validating the control strategy are illustrated and analyzed.

© 2013 The Authors. Published by Elsevier Ltd.

Selection and peer-review under responsibility of CIECC 2013

*Keywords:* Type your keywords here, separated by semicolons ;

---

### 1. Introduction

Permanent Magnet Motors are gaining interest on industrial and transport applications due mainly to the fact that these motors own high power densities and efficiencies. Permanent Magnet brushless DC motors are

\* Corresponding author. Tel: +52 (222) 7746641

E-mail addresses: [hugo@mixtureco.utm.mx](mailto:hugo@mixtureco.utm.mx) (F.H. Ramírez-Leyva), [edgar.peralta@upaep.mx](mailto:edgar.peralta@upaep.mx) (E. Peralta Sánchez), [jackvasquez@gmail.com](mailto:jackvasquez@gmail.com) (J.J. Vázquez-San Juan), [frujillo@mixtureco.utm.mx](mailto:frujillo@mixtureco.utm.mx) (F. Trujillo-Romero).

preferred in those applications where the high ripple torque of these motors is not an inconvenient and the simplicity to control it is an advantage. The Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is preferred in applications where high performance control is needed. The cost of the PM motors and Digital Signal Controllers (DSC) are decreasing continuously doing these motors attractive for high performance and efficiency applications [1].

Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) are two control strategies used to control these motors. In the FOC the motor equations are transformed to a coordinate system which is rotating synchronously with the permanent magnet flux. By means of the transformation the flux and torque equations are separated which allows controlling the flux and torque separately by using PI controllers for currents resulting in a control similar to a brushed DC motor control [2]. On the other hand DTC strategy is based on selecting voltage vectors that are applied to the motor stator; the vector selected depends on the error between the reference and measured torques and the reference and estimated fluxes [3]. An advantage of the DTC is that it needs the stator resistance as the only motor parameter.

Passivity concept has gained importance in many control areas [4]. Passivity was used originally in classical mechanics problems and then it was extended to control problems [5]. Passivity-based control with energy molding for induction motors was carried out in [6]. The passivity-based control for PMSM was carried out by Qjo [7]. Achour [8] proposed to use the magnetic fluxes as the state variables instead of the currents for a PMSM. In the work presented in this paper the passivity-based control signal is calculated according to Linares [9]. SIMNON simulations were carried out to validate the passivity model then the algorithm was programmed on a Texas Instruments Digital Signal Controller TMS320F28335 to validate experimentally the motor speed control.

Passive systems are dynamic systems where the energy exchange is a key concept. Two functions are needed to define the passivity: the rate at which the energy flows towards the system and the amount of energy stored in the system. These functions are related by means of the dissipative inequality which states that the trajectories of the dissipative system of the supply is not less than the increment in the storage. That means that it is not possible to store more energy than that supplied by the power supply.

The passivity-based control is implemented on two stages. The first stage is the energy molding in which a new potential energy function with a unique minimum equilibrium point is generated, on the second stage a damping characteristic is added to modify the dissipation function to guarantee asymptotic stability. The resultant control law is a proportional-derivative controller. The control strategy used to control the motor speed uses the feedback of the passive error output. Essentially it is a linear controller for a nonlinear system, which is based on the storage of the total energy of the system to dissipate it then by means of the feedback of the passive output, which makes the system to lose energy resulting in a way to regulate the physical variables of the motor to the reference values [9].

## 2. Motor Model

The stator winding of a PMSM is similar to that of an induction motor. According to the way the permanent magnets are fitted in the rotor the motors are classified in two types: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) and Surface Permanent Magnet Synchronous Motor (SPMSM). The first type of motors is sturdy and is ideal for high speed applications. The second type of motor has the magnets

mounted on the surface of the rotor resulting in a motor with radial flux and airgap reluctance nondependent of the rotor position.

Similar to an induction motor the PMSM stator have three coils spatially separated by  $120^\circ$  each other, the coils are supplied with a three-phase voltage. The resulting phase currents depend on the self inductance and resistance of each coil and the coupling fluxes among the coils and the permanent magnet flux. The analytic model of a PMSM is complex if it is worked out in the static three-phase reference frame; nonetheless the model is simplified if Clark and Park transformations are applied. The  $\alpha\beta$  (Clark) transformation transforms a three-phase static system into a two-phase static system. The dq (Park) transformation transforms a three-phase static system into a two-phase rotating system, the two-phase axis rotate at the rotor speed.

The PMSM dq model is comprised by two differential equations (1) where  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  and  $i_q$  are the voltages and currents on the dq reference axis,  $L_d$  and  $L_q$  are the inductances,  $R$  the stator resistance,  $\Psi_{PM}$  is the magnitude of the permanent magnet flux and  $\omega_r$  the electrical speed of the rotor [10].

$$\begin{aligned} V_d &= L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \\ V_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + (\omega_r L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q \end{aligned} \quad (1)$$

The mechanical response of the motor is modeled by the differential equation (2) where  $\tau_e$  is the electromagnetic torque of the motor,  $T_L$  is the load torque,  $b$  the friction coefficient,  $J$  the rotor inertia constant and  $P$  the pole-pair number. The electromagnetic torque  $\tau_e$  is calculated by using equation (3), for a SPMSM the electromagnetic torque is proportional to the  $i_q$  current.

$$\tau_e - T_L - b\omega_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [\Psi_{PM} i_q] \quad (3)$$

The relationship between the mechanical speed  $\omega_r$  in rpm and the electrical speed is  $\omega_{pm} = (30\omega_r)/(P\pi)$ . Substituting equation (3) into (2) the mechanical equation becomes:

$$\frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} = \Psi_{PM} i_q - \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b\omega_r}{P} \right) \quad (4)$$

In order to be able of applying passivity strategy the PMSM model must be converted to a state-space representation where the state vector is  $\mathbf{X} = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T$ . The characteristic state equation of a passive system is given in (5) where  $\mathbf{A}$  is a symmetric, positive definite, constant, matrix,  $\mathbf{u} = [V_d \ V_q]^T$  is the input-matrix control,  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  is a skew symmetric matrix,  $\mathbf{R}$  is the losses matrix and  $\boldsymbol{\varepsilon}$  is the disturbance vector.

$$\mathbf{A} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{J}(\mathbf{u}) \mathbf{X} - \mathbf{R} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (5)$$

Simple inspection of eqns. (1) and (4) reveal that these are already in state variables representation as shown in eqn. (6).  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  and  $\mathbf{R}$  matrices must fulfill the equations  $\mathbf{J}^T(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}(\mathbf{u})$  and  $\mathbf{R}^T = \mathbf{R}$  to guarantee that the system is controllable by passivity. The PMSM system fulfills these conditions resulting in a system that can be controlled by passivity.

$$\begin{pmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_r L_0 & 0 \\ -\omega_r L_0 & 0 & -\Psi_{PM} \\ 0 & \Psi_{PM} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2b}{3P^2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{3P} \end{pmatrix} T_L \quad (6)$$

To apply passivity a new system which is a copy of the original system must be defined as shown in eqn. (7) where  $\mathbf{X}^*$  are the desired state variables and  $\mathbf{u}^*$  the desired input.

$$\mathbf{A} \dot{\mathbf{X}}^* = \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{X}^* - \mathbf{R} \mathbf{X}^* + \mathbf{B} \mathbf{u}^* + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (7)$$

Subtracting eqn. (5) from (6) results in eqn. (8), where  $\mathbf{e} = \mathbf{X} - \mathbf{X}^*$  and  $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^*$ .

$$\mathbf{A} \dot{\mathbf{e}} = [\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)] \mathbf{X} - \mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{B} \mathbf{e}_u + \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e} \quad (8)$$

With the aim of linearizing eqn. (8)  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  is linearized by Taylor series as follows:

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) + \left. \frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{u}^*} \mathbf{e}_u \quad (9)$$

As  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  is a constant matrix its partial derivative is zero. By substituting this result in eqn. (8) the resultant equation is:

$$\mathbf{A} \dot{\mathbf{e}} = -\mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{B} \mathbf{e}_u + \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e} \quad (10)$$

To demonstrate the stability of eqn. (10) the second Lyapunov principle is used. The Lyapunov candidate function proposed is the positive defined function  $V(\mathbf{e}) = (1/2) \mathbf{e}^T \mathbf{A} \mathbf{e}$ . Taking the derivative with respect to the time we get eqn. (11).

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T \mathbf{A} \mathbf{e} = -\mathbf{e}^T \mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{B} \mathbf{e}_u + \mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e} \quad (11)$$

If  $\mathbf{e}_u = -\boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$  and accounting for the fact that  $\mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)$  is nonsymmetrical then  $\mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e} = 0$ , substituting this result in eqn. (11):

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T [\mathbf{R} + \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T] \mathbf{e} \quad (12)$$

To make  $\dot{V}$  negative defined the inequality  $[\mathbf{R} + \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T] \geq 0$  has to be fulfilled which guarantees the controller stability. To find the control law it is assumed that  $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^* = -\boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$ , whence equation (13) is derived. Finally the control law  $\mathbf{u} = \mathbf{u}^* - \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$  can be derived as shown in eqn. (14).

$$\mathbf{e}_u = -\begin{pmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ \omega_r - \omega_r^* \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \gamma_1 (i_d - i_d^*) \\ \gamma_2 (i_q - i_q^*) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^* - \gamma_1 (i_d - i_d^*) \\ V_q^* - \gamma_2 (i_q - i_q^*) \end{bmatrix} \quad (14)$$

The desired values for  $V_d^*$ ,  $V_q^*$ ,  $i_d^*$  and  $i_q^*$  can be gotten from the system equilibrium point ( $\dot{X} = 0$ ) given by eqn. (13) resulting in the following equation.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^* L_q i_q^* - R i_d^* + V_d^* \\ -\omega_r^* (L_d i_q^* + \Psi_{PM}) - R i_q^* + V_q^* \\ \Psi_{PM} i_q^* - \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b \omega_r^*}{P} \right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Taking into account the fact that to get the maximum motor torque  $i_d^* = 0$  and solving for  $V_d^*$ ,  $V_q^*$  and  $i_q^*$  we get the desired values. Substituting eqn. (16) into eqn. (14) the control law is gotten.

$$\begin{aligned} V_d^* &= -\omega_r^* L_q i_q^* \\ V_q^* &= \omega_r^* (L_d i_q^* + \Psi_{PM}) \\ i_q^* &= \frac{2}{3P \Psi_{PM}} \left( T_L + \frac{b \omega_r^*}{P} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

### 3. Simmon simulation

Simmon simulations were carried out to test the passivity controller. The inputs to the controller are reference speed and load torque, those inputs are used to calculate currents and voltages by using eqn. (16) and the control law is calculated by using eqn. (14). The controller tuning is done varying the gains  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  (must be positive) until the best response is achieved. The outputs of the controller are the  $V_d$  y  $V_q$ , voltages then the power inverter convert them to a three-phase voltage ( $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$ ). The a and b motor phase currents are measured meanwhile c phase current is calculated assuming that the motor is a balanced system. The controller was programmed in a discrete time file and the plant in a continuous time file. The sampling time used was of 10  $\mu$ s. The motor parameters are shown in table I.

Simulation results are illustrated in Fig. 1, the reference speed is  $\omega_{ref} = \pm 1000$ rpm and the speed response is  $\omega_{rpm}$ . The response time is of 60ms only. The steady state speed error is of 10 rpm and 130 rpm which is less than 13%. The controller gains used were  $\gamma_1 = 1$  y  $\gamma_2 = 30$ . Fig. 1(b) illustrates the electromagnetic torque and the load torque. Even that  $T_L = 0$ ,  $\tau_e$  es non null because the motor needs to cope with the friction losses which for steady state are of  $\tau_e = 0.4$ Nm.

Table I. Motor parameters

| Parameter                         | Value                      |
|-----------------------------------|----------------------------|
| Bus voltage $V_{DC}$              | 180V                       |
| Pole pair P                       | 4                          |
| Permanent Magnet Flux $\Psi_{PM}$ | 0.0256 Wb                  |
| Inertia constant J                | 0.000031 kg/m <sup>2</sup> |
| Resistance R                      | 2.35 $\Omega$              |
| d inductance $L_d$                | 0.0065 H                   |
| q inductance $L_q$                | 0.0065 H                   |
| Viscous friction B                | 0.0038 Ns                  |

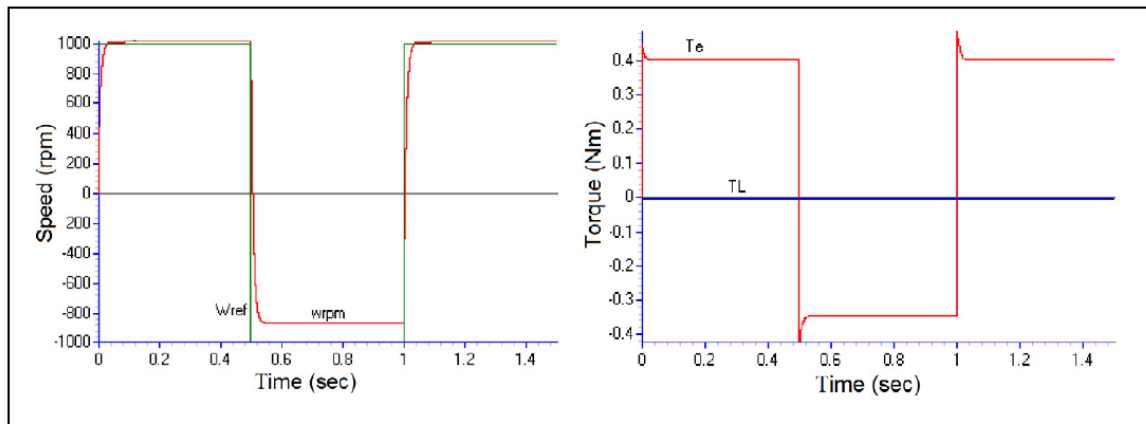


Fig. 1. Simulation results. (a) Speedresponse ( $\omega_{rpm}$ ), (b) electromagnetic torque ( $T_e$ )

#### 4. Experimental validation

Experimental validation was carried out by using a Power Electronics Texas Instruments system comprised of a 350V, 750W three-phase inverter; sensed-phase current and voltage, quadrature encoder interface, 85-132 VAC rectifier, USB isolated interface, PWM output and over current protection. Fig. 2 illustrates a block diagram of the system [11].

A Texas Instruments TMS320F28335 DSC was used to implement the control strategy. The DSC has a processing speed of 150 MIPs. It is able to implement 32 bit fixed-point operations and IEEE-754 format floating-point operations. By means of a JTAG interface it is capable to connect with a computer in such a way that it can modify the DSC registers without any delay. It has 12 analog inputs and 6 PWM complementary outputs and a dead time generator. It also has 32kWords of RAM and 256kWords of flash memory.

Fig. 3(a) illustrates the experimental motor speed for positive and negative speed reference values. The waveform was captured by the development tool “code composer”, 200 samples/s were captured during 10 s. At the current stage of the project the torque-reference value needed to get the speed value desired is loaded in the program, nor torque measurements neither torque observers have been used yet. The reference speed is  $\pm 1000$ rpm and null load-torque. As illustrated in Fig. 3(a) the experimental steady-state positive and negative speed values are 940rpm and -984rpm being the error less than 6%.

Fig. 3(b) illustrates the experimental waveforms for alpha and beta currents which are sinusoidal of 0.2A and a phase shift of  $90^\circ$  as expected.

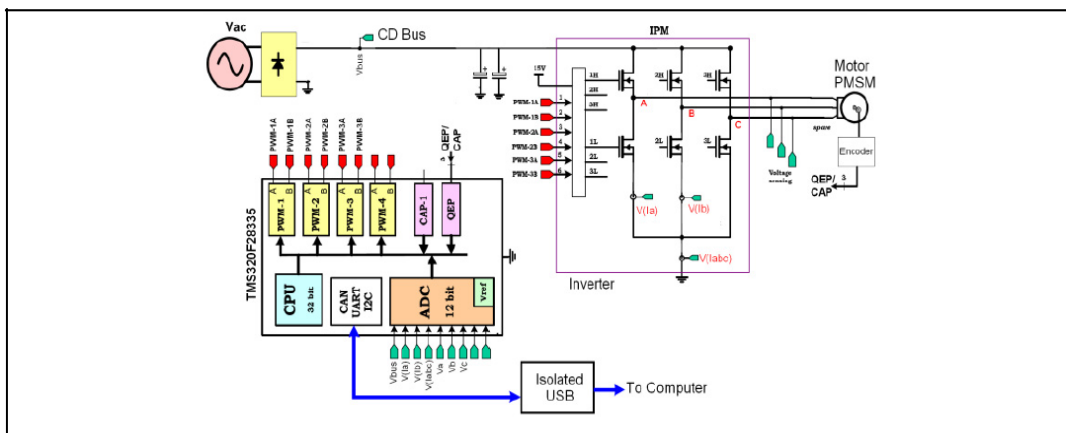


Fig. 2. (a) Block diagram of the TI system

#### 5. Conclusions

This paper addressed the design, simulation and experimental validation of a passivity-based PMSM control. Stability of the controller was analyzed. Simnon simulations were carried out to validate the controller design. Experimental validation was carried out using a TI systems and the control strategy was programmed on a DSC. Passivity control is a strategy which is easy to program as it is reduced to an algebraic equation. The



main drawback of the strategy is that it needs of a load torque sensor or an observer which has to be programmed in the DSC. The aim for future work is to include varying load-torque which implies to use observers for the load torque besides an electro-dynamometer will be built to test the control.

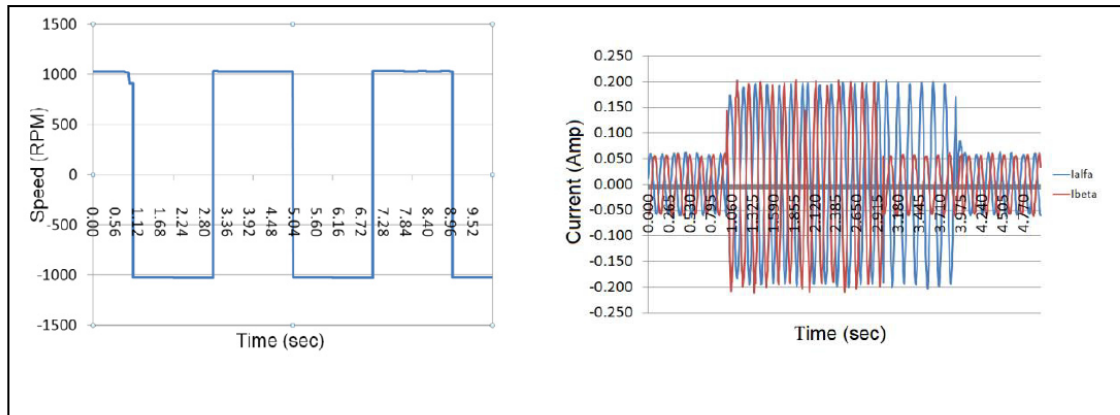


Fig. 3. (a) Experimental speed response; (b) Alfa beta currents

## References

- [1] Zeroug. H and Hocine. L., 2009. "Sensorless Control of a Surface Mounted Permanent Magnet Motor by Signal Injection Associated with Space Vector Modulation Technique", Electric Machines and Drives Conference. IEMDC '09. Niagara Falls, Ontario, Canada, p. 1573.
- [2] Dariusz Świerczyński, 2005. Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Doctoral Thesis, Warszawa, 2005, Warsaw University Of Technology.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu & K. W. Lim, 1997. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3,
- [4] R. Ortega 1998. Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical, and Electromechanical Applications. Communications and Control Engineering. Springer.
- [5] Takegaki M, Arimoto S. A new feedback for dynamic control of manipulators. ASME Journal of Dynamic Systems Measurements Control 1981;102:119\_25.
- [6] Ortega R, Espinoza-Pérez G Passivity-based control with simultaneous energy-shaping and damping injection: The induction motor case study. In: Proceedings of 16th IFAC world congress. Proceeding in CD, Track.We-E20-TO/3. 2005 p. 6.
- [7] Qiu J, Zhao G PMSM control with port-controlled Hamiltonian theory. In: Proceedings of 1st international conference on innovative computing, information and control. vol. 3. 2006. p. 275\_8.
- [8] Y. Achour, B. mendil, S. Bacha, I. Munteanu. Passivity-based current controller design for a permanent-magnet synchronous motor. ISA transactions 48 2009; 336-346.
- [9] Linares-Flores, J., Sira-Ramírez, H., Yescas-Mendoza, E. and Vásquez-Sanjuan, J. J. 2011. A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-DC motor system. Asian Journal of Control, 13: n/a. doi: 10.1002/asjc.234.
- [10] Lixin Tang, Linlin Zhong, Muhammed Fazlur Rahman, Yuwen Hu. A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux—A Speed-Sensorless Approach. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 6, 2003.
- [11] Texas Instruments 2010. "High Voltage Motor Control and PFC Kit Hardware Reference Guide", C2000 Systems and Applications Team.



# **Implementación del Control de Campo Orientado de un Motor de Imanes Permanentes con base en un Controlador Digital de Señales**

**Ramírez-Leyva, F.H<sup>1,2</sup>, Peralta-Sánchez E<sup>1</sup>**

**<sup>1</sup>Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
edgar.peralta@upaep.mx**

**<sup>2</sup>Universidad Tecnológica de la Mixteca  
hugo@mixteco.utm.mx,**

## **Resumen**

Los motores de imanes permanentes con sus características de alta densidad de potencia y eficiencia dominan la mayoría de aplicaciones cuando se tienen requerimientos de control de alto desempeño de posición, velocidad y par. Existen varias técnicas de control para estos motores, el de campo orientado es el más usado. En este trabajo se muestra la implementación realizada de este controlador con base en el Controlador digital de señales TMS320F28335 de la firma Texas Instruments.

## **Palabras Clave**

Motor de Imanes Permanentes, Control de Campo Orientado, Controlador Digital de Señales

## **1. Introducción**

Los motores de imanes permanentes de corriente directa (CD) o alterna (CA) han incrementado su uso en diversas aplicaciones industriales, especialmente para las de baja potencia. Sus principales características son: alta densidad de potencia con una razón grande de volumen a torque y peso, y alta eficiencia. El motor de imanes permanentes de CD sin escobillas se utiliza en aplicaciones en el que su alto contenido de rizado de par no impacte, se utiliza principalmente por tener un control simple.

El motor de CA sin escobillas, conocido como Motor de Imanes Permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) se usa principalmente en aplicaciones que requieren un alto desempeño de control. Actualmente el precio de este tipo de motores en unión con los Controlador Digital de Señales (DSC) de alta eficiencia es competitivo, lo cual ha incentivado su uso, especialmente cuando se requiere de una alta eficiencia (Zeroug-Hocine, 2009).

El método de control más popular de control vectorial es el de campo orientado (FOC por sus siglas en inglés), fue desarrollado en la década de los 70's. En este método las ecuaciones del motor son transformadas en un sistema de coordenadas que rota en sincronía con el flujo de los imanes permanentes. Esto permite separar las ecuaciones del motor y con ello controlar indirectamente el flujo y torque mediante un controlador PI de corriente, de forma similar al muy conocido control de CD de una máquina (Dariusz, 2005).

El FOC es que se implementa en la mayoría de controladores comerciales que se venden para este tipo de motores. A nivel de laboratorio existen varias alternativas para hacerlo como son Matlab/Simulink con tarjetas de adquisición de datos, el Dspace con conexión a Simulink, arreglo de compuertas programadas en campo (FPGA) y Controladores Digitales de Señales (DSC). Cada una tiene sus ventajas y desventajas tanto en facilidad de uso, tiempo de aprendizaje, costo etc.

El DSC es un híbrido de un microcontrolador y un Procesador Digital de Señales (DSP). De los microcontroladores tienen respuesta rápida a interrupciones, periféricos orientados al control tales como generadores de ancho de pulso (PWM) y temporizadores, usualmente se programa en C así como ensamblador. De la parte del DSP incorpora

funciones como una multiplicación y acumulación en un solo ciclo (MAC). El término fue introducido por Microchip en 2002 y posteriormente fue adoptado por la mayoría de vendedores (Brett, 2012).

El poder de cómputo de los DSC permite la implementación de algoritmos avanzados que ayudan a ahorrar energía extendiendo las capacidades del sistema. Esto permite mejorar la eficiencia en diferentes rubros como son en el control de motores, radares en automóviles, así como energías renovables tales como arreglos solares y control de aerogeneradores etc, (Texas Instruments, 2012).

La familia de DSC de Texas Instruments (TI) TMS320C2000TM se ha posicionado como líderes en la industria por su rendimiento, periféricos en chip como los convertidores analógicos digitales (ADC) de alta velocidad, generadores de PWM ayudan a reducir espacio y costo. También suministra herramientas de software y de aprendizaje de sus diferentes dispositivos. En particular el TMS320F28335 es un DSC de 150 MIPS (Millones de Instrucciones por segundo), con hardware de punto flotante.

En este trabajo se muestra la forma en que se implementó el control de campo orientado con base en el controlador digital de señales TMS320F28335 de la firma TI, así como las pruebas hechas con él. Se montó una plataforma experimental con base en un motor PMSM y uno de corriente directa (CD) que funciona como generador de par de carga.

El trabajo se divide en cuatro secciones. En la sección 2 se describe el modelo del motor de imanes permanentes en el plano  $dq$  y la estructura del control de campo orientado. En la sección 3 se da una breve explicación del DSC. En la sección 4 la forma en que se implementó el sistema con base en el DSC. En la sección 5 se muestran los resultados y en la 6 las conclusiones.

## 2. Modelo del motor

El embobinado del estator del motor PMSM es similar al motor de inducción en la parte del estator. De acuerdo a la forma en cómo se colocan las barras de magnetos en el rotor, se clasifican en dos tipos: Motores Síncronos con Magnetos Permanentes en el Interior (IPMSM) y Motores Síncronos con Magnetos Permanentes Superficiales (SPMSM). Los primeros tienen una mayor robustez mecánica, por lo cual se pueden usar en aplicaciones de alta velocidad. En el PMSM que se analiza en este trabajo los imanes permanentes están montados sobre la superficie del rotor generando un flujo radial en el entrehierro del rotor y el estator con una reluctancia independiente de la posición del rotor. En el estator del PMSM se montan 3 bobinas con una separación espacial de  $120^\circ$ , las cuales se alimentan con voltaje trifásico. La corriente que consumen es función de la inductancia propia y la resistencia de cada bobina, y los flujos acoplados entre las bobinas y su interacción con el flujo que genera el imán permanente.

El modelo del motor de imanes permanentes es muy complicado de analizar en un sistema de referencia trifásico estático, sin embargo éste se simplifica mucho cuando se le aplican transformaciones. Los dos tipos de transformaciones son  $\alpha\beta$  también llamada de Clarke y la transformación  $dq$  o de Park. La transformación  $\alpha\beta$  convierte un sistema trifásico a un sistema de 2 fases ortogonales. La transformación de Park convierte a un sistema de dos ejes que giran a la velocidad del rotor. En la figura 1 se muestran los ejes asociados con respecto al rotor.

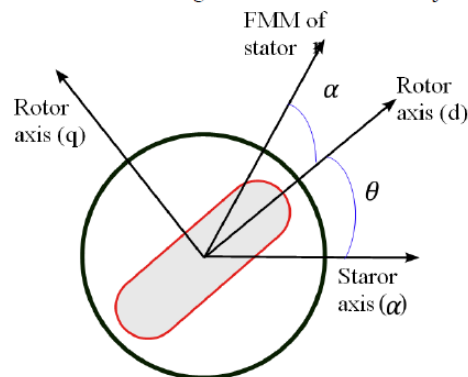


Figura 1: Representación del motor en el eje  $dq$

El modelo del motor PMSM en el sistema de referencia  $dq$  se modela con dos ecuaciones diferenciales. Ver la ecuación (1). Donde  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  e  $i_q$  son los voltajes y corrientes en el eje de referencia  $dq$ ,  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias,  $R$  la resistencia del estator,  $\Psi_{PM}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes y  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor (Lixin-Zhong,2003).

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \quad (1)$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + (\omega_r L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q$$

La parte mecánica del motor se modela con la ecuación diferencial (2), donde  $\tau_e$  es el par del motor,  $T_L$  el par de la carga,  $b$  la fricción viscosa,  $J$  el momento de inercia del rotor y  $P$  el número de par de polos. El par electromagnético  $\tau_e$  se calcula con la ecuación (3), para un motor de imanes superficiales éste es proporcional a la corriente  $i_q$ .

$$\tau_e - T_L - b \omega_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [\Psi_{PM} i_q] \quad (3)$$

La relación entre la velocidad mecánica  $\omega_r$  en revoluciones por minuto y la velocidad eléctrica es  $\omega_{rpm} = (30 \omega_r)/P$ . Sustituyendo la ecuación (3) en la (2), la ecuación mecánica queda como:

$$\frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} = \Psi_{PM} i_q - \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b \omega_r}{P} \right) \quad (4)$$

### 3. Controlador Digital de Señales TMS320F28335

El DSC TMS320F28335 es capaz de ejecutar seis instrucciones básicas en una sola operación en un solo ciclo de máquina. Internamente se divide en los siguientes bloques: Sistema de bus interno, Unidad Central de Procesamiento (CPU), Secciones de Memoria interna, Control de periféricos, Canales de comunicación, Control de Acceso a Memoria (DMA), Unidad de Manejo de Interrupciones (PIE) unidad de Timer y la Emulación en tiempo real. Estos bloques se muestra en la figura 1 (Texas Instruments, 2012).

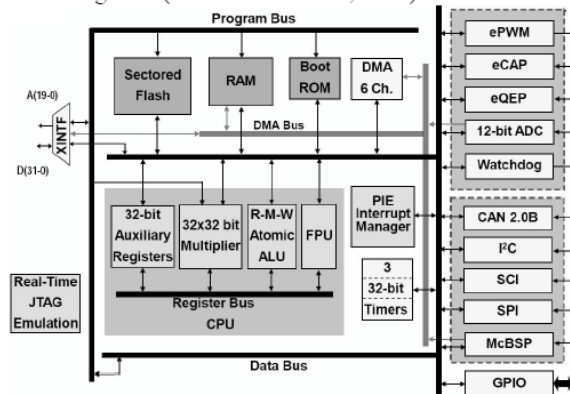


Figura 2. Diagrama a bloques del TMS320F28335

El DSC es capaz de leer al menos dos operandos de la memoria y transferirlo al CPU en un ciclo de máquina, por lo cual tiene dos buses independientes, estos son el Bus de programa y el de datos. Tiene una arquitectura de tipo Harvard Modificado, de tal manera que puede ejecutar código desde la RAM. Posee un bus de Registros que le permite intercambiar datos en forma rápida. Cuenta con un Bus de acceso directo a memoria (DMA) desde el cual intercambia información.

El CPU puede ejecutar código compacto, de tal manera que muchas operaciones las hace en un ciclo con codificación en C. Posee el hardware necesario para hacer operaciones de punto fijo de 32 bits, así como de punto flotante con formato IEEE-754. A través de la interfaz JTAG transfiere y recibe hacia una computadora, por el cual se le carga el programa y también se pueden monitorear los registros y variables del programa en tiempo real.

El control de DMA permite la transferencia de datos entre diferentes fuentes y destinos sin la intervención del CPU. Mejora las capacidades del sistema ya que no le quita tiempo de procesamiento al CPU. Posee 6 canales de DMA entre los cuales están el buffer de comunicaciones, las interrupciones, los temporizadores, los módulos de PWM y el software.

La memoria del F28335 está dividida en memoria de programa y de datos. La capacidad de memoria RAM es de 34kx16 y se divide en 10 áreas llamadas M0, M1 y L0 a L7. Los periféricos están mapeados en memoria (PF0, PF1 y PF2). La capacidad de memoria flash es de 256k x 16. También posee memoria ROM con la cual se puede ejecutar el programa desde diferentes interfaces, o tiene tablas de funciones trigonométricas.

El manejador de interrupciones (PIE) tiene 16 líneas de interrupción de las cuales dos son no enmascarables. En total puede manejar hasta 96 fuentes de interrupciones, en las cuales están mapeados los diferentes periféricos del dispositivo, temporizadores, convertidores etc. El mínimo tiempo de latencia de una interrupción es de 16 ciclos de reloj.

El F28335 posee tres temporizadores (timer) independientes de 32 bits, el 0, 1 y 2. El timer 1 es usado por el BIOS de sistemas operativos de tiempo real, en caso de usarlo. El temporizador 0 es de propósito general. Poseen un pre escalador de 16 bits con lo cual se generan una gran variedad de tiempos. Se activa una interrupción cuando los registros del temporizador llegan a cero.

Cuenta con un convertidor analógico digital (ADC) de 12 bits el cual está multiplexado de tal manera que puede manejar hasta 16 canales de entrada con dos circuitos Muestreadores Retenedores (S/H). El rango de entrada es de 0 a 3V. La máxima velocidad de conversión es de 12.5 MSPS. El inicio de conversión puede ser activado por software. El convertidor está acoplado a los módulos de ancho de pulso enriquecidos (ePWM) o con las fuentes de interrupción, por medio de los canales de DMA.

El F28335 posee seis módulos de ePWM. Cada módulo tiene un temporizador de 16 bits con los cuales se controlan los tiempos. También cada ePWM tiene dos salidas (A y B) las cuales pueden estar acopladas o ser independientes en función de cómo se configuren. La salida de PWM puede trabajar hasta una frecuencia de 2MHz. En este módulo se puede configurar un generador de tiempos muertos para aplicaciones de potencia. Se pueden acoplar las señales para generar formas de onda trifásicas. También incluye la opción de captura con la que se puede llevar el control de tiempos y/o lectura de hasta 2 *encoders* (eQEP).

Para su programación TI proporciona el ambiente de desarrollo *Code Composer Studio* (CCS) desde donde se puede programar y depurar todas las funciones del DSC. Éste se puede programar en C o en ensamblador. También proporciona librerías para configurar todos los recursos del DSC, para el control de motores se cuenta con la librería "*Digital Motor Control*" que proporciona las funciones necesarias para el control de motores de inducción, sin escobillas y los PMSM. Otra librería importante es la "IQmath" que suministra las funciones necesarias para hacer procesamiento de datos que no poseen núcleo de punto flotante mediante procesamiento de punto fijo.

#### 4. Implementación del control FOC

El objetivo del controlador FOC es hacer que el flujo eléctrico en el eje  $d$  sea 0 y para controlar la velocidad se varía el par con la componente de corriente en el eje  $q$ . El ángulo entre el flujo magnético del estator y el del rotor (imán) se le conoce como ángulo de carga. Para tener un par máximo el ángulo de carga debe ser de 90°, es decir deben ser ortogonales. En la figura 3 se muestra el diagrama a bloques del control por campo orientado. Los módulos que lo conforman son: Tres controladores PI, el inversor, las transformadas de Clarke, Park y sus inversas, el medidor de posición y velocidad y el inversor trifásico.



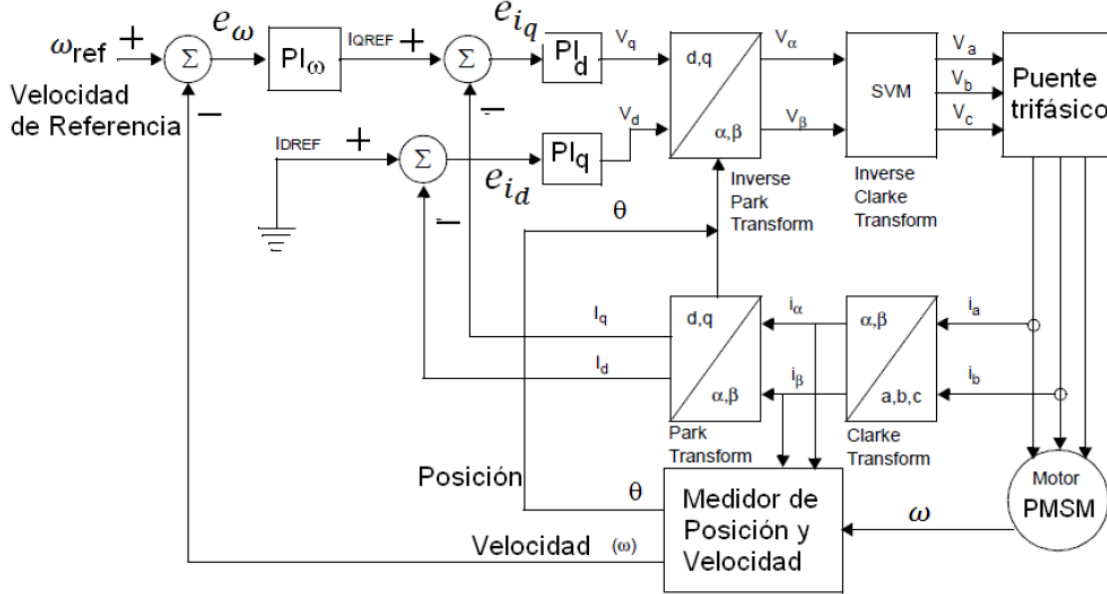


Figura 3. Diagrama a bloques del control de campo orientado

El inversor convierte el voltaje deseado en el dominio del tiempo y se los aplica al motor. Las salidas de los controladores PI se les aplica la transformada inversa de Park y Clarke y éste genera los voltajes de fase equivalentes. La corriente que demanda el motor se mide solo en dos fases, por ser un sistema balanceado la tercera se estima en función de las dos corrientes. Las corrientes se le aplican la transformada de Clarke y Park y son las entradas de los controladores PI. La posición y velocidad se miden con un Encoder.

La transformada de Clarke es una técnica usada para representar un sistema trifásico a un sistema de dos fases ortogonales, se usan dos ejes estáticos a los que se les denomina  $\alpha$  y  $\beta$ . La ecuación (5) corresponde a esta transformada donde las entradas son los voltajes de fase. Los voltajes y corrientes de cada fase en el dominio del tiempo son  $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b$  e  $i_c$ , al aplicarles esta transformada quedan como  $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha$  e  $i_\beta$ . La transformada de Park toma como entrada a las variables en  $\alpha\beta$  y las convierte a un sistema de referencia que está en movimiento en sincronía con el rotor  $dq$ , por lo cual es necesario conocer la posición de éste. La transformación de Park es la ecuación (6) donde  $\theta$  es la posición del rotor, los ejes de referencia se le llama  $dq$  y son ortogonales. Las variables de corriente y voltaje en el sistema  $dq$  son  $v_d, v_q, i_d$  e  $i_q$ .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

El controlador FOC usa 2 controladores tipo Proporcional Integral (PI) y un PID, el PID convertir las variaciones de velocidad a la corriente en  $i_q$  deseada ( $I_{qREF}$ ), el otro controlador controla la corriente  $i_q$  y su salida es el voltaje  $V_q$  que se le aplicara al motor. El otro controlador PI trata que la corriente  $i_d = 0$ , su salida controla al voltaje  $V_d$ . Las ecuaciones (7) a (12) son corresponden a las de los controladores PI y PID, donde las variables que intervienen son:  $\omega_{ref}$  velocidad deseada,  $e_\omega$  error de velocidad,  $e_{iq}$  error de corriente en  $q$ ,  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$  y  $K_{dv}$  las ganancias proporcional, integral y diferencial para el controlador de velocidad,  $K_{pd}$  y  $K_{id}$  las ganancias para el controlador del voltaje en  $d$ ,

$K_{pq}$  y  $K_{iq}$ , las ganancias del controlador de voltaje en  $q$ . La transformada inversa de Park transforma los voltajes  $V_d$  y  $V_q$  en los ejes  $\alpha\beta$ , que el inversor convierte al dominio del tiempo.

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (7)$$

$$I_{QREF} = K_{pw} e_\omega + k_{iw} \int_0^t e_\omega dt + k_{dw} \frac{de_\omega}{dt} \quad (8)$$

$$e_{iq} = I_{QREF} - i_q \quad (9)$$

$$V_q = K_{pvq} e_{iq} + k_{nvq} \int_0^t e_{iq} dt \quad (10)$$

$$e_{id} = I_{DREF} - i_d = -i_d \quad (11)$$

$$V_d = K_{pvd} e_{id} + k_{nvd} \int_0^t e_{id} dt \quad (12)$$

El inversor está hecho con transistores IGBT o MOSFET el cual consta de 3 ramas con 6 transistores y una fuente de CD de alto voltaje. Se usa la técnica de Modulación Vectorial Espacial (*Space Vector Modulator SVM*) para generar un voltaje pseudo senoidal trifásico de las fases a, b y c ( $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ ) con la conmutación de estos transistores. En la figura 4(a) se muestra el inversor con los transistores y en la 4(b) los 6 voltajes que se pueden generar con las combinaciones de los transistores en conducción (en el sistema  $\alpha\beta$ ). Esta técnica de modulación genera menos distorsión armónica en el voltaje de salida y suministra un uso más eficiente de la fuente de voltaje de CD en comparación con la modulación senoidal directa.

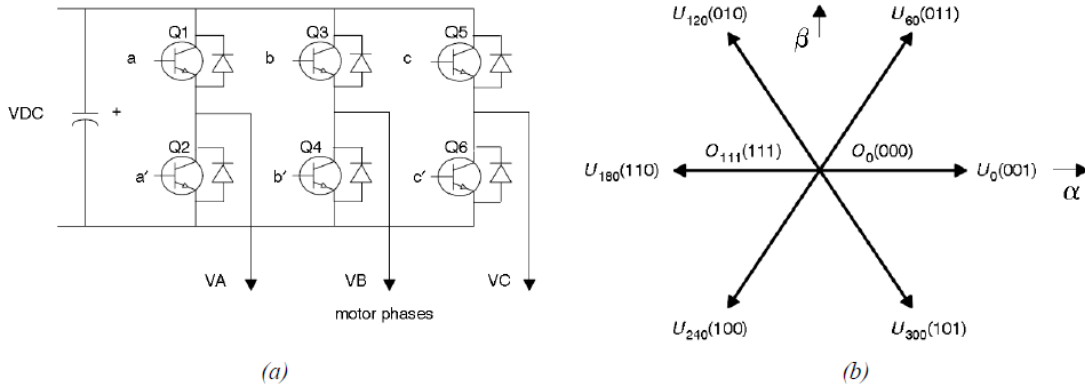


Figura 4. (a) Inversor trifásico con transistores. (b) Diagrama de los vectores en  $\alpha\beta$  generado por el inversor

Los transistores del inversor trabajan como interruptores, cuando se le conecta a una carga se producen 8 combinaciones diferentes de voltaje, de éstas 6 combinaciones general un voltaje diferente de cero. Si al voltaje que generan se le aplica la transformación de Clarke, y se representan en los ejes  $\alpha\beta$ , los voltajes resultantes son vectores como se muestran en la figura 4(b). El valor que tiene entre paréntesis corresponden al estado del transistor (a,b,c), si esta en 1 conduce el de la parte superior y si esta en 0 el de la parte inferior. Un sistema trifásico en el eje  $\alpha\beta$  genera un círculo continuo el cual coincide en los 6 vectores mostrados en esta figura.

La técnica SVM genera el voltaje trifásico controlando los tiempos de conmutación de cada uno de los transistores, es decir mediante la suma vectorial de cada uno de los 8 vectores que genera el inversor. En la figura 5 se muestra como se genera el voltaje  $U_{out}$ , el cual se hace mediante la suma de los vectores  $U_0$  y  $U_{60}$  y controlando el tiempo que se aplica cada vector y el periodo de la señal a generar se consigue el voltaje deseado. Tomando como referencia

esta figura  $U_{out}$  se genera sumando los vectores  $U_0$  y  $U_{60}$ . El tiempo  $T_1$ ,  $T_3$  y  $T$  corresponden al tiempo que está activo el vector  $U_0$ ,  $U_{60}$  y el periodo de la señal al generar.

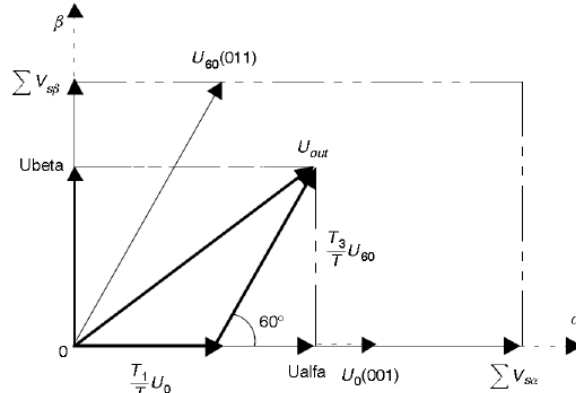


Figura 5. Diagrama conceptual del SVM

Las salidas de los controladores PI son los voltajes  $V_d$  y  $V_q$ , al aplicarle la transformada inversa de Park se tienen los voltajes  $v_\alpha$  y  $v_\beta$  que el inversor SVM convierte al voltaje de fase que se le aplica al motor y con ello se cierra el lazo de control. En (H Ramírez, 2010) se muestran resultados de simulación de este controlador usando el simulador Simmon así como el código usado para probarlo.

#### 4.1 Implementación con el DSC

Para la prueba experimental del control de campo orientado en un motor de imanes permanentes, se utilizó un motor de la firma *Anaheim Automation* modelo EMJ-04APB22, el cual posee un encoder de 2500 pulsos por revolución (ppr), su potencia máxima de 0.40kW y par máximo de 1.27Nm. Los parámetros del motor se muestran en la tabla 1. Por ser de imanes superficiales las inductancias son iguales.

Tabla 1: Parámetros del motor PMSM

|                                         | Valor                               |
|-----------------------------------------|-------------------------------------|
| Voltaje del bus                         | 180V                                |
| Par de polos P                          | 4                                   |
| Magnetización de los Imanes $\Psi_{PM}$ | 0.0256Wb                            |
| Momento de Inercia J                    | 0.000031 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ |
| Resistencia R                           | 2.35                                |
| Inductancia en d $L_d$                  | 0.0065H                             |
| Inductancia de q $L_q$                  | 0.0065H                             |
| Fricción Viscosa B                      | 0.0038 Ns                           |
| Par Máximo                              | 1.27Nm                              |
| Potencia Máxima                         | 0.40kW                              |
| Encoder                                 | 2500 ppr                            |

En el DSC se programan los controladores PI, las transformadas de Clarke y Park, y el controlador de inversor que genera el SVM. La medición de la velocidad y posición del rotor se hace con un encoder el cual se acopla directamente al DSC. En la parte del inversor se requiere una fuente de voltaje de 180V y armar el inversor con los transistores así como sus circuitos de disparo y generador de tiempos muertos. Se requiere medir la corriente de las fases a y b y estimar la de la fase c. Poner a punto estas partes no es sencillo, por lo cual TI saco al mercado el kit de alto voltaje TMDSHVMTRPFCKIT con el cual se tienen todos los módulos necesarios para probar el control de motores de inducción, PMSM y brushless. En un solo receptáculo integra el DSC, el inversor, el rectificador para tener la fuente de alto voltaje y la lectura del encoder. En la figura 6(a) se muestra el diagrama a bloques del kit y en

la figura 6(b) una fotografía del mismo. Este sistema tiene un puerto USB aislado para poder conectarlo con una computadora personal (PC) desde la cual se programa al DSC o se pueden monitorear y controlar las principales variables del controlador, como son las ganancias.

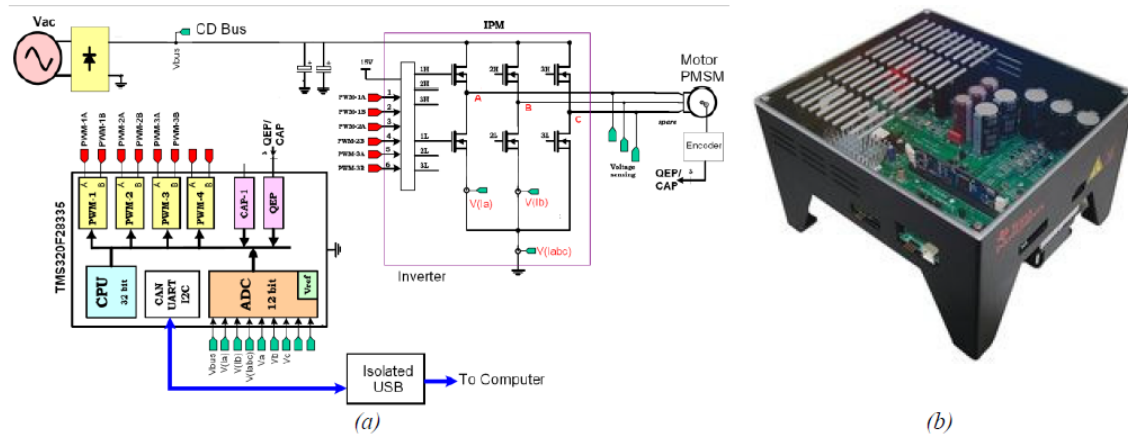


Figura 6. (a) Diagrama a bloques del kit de alto voltaje. (b) Fotografía del kit para el control de motores

Las principales características del TMDSHVMTRPFCKIT son: Inversor Trifásico con un voltaje máximo de 350V y potencia máxima de 750W; Sensado de las corrientes, voltaje de fases y voltaje de bus con resistencias con una corriente máxima de 20A; Decodificador de encoder de cuadratura; Rectificador de AC con voltaje máximo de entrada de 85-132 VAC; Puerto USB aislado; Salidas de PWM filtradas para el registro de las variables y Protección de sobre corriente, medición del voltaje del bus de CD.

El algoritmo de control del FOC tiene una frecuencia de muestreo de 10kHz (que es la frecuencia a la que trabaja el inversor), con lo cual se tiene un periodo de muestreo de 100 $\mu$ s. El DSC F28335 tiene un núcleo de punto flotante y funciona a una frecuencia de 150MHz, por lo que el periodo de su reloj  $T_{clk}$  es de 6.67ns. Una multiplicación de punto flotante le ocupa 3 ciclos de reloj, el cálculo de la transformada de Clarke le lleva 100 ciclos de reloj. Todo el algoritmo de control se debe de ejecutar en menos de 100 $\mu$ s, lo cual se logra. Entre conmutación de los transistores de la misma rama se debe de generar un tiempo muerto mayor al tiempo de encendido y apagado de cada transistor, en este caso se configura por software y el tiempo muerto es de 2  $\mu$ s.

En el controlador todas las variables se normalizan en el rango de  $\pm 1$ , ya que la librería que manipula las funciones para el cálculo de las transformadas de Clarke y Park así están definidas. Las constantes para la normalización son la corriente máxima, el voltaje máximo y la velocidad máxima que son 20Amp, 350V y 3000rpm.

## 5. Resultados

Para probar todo el sistema con el control FOC se armó una base con el motor PMSM y un motor de CD como carga mecánica. La captura de la velocidad, corrientes voltajes, etc, se hace desde el *Code Composer Studio*. Éste tiene una función de *data logger* que permite tener 4 mediciones simultaneas, con tiempos de adquisición de 0.5ms y hasta 200 muestras. En la figura 7 se muestra una fotografía del sistema, en la parte izquierda se ve el kit de alto voltaje el motor del centro es el de imanes permanentes y el de la izquierda el de CD.

La sintonización de los controladores PI del controlador FOC se hizo de forma experimental. Como todo el sistema está normalizado en corriente, voltaje y velocidad, el valor máximo de todas las variables están en el rango de  $\pm 1$ . El valor de las constantes usadas son:  $K_{pw}=0.5$ ,  $K_{rv}=0.02$ ,  $K_{dv}=1.05$ ,  $K_{pd}=1.0$ ,  $K_{id}=0.02$ ,  $K_{pq}=1.0$  y  $K_{iq}=0.02$ .

Las pruebas del sistema se hicieron variando la velocidad deseada, tanto positivas como negativas y se pudo constatar cualitativamente que opera en todo el rango de operación ( $\pm 3000$ rpm). Con el data logger del sistema solo se pueden tener un registro confiable de las mediciones de 200 muestras, por tal motivo se decidió mostrar los



resultados a una velocidad constante de 1500 rpm. Por tal motivo solo se muestran mediciones a velocidad constante. En la figura 8(a) se muestra la respuesta de la velocidad y la velocidad deseada, como se puede ver el error máximo de velocidad es de 0.8 rpm, lo que implica que el error es menor al 1%. A esta velocidad la velocidad eléctrica de 0.4188 rad/seg, lo que da un periodo de 10ms de la señal eléctrica. En la figura 8(b) se muestra la variación de la posición del rotor con respecto al tiempo, como gira a velocidad constante se tiene una señal tipo diente de sierra con un periodo igual al de la frecuencia de la velocidad eléctrica (de 10ms). En la figura 9 se muestra las mediciones de las corrientes el alfa y beta.



Figura 7. Fotografía de la plataforma de desarrollo con el motor

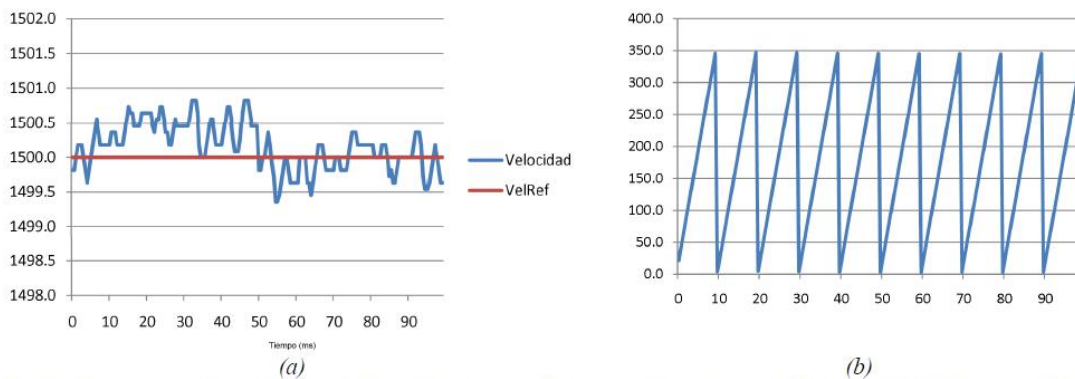


Figura 8. (a) Respuesta de la velocidad en el motor (escala de tiempo (ms) y amplitud rpm). (b) Medición del ángulo de posición del roto (escala de amplitud grados)

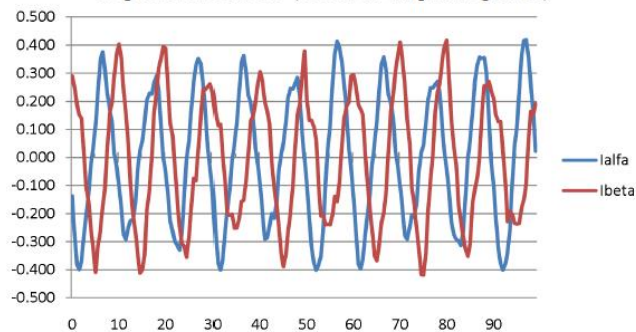


Figura 9. Respuesta de las corrientes en alfa y beta (escala de tiempo ms y amplitud Amp)

Las corriente en alfa y beta idealmente deberían ser senoidales, sin embargo como la onda de voltaje que le aplica el inversor al motor es pseudo senoidal se tiene distorsión, que se observa en esta forma de onda. El período de estas señales es de 10ms y su defasamiento es de 90°. La corriente en alfa tiene una magnitud mayor que la corriente en beta.

## 6.- Conclusiones

En este trabajo se mostró la teoría básica para la realización del controlador de campo orientado así como su implementación usando el controlador digital de señales F28335 de la firma TI. Para la realización física se utilizó el kit de alto voltaje TMDSHVMTRPFCKIT de la misma firma y el programa de control se hizo en C con el ambiente de desarrollo de *Code Composer Studio*. Se hicieron pruebas variando la velocidad deseada, pero se reportan los resultados a velocidad constante.

Este controlador es de los más usados en la mayoría de aplicaciones actuales con ese tipo de motores y no se contribuye al estado del arte. Sin embargo es necesario conocerlo y dominarlo porque a partir de éste se pueden realizar controladores avanzados usando técnicas de control moderno, o control inteligente. La principal contribución radica en que lo que se tiene conocimiento no hay esta publicado en cómo realizar el controlador usando esta plataforma.

Como trabajo futuro se pretende hacer pruebas variando el par de carga y trabajar en métodos para la sintonización de los controladores PI. También la realización de un sistema de medición y captura de las variables más importantes del sistema como son las corrientes, voltajes de fase y velocidad, con el fin de tener una mejor idea de cómo está funcionando todo el sistema. También se pretende trabajar en la implementación del control directo de par, que es otro de las técnicas usadas en estos motores y trabajar en controladores avanzados.

## Referencias

- Brett Novak (2012), "Designing High-Performance and Power-Efficient Motor Control Systems", White Paper, Texas Instruments.
- Dariusz Świerczyński (2005), "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Doctoral Thesis, Warsaw University Of Technology.
- H. Ramírez, E Peralta, (2011), "Control de campo orientado con Simmon", Cuarto coloquio Interdisciplinario de Doctorado 2011 UPAEP
- Lixin Tang, Limin Zhong, Muhammed Fazlur Rahman, Yuwen Hu, 2003. "A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux—A Speed-Sensorless Approach". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 6.
- Texas Instruments (2012), "TMS320F28335 Data Manual", Texas Instruments No de Parte SPRS439K.
- Zeroug. H and Hocine. L, 2009. "Sensorless Control of a Surface Mounted Permanent Magnet Motor by Signal Injection Associated with Space Vector Modulation Technique", Electric Machines and Drives Conference. IEMDC '09. Niagara Falls, Ontario, Canada, p. 1573

## Simulación en SIMNON del Control Directo de Par de un Motor de Imanes Permanentes

<sup>1,2</sup>F.H. Ramírez-Leyva, <sup>1</sup>E. Peralta-Sánchez, <sup>2</sup>J. J. Vásquez-Sanjuan

<sup>1</sup>Departamento de Ingenierías, Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP)

<sup>2</sup>Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM)

Carretera a Acatlilma Km. 2.5 Huajuapán de León, Oaxaca, C.P. 69000, Tel. (01953) 5320399 ext. (555)

Correo electrónico: hugo@mixteco.utm.mx

### Resumen

Con sus características de alta densidad de potencia y eficiencia, los motores de imanes permanentes dominan la mayoría de aplicaciones donde se tienen requerimientos de control de alto desempeño de posición, velocidad y par. Existen varias técnicas de control para estos motores, el control directo de par (DTC) o también conocido como control vectorial es el que se presenta en este trabajo. Matlab/Simulink se ha colocado como uno de los simuladores más usados en la actualidad sin embargo SIMNON es un simulador que tiene una interfaz muy simple y con el cual se logran tiempos de simulación mucho mejores que los que se consiguen con Matlab®. En este trabajo se muestra la forma en que se implementó el DTC en Simnon® y una comparación entre las respuestas obtenidas con ambos simuladores.

**Palabras clave:** Control Directo de Par, Matlab/Simulink, Simnon, Motor de imanes permanentes.

### I. Introducción

Recientemente el uso de los motores de imanes permanentes de corriente directa (CD) o alterna (CA) en diversas aplicaciones industriales especialmente para las de baja potencia, se ha incrementado significativamente. Sus principales características son: alta densidad de potencia y eficiencia. El motor de imanes permanentes de CD sin escobillas se utiliza en aplicaciones en el que su alto contenido de rizado de par no impacte, se utiliza principalmente por tener un control simple. El motor de CA sin escobillas, conocido como Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) se usa principalmente en aplicaciones que requieren un alto desempeño de control. Actualmente el precio de este tipo de motores en unión con los procesadores digitales de señales (DSP) de alta velocidad es competitivo, lo cual ha incentivado su uso, especialmente cuando se requiere en una aplicación de alta eficiencia y desempeño [1].

El método de control más popular de control vectorial es el de campo orientado (FOC por sus

siglas en inglés), fue desarrollado en la década de los 70's. En este método las ecuaciones del motor son transformadas a un sistema de coordenadas que rota en sincronía con el flujo de los imanes permanentes. Esto permite separar las ecuaciones del motor y con ello controlar indirectamente el flujo y torque mediante un controlador PI de corriente, de forma similar al muy conocido control de una máquina de CD [2].

El control DTC inicialmente fue usado para el control de motores de inducción, pero ha mostrado muy buenos resultados en el control de motores PMSM. Su principio de operación se basa en seleccionar el vector de voltaje que se le aplica al estator en función de las diferencias entre el par de referencia y el actual, así como el flujo magnetizante [3]. Cuando se requiere de un control de velocidad se incluye un controlador PI cuya entrada es el error de velocidad y la salida es el par deseado. En este control no se requiere conocer los parámetros del motor, con excepción de la resistencia del estator, además de que no necesita de un modulador PWM para el inversor.



En los últimos años Matlab/Simulink se ha posicionado como una herramienta para la simulación de sistemas de control aplicados a diferentes áreas y en particular en la de electrónica de potencia. El que sea gráfico lo hace una herramienta muy versátil que permite el entender en forma visual la forma en que trabaja el sistema [4]. Sin embargo existen simuladores matemáticos como SIMNON, con los cuales es importante experimentar para saber en qué condiciones es mejor usar uno u otro simulador.

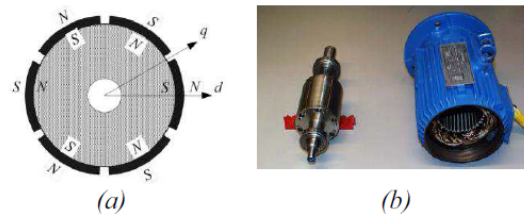
SIMNON es un programa que resuelve ecuaciones diferenciales y en diferencias en forma numérica. Por tanto es capaz de simular el comportamiento de sistemas continuos y sistemas discretos representados mediante ecuaciones en diferencias. Ha sido utilizado en muchas universidades del mundo para apoyo en educación e investigación en disciplinas como el Control Automático, Biología, Ingeniería Química, Economía, Ingeniería Eléctrica, etc. También SIMNON ha sido utilizado en la industria para la Simulación de Sistemas de Control [5].

En este trabajo se muestra el procedimiento de las simulaciones en SIMNON y Matlab/Simulink del control de DTC de un motor PMSM, se realiza una comparación de lo que se obtiene con ambos simuladores con el fin de determinar la pertinencia y las condiciones para las cuales es preferible usar uno u otro.

El trabajo se divide en cuatro secciones. En la sección II se describe el modelo del motor de imanes permanentes en el plano  $dq$  y la estructura del control de campo orientado. En la sección III la forma en que se implementó el sistema con el controlador en el simulador Simnon. En la sección IV se muestran los resultados y en la V las conclusiones

## II. Modelo del Motor

Los motores de imanes permanentes está compuesto por el rotor y el estator al igual que el de inducción o el de DC, la diferencia con estos últimos motores es que usa imanes permanentes para producir el campo magnético en del rotor. En la figura 1(a) se muestra el rotor y como se colocan los imanes en forma superficial para 6 pares de polos. En la figura 1(b) la fotografía de del estator y el rotor. Para un motor PMSM de AC, el embobinado es similar al de inducción en la parte del estator [2].



**Fig. 1. (a) Diagrama del rotor de un motor de imanes permanentes. (b) Fotografía del motor de imanes mostrando su estator y rotor**

De acuerdo a la forma en cómo se colocan las barras de magnetos en el rotor, se clasifica en dos tipos: Motores Síncronos con Imanes Permanentes en el Interior (IPMSM) y Motores Síncronos con Imanes Permanentes Superficiales (SPMSM). Los primeros tienen una mayor robustez mecánica, por lo cual se pueden usar en aplicaciones de alta velocidad.

En el estator se montan 3 bobinas que tienen una separación espacial de  $120^\circ$ , las cuales se alimentan con voltaje trifásico con también  $120^\circ$  eléctricos de desfaseamiento entre las fases en secuencia. La corriente que consumen es función de la inductancia propia y la resistencia de cada bobina, y los flujos acoplados entre cada bobina y su interacción con el flujo que genera el imán permanente.

El modelo del motor de imanes permanentes es muy complicado de analizar en un sistema de referencia trifásico estático, sin embargo éste se simplifica mucho cuando se realiza la transformación de Clarke a un nuevo sistema de

referencia de dos ejes (Ecuación 1). Los dos tipos de transformaciones usadas son  $\alpha\beta$ , que es un sistema estacionario con  $\alpha$  y  $\beta$  ortogonales. La transformación de Park asociada al rotor se le llama  $dq$ , y es un sistema de referencia de dos ejes rotando a la velocidad del rotor (Ecuación 2). En la figura 2 se muestra la relación de ejes en  $dq$ .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

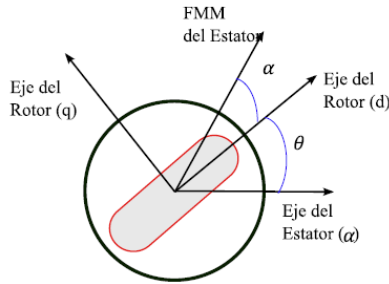


Fig. 2. Representación del motor en los ejes  $dq$

El motor PMSM en el sistema de referencia  $dq$  se modela con dos ecuaciones diferenciales para la parte eléctrica (Ecuación 3), donde  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  e  $i_q$  son los voltajes y corrientes en el eje de referencia  $dq$ ,  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias,  $R$  la resistencia del estator,  $\Psi_{PM}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes y  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor.

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \quad (3)$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q$$

La ecuación diferencial 4 corresponde a la parte mecánica del motor, donde  $\tau_e$  es el par eléctrico del motor,  $T_L$  el par de la carga,  $T_f$  el par de la fricción,  $J$  el momento de inercia del rotor y  $P$  el número de par de polos.  $\tau_e$  es función de las corrientes en  $dq$ , como se muestra en la misma ecuación.

$$\tau_e - T_L - T_f = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}]$$

La velocidad en revoluciones por minuto ( $\omega_{rpm}$ ) está relacionada con la velocidad eléctrica y el par de polos. La ecuación (5) es la que se utiliza para hacer esta conversión.

$$\omega_{rpm} = \frac{30 \omega_r}{P \pi} \quad (5)$$

El control DTC aplica el vector de voltaje que requiere el motor en función de donde se encuentra localizado el rotor. La posición del rotor es función del flujo generado por los campos del estator y la posición inicial. Una vez que se tiene esta información se le aplica el vector de voltaje adecuado para incrementar o decrementar el par o el flujo magnético. Todos estos cálculos se realizan en el eje de referencia  $\alpha\beta$ . El flujo magnético en  $\alpha$  y  $\beta$  ( $\varphi_\alpha$  y  $\varphi_\beta$ ) es función del voltaje  $v_\alpha$  y  $v_\beta$ , así como la corriente  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  como se muestra en la ecuación (6).

$$\varphi_\alpha(t) = \int_{t_0}^t [v_\alpha - R i_\alpha] dt + \varphi_\alpha(t_0) \quad (6)$$

$$\varphi_\beta(t) = \int_{t_0}^t [v_\beta - R i_\beta] dt + \varphi_\beta(t_0)$$

$$\varphi_s = |\varphi_s| e^{j\theta} = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} e^{j \tan^{-1}(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha})}$$

El único parámetro que se requiere conocer es la resistencia del embobinado así como el estado inicial del flujo ( $\varphi_\alpha(t_0)$  y  $\varphi_\beta(t_0)$ ). Ambos flujos como son ortogonales se pueden representar como un vector de magnitud  $|\varphi_s|$  y ángulo de fase  $\theta$ , la cual en condiciones de estado estable corresponde a la posición del rotor.

El par electromagnético generado por el rotor es función de la corriente y flujo en el sistema  $\alpha\beta$  como se muestra en la ecuación (7).

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [\varphi_\alpha i_\beta - \varphi_\beta i_\alpha] \quad (7)$$

Cuando se aplica la transformación Clarke a los voltajes trifásicos, la grafica  $v_\alpha$  vs  $v_\beta$ , describe un círculo en el cual cada punto desde el origen hasta el extremo del círculo es el vector  $V_s$ . Esto se muestra en la figura 3. Como se puede ver está dividido en 6 sectores, los cuales abarcan un ángulo de  $60^\circ$ . En esta figura también se muestran los 8 vectores que se pueden generar con el inversor (de  $U_0$  a  $U_7$ ).

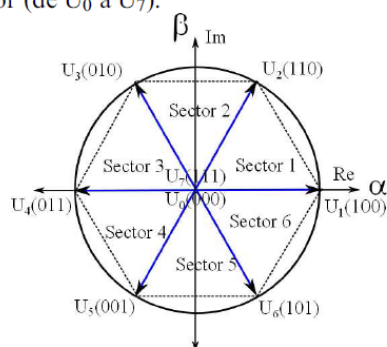


Fig. 3. Gráfica de  $V_s$  en el eje de referencia  $\alpha\beta$

En la figura 4 se muestra el diagrama a bloques del control DTC. Intrínsecamente sirve para el control de par o del flujo (para este último el flujo deseado es el del imán), sin embargo si se quiere controlar la velocidad se incluye un control PI para convertir la velocidad deseada en el torque deseado. El error de torque y flujo es la diferencia entre lo medido y lo deseado. Éste error entra a un comparador de histéresis cuya salida es 0 o 1. Existen tablas de conmutación que especifican el vector a aplicar (de  $U_1$  a  $U_6$ ) en función de la salida de los comparadores y del sector en que se encuentra el rotor. La tabla 1 muestra ésta información.

La forma en cómo funciona la tabla se muestra en la figura 3, en ella están marcados cada uno de los 6 vectores en el plano  $\alpha\beta$ . Si la salida del comparador es  $\phi=1$  y  $\tau=1$  y el rotor se encuentra en el sector 1, el vector de voltaje que se aplica es  $U_2$ , pero si el torque hubiera sido  $\tau=0$ , el vector a aplicar es  $U_6$ . De la misma manera se explica para los otros casos.

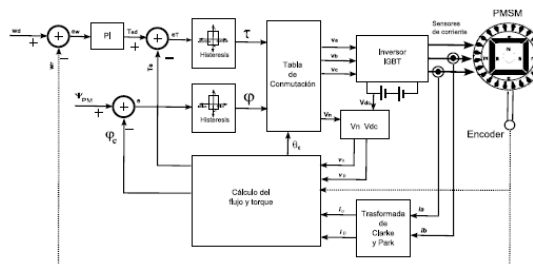


Fig. 4. Diagrama a bloques del control directo de par.

| $\phi$ | $\tau$ | $\theta$ (Sector) |             |             |             |             |             |
|--------|--------|-------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
|        |        | $\theta(1)$       | $\theta(2)$ | $\theta(3)$ | $\theta(4)$ | $\theta(5)$ | $\theta(6)$ |
| 1      | 1      | $U_2$             | $U_3$       | $U_4$       | $U_5$       | $U_6$       | $U_7$       |
|        | 0      | $U_6$             | $U_1$       | $U_2$       | $U_3$       | $U_4$       | $U_5$       |
| 0      | 1      | $U_3$             | $U_4$       | $U_5$       | $U_6$       | $U_1$       | $U_2$       |
|        | 0      | $U_5$             | $U_6$       | $U_1$       | $U_2$       | $U_3$       | $U_4$       |

Tabla 1. Tabla de conmutación para el inversor

Los vectores de voltaje son generados por un inversor, el cual está hecho por un puente con seis IGBT's, el cual es alimentado por un bus de corriente directa (CD) de 180V o 360V. La salida se toma en la unión de las ramas como se muestra en la figura 5. De acuerdo a las combinaciones de encendido y apagado de cada transistor, solo se tienen 8, a cada una de ellas se les llama vector. En la tabla 2 se muestra el voltaje de cada fase por cada vector.

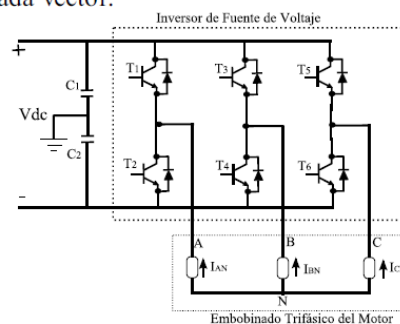


Fig. 5. Puente de IGBT's del inversor

La corriente que demanda el motor es monitoreada por sensores de corriente, por ser un sistema balanceado solo se necesitan medir dos y la tercera se estima. El voltaje del bus de CD también es medido y con estas dos señales se calcula el flujo y el torque de la máquina.

| Vector | $V_a$                | $V_b$                | $V_c$                |
|--------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $U_0$  | 0                    | 0                    | 0                    |
| $U_1$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  | $\frac{2V_{DC}}{3}$  |
| $U_2$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  | $\frac{2V_{DC}}{3}$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  |
| $U_3$  | $\frac{-2V_{DC}}{3}$ | $\frac{V_{DC}}{3}$   | $\frac{V_{DC}}{3}$   |
| $U_4$  | $\frac{2V_{DC}}{3}$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  | $\frac{-V_{DC}}{3}$  |
| $U_5$  | $\frac{V_{DC}}{3}$   | $\frac{-2V_{DC}}{3}$ | $\frac{V_{DC}}{3}$   |
| $U_6$  | $\frac{V_{DC}}{3}$   | $\frac{V_{DC}}{3}$   | $\frac{-2V_{DC}}{3}$ |
| $U_7$  | 0                    | 0                    | 0                    |

Tabla 2. Voltajes de salida del inversor para cada vector

### III. Implementación en Matlab y Simmon

Matlab/Symulink cuenta con el toolbox SimPowerSystems que permite simular sistemas eléctricos de potencia, a la vez que se puede combinar con las demás herramientas que posee. Se usó la versión 7.1 de Matlab. En la figura 6 se muestra el diagrama en Symulink con la implementación del modelo del motor así como del control DTC.

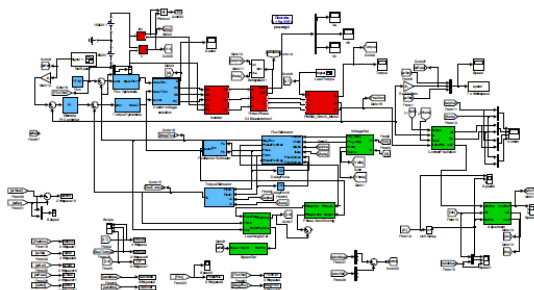


Fig. 6. Modelo del motor y control DTC en Matlab/Symulink

Aunque tiene muchos bloques el modelo del DTC, permite tener una representación gráfica de cómo fluyen las señales y su interrelación. Los parámetros del motor se muestran en la tabla 3. El modelo del motor se implementó usando fuentes de voltaje controladas por corriente, el voltaje del inversor se hace pasar por la transformada de Clarke y Park. Matlab tiene modelos de IGBT's a los cuales se les puede medir la corriente, por lo cual en un bloque se

implementó las tablas de conmutación de los transistores.

|                                         |                            |
|-----------------------------------------|----------------------------|
| Voltaje del bus $V_{DC}$                | 300V                       |
| Par de polos P                          | 3                          |
| Magnetización de los Imanes $\Psi_{PM}$ | 0.2547 Wb                  |
| Momento de Inercia J                    | 0.000141 kg/m <sup>2</sup> |
| Resistencia R                           | 0.86 $\Omega$              |
| Inductancia en d $L_d$                  | 0.00665 H                  |
| Inductancia en q $L_q$                  | 0.00665 H                  |
| Fricción Viscosa B                      | 0.00038                    |

Tabla 3. Parámetros del motor

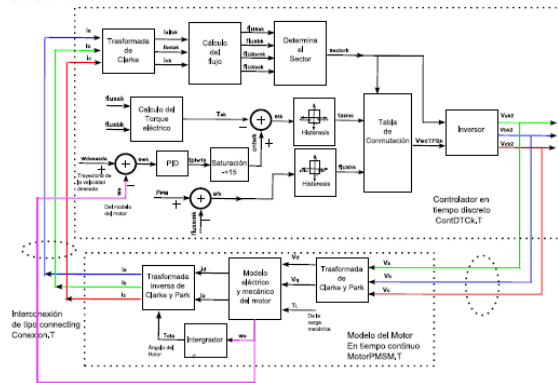
Simmon usa una representación en variables de estado, por lo cual el modelo del motor se tuvo que poner en esta forma, de igual manera el controlador PI. Se usaron 4 archivos para simular el DTC, los cuales se muestran en el apéndice 1, estos son:

- MotPMSM.T. Este archivo implementa el modelo del motor. Recibe como entrada el voltaje de cada fase y da como salida las corrientes de cada fase y la velocidad. En esta parte también se define el torque de carga.
- ContDTCK.T. En este archivo se definen los bloques que conforman el control DTC. Recibe como entrada las corrientes de fase y la velocidad y envía la el voltaje de cada fase. También en esta parte se define la velocidad deseada.
- Conxion.T. En este archivo se define la conexiones de las señales que van a cada uno de los archivos que conforman el modelo más el control.
- Macro1.T. Para facilitar la simulación y la gráfica de las señales se hizo esta macro, el cual es el que se ejecuta de la línea de comandos en Simmon.

En la figura 7 se muestra un diagrama a bloques conceptual de la forma en que fue hecho el control DTC en Simmon. Entre líneas punteadas



se pone en que archivo se encuentra definido y las líneas de colores representan el flujo de señales de y hacia donde van. En cada línea se le pone el nombre de la señal como se manejan en cada archivo de la simulación.



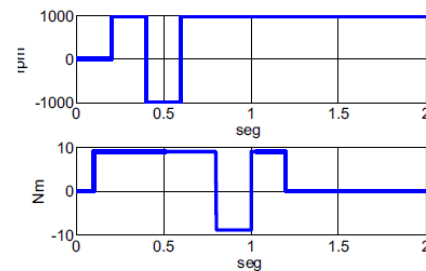
**Fig. 7. Diagrama a bloques conceptual de la implementación DTC en Simnon.**

El principal problema que se tuvo para implementar el control DTC fue que Simnon no tiene forma de definir tablas, solo la función IF ELSE, así como funciones booleanas. Por tal motivo se tuvo que emplear ambas en conjunto para que se pudiera realizar la tabla de los vectores. Lo mismo sucedió para definir los voltajes del inversor. Para la histéresis se usaron estado actual y anterior con el fin de que se pudiera tener la memoria y realizar la histéresis.

El controlador PI se hizo con una variable de estado para la parte del integrador. Las constantes se sintonizaron por el método de respuesta en frecuencia, para lo cual se obtuvo un modelo linealizado del motor, despreciando la componente de secuencia cero. Se definió un margen de fase de  $60^\circ$  y una frecuencia de corte de un orden menor a la frecuencia de conmutación del inversor. Con estas consideraciones las ganancias proporcional e integral usadas fueron  $k_p=7.9$  y  $k_i=34.247$  [8]. También se les implementó la función saturación con límites de  $\pm 15$ .

#### IV. Pruebas y Resultados

Para verificar el correcto funcionamiento del modelo hecho en Matlab y Simnon, se procedió a probarlo ante una variación de la velocidad deseada y el torque de la carga. En la figura 8 se muestran los perfiles de cada una de estas dos señales. La velocidad deseada es cero y en  $t=0.2s$  cambia a 1000rpm en  $0.4s$  cambia a -1000rpm y a partir de  $0.6s$  se mantiene en 1000rpm. Para el torque de carga en  $t=0.1s$  cambia de 0Nm a 9Nm, en  $t=0.8s$  cambia a -9Nm y en  $1s$  vuelve a regresar a 9Nm, finalmente en  $t=1.2s$  éste queda en 0Nm.



**Fig. 8. Perfil de velocidad y par aplicado al modelo del sistema**

En la figura 9 se muestran los resultados de la simulación en Simnon de la velocidad del motor (wrpm) el error de velocidad (ewk) y el par generado por el motor (thk). En la figura 10 se muestran las mismas simulaciones obtenidas con Matlab. Como se puede ver, cada que ocurre un cambio de par de carga o de la velocidad deseada ocurre un cambio de la velocidad del motor con respecto a la deseada. Una vez que se estabiliza el motor sigue a la desea.

En la gráfica del error de velocidad se observa este comportamiento, ya que cuando se estabiliza el error es casi cero, excepto cuando ocurre un cambio en el par de carga o en la velocidad deseada, en condiciones estables el error es menor a 10rpm. Con respecto al par el perfil del par del motor sigue muy de cerca al par que demanda la carga, excepto cuando hay cambios, ya que en este momento se necesita aplicar más o menos par para compensar las mismas.



En la figura 11 se muestra la grafica del flujo en los ejes  $\alpha\beta$ , así como los vectores de voltaje en el mismo plano. Como se puede ver se genera un circulo continuo ya que el rotor gira continuamente, cuando  $\phi_\beta=0$  la magnitud  $\phi_\beta=0.2547$  que corresponde al flujo del imán permanente. El voltaje en los ejes  $\alpha\beta$  generan lo mismo que se puso en forma conceptual en la figura 3, las líneas continuas se generan ya que salta de un vector a otro.

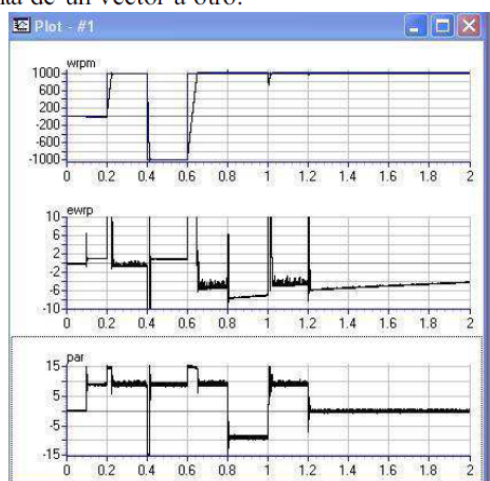


Fig. 9. Velocidad, error de velocidad y par del motor en Simmon

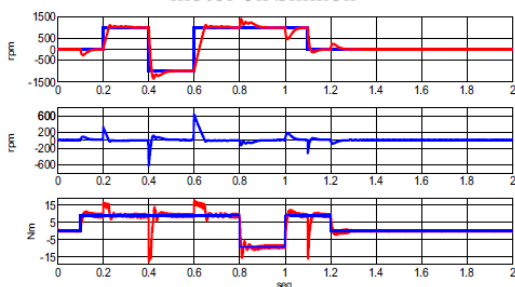


Fig. 10. Velocidad, error de velocidad y par del motor en Matlab

Se midieron los tiempos que tardaban ambos simuladores en ejecutar el sistema. El tiempo total de simulación fue de 2s, con un tiempo de muestreo  $T_s=50\mu s$  en Matlab y  $10\mu s$  en Simmon, se usó una Laptop Marca Dell Modelo Inspiron con un procesador Pentium IV. El tiempo que tardó en hacer la simulación Matlab fue de 157s, en Simmon se llevó 20s. Como se puede ver es mucho más rápida la simulación en este último.

Sin embargo no se tienen disponibles todas las señales de la simulación, a lo más se pueden definir 10 variables (en el macro), si se requiere otra se necesita redefinir el macro con las variables deseadas.

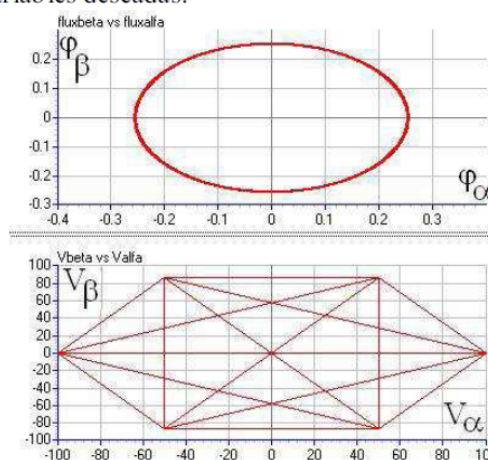


Fig. 11. Gráfica del flujo en  $\alpha$  vs  $\beta$  y el voltaje en ángulo  $\alpha$  vs  $\beta$

En la figura 12 se muestra la grafica de las corrientes de la fase a, b y c, como se puede ver mientras el par de carga es cero, la corriente por fase es cero. Cuando hay par de carga existe corriente cuya magnitud es menor a 10 A.

En la figura 13 se muestran las gráficas de los voltajes generados por el inversor en la fase a, b y c. Cuando se muestra en todo el tiempo de simulación no se observan los detalles, por lo cual solo se muestra la simulación de 0.95s a 1.05s. Como se puede ver los voltajes son discretos y solo se tienen 4 valores diferentes tal como se especifica en la tabla 2.

En la figura 14 se presentan las gráficas de los voltajes en d y q y las corrientes en este mismo marco de referencia.

## VI. Conclusiones

En el presente trabajo se mostró la forma en que fue implementado el control directo de par a nivel de simulación en los simuladores matemáticos Simmon y Matlab/Simulink. Se describieron todas las ecuaciones necesarias para realizar la simulación, así como las constantes del

controlador PI. Las simulaciones obtenidas entre uno y otro ambiente fueron muy similares.

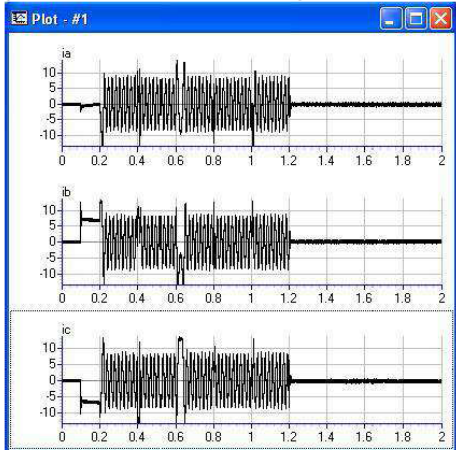


Fig. 12. Gráficas de las corrientes de fase a, b y c

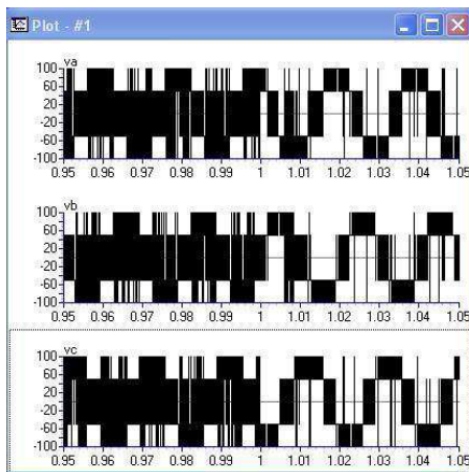


Fig. 13. Gráficas de los voltajes de fase a, b y c

Los problemas que se tuvieron al implementar el DTC en Simnon, fueron que hay que realizar tablas y estas no se pueden definir de forma directa por lo cual se tuvo que usar funciones lógicas con sumas algebraicas para poder generarlas. Otra ventaja de haberlo realizado en Simnon es que para implementación práctica en un DSP que sea programado en C, es más directo recodificar el controlador hecho en Simnon que el que se hizo en Matlab/Simulink.

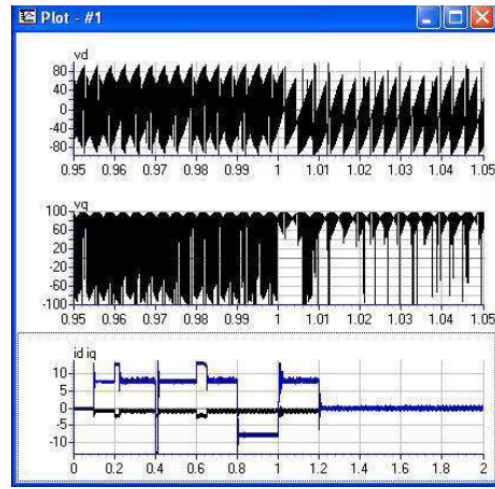


Fig. 14. Gráficas de los voltajes  $V_d$ ,  $V_q$  y corrientes  $i_d$  e  $i_q$

Se recomienda usar Simnon cuando se quiere obtener resultados rápidos del modelo ya que éste se ejecuta más rápido que el realizado en Matlab, sin embargo Matlab cuenta con una representación visual más clara de la forma en que interactúan los diferentes módulos del controlador, además de que se disponen de todas las señales en forma inmediata.

Como posibles trabajos a futuro se tiene el realizar un modelo más real de inversor. También el experimentar con otros tipos de controladores como son el de Control Directo de Par en su versión sin sensores.

## VII. Autores

**F. Hugo Ramírez Leyva** obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en electrónica por el Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica. Actualmente se desempeña como profesor investigador, adscrito al Instituto de Electrónica y Mecatrónica de la Universidad Tecnológica de la Mixteca. Actualmente es estudiante de doctorado en Ingeniería Mecatrónica en la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla

**Edgar Peralta Sánchez.** Licenciado en Electrónica por la BUAP, Puebla, México

(1995). Maestro en ciencias con especialidad en Ingeniería Electrónica por LA UDLAP, Puebla, (1999). PhD en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Manchester, Reino Unido. (2006). Actualmente es Catedrático en el Departamento de Ingenierías de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP).

### VIII. Referencias

- [1] Zeroug. H and Hocine. L, "Sensorless Control of a Surface Mounted Permanent Magnet Motor by Signal Injection Associated with Space Vector Modulation Technique", pag 1573-1580, 2008
- [2] Dariusz Świerczyński, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Doctoral Thesis, Warszawa, 2005, Warsaw University Of Technology.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu & K. W. Lim. "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motro Drives". IEEE Transactions on Power Electrónics, Vol. 12, No. 3, May 1997.
- [4] Mats Leksell, Lennart Harnefors and Magnus Jansson "Direct Sensorless Speed Control of PM-Motors - a Simple and Effective Sensorless Method" 2001
- [5] Enrique L. Carrillo Arroyo, "Modeling And Simulation Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System", University Of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006 .
- [6] Simnon, "http://dctrl.fi-b.unam.mx/tutoriales/digital/simnon21.html. Fecha de último acceso 22/Ocubre/2010
- [7] Muhammed Fazlur Rahman, Md. Enamul Haque, Lixin Tang, and Limin Zhong. "Problems Associated With the Direct Torque Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive and Their Remedies". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 51, No. 4, August 2004.
- [8] Pedro C. Castellanos Morales, Edgar Peralta Sánchez, Jaime J. Rodríguez Rivas. "Control del Motor de Imanes Permanentes sin Sensor de Posición". Reunión de Verano RVP-AI'2010, Acapulco Gro., del 11 al 17 de Julio de 2010.

### Apéndice 1. Modelo en Simnon

#### Modelo de la planta ModPMSM.T

```
DISCRETE SYSTEM ContDTck

INPUT iakk ibkk ickk wrpmkk
OUTPUT Vakk Vbkk Vckk

" States and time variables:
STATE fluxaka fluxbka secka fluxhka intwka taohka
zvalfaka zvbetaka zsecak
NEW fluxak fluxbk seck fluxhk intwk taohk
zvalfak zvbetak zseck
TIME t
TSAMP ts
ts=t+h
h=1e-5

"Envia y recibí Variables
Vakk=vak2
Vbkk=vbk2
Vckk=vck2
iak=iakk
ibk=ibkk
ick=ickk
wrpmk=wrpmkk
ialfak=(iak)
"ibetak=(ibk-ick)/sqrt(3)
ialfak=(2/3)*(iak-ibk/2-ick/2)
ibetak=(2/3)*(sqrt(3)/2)*(ibk-ick)
iok=iak+ibk+ick
"Calculo del flujo en alfa y beta
fluxak=fluxaka+(valfak-R*ialfak)*h
fluxbk=fluxbka+(vbetak-R*ibetak)*h
fluxaka=0.2547
fluxsmk=sqrt(fluxak*fluxak+fluxbk*fluxbk)
"Magnitud del flujo
fluxsak=atan2(fluxbk,fluxak)
"Ángulo de fase del flujo
fluxsakg=180*fluxsak/3.1416

" Initializations:
"Determina el Sector
tp1sek=sign(fluxak)
tp1asek=fluxak*tan(pi/6)
tp1bsek=sign(fluxbk)
tp1absek=abs(fluxbk)>abs(tp1asek) "Compara si
la magitud de b es mayor que a

"Con flujo en a positivo
tp2sek= if ((not tp1sek) and (not tp1bsek) and
(not tp1absek) ) then 4 else 0
tp3sek= if ((not tp1sek) and (not tp1bsek) and
tp1absek ) then 5 else 0
tp4sek= if ((not tp1sek) and tp1bsek and (not
tp1absek) ) then 4 else 0
tp5sek= if ((not tp1sek) and tp1bsek and
tp1absek ) then 3 else 0
tp6sek= if (tp1sek and (not tp1bsek) and (not
```



```

tplabsek) ) then 1 else 0
tp7sek= if (tplsek and (not tplbsek) and
tplabsek) then 6 else 0
tp8sek= if (tplsek and tplbsek and (not
tplabsek) ) then 1 else 0
tp9sek= if (tplsek and tplbsek and tplabsek )
then 2 else 0
"Con flujo en a negativo

tp10sek=tp2sek+tp3sek+tp4sek+tp5sek+tp6sek+tp7sek+
tp8sek+tp9sek
sectork=tp10sek
seck=sectork
secka:1
"CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y FLUJO
ulk=if ts<0.2 then 0 else 1000
u2k=if ts<0.4 then 0 else -2000
u3k=if ts<0.6 then 0 else 2000
u4k=if ts<1.1 then 0 else 0
Wdesk=ulk+u2k+u3k+u4k "Velocidad deseada en
RPM
ewk=(Wdesk-Wrpmk)*P*pi/30
intwk=intwka + h*ewk
tpiw1=Kpw*ewk + Kiw*intwk
tpiw2= if tpiw1 > 15 then 15 else tpiw1
tpiw3= if tpiw2 < -15 then -15 else tpiw2
cntwk=tpiw3
Tek=(3*P/2)*(fluxak*ibetak-fluxbk*ialfak)
etk=cntwk-Tek
efk=Ppm-fluxsmk

"IMPLEMENTA LA HISTERESIS, TABLA DE CONMUTACION Y
VECTOR
"Implementación de la histeresis para el flujo y
torque

temp1fk= if efk > Bflux then 1 else 0
temp2fk= if efk < -Bflux then 1 else 0
temp3fk= if ( (efk > -Bflux) and (efk < Bflux))
then fluxhka else 0
fluxhk=temp1fk + ((not temp2fk) and temp3fk)
stork=etk
templtk= if stork > Btorque then 1 else 0
temp2tk= if stork < -Btorque then 1 else 0
temp3tk= if ((stork > -Btorque) and (stork <
Btorque)) then taohka else 0
taohk=templtk + ((not temp2tk) and temp3tk)
"Identificación del sector
temp1s=sectork>0 and sectork<1.5
temp2s=sectork>1.5 and sectork<2.5
temp3s=sectork>2.5 and sectork<3.5
temp4s=sectork>3.5 and sectork<4.5
temp5s=sectork>4.5 and sectork<5.5
temp6s=sectork>5.5 and sectork<6.5
"Vector para flujo 1 torque 1 y sector 1-6
v111k=if (temp1s) then 2 else 0
v112k=if (temp2s) then 3 else 0
v113k=if (temp3s) then 4 else 0
v114k=if (temp4s) then 5 else 0
v115k=if (temp5s) then 6 else 0
v116k=if (temp6s) then 1 else 0

vft11k=(v111k+v112k+v113k+v114k+v115k+v116k)*(taoh
k and fluxhk)
"Vector para flujo 1 torque 0 y sector x
v101k=if (temp1s) then 6 else 0
v102k=if (temp2s) then 1 else 0
v103k=if (temp3s) then 2 else 0
v104k=if (temp4s) then 3 else 0
v105k=if (temp5s) then 4 else 0
v106k=if (temp6s) then 5 else 0

vft10k=(v101k+v102k+v103k+v104k+v105k+v106k)*((not
taohk) and fluxhk)
"Vector para flujo 0 torque 1 y sector x
v011k=if (temp1s) then 3 else 0
v012k=if (temp2s) then 4 else 0
v013k=if (temp3s) then 5 else 0
v014k=if (temp4s) then 6 else 0
v015k=if (temp5s) then 1 else 0
v016k=if (temp6s) then 2 else 0

vft01k=(v011k+v012k+v013k+v014k+v015k+v016k)*(taoh
k and (not fluxhk))
"Vector para flujo 0 torque 0 y sector x
v001k=if (temp1s) then 5 else 0
v002k=if (temp2s) then 6 else 0
v003k=if (temp3s) then 1 else 0
v004k=if (temp4s) then 2 else 0
v005k=if (temp5s) then 3 else 0
v006k=if (temp6s) then 4 else 0

vft00k=(v001k+v002k+v003k+v004k+v005k+v006k)*((not
taohk) and (not fluxhk))
"VECTOR A USAR
zseck=vft11k + vft10k + vft01k + vft00k
vecTFSk=zseck
"GENERA EL INVERSOR Y LOS VOLTAJES
VDCk=150*2/3
VDC2k=150
tetainvk=(vecTFSk-1)*60*3.1416/180
valfk=(VDCk)*cos(tetainvk)
vbetk=(VDCk)*sin(tetainvk)
zvalfk=valfk
zvbetk=vbetk
zvalfaka:0
valfak=zvalfaka
vbetak=zvbetaka
"Genera los voltajes de linea discretos
vask1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vask2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then
VDC2k/3 else 0
vask3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then -
VDC2k/3 else 0
vask4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then -
2*VDC2k/3 else 0
vask5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then -
VDC2k/3 else 0
vask6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then
VDC2k/3 else 0
vask1=vask1+vask2+vask3+vask4+vask5+vask6
vbsk1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then -
VDC2k/3 else 0
vbsk2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then
VDC2k/3 else 0
vbsk3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vbsk4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then
VDC2k/3 else 0
vbsk5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then -
VDC2k/3 else 0
vbsk6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then -
2*VDC2k/3 else 0
vbk2=vbsk1+vbsk2+vbsk3+vbsk4+vbsk5+vbsk6
vcsk1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then -
VDC2k/3 else 0
vcsk2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then -
2*VDC2k/3 else 0
vcsk3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then -
VDC2k/3 else 0
vcsk4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then
VDC2k/3 else 0
vcsk5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vcsk6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then

```

```

VDC2k/3 else 0
vck2=vcsk1+vcsk2+vcsk3+vcsk4+vcsk5+vcsk6
" Parameter values:
Bflux=0.001
Btorque=0.001
pi=3.1416
Vdc=300
P=3
Ppm=0.2547
J=14.1e-4
R=0.86
Lq=0.00665
Ld=0.00665
TL=0
Tf=0
B=0 "0.00038
Kt=0.272
Kpw=10*0.79*0.1*0.79
Kiw=342.47*0.01"342.47*0.01
END

```

### Modelo del controlador ContDTck.T

```

DISCRETE SYSTEM ContDTck
INPUT iakk ibkk ickk wrpmk
OUTPUT Vakk Vbkk Vckk
" States and time variables:
STATE fluxaka fluxbka secka fluxhka intwka taohka
zvalfaka zvbetaka zsecka
NEW fluxak fluxbk seck fluxhk intwk taohk
zvalfak zvbetak zseck
TIME t
TSAMP ts
ts=t+h
h=1e-5
"Envia y recibí Variables
Vakk=vak2
Vbkk=vbk2
Vckk=vck2
iak=iakk
ibk=ibkk
ick=ickk
wrpmk=wrpmk
"ialfak=(iak)
"ibetak=(ibk-ick)/sqrt(3)
ialfak=(2/3)*(iak-ibk/2-ick/2)
ibetak=(2/3)*(sqrt(3)/2)*(ibk-ick)
iok=iak+ibk+ick
"Calculo del flujo en alfa y beta
fluxak=fluxaka+(valfak-R*ialfak)*h
fluxbk=fluxbka+(vbetak-R*ibetak)*h
fluxaka:0.2547
fluxsmk=sqrt(fluxak*fluxak+fluxbk*fluxbk)
"Magitud del flujo
fluxsak=atan2(fluxbk,fluxak)
"Ángulo de fase del flujo
fluxsakg=180*fluxsak/3.1416
" Initializations:
"Determina el Sector
tplsek=sign(fluxak)
tplasek=fluxak*tan(pi/6)
tplbsek=sign(fluxbk)
tplabsek=abs(fluxbk)>abs(tplasek) "Compara si
la magitud de b es mayor que a

"Con flujo en a positivo
tp2sek= if ((not tplsek) and (not tplbsek) and
(not tplabsek) ) then 4 else 0
tp3sek= if ((not tplsek) and (not tplbsek) and
tplabsek ) then 5 else 0
tp4sek= if ((not tplsek) and tplbsek and (not
tplabsek) ) then 4 else 0
tp5sek= if ((not tplsek) and tplbsek and

```

```

tplabsek ) then 3 else 0
tp6sek= if (tplsek and (not tplbsek) and (not
tplabsek) ) then 1 else 0
tp7sek= if (tplsek and (not tplbsek) and
tplabsek ) then 6 else 0
tp8sek= if (tplsek and tplbsek and (not
tplabsek) ) then 1 else 0
tp9sek= if (tplsek and tplbsek and tplabsek )
then 2 else 0
"Con flujo en a negativo

tp10sek=tp2sek+tp3sek+tp4sek+tp5sek+tp6sek+tp7sek+
tp8sek+tp9sek
sectork=tp10sek
seck=sectork
secka:1

"CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y FLUJO
ulk=if ts<0.2 then 0 else 1000
u2k=if ts<0.4 then 0 else -2000
u3k=if ts<0.6 then 0 else 2000
u4k=if ts<1.1 then 0 else 0

```

```

Wdesk=ulk+u2k+u3k+u4k "Velocidad deseada en
RPM
ewk=(Wdesk-Wrpmk)*P*pi/30
intwk=intwka + h*ewk
tpiwl=Kpw*ewk + Kiw*intwk
tpiw2= if tpiwl > 15 then 15 else tpiwl
tpiw3= if tpiw2 < -15 then -15 else tpiw2
cntwk=tpiw3
Tek=(3*P/2)*(fluxak*ibetak-fluxbk*ialfak)

etk=cntwk-Tek
efk=Ppm-fluxsmk

"IMPLEMENTA LA HISTERESIS, TABLA DE CONMUTACION Y
VECTOR
"Implementación de la histeresis para el flujo y
torque

temp1fk= if efk > Bflux then 1 else 0
temp2fk= if efk < -Bflux then 1 else 0
temp3fk= if ( (efk> -Bflux) and (efk < Bflux))
then fluxhka else 0
fluxhk=temp1fk + ((not temp2fk) and temp3fk)
stork=etk
temp1tk= if stork > Btorque then 1 else 0
temp2tk= if stork < -Btorque then 1 else 0
temp3tk= if ((stork > -Btorque) and (stork <
Btorque)) then taohka else 0
taohk=temp1tk + ((not temp2tk) and temp3tk)
"Identificación del sector
temp1s=sectork>0 and sectork<1.5
temp2s=sectork>1.5 and sectork<2.5
temp3s=sectork>2.5 and sectork<3.5
temp4s=sectork>3.5 and sectork<4.5
temp5s=sectork>4.5 and sectork<5.5
temp6s=sectork>5.5 and sectork<6.5
"Vector para flujo 1 torque 1 y sector 1-6
v11k=if (temp1s) then 2 else 0
v12k=if (temp2s) then 3 else 0
v13k=if (temp3s) then 4 else 0
v14k=if (temp4s) then 5 else 0
v15k=if (temp5s) then 6 else 0
v16k=if (temp6s) then 1 else 0

vft11k=(v11k+v12k+v13k+v14k+v15k+v16k)*(taoh
k and fluxhk)
"Vector para flujo 1 torque 0 y sector x
v101k=if (temp1s) then 6 else 0
v102k=if (temp2s) then 1 else 0
v103k=if (temp3s) then 2 else 0

```

```

v104k=if (temp4s) then 3 else 0
v105k=if (temp5s) then 4 else 0
v106k=if (temp6s) then 5 else 0

vft10k=(v101k+v102k+v103k+v104k+v105k+v106k)*((not
taohk) and fluxhk)

"Vector para flujo 0 torque 1 y sector x
v011k=if (temp1s) then 3 else 0
v012k=if (temp2s) then 4 else 0
v013k=if (temp3s) then 5 else 0
v014k=if (temp4s) then 6 else 0
v015k=if (temp5s) then 1 else 0
v016k=if (temp6s) then 2 else 0

vft01k=(v011k+v012k+v013k+v014k+v015k+v016k)*(taoh
k and (not fluxhk))

"Vector para flujo 0 torque 0 y sector x
v001k=if (temp1s) then 5 else 0
v002k=if (temp2s) then 6 else 0
v003k=if (temp3s) then 1 else 0
v004k=if (temp4s) then 2 else 0
v005k=if (temp5s) then 3 else 0
v006k=if (temp6s) then 4 else 0

vft00k=(v001k+v002k+v003k+v004k+v005k+v006k)*((not
taohk) and (not fluxhk))

"VECTOR A USAR
zseck=vft11k + vft10k + vft01k + vft00k
vecTFSk=zsecak

"GENERA EL INVERSOR Y LOS VOLTAJES
VDCk=150*2/3
VDC2k=150
tetainvk=(vecTFSk-1)*60*3.1416/180
valfk=(VDCk)*cos(tetainvk)
vbetk=(VDCk)*sin(tetainvk)
zvalfak=valfk
zvbetak=vbetk
zvalfaka:0
valfak=zvalfaka
vbetak=zvbetaka

"Genera los voltajes de linea discretos

vask1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vask2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then
VDC2k/3 else 0
vask3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then -
VDC2k/3 else 0
vask4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then -
2*VDC2k/3 else 0
vask5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then -
VDC2k/3 else 0
vask6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then
VDC2k/3 else 0
vak2=vask1+vask2+vask3+vask4+vask5+vask6
vbsk1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then -
VDC2k/3 else 0
vbsk2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then
VDC2k/3 else 0
vbsk3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vbsk4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then
VDC2k/3 else 0
vbsk5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then -
VDC2k/3 else 0
vbsk6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then -
2*VDC2k/3 else 0
vbk2=vbsk1+vbsk2+vbsk3+vbsk4+vbsk5+vbsk6
vcsk1=if (vecTFSk>0.5 and vecTFSk<1.5) then -
VDC2k/3 else 0
vcsk2=if (vecTFSk>1.5 and vecTFSk<2.5) then -

```

```

2*VDC2k/3 else 0
vcsk3=if (vecTFSk>2.5 and vecTFSk<3.5) then -
VDC2k/3 else 0
vcsk4=if (vecTFSk>3.5 and vecTFSk<4.5) then
VDC2k/3 else 0
vcsk5=if (vecTFSk>4.5 and vecTFSk<5.5) then
2*VDC2k/3 else 0
vcsk6=if (vecTFSk>5.5 and vecTFSk<6.5) then
VDC2k/3 else 0
vck2=vcsk1+vcsk2+vcsk3+vcsk4+vcsk5+vcsk6

" Parameter values:
Bflux=0.001
Btorque=0.001
pi=3.1416
Vdc=300
P=3
Ppm=0.2547
J=14.1e-4
R=0.86
Lq=0.00665
Ld=0.00665
TL=0
Tf=0
B=0 "0.00038
Kt=0.272
Kpw=10*0.79*0.1*0.79
Kiw=342.47*0.01"342.47*0.01
END

```

### Archivo de Interconexion Conexion.T

```

CONNECTING SYSTEM Conexion
"Archivo de interconexion
"Created: 13/03/2011
" Time, if needed:
TIME t
Vakk[ModPMSM]=Vakk[ContDTCK]
Vbkk[ModPMSM]=Vbkk[ContDTCK]
Vckk[ModPMSM]=Vckk[ContDTCK]
iakk[ContDTCK]=iakk[ModPMSM]
ibkk[ContDTCK]=ibkk[ModPMSM]
ickk[ContDTCK]=ickk[ModPMSM]
wrpmkk[ContDTCK]=wrpmkk[ModPMSM]
" Connections:
END

```

### Macro Macro1.T

```

MACRO Macro1
"Macro para la simulacion del contron DTC con el
PMSM
"Created: 13/03/2011
" Enter commands here:
syst ModPMSM ContDTCK Conexion
store Tek Te seck fluxbk wrpm vecTFSk fluxhk
taohk valfak vbetak ewk Wdesk
simu 0 1 1e-5
split 3 1
ashow wrpm wdesk
text 'wrpm'
ashow ewk
text 'ewk'
ashow Tek
text 'thk'
export store < store /0
END

```

## Control de Velocidad por Pasividad de un Motor de Imanes Permanentes y su Simulación en Simnon

\*,\*\*F.H. Ramírez-Leyva, \*\*J. J. Vásquez-Sanjuan, \*\*E. Peralta-Sánchez

\*Departamento de Ingenierías, Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP)

\*\*Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM)

\*\*Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Carretera a Acatlima Km. 2.5 Huajuapán de León, Oaxaca, C.P. 69000, Tel. (01953) 5320399 ext. (555); hugo@mixteco.utm.mx

### Resumen

Los motores de imanes permanentes con sus características de alta densidad de potencia y eficiencia dominan la mayoría de aplicaciones cuando se tienen requerimientos de control de alto desempeño de posición, velocidad y par. En este trabajo se muestra la forma en que se realiza control de velocidad del motor por pasividad así como la demostración de estabilidad de éste. Se comprueba con simulaciones que el controlador funciona adecuadamente. Las simulaciones se hicieron en Simnon y se incluye el código desarrollado.

**Palabras clave:** Pasividad, Control de Campo orientado, Motor de imanes permanentes

### I. Introducción

Los motores de imanes permanentes de corriente directa (CD) o alterna (CA) han incrementado su uso en diversas aplicaciones industriales, especialmente para las de baja potencia. Sus principales características son: alta densidad de potencia y alta eficiencia. El motor de imanes permanentes de CD sin escobillas se utiliza en aplicaciones en el que su alto contenido de rizado de par no impacta, se utiliza principalmente por tener un control simple. El motor de CA sin escobillas, conocido como Motor de Imanes Permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) se usa principalmente en aplicaciones que requieren un alto desempeño de control. Actualmente el precio de este tipo de motores, al igual que los procesadores digitales de señales (DSP) de alta eficiencia es competitivo, lo cual ha incentivado su uso, especialmente cuando se requiere de una alta eficiencia [1].

Los métodos de control más comunes para el control del PMSM es el de Campo Orientado (FOC) y el Control Directo de Par (DTC). En el control FOC las ecuaciones del motor son transformadas un sistema de coordenadas que rota en sincronía con el flujo de los imanes

permanentes. Esto permite separar las ecuaciones del motor y con ello controlar indirectamente el flujo y torque mediante un controlador PI de la corriente, de forma similar al muy conocido control de CD de una máquina [2]. El principio de operación del DTC se basa en seleccionar el vector de voltaje que se le aplica al estator en función de las diferencias entre el par de referencia y el actual, así como el flujo magnetizante [3], tiene la ventaja de que el único parámetro que se requiere del motor es la resistencia del estator.

La pasividad es una metodología en la cual se define un controlador cuyo principal objetivo es mantener la respuesta en lazo cerrado en forma pasiva, es decir que disipe energía.

Este trabajo propone un control de fácil implementación para regular la velocidad de salida del motor de imanes permanentes. La propuesta de control usa la retroalimentación de la salida pasiva del error. Es un controlador lineal para un sistema no lineal, el cual se basa en el almacenamiento total de la energía del sistema para después disiparla mediante la retroalimentación de la salida pasiva, que hace perder energía al sistema y con ello consigue



regular las variables físicas del motor a los valores de referencia deseados. La técnica aplicada se encuentra documentada en [4-8].

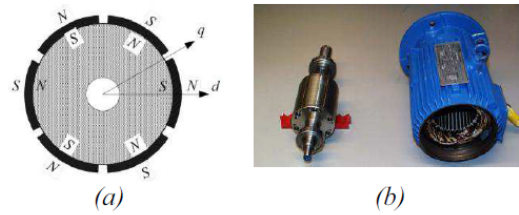
SIMNON es un programa que resuelve ecuaciones diferenciales y en diferencias en forma numérica. Por tanto es capaz de simular el comportamiento de sistemas continuos y sistemas discretos representados mediante ecuaciones en diferencias. Ha sido utilizado en muchas Universidades del mundo para apoyo en educación e investigación en disciplinas como el Control Automático, Biología, Ingeniería Química, Economía, Ingeniería Eléctrica, etc. También SIMNON ha sido utilizado en la industria para la Simulación de Sistemas de Control [5].

El trabajo se divide en 4 secciones. En la segunda se describe el modelo del motor PMSM así como la demostración de la estabilidad del controlador por pasividad. En la tercera sección se describe la forma en que se realizó el modelo en SIMNON, en la cuarta sección se presentan las simulaciones y en la sección 5 se muestran las conclusiones.

## II. Modelo del Motor

El motores de imanes permanentes esta compuesto por el rotor y el estator al igual que el de inducción o el de CD, la diferencia es que usa imanes permanentes para producir el campo magnético en el entrehierro del rotor y el estator. En la figura 1(a) se muestra el rotor y como se colocan los imanes en forma superficial, en la figura 1(b) la fotografía de un motor con un rotor. Para un motor PMSM de AC, el embobinado es similar al de inducción en la parte del estator (al cual se le llama armadura) [2].

De acuerdo a la forma en cómo se colocan las barras de magnetos en el rotor, se clasifica en dos tipos: Motores Síncronos con Magnetos Permanentes en el Interior (IPMSM) y Motores Síncronos con Magnetos Permanentes Superficiales (SPMSM). Los primeros tienen una mayor robustez mecánica, por lo cual se pueden usar en aplicaciones de alta velocidad.



**Fig. 1. (a) Diagrama del rotor de un motor de imanes permanentes. (b) Fotografía del motor de imanes y su rotor**

En el estator se montan 3 bobinas que tienen una separación espacial de  $120^\circ$ , las cuales se alimentan con voltaje trifásico. La corriente que consumen es función de la inductancia propia y la resistencia de cada bobina, y los flujos acoplados entre cada bobina y su interacción con el flujo que genera el imán permanente.

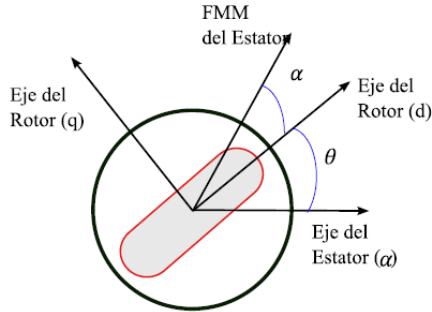
El modelo del motor de imanes permanentes es muy complicado de analizar en un sistema de referencia trifásico estático, sin embargo éste se simplifica mucho cuando se realiza la transformación de Clarke a un nuevo sistema de referencia de dos ejes (Ecuación 1). Los dos tipos de transformaciones usadas son  $\alpha\beta$ , que es un sistema estacionario con  $\alpha$  y  $\beta$  ortogonales. La transformación de Park asociada al rotor se le llama  $dq$ , y es un sistema de referencia de dos ejes que giran a la velocidad del rotor (Ecuación 2). En la figura 2 se muestra la relación de ejes en  $dq$ .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

El motor PMSM en el sistema de referencia  $dq$  se modela con dos ecuaciones diferenciales (Ecuación 3), donde  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  e  $i_q$  son los voltajes y corrientes en el eje de referencia  $dq$ ,  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias,  $R$  la resistencia del estator,  $\Psi_{PM}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes y  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor.



Fig. 2. Representación del motor en los ejes  $dq$ 

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + R i_d \quad (3)$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q$$

La parte mecánica del motor se modela con la ecuación diferencial (4), donde  $\tau_e$  es el par del motor,  $T_L$  el par de la carga,  $T_f$  el par de fricción,  $J$  el momento de inercia del rotor y  $P$  el número de par de polos.  $\tau_e$  es función de las corrientes en  $dq$ , como se muestra en la misma ecuación.

$$\tau_e - T_L - T_f = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}]$$

La velocidad mecánica en revoluciones por minuto ( $\omega_{rpm}$ ) está relacionada con la velocidad eléctrica y el par de polos. La ecuación (5) es la que se utiliza para hacer esta conversión.

$$\omega_{rpm} = \frac{30 \omega_r}{P \pi} \quad (5)$$

Para motores con imanes superficiales  $L_d = L_q = L_0$ , lo cual implica que el par de carga es sólo función de la corriente  $i_q$ . Por lo cual la ecuación (4) se transforma de la siguiente manera.

$$\tau_e = \frac{3}{2} P \Psi_{PM} i_q \quad (6)$$

$$\frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} = \Psi_{PM} i_q - \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b \omega_r}{P} \right) \quad (7)$$

Si el sistema se representa por ecuaciones diferenciales en variables de estado, este queda como:

$$\begin{bmatrix} L_0 \frac{di_d}{dt} \\ L_0 \frac{di_q}{dt} \\ \frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r L_0 i_q - R i_d + V_d \\ -\omega_r (L_0 i_d + \Psi_{PM}) - R i_q + V_q \\ \Psi_{PM} i_q - \frac{2 T_L}{3 P} - \frac{2 b \omega_r}{3 P^2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Para poder usar pasividad es necesario representar al sistema de la forma expresada en la ecuación (9), donde  $\mathbf{X} = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T$  es el vector de estados,  $\mathbf{A}$  es una matriz diagonal constante,  $\mathbf{u} = [V_d \ V_q]^T$  la entrada de control,  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  matriz de interconexión interna,  $\mathbf{R}$  matriz de pérdidas y  $\boldsymbol{\varepsilon}$  vector de perturbaciones.

$$\mathbf{A} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{J}(\mathbf{u}) \mathbf{X} - \mathbf{R} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (9)$$

Las propiedades que deben de cumplir las matrices  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  y  $\mathbf{R}$  para que el sistema sea controlable por pasividad son:

$$\mathbf{J}^T(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}(\mathbf{u}) \quad (10)$$

$$\mathbf{R}^T(\mathbf{u}) = \mathbf{R} \quad (11)$$

Por inspección se puede demostrar que el sistema en variables de estado (8) representado de acuerdo con la ecuación (9) es la ecuación (12).

A simple vista se observa que la matriz  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  cumple con la propiedad (10). La matriz  $\mathbf{R}$  es diagonal, por lo cual su transpuesta es igual a ella misma. Con lo cual se cumple con la premisa de que el sistema puede ser controlado por pasividad.

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} L_O & 0 & 0 \\ 0 & L_O & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} \\
& = \begin{pmatrix} 0 & \omega_r L_O & 0 \\ -\omega_r L_O & 0 & -\Psi_{PM} \\ 0 & \Psi_{PM} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \\
& - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2b}{3P^2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \\
& + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{3} \frac{1}{P} \end{pmatrix} T_L
\end{aligned} \quad (12)$$

Para aplicar la técnica de pasividad se necesita definir un sistema que es copia del sistema original, como se muestra en la ecuación (13), donde  $\mathbf{X}^*$  son las variables de estado deseadas, y  $\mathbf{u}^*$  la entrada deseada.

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}^* = \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X}^* - \mathbf{R}\mathbf{X}^* + \mathbf{B}\mathbf{u}^* + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (13)$$

Restando la ecuación (12) a la (13) queda:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}} - \mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}^* &= \mathbf{J}(\mathbf{u})\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \\
&\quad - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X}^* + \mathbf{R}\mathbf{X}^* - \mathbf{B}\mathbf{u}^* \\
&\quad - \boldsymbol{\varepsilon}
\end{aligned} \quad (14)$$

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{J}(\mathbf{u})\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X}^* \quad (15)$$

Donde  $\mathbf{e} = \mathbf{X} - \mathbf{X}^*$  y  $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^*$ . Sumándole y restándole el término  $\mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X}$ , la ecuación (15) se modifica a

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{J}(\mathbf{u})\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X}^* \\
&\quad + \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X} - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{X} \\
\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} &= [\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)]\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u \\
&\quad + \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{e}
\end{aligned} \quad (16)$$

Esta ecuación se linealiza a  $\mathbf{J}(\mathbf{u})$  por series de Taylor, alrededor de  $\mathbf{u}^*$ , quedando:

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) + \left. \frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{u}^*} \mathbf{e}_u \quad (17)$$

Despejando la derivada parcial de la ecuación (17) y como la matriz  $\mathbf{J}$  es constante, entonces la derivada parcial es 0.

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) = \left. \frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{u}^*} \mathbf{e}_u = 0 \quad (18)$$

Sustituyendo la ecuación (18) en la (16) se obtiene

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} = -\mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u + \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)\mathbf{e} \quad (19)$$

Para demostrar que el sistema es estable, se emplea el segundo principio de Lyapunov. Para ello se propone la función candidata de Lyapunov definida positiva.

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{A} \mathbf{e} \quad (20)$$

$V(\mathbf{e})$  es definida positiva, ya que la matriz  $\mathbf{A}$  es diagonal y los elementos de la diagonal son mayores a cero. Derivando con respecto al tiempo se obtiene la ecuación (21).

$$\begin{aligned}
\dot{V}(\mathbf{e}) &= \mathbf{e}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{e}} = -\mathbf{e}^T \mathbf{R} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{B} \mathbf{e}_u \\
&\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e}
\end{aligned} \quad (21)$$

Sea  $\mathbf{e}_u = -\boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$  y por ser  $\mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*)$  asimétrica, entonces  $\mathbf{e}^T \mathbf{J}(\mathbf{u}^*) \mathbf{e} = 0$ , sustituyendo esto en la ecuación (21) queda

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T [\mathbf{R} + \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T] \mathbf{e} \quad (22)$$

Para que  $\dot{V}$  sea definida negativa  $[\mathbf{R} + \mathbf{B} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T] \geq 0$ . Con lo cual queda demostrada la estabilidad del controlador.

Para encontrar la ley de control se parte del hecho que  $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^* = -\boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$ , de donde se obtiene la ecuación (23)

De donde se obtiene la ley de control  $\mathbf{u} = \mathbf{u}^* - \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^T \mathbf{e}$ , quedando como se muestra en la ecuación (24)

$$\mathbf{e}_u = - \begin{pmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ \omega_r - \omega_r^* \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$= - \begin{bmatrix} \gamma_1(i_d - i_d^*) \\ \gamma_2(i_q - i_q^*) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^* - \gamma_1(i_d - i_d^*) \\ V_q^* - \gamma_2(i_q - i_q^*) \end{bmatrix} \quad (24)$$

El valor deseado  $V_d^*$ ,  $V_q^*$ ,  $i_d^*$  e  $i_q^*$  se obtienen a partir del punto de equilibrio del sistema descrito por la ecuación (13), el cual se obtiene cuando  $\dot{\mathbf{X}}^* = 0$ . Esto implica que:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^* L_q i_q^* - R i_d^* + V_d^* \\ -\omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) - R i_q^* + V_q^* \\ \Psi_{PM} i_q^* - \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b\omega_r^*}{P} \right) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Despejando se llega a

$$\begin{aligned} V_d^* &= R i_d^* - \omega_r^* L_q i_q^* \\ V_q^* &= R i_q^* + \omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) \\ i_q^* &= \frac{1}{\Psi_{PM}} \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b\omega_r^*}{P} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

Para tener el máximo torque  $i_d^* = 0$ , sustituyendo esto en la ecuación (26), se obtiene el valor deseado.

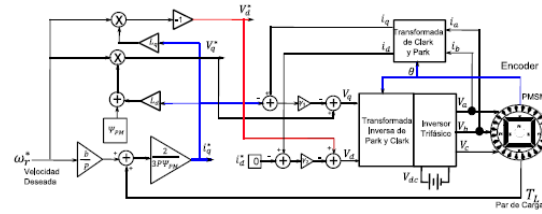
$$\begin{aligned} V_d^* &= -\omega_r^* L_q i_q^* \\ V_q^* &= \omega_r^* (L_d i_q^* + \Psi_{PM}) \\ i_q^* &= \frac{1}{\Psi_{PM}} \frac{2}{3P} \left( T_L + \frac{b\omega_r^*}{P} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

Sustituyendo la ecuación (26) en la ecuación (24), se obtiene la ley de control para el motor

### III. Implementación en Simnon

Para comprobar al controlador por pasividad, se usó el simulador matemático Simnon. En forma conceptual el diagrama a bloques del controlador se muestra en la figura 3. Las entradas al controlador son la velocidad deseada y el par de carga, con base en estos calcula las corrientes y voltajes deseados, la sintonización del

controlador se hace variando las ganancias  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$  hasta obtener la mejor respuesta. Del controlador se determina el voltaje  $V_d$  y  $V_q$ , que el inversor se encarga de convertir a su voltaje equivalente en las 3 fases ( $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$ ). En el motor se le miden las corrientes de la fase a y b, y se estima la corriente de la fase c partiendo del hecho que es un sistema balanceado. Se requiere conocer la posición del roto ya que la transformación de Park las usa.



**Fig. 3. Diagrama a bloques del control por pasividad**

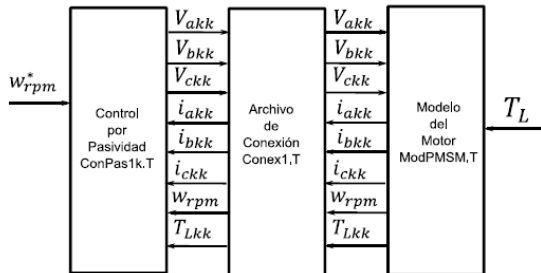
Los parámetros del modelo del motor se muestran en la tabla 1. Este tipo de motor es de imanes superficiales, por esa razón las inductancias son iguales.

|                                         |                            |
|-----------------------------------------|----------------------------|
| Voltaje del bus $V_{DC}$                | 300V                       |
| Par de polos P                          | 3                          |
| Magnetización de los Imanes $\Psi_{PM}$ | 0.2547 Wb                  |
| Momento de Inercia J                    | 0.000141 kg/m <sup>2</sup> |
| Resistencia R                           | 0.86 $\Omega$              |
| Inductancia en d $L_d$                  | 0.00665 H                  |
| Inductancia en q $L_q$                  | 0.00665 H                  |
| Fricción Viscosa B                      | 0.00038 Ns                 |

**Tabla 1. Parámetros del motor**

En la implementación en Simnon, se decidió usar un archivo de tiempo continuo en donde se definió la planta, este archivo se llama ModPMSM.T. Este modelo recibe los voltajes de cada fase y genera las corrientes de fase, la velocidad y el par de carga. Mediante un archivo de interconexión (Conex.T) se declara la interconexión las señales. El control por pasividad se hizo en un archivo de tiempo discreto ConPas1k.T, el cual recibe las variables del modelo del motor y genera los voltajes requeridos, el tiempo de muestreo de sistema de tiempo discreto fue de 100 $\mu$ s. En la figura 4 se

muestra las relaciones de señales entre los diferentes archivos. En el apéndice 1 se muestra el código de cada uno de los archivos.



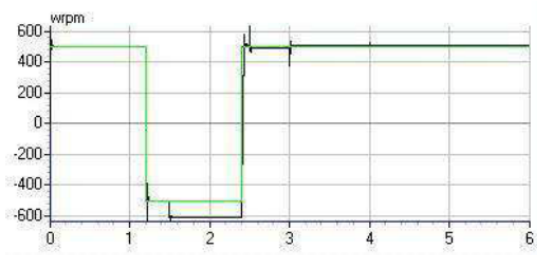
**Fig. 4. Representación a bloques del motor con controlador en Simnon.**

Una vez capturado el modelo del sistema en Simnon, se procedió a sintonizar las ganancias del controlador. De acuerdo a la ecuación (22), cualquier valor positivo de ellas puede ser usado. Sin embargo al correr las simulaciones se observó que a medida que el valor de  $\gamma_2$  se hacía más grande aumentaba el rizo en el par. El valor de las ganancias que mejores resultados dieron son  $\gamma_1 = 10$  y  $\gamma_2 = 1$ .

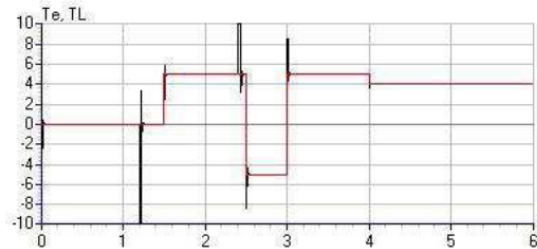
#### IV. Pruebas y Resultados

Para comprobar la efectividad del control por pasividad, se simuló considerando el par de carga y la velocidad variables. En la figura 5 se muestran los resultados de la simulación de la velocidad. La velocidad deseada es de 500rpm que está de color verde, la respuesta simulada (de color negro) se aproxima con muy poco error en este rango. Cuando la velocidad deseada es -500rpm el error es menor al 10%. Cuando nuevamente la velocidad es positiva el error es pequeño.

En la figura 6 se muestra el par de carga y el par generado por el motor. De 0 a  $t = 1.2s$  el de carga es 0Nm, de 1.2s a 2.5s  $T_L = 5Nm$ , de 2.5 a 3s  $T_L = -5Nm$ , de 3s a 4s 5Nm y de 4s a 6s  $T_L = 4Nm$ . Como se puede ver, el par generado por el motor es el mismo que el de carga, excepto cuando hay cambios de velocidad.

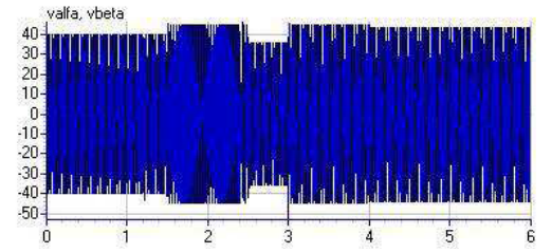


**Fig 5. Velocidad deseada y su respuesta**



**Fig. 6. Par de carga y par producido por el motor**

En la figura 7 se muestran las gráficas de  $v_{\alpha}$  y  $v_{\beta}$ , y en la figura 8 se muestran los voltajes de las fases en a, b y c, en ambos casos los voltajes están acotados entre  $\pm 50V$  y tienen patrones muy similares. La figura 9 muestra el voltaje de  $\beta$  vs voltaje en  $\alpha$ , como se puede ver todos los voltajes se encuentran dentro de un círculo de aproximadamente 50V como lo predice la teoría.



**Fig. 7. Gráfica del Voltaje alfa y beta vs tiempo**

La figura 10 muestra la corriente en  $\alpha$  y  $\beta$ , la mayor parte del tiempo se mantiene acotado en el rango de  $\pm 5A$ , excepto cuando ocurren cambios bruscos de velocidad, en esos momentos se tienen picos de corriente de 10A y -35A. La figura 11 muestra las corrientes de las fases a, b y c, comparándola con la figura 10, ambas gráficas tienen perfiles muy parecidos, ya que la



transformación entre uno y otro sistema es una constante.

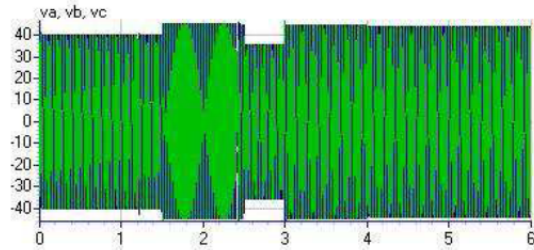


Fig. 8. Gráfica de voltaje de cada fase

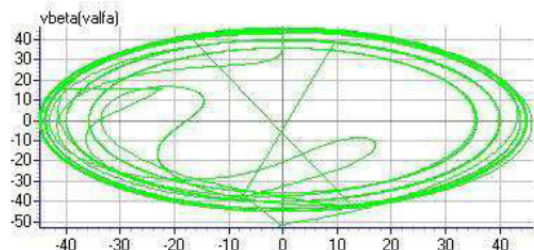


Fig. 9. Voltaje en beta vs voltaje alfa

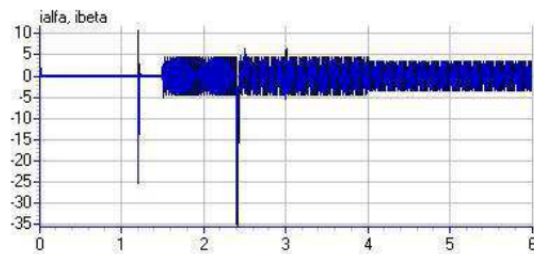


Fig. 10. Gráfica de la corriente el alfa y beta vs tiempo

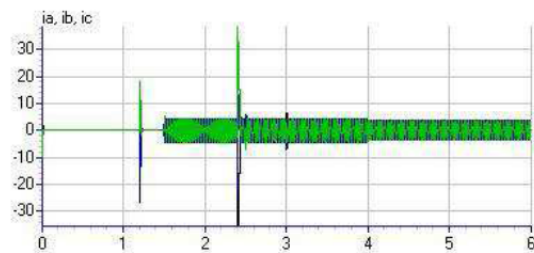


Fig. 11. Gráfica de la corriente de cada fase

## VI. Conclusiones

En este trabajo se mostró que la forma en que se realiza el control de un motor de imanes permanentes por la técnica de pasividad, con su respectiva demostración de estabilidad. Para su realización se requiere tener las mediciones del par de carga y la posición del rotor.

Para su comprobación se realizó el modelo del motor en Simnon, por ser muy flexible y fácil de usar, y se comprobó que para velocidades positivas se tiene una muy buena respuesta tanto en par como en velocidad. Para velocidades negativas se tiene un error menor al 10%.

Como trabajos futuros se pretende trabajar en un estimado de carga y observar la respuesta del controlador. También se pretende realizar la comprobación experimental del controlador y comparar las ventajas de este controlador contra los usados comúnmente como son el de campo orientado y el directo de par.

## VII. Autores

**F. Hugo Ramírez Leyva** obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en electrónica por el Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica. Actualmente es profesor investigador, adscrito al Instituto de Electrónica y Mecatrónica de la Universidad Tecnológica de la Mixteca. Actualmente es estudiante de doctorado en Ingeniería Mecatrónica en la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla.

**Jacob J. Vásquez Sanjuan.** Es Ingeniero en electrónica egresado de la BUAP, obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en Electrónica en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), realizó estudios en el doctorado en Electrónica y Computación en la Universidad Tecnológica de la Mixteca y actualmente realiza su tesis doctoral en modelado de flujo vehicular

**Edgar Peralta Sánchez.** Licenciado en Electrónica por la BUAP, Puebla, México

(1995). Maestro en ciencias con especialidad en Ingeniería Electrónica por LA UDLAP, Puebla, (1999). PhD en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Manchester, Reino Unido. (2006). Actualmente es Catedrático en el Departamento de Ingenierías de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP).

### VIII. Referencias

- [1] Zeroug. H and Hocine. L, "Sensorless Control of a Surface Mounted Permanent Magnet Motor by Signal Injection Associated with Space Vector Modulation Technique", pag 1573-1580, Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09.
- [2] Dariusz Świerczyński, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Doctoral Thesis, Warszawa, 2005, Warsaw University Of Technology.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu & K. W. Lim. "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motro Drives". IEEE Transactions on Power Electrónics, Vol. 12, No. 3, May 1997.
- [4] Linares-Flores, J., Sira-Ramírez, H., Yescas-Mendoza, E. and Vásquez-Sanjuan, J. J. (2011), "A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-DC motor system". Asian Journal of Control, 13: n/a. doi: 10.1002/asjc.234.
- [5] H. Sira-Ramírez, R. Silva-Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", Springer-Verlag, Power Systems Series, London, 2006.
- [6] J. Linares-Flores, J. Reger, H Sira-Ramírez, "A time-varying linear state feedback tracking controller for a Boost-converter driven DC machine", in Proc. 4th IFAC-Symposium on Mechatronic Systems, Heidelberg, Germany, pp. 926-931, Sep. 2006.
- [7] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramírez, J. Reger, and R. Silva-Ortigoza, "An exact tracking error dynamics passive output feedback controller for a buck-Boost-converter driven DC motor", In Proc. IEEE International Power Electronics Congress, Cholula, Pue., México, pp. 1-5, October 2006.
- [8] J. Linares-Flores, J. Reger, and H. Sira-Ramírez, "Sensorless tracking control of two DC-drives via a double Buck-converter", In Proc. 45Th IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA, USA, pp. 6229-6234, December 2006.
- [9] Simnon, "http://dctrl.fi-b.unam.mx/tutoriales/digital/simnon21.html . Fecha de último acceso 22/Ocubre/2010.
- [10] Vladan Petrovic, Romeo Ortega, and Aleksandar M. Stankovic; Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of PM Synchronous Motors; IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 6, November 2001.

#### Modelo de la planta ModPMSM.T

CONTINUOUS SYSTEM ModPMSM  
 "Este archivo simula el motor e inversor  
 "Las entradas son los voltajes de fase.  
 "Las salidas son las corrientes de fase y la velocidad  
 "Created: 13/03/2011

" Inputs and outputs:  
 INPUT Vakk Vbkk Vckk  
 OUTPUT iakk ibkk ickk wrpmmk TLkk

STATE id iq w teta  
 DER did diq dw dteta  
 TIME t

"Envia y recibe variables  
 va=Vakk  
 vb=Vbkk  
 vc=Vckk  
 iakk=ia  
 ibkk=ib

```

ickk=ic
wrpmkk=wrpm

"Modelo del motor
did=(Vd+w*Lq*iq-R*id)/Ld
diq=(Vq-w*(Ld*id+Ppm)-R*iq)/Lq
Te1=(3/2)*P*( id*iq*(Ld-Lq)+iq*Ppm )
Te2=if Te1<Temax then Te1 else Temax
Te= if Te2>-Temax then Te2 else -Temax

dw=P*(Te-TL)/J - B*w/J

utao1=if t<1.5 then 0 else 5
utao2=if t<2.5 then 0 else -10
utao3=if t<3.0 then 0 else 10
utao4=if t<4.0 then 0 else -1
TL2=utao1+utao2+utao3+utao4+0.0001
TL=TL2
TLkk=TL

dteta=w
wmec=w/P
wrpm=wmec*30/pi "Velocidad en rpm
wkk=wrpm

"Transformacion alfa beta
Valfa=(2/3)*(va-vb/2-vc/2)
Vbeta=(2/3)*(sqrt(3)/2)*(vb-vc)
Vo=va+vb+vc

Vd=Valfa*cos(teta)+Vbeta*sin(teta)
Vq=-Valfa*sin(teta)+Vbeta*cos(teta)

ialfa=id*cos(teta)-iq*sin(teta)
ibeta=id*sin(teta)+iq*cos(teta)

"CAMBIO
ia=id*cos(teta) - iq*sin(teta)
ib=id*cos(teta-2*pi/3) - iq*sin(teta-2*pi/3)
ic=id*cos(teta+2*pi/3) - iq*sin(teta+2*pi/3)

" Initializations:
pi=3.1416
Vdc=300
P=3
Ppm=0.2547
J=14.1e-4

```

```

R=0.86
Lq=0.00665
Ld=0.00665
Tf=0
B=0.00038
Temax=10
END

```

### Modelo del controlador ConPas1k.T

```

DISCRETE SYSTEM ConPas1k
" Este archivo implementa el control por
pasividad en un motor PMSM
"Created: 3/05/2011
"Sistema de control en tiempo discreto
"Se uno con ModPMSM y Conex1

INPUT iakk ibkk ickk wrpmkk TLkk
OUTPUT Vakk Vbkk Vckk

" States and time variables:
STATE inwrpmka
NEW inwrpmk
TIME t
TSAMP ts
ts=t+h
h=10e-5

"Envia y recibé Variables
Vakk=vak2
Vbkk=vbk2
Vckk=vck2
iak=iakk
ibk=ibkk
ick=ickk
TLk=TLkk
wrpmk=wrpmkk
inwrpmk=inwrpmka+(h*wrpmk*P*pi)/30
arotk=inwrpmk

ialfak=(2/3)*(iak-ibk/2-ick/2)
ibetak=(2/3)*(sqrt(3)/2)*(ibk-ick)
iok=iak+ibk+ick
idk=ialfak*cos(arotk) + ibetak*sin(arotk)
iqk=-ialfak*sin(arotk) + ibetak*cos(arotk)

"CONTROLADOR DE VELOCIDAD

```

```

es1=if t>1.2 then -2 else 0
es2=if t>2.4 then 2 else 0
wref=500*(es1+es2+1) "En RPM
wref2=wref*pi*P/(30) "Eléctrican con factor
de corrección
ewk=wref-wrpmk

idbk=0

iqbk=(TLk+B*wref2/P)*2/(3*Ppm*P)*(B*wref)/
Kt
vdbk=R*idbk-wref2*Lq*iqbK
vqbK=(R*idbk)+wref2*(Ld*iqbK+Ppm)

lambda1=10
lambda2=1
Vdslk=vdbk-lambda1*(idk-idbk)
Vqslk=vqbK-lambda2*(iqk-iqbK)

Vd1k=if Vdslk>Vdc then Vdc else Vdslk
Vdk=if Vd1k<-Vdc then -Vdc else Vd1k
Vq1k=if Vqslk>Vdc then Vdc else Vqslk
Vqk=if Vq1k<-Vdc then -Vdc else Vq1k

vak2=vdk*cos(arotk) - vqk*sin(arotk)
vbk2=vdk*cos(arotk-2*pi/3) - vqk*sin(arotk-
2*pi/3)
vck2=vdk*cos(arotk+2*pi/3) -
vqk*sin(arotk+2*pi/3)

valfak=vdk*cos(arotk) - vqk*sin(arotk)
vbetak=vdk*sin(arotk) + vqk*cos(arotk)

" Parameter values:
pi=3.1416
Vdc=120
P=3
Ppm=0.2547
J=14.1e-4
R=0.86
Lq=0.00665
Ld=0.00665
Tf=0
B=0.00038
Kt=0.272
END

```

### Archivo de Interconexión Conex1.T

```

CONNECTING SYSTEM Conex1
"Archivo de interconexion
"Created: 13/03/2011

" Time, if needed:
TIME t
Vakk[ModPMSM]=Vakk[ConPas1k]
Vbkk[ModPMSM]=Vbkk[ConPas1k]
Vckk[ModPMSM]=Vckk[ConPas1k]
iakk[ConPas1k]=iakk[ModPMSM]
ibkk[ConPas1k]=ibkk[ModPMSM]
ickk[ConPas1k]=ickk[ModPMSM]

wrpmkk[ConPas1k]=wrpmkk[ModPMSM]
TLkk[ConPas1k]=TLkk[ModPMSM]

" Connections:

END

```

### Macro Macro1.T

```

MACRO Macro1
"Macro para la simulacion del control por
pasividad
"Created: 13/03/2011

" Enter commands here:
syst ModPMSM ConPas1k Conex1
store Te TL wrpm teta arotk valfak vbetak Wref
ewk w
simu 0 6 10e-5
split 2 1
ashow wrpm wref
text 'wrpm'
ashow Te TL
text 'thk'

END

```

### Apéndice 1. Modelo en Simnon