



# **INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

---

---

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y  
ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

## **CONTROL DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO**

### **T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:**

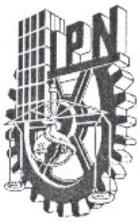
**Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica**

**P R E S E N T A:**

**ING. JORGE SANTANA GARCÍA**



**MÉXICO, D.F. DICIEMBRE DE 2012**



# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

## ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 12:00 horas del día 6 del mes de Diciembre del 2012 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de ESIME-Zacatenco para examinar la tesis titulada:

### “CONTROL DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO”

Presentada por el alumno:

**SANTANA**  
Apellido paterno

**GARCÍA**  
Apellido materno

**JORGE**  
Nombre(s)

Con registro: 

B	1	0	2	1	5	8
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

### MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron *APROBAR LA TESIS*, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

#### LA COMISIÓN REVISORA

Director(a) de tesis

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

Presidente

DR. LESZEK ZBIGNIEW KAWECKI  
ZLOTKOWSKA

Segundo Vocal

DR. RAÚL ÁNGEL CORTÉS MATEOS

Tercer Vocal

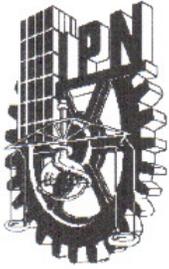
M. EN C. TOMAS IGNACIO ASIAIN  
OLIVARES

Secretario

DR. DAVID ROMERO ROMERO

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR  
POSGRADO E INVESTIGACION



# **INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

**SECRETARIA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

## **CARTA CESIÓN DE DERECHOS**

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día **9** del mes de **Diciembre** del año **2012**, el que suscribe **Jorge Santana García**, alumno del Programa de **Maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica** con número de registro **B102158**, adscrito a la **Sección de Estudios de Posgrado e Investigación** de la **ESIME Unidad Zacatenco del IPN**, manifiesta que es autor intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas**, y cede los derechos del trabajo titulado: "**Control del Sistema de Tracción de un Vehículo Eléctrico**", al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos del trabajo sin permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las direcciones: **jsantanag\_87@hotmail.com** y/o **jjrodriguezr@ipn.mx**.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

---

Ing. Jorge Santana García

---

---

## **RESUMEN.**

El desarrollo de esta tesis está enfocado al diseño e implementación de un sistema de tracción para un vehículo eléctrico impulsado por una máquina síncrona de imanes permanentes controlada por medio de la técnica de control por campo orientado y empleando un sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores. La estación de carga de los supercapacitores fue desarrollada en otra tesis, al igual que el desarrollo de un convertidor CD-CD requerido para el accionamiento de la MSIP. Esta tesis forma parte del proyecto “Desarrollo de un prototipo de Vehículo Eléctrico SUPERCAP para la Ciudad de México” (Proyecto:PICC010-95).

Para desarrollar el sistema de tracción eléctrica se realizó la simulación en el programa MATLAB/SIMULINK para evaluar el desempeño y obtener los ajustes adecuados para realizar la implementación. La implementación se llevó a cabo en el laboratorio de electrónica de potencia y se montó en la estructura de un automóvil con el cual se desarrollaron las pruebas. Para lograr la implementación se utilizó un DSC TMS320F28335 marca Texas Instruments, un inversor fuente de voltaje marca Powerex 1200 V-75 A, una fuente de voltaje TDK-Lambda GEN 300 V-17 A, una máquina síncrona de imanes permanentes marca Control Techniques de 5 HP 240 V-13 A, un módulo de 6 supercapacitores marca Maxwell de 145 F 48 V-130 A cada uno y la estructura de un vehículo marca GEM 150E, además de un cargador de supercapacitores y un convertidor CD/CD realizados en otras tesis.

Se obtuvieron resultados experimentales satisfactorios en la implementación del control por campo orientado de la máquina de imanes permanentes, cumpliendo con el objetivo principal.

---

---

## **ABSTRACT.**

This thesis addresses the design and implementation of an Electric Vehicle Traction System powered by a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) which is controlled by using Field Oriented Control and energy storage system based in ultracapacitors. The ultracapacitor's charging station and the DC/DC converter necessary for driving the PMSM were developed in other thesis. This thesis is part of the project: "Desarrollo de un prototipo de Vehículo Eléctrico SUPERCAP para la Ciudad de México" (Proyecto:PICC010-95).

In order to develop the traction system a simulation was carried out on MATLAB/Simulink to evaluate the performance and get the appropriate settings for deployment. Whole implementation was carried out in the power Electronics Laboratory and assembled in a chassis of a car in which the tests were made. A TMS320F28335 Texas Instruments Digital Signal Controller, a Powerex 1200V-75A Source Voltage Inverter, a Control Techniques 5HP-240V-13A PMSM, six Maxwell 145F-48V-130A ultracapacitors and the GEM chassis of a car were used to get the functional system.

In the development of this work were gotten satisfactory experimental results in the implementation of the PMSM controlled by FOC, achieving the main objective.

---

---

# CONTENIDO

RESUMEN.....	i
ABSTRACT.....	ii
CONTENIDO.....	iii
LISTA DE FIGURAS.....	vi
LISTA DE TABLAS.....	ix
GLOSARIO DE TÉRMINOS.....	x
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Estado del Arte.....	2
1.2. Justificación.....	3
1.3. Objetivo de la tesis.....	3
1.4. Alcance.....	4
1.5. Estructura de la Tesis.....	4
CAPÍTULO II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VE.....	6
2.1. Introducción.....	6
2.2. Historia del <i>VE</i> .....	6
2.3. Máquinas Eléctricas Empleadas en Vehículos Eléctricos.....	8
2.4. Técnicas de Control Vectorial para Máquinas Eléctricas de CA.....	9
2.4.1. Control Directo de Par.....	10
2.4.2. Control de Campo Orientado.....	12
2.5. Partes que Conforman el Sistema de Tracción.....	14
2.5.1. La Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.....	16
2.5.2. El Inversor.....	18
2.5.3. El <i>DSC</i> .....	19
2.5.4. Los Supercapacitores.....	20
2.5.5. El Diferencial.....	21
2.6. Modelo de la MSIP.....	22
2.7. Modelo Promedio del Inversor.....	23
2.8. Sintonización de los Lazos de Control PI.....	24
2.9.1. Diseño del Lazo de Control de Corriente.....	26
2.9.2. Diseño del Lazo de Control de Velocidad.....	27
2.9. Descripción General del Movimiento del Vehículo.....	28
2.9.1. Fuerzas de Oposición al Movimiento del Vehículo.....	28
2.9.2. Ecuación Dinámica del Vehículo.....	31

---

---

CAPÍTULO III. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO. ....	34
3.1. Introducción .....	34
3.2. Modelo General del Sistema de Tracción.....	34
3.3. Simulación del Modelo del Vehículo. ....	43
CAPÍTULO IV. DESARROLLO, COMPROBACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO. ....	51
4.1. Introducción .....	51
4.2. Descripción del Equipo Utilizado en el Desarrollo del Prototipo.....	51
4.2.1. Fuente de <i>CD</i> . ....	51
4.2.2. El Inversor. ....	52
4.2.3. El <i>DSC</i> . ....	53
4.2.4. La Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.....	55
4.2.5. Los Supercapacitores.....	56
4.2.6. El Chasis del Vehículo. ....	57
4.3. Uso de Code Composer Studio.....	58
4.3.1. Registros para la Habilitación de Periféricos. ....	58
4.3.2. Módulo de Reloj del DSC. ....	59
4.3.3. Módulo PWM.....	60
4.3.4. Modulo de Interrupciones.....	62
4.3.5. Módulo QEP.....	65
4.3.6. Módulo ADC.....	66
4.4. Macros con Funciones Predeterminadas.....	68
4.4.1. Biblioteca IQ-Math.....	68
4.4.2. Macro de Transformación CLARKE-PARK. ....	71
4.4.3. Macro de Generación de Vectores Espaciales SVGEN. ....	72
4.4.4. Macro de Cálculo de Velocidad SPEED REF.....	73
4.4.5. Macro de los Controladores Digitales PID.....	74
4.4.6. Macro del Controlador de Pulsos del Decodificador de Cuadratura QEP. ....	75
4.5. Implementación de los Algoritmos de Control.....	76
4.6. Diagramas de Conexión.....	81
CAPÍTULO V. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	86
5.1. Introducción.....	86
5.2. Resultados Experimentales del Control por Campo Orientado. ....	86

---

---

---

---

CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	92
6.1. Introducción.....	92
6.2. Conclusiones.....	92
6.3. Recomendaciones.....	93
REFERENCIAS.....	94
APÉNDICE A. TRANSFORMACIÓN DE CLARKE Y PARK.....	98
A.1 . Transformación de Coordenadas.....	98
A.2 . Obtención del Modelo de la MSIP.....	100
APÉNDICE B. CÓDIGO PARA EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO.....	104
B.1 . Inclusión de Archivos Cabecera y Llamado de Funciones.....	104
B.2 . Código Principal.....	106
APÉNDICE C. DISEÑO DE LA BRIDA.....	110

---

# LISTA DE FIGURAS.

## CAPÍTULO II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VE.

Figura 2. 1. Representación del Control Directo de Par.....	10
Figura 2. 2. Trayectoria del Comando del Vector de Flujo.....	11
Figura 2. 3. Representación del Control por Campo Orientado.....	13
Figura 2. 4. Modelo General del Sistema de Tracción del VE.....	16
Figura 2. 5. MSIP Empleada en este Proyecto [32] .....	17
Figura 2. 6. Inversor Empleado en este Proyecto [33]. .....	18
Figura 2. 7. DSP Empleado en este Proyecto [34]. .....	19
Figura 2. 8. Módulo de SC Empleados en este Proyecto [36].....	20
Figura 2. 9. Transeje Empleado en este Proyecto.....	21
Figura 2. 10. Circuitos Equivalentes en Coordenadas $dq$ .....	22
Figura 2. 11. Modelo Promedio del Inversor.....	24
Figura 2. 12. Diagrama a Bloques del Motor en el Eje $dq$ . .....	25
Figura 2. 13. Diagrama a Bloques del Lazo de Corriente. ....	26

## CAPÍTULO III. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO.

Figura 3. 1. Modelo General del Sistema de Tracción. ....	34
Figura 3. 2. Diagrama de Simulación del Modelo <b>FUENTE CD</b> . .....	35
Figura 3. 3. Diagrama de simulación del bloque <b>INVERSOR</b> . .....	35
Figura 3. 4. Señales de Voltaje de Control ( $da, db$ y $dc$ ) de Entrada al Inversor.....	36
Figura 3. 5. Señales de Voltaje a la Salida del Inversor. ....	36
Figura 3. 6. Diagrama de Simulación del Bloque <b>MSIP</b> . .....	37
Figura 3. 7. Diagrama de Simulación para Ajustar las Señales <b>VA, VB</b> y <b>VC</b> .....	37
Figura 3. 8. Transformación directa. a) Transformación de Clarke. b) Transformación de Park.....	38
Figura 3. 9. Transformación Inversa. a) Transformación de Park. b) Transformación de Clarke. ....	38
Figura 3. 10. Diagrama de Simulación del Bloque <i>Modelo Motor</i> . .....	39
Figura 3. 11. Diagrama de Simulación del Bloque <b>Par</b> . .....	39
Figura 3. 12. Diagrama de Simulación para la Obtención de las Tres Corrientes.....	40
Figura 3. 13. Simulación de una Integral Discreta en Simulink.....	40
Figura 3. 14. Simulación de la Comparación de la Velocidad Real y la Velocidad de Referencia.....	40
Figura 3. 15. Controlador <b>PI</b> de Velocidad.....	41
Figura 3. 16. Saturación del Controlador para Mantener el Valor Nominal de Salida. ....	41
Figura 3. 17. Diagrama Completo del Control por Campo Orientado en el Bloque <b>FOC</b> ...	42

---

Figura 3. 18. Diagrama de simulación del bloque <b>VEHICULO</b> .....	43
Figura 3. 19. Diagrama de simulación en el bloque <b>Integral</b> .....	43
Figura 3. 20. Perfil Empleado para la Simulación del Vehículo Avanzando al Frente.....	45
Figura 3. 21. Perfil Empleado para la Simulación del Vehículo Avanzando Hacia Atrás...	45
Figura 3. 22. Corrientes de Fase y Voltajes de Línea en las Terminales del Motor.....	46
Figura 3. 23. Resultados Obtenidos de la Simulación del Comportamiento del Vehículo. .	48
Figura 3. 24. Gráficas de las Corrientes en el Marco <b>dq</b> . ....	49
Figura 3. 25. Gráfica del Cálculo de la Posición Mantenida Dentro del Límite $0 - 2\pi$ . ....	49
Figura 3. 26. Voltajes del Motor en el Marco de Referencia <b>dq</b> . ....	50

## **CAPÍTULO IV. DESARROLLO, COMPROBACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO.**

Figura 4. 1. Fuente TDK Lambda Gen 300-17. ....	51
Figura 4. 2. Montaje de la Jaula de Faraday.....	53
Figura 4. 3. a) Base de Acoplamiento C2000 b) Tarjeta de Control TMS320F28335.....	54
Figura 4. 4. Esquema de la Arquitectura del F2833x. ....	55
Figura 4. 5. Acoplamiento Mecánico Motor-Diferencial.....	56
Figura 4. 6. Cargador de Supercapacitores [21]. ....	57
Figura 4. 7. Carrocería del VE [26].....	57
Figura 4. 8. Diagrama a Bloques de los Pines de Propósito General. ....	58
Figura 4. 9. Diagrama del Módulo del Reloj.....	59
Figura 4. 10. Subregistros del registro SYSCLKOUT. ....	60
Figura 4. 11. Diagrama a Bloques del Módulo ePWM. ....	61
Figura 4. 12. Subregistros del Registro TBCTL.....	61
Figura 4. 13. Fuentes de Reinicio.....	62
Figura 4. 15. Registros Necesarios para obtener una Interrupción.....	63
Figura 4. 14. Distribución de Interrupciones por medio del PIE.....	63
Figura 4. 16. Habilitación de Registros para Obtener Interrupciones. ....	64
Figura 4. 17. Estructura Interna del PIE. ....	64
Figura 4. 18. Registros Correspondientes del PIE.....	65
Figura 4. 19. Diagrama a Bloques del QEP.....	65
Figura 4. 20. Diagrama a Bloques del ADC.....	66
Figura 4. 21. Subregistros del Registro ADCTRL 1. ....	67
Figura 4. 22. Representación Fraccionaria de un Número Binario. ....	68
Figura 4. 23. Representación de un Número en diferentes Formatos IQ. ....	69
Figura 4. 24. Uso de la Biblioteca IQ-Math. ....	69
Figura 4. 25. Conversión de operaciones IQ Math a Punto Fijo y Flotante. ....	70
Figura 4. 26. Diagrama de la Implementación por Campo Orientado. ....	76
Figura 4. 27. Diagrama General de los Procesos del DSC.....	79
Figura 4. 28. Diagrama de Flujo de la Interrupción de Protección. ....	80

---

---

Figura 4. 29. Diagrama del Sistema de Potencia.....	81
Figura 4. 30. Diagrama de Control para el Accionamiento de los Relevadores.....	81
Figura 4. 31. Baterías RODA de 12 VCD.....	82
Figura 4. 32. Diagrama de Conexión del VE. ....	82
Figura 4. 33. Tarjeta de Control y DSC Montados.....	83
Figura 4. 34. Tablero con Indicadores LED. ....	84
Figura 4. 35. Conexión de la Protecciones. ....	84
Figura 4. 36. Modulo de SCs Montado en el VE. ....	85
Figura 4. 37. Montaje del Inversor en el VE. ....	85

## **CAPÍTULO V. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.**

Figura 5. 1. Señales de Salida del modulo SVGEN. ....	87
Figura 5. 2. Calculo de los Voltajes de Fase y Conversión de las Corrientes de Fase.....	88
Figura 5. 3. Obtención de la Posición de la MSIP.....	88
Figura 5. 4. Corrientes Medidas y Graficadas de las Fases Ay B. ....	89
Figura 5. 5. Señales de posición y del Módulo PWM. ....	90
Figura 5. 6. Gráficas de las Señales de Corriente en el Marco <b>dq</b> .....	91
Figura 5. 7. Grafica Comparativa de la Velocidad Simulada y Velocidad Real. ....	91

## **APÉNDICE A. TRANSFORMACIÓN DE CLARKE Y PARK.**

Figura A. 1. Transformación Clarke <b>ABC</b> – <b>dsqs</b> .....	98
Figura A. 2. Transformación de Coordenadas <b>dsqs</b> a <b>dq</b> .....	99

## **APÉNDICE C. DISEÑO DE LA BRIDA.**

Figura C. 1. Vistas de la Brida empleada para el montaje de la <b>MSIP</b> . ....	110
Figura C. 2. Vista en Isométrico de la Brida. ....	111

---

# LISTA DE TABLAS.

## **CAPÍTULO II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VE.**

Tabla 2. 1. Tabla de Vectores Óptimos de Voltaje.....	12
Tabla 2. 2. Parámetros de la MSIP Control Techniques. ....	17
Tabla 2. 3. Parámetros del Inversor Powerex. ....	18
Tabla 2. 4. Parámetro del DSC Texas Instrument C2000. ....	19
Tabla 2. 5. Parámetros Supercapacitores Maxwell.....	20
Tabla 2. 6. Datos del Diferencial.....	21

## **CAPÍTULO III. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO.**

Tabla 3. 1. Parámetros empleados para la simulación.....	44
--	----

## **CAPÍTULO IV. DESARROLLO, COMPROBACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO.**

Tabla 4. 1. Descripción de las Terminales de Interfaz con el DSC.....	52
Tabla 4. 2. Parámetros del Cargador. ....	56
Tabla 4. 3. Voltajes Correspondientes a las Terminales.....	83
Tabla 4. 4. Indicadores del Tablero. ....	83

---

---

## GLOSARIO DE TÉRMINOS.

$A_f$	Área frontal del vehículo.
$A$	Ampere.
$ADC$	Convertidor analógico-digital.
$AW$	Anti-Windup.
$a$	Brazo de palanca donde se aplica la fuerza sobre la llanta.
$\alpha$	Ángulo de inclinación de la calle.
$B$	Coefficiente de fricción viscosa.
$C_d$	Coefficiente de arrastre aerodinámico.
$C$	Capacitancia
$CA$	Corriente Alterna.
$CD$	Corriente Directa.
$d_a, d_b, d_c$	Señales de control para el modelo promedio del inversor que representan a los voltajes de fase en el estator de la máquina.
$d_{ab}, d_{bc}, d_{ca}$	Señales de control para el modelo promedio del inversor que representan a los voltajes de línea en el estator de la máquina.
$d_f$	Factor de proporción de par en el eje.
$d, q$	Marco de referencia síncrono referido al rotor de la máquina.
$d^s, q^s$	Marco de referencia rotatorio referido al rotor de la máquina.
$dB$	Decibeles.
$DSC$	Controlador de Señales Digitales.
$DSP$	Procesador de Señales Digitales.
$DTC$	Control directo de par.
$DTFC$	Control directo de par y flujo.
$eff$	Eficiencia mecánica del sistema de engranes del diferencial.
$fs$	Frecuencia de muestreo.
$F$	Faraday
$F_g$	Fuerza debida a la inclinación de la calle.
$F_r$	Fuerza de resistencia debido al rodamiento.
$F_t$	Fuerza de tracción proporcionada por la máquina.
$F_{tr}$	Fuerza de oposición al movimiento del vehículo.
$F_w$	Fuerza de arrastre aerodinámico.
$f_r$	Coefficiente de resistencia de rodamiento.
$FEM$	Fuerza electromotriz.
$FOC$	Control por campo orientado.
$G_{OP}$	Ganancia del controlador en lazo abierto.

---

GPIO	Multiplexor de entrada/salida de propósito general.
$g$	Aceleración de la gravedad.
$\gamma$	Angulo entre el flujo del rotor y flujo del estator.
H	Henry.
Hz	Hertz.
$H_{Te}$	Nivel de salida digital del controlador de par.
$H_{\Psi}$	Nivel de salida digital del controlador de flujo.
$HB_{Te}$	Ancho de la banda de histéresis del controlador de par.
$HB_{\Psi}$	Ancho de la banda de histéresis del controlador de flujo.
$I_{CD}$	Corriente en el bus de directa del inversor.
$I_{RB}$	Corriente de la máquina a rotor bloqueado.
$I_a$	Corriente de armadura en una máquina de CD.
$I_f$	Corriente de campo en una máquina de CD.
$I_n$	Corriente nominal de la máquina.
$I_s$	Vector de corriente del estator de la máquina.
$i_a, i_b, i_c$	Corrientes de fase en el estator de la máquina.
$i_d$	Componente en el eje directo del vector de corriente del estator.
$i_o$	Componente cero del vector de corriente del estator.
$i_q$	Componente en el eje de cuadratura del vector de corriente del estator.
$I_s$	Vector de corriente en el estator de la máquina.
ICyTDF	Instituto de Ciencia y Tecnología de Distrito Federal.
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada.
$J$	Inercia del rotor.
$J_w$	Inercia en las ruedas.
$J_m$	Inercia en la flecha del motor.
$k_{PWM}$	Constante del inversor empleando una modulación sinusoidal.
$k_{iI}$	Ganancia integral del controlador de corriente.
$k_{iW}$	Ganancia integral del controlador de velocidad.
$k_{pI}$	Ganancia proporcional del controlador de corriente.
$k_{pW}$	Ganancia proporcional del controlador de velocidad.
$k_t$	Constante de proporcionalidad inherente a cada máquina
$km$	Kilómetro.
$L_{dm}$	Componente de la inductancia de magnetización en el eje directo.
$L_d$	Componente de la inductancia en el eje directo.
$L_m$	Inductancia de magnetización.
$L_{qm}$	Componente de la inductancia de magnetización en el eje de cuadratura.
$L_q$	Componente de la inductancia en el eje de cuadratura.
$L_r$	Inductancia del rotor de la máquina.

---

---

$L_s$	Inductancia del estator de la máquina.
$L_{s'}$	Inductancia de dispersión del estator de la máquina.
$m$	Metro.
$M$	Peso del vehículo.
$MF$	Margen de fase.
$MI$	Máquina de Inducción.
$MSIP$	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.
$min$	Minuto
$NdFeB$	Neodimio-hierro-boro.
$Nm$	Newton-metro.
$n$	Relación de engrames
$P_n$	Potencia nominal de la máquina.
$P$	Numero de polos de la máquina.
$PI$	Controlador Proporcional-Integral.
$PWM$	Modulación por ancho de pulso.
$\pi$	$\pi$
$P$	Fuerza de reacción del suelo sobre la llanta.
$PIE$	Bloque de expansión de interrupción de periféricos.
$R_s$	Resistencia del estator de la máquina.
$rad$	Radián.
$rev$	Revolución.
$rpm$	Revoluciones por minuto.
$r_d$	Radio efectivo de la llanta.
$\rho$	Densidad del aire.
$s$	Segundo
$S$	Variable en el dominio de Laplace.
$SCs$	Supercapacitores.
$S_1, \dots, S_6$	Sectores para la ubicación del vector de flujo en el estator.
$T_e^*$	Par electromagnético de referencia para la máquina.
$T_e$	Par electromagnético desarrollado por la máquina.
$T_{eRB}$	Par electromagnético desarrollado por la máquina a rotor bloqueado.
$T_l$	Par de carga.
$T_m$	Par que actúa en la flecha del motor.
$T_r$	Par de resistencia debido al rodamiento.
$T_w$	Par que actúa sobre las ruedas.
$T_s$	Tiempo de muestreo.
$T_{sc}$	Tiempo de muestreo del DSC.
$\theta_e$	Posición eléctrica del rotor de la máquina.

---

---

V	Volt.
$V_a^*, V_b^*, V_c^*$	Voltajes trifásicos de referencia para el estator de la máquina.
$\overline{V_{tri}}$	Valor pico de la señal triangular para realizar la modulación sinusoidal.
$V_{CD}$	Voltaje en el bus de directa del inversor.
$V_a, V_b, V_c$	Voltajes en el estator de la máquina.
$V_n$	Voltaje nominal de la máquina.
$v_d$	Componente en el eje directo del vector de voltaje en el estator.
$v_q$	Componente en el eje de cuadratura del vector de voltaje en el estator.
v	Velocidad del vehículo.
VE	Vehículos Eléctricos.
VH	Vehículos Híbridos.
VSI	Inversor Fuente de Voltaje.
$\phi_{OL}$	Fase de la función de transferencia en lazo abierto.
$\Omega$	Ohm.
W	Watt.
Wb	Webber.
$\omega_w$	Velocidad angular de las ruedas.
$\omega_m$	Velocidad mecánica del rotor de la máquina.
$\omega_e$	Velocidad eléctrica del flujo en el estator de la máquina.
$\omega_{cW}$	Frecuencia de corte de la función de transferencia del lazo de velocidad.
$\omega_{cI}$	Frecuencia de corte de la función de transferencia del lazo de corriente.
$W_{m_n}$	Velocidad nominal desarrollada por la máquina.
$W_{m_{máx}}$	Velocidad máxima desarrollada por la máquina.
$\Psi_s^*$	Vector de flujo de referencia de la máquina.
$\Psi_{IP}$	Flujo de los imanes permanentes de la máquina.
$\Psi_d$	Componente en el eje directo del vector de flujo en el estator.
$\Psi_o$	Componente cero del vector de flujo en el estator.
$\Psi_q$	Componente en el eje de cuadratura del vector de flujo en el estator.
$\Psi_r$	Vector flujo del rotor.
$\Psi_s$	Vector del flujo del estator.

---

---

# CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.

En la actualidad los vehículos eléctricos (*VE*) son una alternativa a los vehículos de combustión interna, especialmente porque son amigables con el medio ambiente, no emiten partículas ni gases contaminantes, además presentan una mejora en la eficiencia el consumo de energía [1]. En los próximos años se espera que la producción de *VE* incremente considerablemente [2]. El sistema de propulsión es la parte fundamental del *VE*, el cual básicamente consiste del motor, la transmisión y las ruedas. De hecho el motor emplea un conjunto de dispositivos para su accionamiento como son el convertidor y los controladores electrónicos. Una opción viable para el sistema de tracción del *VE* se ha centrado en las máquinas de *CA* por su robustez, menor peso y menor volumen.

La tecnología en el control de los accionamientos de máquinas de *CA* ha mejorado considerablemente. Esto se debe principalmente al avance logrado en las técnicas de control desarrolladas por varios años. La implementación de estos conceptos fue posible gracias al desarrollo de la tecnología de los microcontroladores, procesadores de señales digitales (*DSP*) y los avances en semiconductores de potencia [3].

El control del par o velocidad en las máquinas eléctricas son componentes imprescindibles en casi todos los procesos industriales. En el pasado estos procesos eran realizados por las máquinas de *CD*, pero durante los últimos años los motores de *CA* han alcanzado un gran auge. Para aplicaciones de bajo desempeño se utiliza el control voltaje-frecuencia en lazo abierto. Si se requiere un control de mayor desempeño, se pueden emplear técnicas de control vectorial como: el Control de Campo Orientado (*FOC*), o más recientemente el Control Directo de Par (*DTC*). Al usar estas técnicas, tanto la máquina de inducción (*MI*) como la máquina síncrona de imanes permanentes (*MSIP*) pueden ser empleadas en aplicaciones de alto desempeño donde alguna vez fue dominio exclusivo de las máquinas de *CD*.

El *FOC* y el *DTC* son técnicas que permiten el desacoplamiento del par y el flujo de forma que sean controlados independientemente. En un motor de *CD* con excitación independiente, del desacoplamiento se obtiene cuando se varía la corriente en el devanado de campo, logrando controlar el flujo al igual que la velocidad; mientras que para controlar el par, se varía la corriente de armadura. En un motor de *CA* se puede lograr el desacoplamiento implementando transformaciones de Clark e y Park para el modelo de control en un marco de referencia donde se trabaje con voltajes y corrientes con magnitudes continuas y puedan ser controladas más fácilmente.

---

Las técnicas de control mencionadas anteriormente han sido investigadas, sin embargo algunos problemas continúan sin solucionarse. Por ejemplo el *FOC* es muy dependiente del conocimiento de la constante de tiempo del rotor cuando se usa una máquina de inducción. En el *DTC*, en su forma más general se obtiene una frecuencia de conmutación del inversor no constante, lo cual puede generar grandes pérdidas en el motor y en el propio inversor. Las técnicas que se emplean para solucionar este problema dependen grandemente de los parámetros de la máquina. En esta tesis se lleva a cabo la selección de la plataforma de control, así como la selección del motor adecuado para realizar el sistema de tracción para un vehículo eléctrico. Se desarrolla también la simulación en Matlab/Simulink® de el sistema de tracción, para posteriormente realizar la implementación.

### 1.1. Estado del Arte.

El uso de la máquina de inducción en los *VE* ha sido amplio. En 1993 Joachim Fetz, Kazuyoshi Obayashi presentaron un trabajo empleando una *MI* con la técnica *FOC* y desarrollando un algoritmo con protección de sobrecorriente, para obtener un alto desempeño y una alta eficiencia en bajas velocidades para aplicaciones en *VE* [4]. En 2008 D. Casadei, F. Milanese, G. Serra, A. Tani, L. Zarri analizaron el motor de inducción en un vehículo eléctrico para un amplio intervalo de velocidad, empleando un algoritmo para obtener un mejor desempeño en bajas velocidades aplicado en el control de campo orientado, presentando sus resultados experimentales del sistema en modo de recuperación de energía [5]. En 2009 A. M. Bazzi, A. P. Friedl, S. Choi, P. T. Krein presentaron un análisis de la sensibilidad de los parámetros y desempeño dinámico de la técnica de control vectorial *FOC* y *DTC* para aplicaciones de tracción en *VE* [6].

Sin embargo desde la aparición de los materiales magnéticos como el NdFeB y el Samario-Cobalto (SmCo), el desarrollo de la *MSIP* ha sido acelerado, lo cual la convierte en una buena opción para la aplicación en *VE*. La *MSIP* tiene una mayor densidad de potencia, mayor densidad de par, menor tamaño, mayor eficiencia debido a la ausencia de pérdidas en el rotor y una mayor eficiencia en la zona de operación de potencia constante sobre la *MI* [7]. Otra ventaja de la *MSIP* es que opera con alto factor de potencia aun para cargas ligeras. En el 2009 Michael J. Melfi, Steve Evon, y Robbie Mcelveen presentan una comparación entre una *MI* y una *MSIP* de las mismas características [8], en el cual se logra observar una ligera ventaja de la *MSIP* para aplicaciones de tracción eléctrica, en este trabajo se presentan los resultados del análisis desarrollado en un sistema real. Más recientemente en el 2010 D. G. Dorrell, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton y A. M. Knight presentan una comparación para dos máquina similares una *MI* y otra *MSIP* [9], en este trabajo se realiza el análisis del diseño para la implementación en un *VE* híbrido, presentan los resultados obtenidos, así como conclusiones donde se observa una mayor eficiencia por parte de la máquina síncrona. En los últimos años se ha extendido el uso del motor síncrono por sus características favorables en los sistemas de tracción eléctrica.

---

Sobre estas técnicas se han realizado muchos estudios por ejemplo en [3] y [10], por mencionar solo algunos se realiza el análisis de desempeño el *FOC* y el *DTC*, obteniendo prácticamente los mismos resultados y señalando que dependiendo de la aplicación será la técnica que se utilizará. Generalmente para control de motores se emplea mucho el *FOC* como se puede ver en [11, 12, 13].

## **1.2. Justificación.**

Los vehículos eléctricos se han convertido en una alternativa a los vehículos convencionales de combustión, sobre todo porque son amigables con el medio ambiente, lo cual lo convierte en una gran ventaja en la actualidad. Los *VE* se han visto como una posible solución al problema de la contaminación, debido a que no requieren el uso de combustibles fósiles y además se incrementa considerablemente la eficiencia en el uso de la energía. Los *VE* generalmente utilizan baterías como fuente de almacenamiento de energía, la desventaja es que una vez descargadas toman un tiempo de carga muy grande para recargarse. A diferencia de las baterías los supercapacitores (*SCs*) se cargan muy rápido aunque la energía almacenada es menor que en las baterías. Este proyecto está enfocado hacia el desarrollo de un vehículo eléctrico con sistema de almacenamiento de energía con supercapacitores evitando el uso de baterías, que permita un recorrido de distancias cortas sin cables y evite la contaminación en el centro de la ciudad. Esta tesis está financiada por el Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (*ICyTDF*), mediante el proyecto: “Desarrollo de un prototipo de Vehículo Eléctrico SUPERCAP para la Ciudad de México” (Proyecto:PICC010-95).

## **1.3. Objetivo de la tesis.**

### **Objetivo general.**

Desarrollar e implementar el sistema de tracción de un vehículo eléctrico accionado por una máquina de *CA* y una técnica de control vectorial que utilice un sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores.

### **Objetivos específicos.**

- Seleccionar la máquina de tracción requerida para el *VE*.
- Seleccionar la plataforma de control.
- Desarrollar los algoritmos de control de tracción y frenado eléctrico.
- Desarrollar un programa de simulación para probar los algoritmos (Matlab/Simulink).
- Desarrollar pruebas de laboratorio y de campo con el *VE*.

---

## **1.4. Alcance.**

Esta tesis forma parte de un proyecto que comprende el desarrollo de varias partes del vehículo, y se enfocará en el desarrollo del sistema de tracción del vehículo, es decir, controlar el motor síncrono por medio del control de campo orientado y un inversor. Se desarrollarán todos los cálculos para el control adecuado y se desarrollará las simulaciones en MATLAB/Simulink® para posteriormente implementarlo.

## **1.5. Estructura de la Tesis.**

### **Capítulo 1. Introducción.**

Se da una breve descripción de los trabajos realizados en el desarrollo de los *VE*, se describen los objetivos, la justificación de esta tesis, así como los alcances de la misma.

### **Capítulo 2. Descripción del Sistema de Tracción del VE.**

Se explican las técnicas de control vectorial, los motores empleados en tracción eléctrica, se selecciona la máquina y técnica que se empleará. Se obtienen los modelos de cada uno de los elementos que se utilizarán para la simulación del sistema y se da una descripción de cada uno de ellos.

### **Capítulo 3. Simulación y Análisis de Resultados del Modelo del VE.**

En este capítulo se realiza la simulación del sistema de tracción, con la técnica de control seleccionada y la máquina de *CA*. Se describe a grandes rasgos cada una de las partes del sistema que se emplearon. Se muestran y describen los resultados obtenidos.

### **Capítulo 4. Desarrollo, Comprobación e Implementación del Sistema en el Laboratorio.**

En este capítulo se realiza la construcción del sistema de tracción, se describe el desarrollo del programa implementado para el control de la máquina, así como el ensamble del equipo dentro del prototipo del *VE*, además se describe la función de cada uno de los equipos utilizados en la implementación.

### **Capítulo 5. Pruebas y Análisis de Resultados.**

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos en el sistema de tracción realizado en el laboratorio con la técnica de control seleccionada y la máquina empleada, además se comparan con los resultados obtenidos de la simulación.

---

## **Capítulo 6. Conclusiones y Recomendaciones.**

En este capítulo se hacen sugerencias de cómo mejorar el hardware y el software desarrollados, se valoran los resultados obtenidos y se analiza el cumplimiento del objetivo de la tesis, y se realizan recomendaciones para trabajos futuros.

---

# CAPÍTULO II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VE.

## 2.1.Introducción.

En este capítulo se da una breve descripción de la historia del *VE*, se describen las partes que conforman el sistema de tracción del *VE*, así como la descripción de los modelos matemáticos de los elementos empleados para el accionamiento de la máquina eléctrica. Se realiza una descripción de las técnicas de control vectorial y máquinas empleadas para el sistema de tracción eléctrica. Se elegirá solo alguna de las técnicas y una máquina para ser empleadas en el sistema de tracción. Se procederá a realizar los modelos matemáticos del motor, el control vectorial, el inversor y el comportamiento dinámico del *VE*, para posteriormente realizar la simulación por medio del programa MATLAB/Simulink® el cual se describe en el capítulo tres.

## 2.2.Historia del *VE*.

Actualmente la mayoría de los vehículos dependen del combustible fósil como fuente de energía necesaria para su propulsión. El calor liberado durante la combustión es convertida en energía mecánica, mientras que los residuos de la combustión son liberados al aire. En un vehículo eléctrico el motor eléctrico presenta algunas ventajas sobre el de combustión interna, como una alta eficiencia, ausencia de emisiones, y sobre todo, no depende del petróleo y la operación del motor es silenciosa [38].

Las principales desventajas de los *VE* hasta hace unos años eran principalmente un mayor peso, baja eficiencia y poca confiabilidad, lo cual lo convertían en una opción de uso poco viable en comparación a su contraparte el vehículo de combustión interna [14]. Actualmente con el desarrollo de la tecnología se han perfeccionado nuevas y más eficientes formas de almacenar energía, se han creado materiales más ligeros motores más eficientes, microcontroladores con mayor capacidad de procesamiento, lo cual ha propiciado el avance y desarrollo de vehículos más eficientes y precios más accesibles [40].

El primer vehículo eléctrico fue desarrollado por Frenchman Gustave Trouvé en el año de 1881 [41]. Era un triciclo impulsado por un motor de 0.1 HP alimentado por baterías de ácido-plomo. El peso total del vehículo era de aproximadamente 160 kg incluyendo el peso del conductor. En 1883 dos profesores británicos construyeron un vehículo similar, desafortunadamente no era lo suficientemente eficiente para las necesidades del público, por lo cual no llamaron mucho la atención. La velocidad máxima alcanzada era de 15 km/h, y alcanzaban a recorrer una distancia de hasta 16 km.

---

---

El primer *VE* comercial fue el *Morris and Salom's Electroboat* y fue utilizado como taxi en la ciudad de Nueva York por una compañía creada por sus mismos inventores. El *Electroboat* era usado con tres cambios de 4 horas con periodos de carga de 90 minutos entre cada cambio. Este vehículo era impulsado por dos motores de 1.5 HP que permitían alcanzar una velocidad de 32 km/h y recorrer una distancia total de 40 km [42].

En el año de 1987 la invención del frenado regenerativo por *Frenchman M. A. Darracq* en su vehículo produjo un gran avance para los *VE*. Con esta invención se logro recuperar parte de la energía cinética del vehículo y recargar las baterías al momento que se está frenando, con lo cual se puede recorrer una distancia mayor. Esto contribuye grandemente a la eficiencia de la energía, por lo cual es una de las contribuciones más grandes en la tecnología para *VE* y *VH*.

Debido a que los vehículos de combustión interna se volvieron más potentes, más flexibles y más fáciles de manejar, pronto desplazaron a los *VE* provocando su desaparición, el costo elevado y la poca distancia capaz de recorrer, así como, su bajo desempeño contribuyeron también. Durante casi 60 años los únicos *VE* que se comercializaban eran los carros de golf y coches repartidores [43].

La invención del transistor en 1945 significo la evolución del mundo de la electrónica y la electricidad, el cual reemplazo rápidamente los tubos de vacio para señales electrónicas y dio paso a la invención del tiristor, con lo cual se logro conmutar a altas corrientes y altos voltajes. Esto permite regular la frecuencia para controlar un motor, sin la necesidad de emplear un reóstato que es más ineficiente [15]. En 1966 *General Motors* construyó la *Electrovan* el cual empleaba motores de inducción que eran alimentados por un inversor construido con tiristores.

El *VE* más significativo de aquella época fue el *Lunar Roving Vehicle* que fue utilizado en la luna por los astronautas del *Apolo*, el vehículo pesaba 209 Kg y podía cargar un peso de 490 Kg, era capaz de recorrer una distancia total de 65 km. La ausencia de aire y la poca gravedad de la luna hicieron que los astronautas alcanzaran grandes distancias con una limitada tecnología [42].

Entre los años 60's y 70's el desempeño y autonomía de los *VE* eran obstáculos, a pesar de los avances en la tecnología de las baterías y el avance en la electrónica de potencia. En 1980 y cerca de 1990 culmino la era moderna de los *VE*, cuando compañías tales como *General Motors* y *Peugeot Société Anonyme* construyeron el *EVI* y el *106 Electric* respectivamente. Estos vehículos representan un alcance considerable, comparados con los vehículos que se desarrollaron antes de ellos, pero nunca pudieron competir con su contraparte, los vehículos de combustión interna.

---

### 2.3.Máquinas Eléctricas Empleadas en Vehículos Eléctricos.

Los motores son los principales elementos de trabajo en la industria y juegan un papel importante en la industria del transporte. Los accionamientos de velocidad variable son usados en toda la industria para controlar de forma precisa la velocidad de los motores que accionan cargas que van desde bombas, ventiladores y grúas, hasta sistemas que requieren de controladores con altos desempeños dinámicos [16]. Para el sistema de propulsión del vehículo hay una gran cantidad de motores que pueden ser empleados como son: el motor de inducción, el motor síncrono de imanes permanentes, el motor de *CD* y el motor de reluctancia variable, aunque los más usados son los dos primeros.

Las aplicaciones básicas de los motores muestran que el control de movimiento de una máquina eléctrica puede enfocarse a uno o más de los siguientes aspectos: control de velocidad, par o posición [45].

Los motores se pueden emplear en diferentes aplicaciones pero las más importantes son las siguientes:

- Par constante: este requerimiento es para mantener el par constante independientemente de la velocidad. Esta aplicación es adecuada para motores con carga con poca inercia que requieren un par de arranque muy grande.
- Par variable: es empleado cuando se requiere un par pequeño en bajas velocidades y un alto par en altas velocidades. Esto es usado para cargas tales como bombas y ventiladores.
- Potencia constante: se emplea cuando se requiere de un alto par en bajas velocidades y un bajo par en altas velocidades. Esto es usado en herramientas industriales donde generalmente se usan máquinas de *CD*. En esta categoría también se puede considerar los vehículos eléctricos y los sistemas de tracción en general [46].

Inicialmente las máquinas de *CD* eran usadas ampliamente en donde se requería una operación de alto desempeño en velocidad variable y control de par. En un motor de *CD* con excitación separada, el flujo y el par pueden ser fácilmente controlados por medio de las corrientes de campo y de armadura. La principal desventaja de la máquina de *CD* es el uso del conmutador y de las escobillas, lo cual conlleva a un constante mantenimiento, así como, su uso limitado en aplicaciones de alta velocidad y alto voltaje.

---

Las máquinas de *CA* presentan varias ventajas sobre su contraparte de *CD*, los cuales son más robustos y pequeños para la misma potencia. Entre las máquinas de *CA*, el motor jaula de ardilla tiene ventajas adicionales, ya que es simple, robusto y es una de las máquinas más económicas disponibles en el mercado. Las ventajas de la máquina de inducción también incluyen la ausencia de conexiones eléctricas que puedan generar chispas o acumulación de polvo. Por lo cual son adecuados para ambientes explosivos y lugares donde se requiere poco mantenimiento. Hoy en día la máquina de inducción se ha impuesto en el mercado, sin embargo, también ha aumentado el uso de la máquina síncrona de imanes permanentes (*MSIP*), esto a consecuencia de la introducción del material neodimio-hierro-boro (NdFeB) empleado para la fabricación de los imanes [40].

Los imanes son usados para generar el flujo magnético en lugar de emplear una componente de magnetización de la corriente del estator como en el motor de inducción, además en este motor no hay pérdidas en el rotor como en el motor de inducción [44]. Las ventajas surgen por la simplificación en su construcción logrando una reducción de pérdidas y mejorando la eficiencia. Las máquinas síncronas con imanes de alta densidad de flujo como el NdFeB son adecuados para control de alto desempeño donde se requiere de un alta aceleración. Actualmente las máquinas de inducción y los *MSIP* son utilizados ampliamente en una gran cantidad de aplicaciones donde se requiere una rápida respuesta dinámica y un control exacto de la velocidad y la posición [6].

En las últimas tres décadas ha habido avances considerables en los semiconductores de potencia y en la tecnología de control ha permitido el desarrollo de los accionamientos de velocidad variable para las máquinas de *CA* [15]. Desafortunadamente los modelos matemáticos de la máquina de *CA* son más complejos que los de la máquina de *CD*, por tal razón requiere de esquemas de control más complejos y convertidores más costosos para lograr el control de par y velocidad. Usando enfoques de control como el *FOC* y el *DTC*, se pueden lograr desempeños dinámicos semejantes al de una máquina de *CD*.

## **2.4. Técnicas de Control Vectorial para Máquinas Eléctricas de CA.**

Las técnicas de control vectorial empleadas en las máquinas eléctricas de *CA* son dos el control orientado de campo (*FOC*, por sus siglas en inglés) y el control directo de par (*DTC*), aunque existen variaciones de cada uno de ellos el principio es el mismo, solo presentan algunas mejoras en ciertos aspectos, aunque no se han resuelto todos sus inconvenientes por completo [10]. A continuación se presenta una breve descripción de estas técnicas.

---

### 2.4.1. Control Directo de Par.

El control directo de par y flujo (*DTFC*) o también llamado control directo de par (*DTC*) fue desarrollado por investigadores japoneses, al mismo tiempo que los alemanes desarrollaban la técnica de auto control directo (*DSC*), ambas caracterizadas por su buen desempeño, robustez y simplicidad, lo convierten en una buena opción en el accionamiento de servomotores [3]. Esta técnica se dio a conocer a mediados de 1980, y actualmente ha provisto una alternativa al *FOC*. El *DTC* es una técnica de control que logra el desacoplamiento entre el par y flujo del estator mediante la selección de vectores espaciales de voltaje del inversor por medio de una tabla de vectores óptimos. A diferencia del *FOC* esta técnica no requiere reguladores de corriente, generadores de señales *PWM* o transformaciones a un marco de referencia. La figura 2.1 representa el esquema del *DTC*.

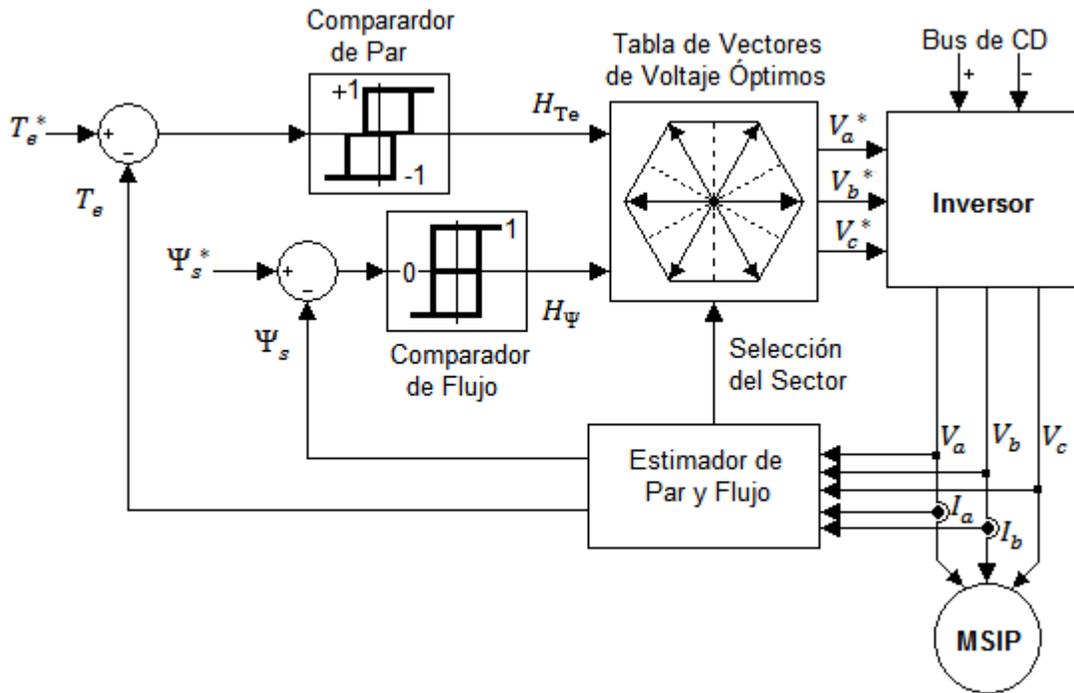


Figura 2. 1. Representación del Control Directo de Par.

Para implementar los lazos de control, el flujo del estator y del par electromagnético son calculados mediante un estimador a partir de los voltajes y las corrientes del estator. El comando de flujo del estator  $\Psi_s^*$  y par  $T_e^*$  son comparados con dichos valores estimados y el error resultante es procesado a través de un controlador de histéresis. El controlador del lazo de flujo tiene dos niveles de salida digital de acuerdo a las siguientes relaciones:

$$H_{\Psi} = 1 \quad \text{para } E_{\Psi} > +HB_{\Psi}$$

$$H_{\Psi} = -1 \quad \text{para } E_{\Psi} < -HB_{\Psi}$$

Donde  $2HB$  es igual al ancho total de la banda de histéresis del controlador de flujo. El controlador del lazo de par tiene tres niveles de salida digital, el cual tiene las siguientes relaciones:

$$H_{Te} = 1 \quad \text{para } E_{Te} > +HB_{Te}$$

$$H_{Te} = -1 \quad \text{para } E_{Te} < -HB_{Te}$$

$$H_{Te} = 0 \quad \text{para } -HB_{Te} < E_{Te} < HB_{Te}$$

La trayectoria circular del comando del vector flujo del estator  $\Psi_s$  rota en dirección contraria a las manecillas del reloj como se muestra en la figura 2.2. El flujo  $\Psi_s$  se va construyendo dentro de un camino limitado por la banda de histéresis en forma de zigzag [15].

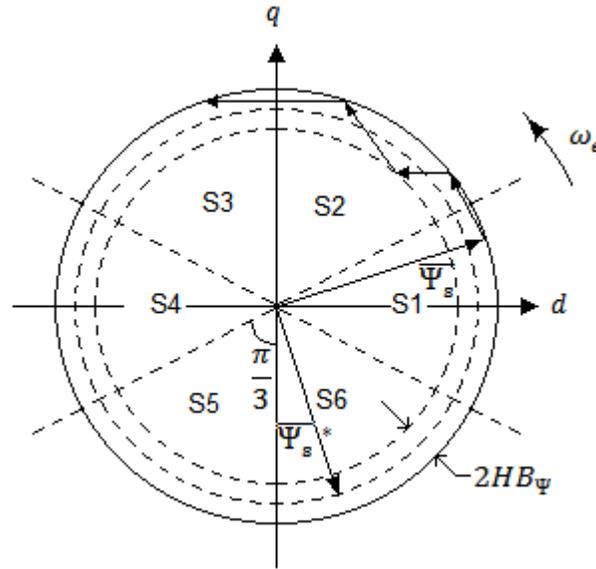


Figura 2. 2. Trayectoria del Comando del Vector de Flujo.

Dependiendo de la variable que se desee controlar, solo existirá un vector de voltaje que se aplicará para obtener el comando requerido, a partir de esto se puede realizar una tabla que represente los vectores adecuados y se puede observar en la Tabla 2.1.

Tabla 2. 1. Tabla de Vectores de Voltaje.

$H_\Psi$	$H_{Te}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
-1	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

El flujo del estator es la integración de la *FEM* del estator [27]:

$$\Psi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (2.1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L_{s'}} |\Psi_r| |\Psi_s| \sin(\gamma) \quad (2.2)$$

Donde  $L_m$  es la inductancia de magnetización,  $L_r$  es la inductancia del rotor,  $L_{s'}$  es  $L_s L_r - L_m^2$ ,  $\Psi_r$  es el flujo del rotor y  $\gamma$  es el ángulo entre ambos flujos.

Por lo tanto la magnitud del flujo depende fuertemente del voltaje del estator. Así como el voltaje del estator cambie, el flujo del estator lo seguirá rápidamente, y de igual forma el flujo del rotor cambia más lento y menos pronunciado. Esto efecto modifica el ángulo entre el flujo del estator y el flujo del rotor y consecuentemente el par incrementara o disminuirá. Por tal razón el flujo del estator y el par desarrollado pueden ser controlados directamente mediante la selección apropiada del voltaje del estator.

#### 2.4.2. Control de Campo Orientado.

Esta técnica de control se desarrollo alrededor de 1970. Existen varios tipos de control vectorial: orientación del flujo del estator, orientación del flujo del rotor y orientación del flujo de magnetización [16]. La finalidad de esta técnica de control es ser capaz de controlar el par electromagnético de una forma equivalente al de una máquina de *CD* con excitación separada. El *FOC* permite controlar el flujo, así como el par mediante el desacoplamiento, sin embargo el método de orientación de flujo del rotor permite un desacoplamiento completo.

El objetivo del *FOC* es mantener la magnitud del flujo del rotor a un valor constante, excepto durante la operación en campo debilitado u optimización de flujo, y solo se modifica la componente de la corriente que produce el par para controlarlo la figura 2.3 muestra el esquema general del *FOC*. Para obtener un desacoplamiento completo de par y flujo, las corrientes trifásicas del motor se transforman en dos corrientes en un marco de referencia rotatorio. Una componente genera el flujo ( $i_d$ ), y está alineada con el eje “d”, la otra genera el par ( $i_q$ ) esta es perpendicular al eje del flujo. De esta forma se logra obtener una relación lineal entre el par generado y la corriente  $i_q$ , que de forma análoga se obtendría en una máquina de *CD*, esto se puede expresar como [20]:

$$T_e = k_t I_a I_f \quad (2.3)$$

Donde  $I_a$  es la corriente de armadura,  $I_f$  es la corriente de campo y  $k_t$  es la constante de proporcionalidad inherente a cada máquina. Para la máquina de *CA* se tiene:

$$T_e = k_t i_q \Psi_{IP} \quad (2.4)$$

Donde  $I_q$  es la corriente alineada con el eje “q” que controla el par,  $\Psi_{IP}$  es la magnitud del flujo de los imanes permanentes.

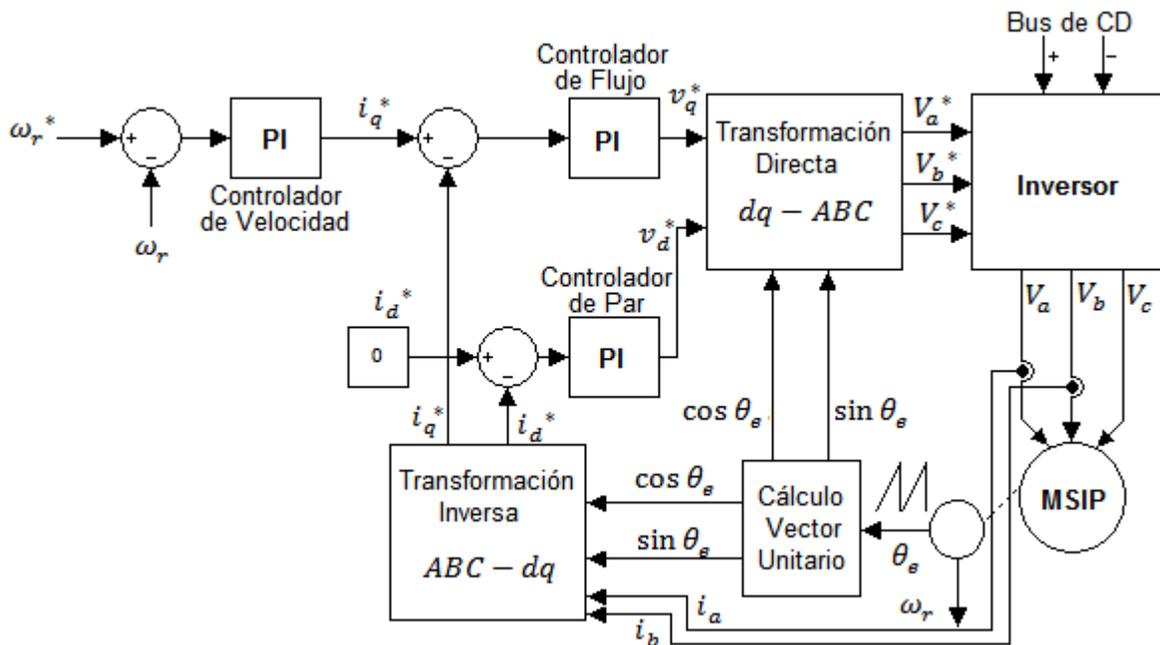


Figura 2. 3. Representación del Control por Campo Orientado.

---

El *FOC* puede ser implementado como indirecto o directo dependiendo del método para obtener el vector unitario. El control vectorial de retroalimentación o directo, fue desarrollado por Blaschke, este método toma los valores de voltaje y corriente de las terminales del motor para calcular el flujo en coordenadas  $dq$ , así como el vector unitario con la ayuda de un estimador de voltaje. El control vectorial de antealimentación o indirecto, fue desarrollado por Hasse, en este método el vector unitario se obtiene a partir de los valores de corriente y voltaje de la alimentación, y los valores de la señal de referencia.

En el control de una *MSIP* se debe considerar hacer  $i_d = 0$  debido a que se requiere un control en la región de flujo constante para obtener el mayor aprovechamiento e  $|I_s| = i_q$ , de tal forma que exista un ángulo de  $90^\circ$  entre el flujo del estator y el par electromagnético. Por lo cual la expresión del par será:

$$T_e = \frac{3P}{2} i_q |\Psi_f| \quad (2.4)$$

Donde  $P$  es el número de polos de la *MSIP*,  $i_q$  es la corriente en el marco de referencia síncrono y  $\Psi_f$  es el flujo de los imanes permanentes. La transformación de coordenadas se realizan conociendo el valor de  $\theta_e$ , el cual se obtiene de la integración de la velocidad angular:

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (2.6)$$

El esquema del control vectorial en una *MSIP* es más sencillo que el de una *MI* y se observa en la figura 2.3. En este diagrama se observa que se utilizan controladores *PI*, más adelante se verá como se obtienen las constantes de proporcionalidad.

## **2.5. Partes que Conforman el Sistema de Tracción.**

Analizando las técnicas de control vectorial se puede ver que el *DTC* tiene algunas ventajas sobre el *FOC*, ya que no se emplea la transformación de coordenadas, reguladores de corriente ni generadores de señales *PWM*. A pesar de su simplicidad permite un buen control del par y un desempeño dinámico muy rápido, pero también cuenta con algunas características desfavorables como: dificultad de controlar el par a bajas velocidades, se presentan altas corrientes y un rizado en el par, se tiene una frecuencia de conmutación variable, un alto nivel de ruido en bajas velocidades y es muy sensible a la desintonización debido a la variación de los parámetros de la máquina.

---

Por otra parte el *FOC* necesita el empleo de controladores *PI*, del uso de transformación de coordenadas, generador de *PWM*, pero a diferencia del *DTC* el rizado en el par es menor, y la frecuencia de conmutación es constante por lo cual se pueden implementar filtros para minimizar el contenido armónico, lo cual lo convierte en una buena opción para los sistemas de tracción [17].

De acuerdo a lo presentado en el estado del arte y lo visto hasta el momento se decide emplear un motor síncrono de imanes superficiales de distribución sinusoidal, el cual será controlado por medio de la técnica de control vectorial de control de campo orientado. Para realizar el modelado, primeramente se deben desarrollar los modelos matemáticos de cada uno de los elementos que conforman el sistema de tracción. La figura 2.4 representa el esquema general del sistema de tracción que se implementa en el vehículo eléctrico, como se puede observar los componentes principales son el motor, el controlador, la fuente de alimentación y el diferencial.

La máquina eléctrica es una *MSIP*, y la fuente de alimentación son los supercapacitores. Partiendo de la red de alimentación se utilizara un convertidor empleado para la carga de los supercapacitores que se realizara en otro proyecto de tesis. Los supercapacitores transferirán la energía al motor a través de un inversor alimentado por voltaje, el motor está conectado al diferencial por medio de un transeje que transmite el movimiento al eje donde se montan las ruedas.

Las flechas color rojo muestran el flujo de energía cuando los supercapacitores se encuentran cargando, en este momento el interruptor 1 se encuentra cerrado, mientras que el 2 se encuentra abierto, la carga se realiza por medio del cargador compuesto por el rectificador y el convertidor. En la figura aparece como monofásico, aunque el cargador fue diseñado para trabajar tanto en un sistema monofásico como trifásico.

Las flechas azules muestran el flujo de energía cuando el motor se encuentra traccionando, en este momento el interruptor 2 se encuentra cerrado, mientras que el interruptor 1 está abierto, la *MSIP* es alimentada a través del convertidor y el inversor.

Las flechas amarillas muestran el flujo de energía cuando el motor frena, este frenado regenerativo debido a la inercia del propio motor devuelve energía a la fuente de alimentación (*SCs*) logrando la recarga de los *SCs*. Es necesario que el convertidor sea bidireccional, es decir que trabaje en los cuatro cuadrantes para que el flujo de energía sea en ambos sentidos. A continuación se da una breve descripción de las características de los elementos empleados en el sistema de tracción.

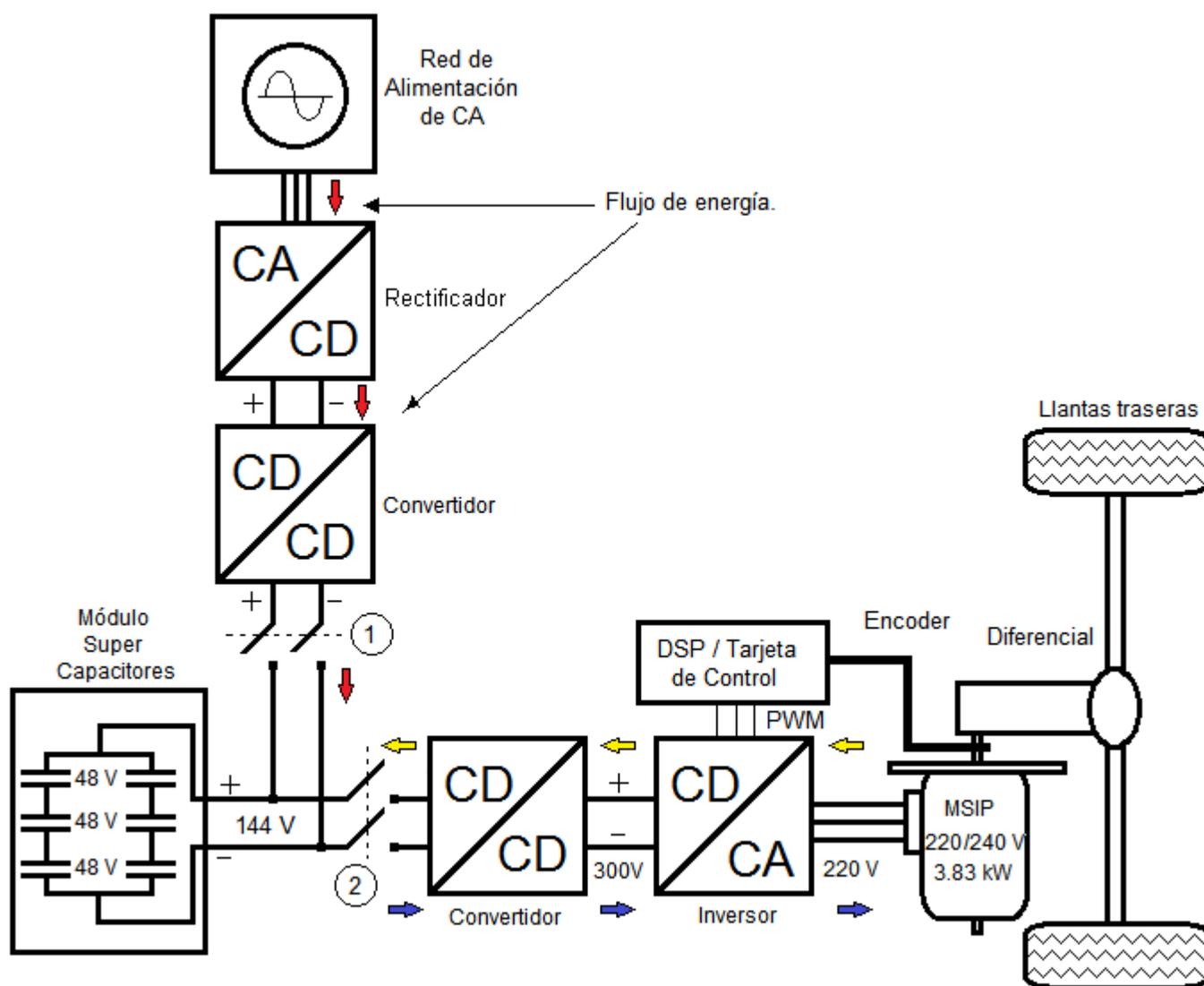


Figura 2. 4. Modelo General del Sistema de Tracción del VE.

### 2.5.1. La Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

Como se menciona anteriormente, en este tipo de máquina el devanado de campo del rotor es reemplazado por los imanes permanentes. Esto propicia la eliminación de las pérdidas de cobre, y se obtiene una alta densidad de potencia y una baja inercia en el rotor. Las desventajas son la pérdida de flexibilidad del control del flujo y un posible efecto de desmagnetización [8]. Esta máquina tiene una mayor eficiencia que la *MI* pero generalmente es más costosa.

Existen dos tipos de máquinas de imanes permanentes: de imanes superficiales y de imanes interiores. La primera tiene un devanado trifásico en el estator lo cual crea un flujo rotatorio síncrono en el entrehierro y los imanes están pegados en el rotor usando un adhesivo epóxico, se considera que este tipo de máquina tiene pequeñas saliencias, por lo cual la inductancia en ambos ejes es prácticamente igual, esto es  $L_{qm} = L_{dm}$ . El rotor tiene un núcleo de hierro, el cual debe ser sólido o hecho de laminaciones perforadas para simplificar su fabricación. En la segunda los imanes están dentro del rotor, lo cual hace que la máquina sea más robusta, permitiendo una velocidad de operación mucho mayor, además el entrehierro efectivo en el eje  $d$  es más grande que en el eje  $q$  lo cual ocasiona que la inductancia en el eje  $q$  sea mayor que en el eje  $d$ , es decir que  $L_{qm} > L_{dm}$ . En la tabla 2.2 se presentan los parámetros y la figura 2.5 muestra la máquina que se utilizó en este trabajo.

Tabla 2. 2. Parámetros de la *MSIP* Control Techniques [25].

Parámetro	Símbolo	Valor
No. de polos	$P$	6
Resistencia del estator	$R_s$	$0.31 \Omega$
Inductancia eje directo	$L_d$	$2.1 \text{ mH}$
Inductancia eje cuadratura	$L_q$	$2.1 \text{ mH}$
Flujo imán permanente	$\Psi_{IP}$	$0.14814 \text{ Wb}$
Corriente rotor bloqueado	$I_{RB}$	$16.5 \text{ A}$
Corriente nominal	$I_n$	$13.1 \text{ A}$
Voltaje nominal	$V_n$	$220/240 \text{ V}$
Par electromagnético rotor bloqueado	$T_{eRB}$	$15.3 \text{ Nm}$
Par electromagnético	$T_e$	$12.2 \text{ Nm}$
Potencia nominal	$P_n$	$3.83 \text{ kW}$
Inercia del rotor	$J$	$0.00222 \text{ kgm}^2$
Velocidad nominal	$W_{m_n}$	$3000 \text{ rpm}$
Velocidad máxima	$W_{m_{máx}}$	$4200 \text{ rpm}$

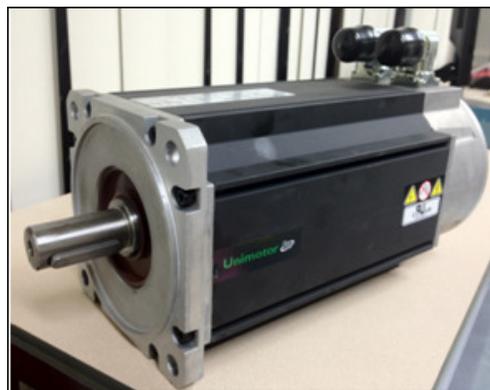


Figura 2. 5. MSIP Empleada en este Proyecto [32]

---

### 2.5.2. El Inversor.

Un inversor es utilizado cuando se requiere una señal de *CA* a partir de una señal de *CD*. La señal de *CD* se puede obtener de la rectificación y filtrado del voltaje de línea, pero en este caso se obtendrá la señal directamente de los *SCs*, y el flujo de potencia será de forma reversible, es decir, el flujo de potencia será de *CD* a *CA* cuando el motor está traccionando, pero cuando el motor frena, la energía cinética asociada con la inercia del rotor hace que trabaje como generador, provocando que la energía fluya en sentido inverso. La energía generada durante el frenado se empleará para recargar los *SCs*. Para lograr esto se necesita que el convertidor trabaje en cuatro cuadrantes para que la corriente pueda ser reversible, este convertidor es denominado convertidor en modo conmutado, o también inversor fuente de voltaje o por sus siglas en inglés (*VSI*). La figura 2.6 muestra el convertidor empleado en este proyecto. La tabla 2.3 muestra los datos del inversor.

Tabla 2. 3. Parámetros del Inversor Powerex [23].

Parámetro	Valor
Corriente nominal	75 A
Voltaje de <i>CD</i>	1200 V
Voltaje de <i>CA</i>	440 V
Peso Aprox.	9.5 kg
Frecuencia de conmutación	20 kHz
Capacitor	3300 $\mu F$
Tiempo de descarga del Cap.	240 s

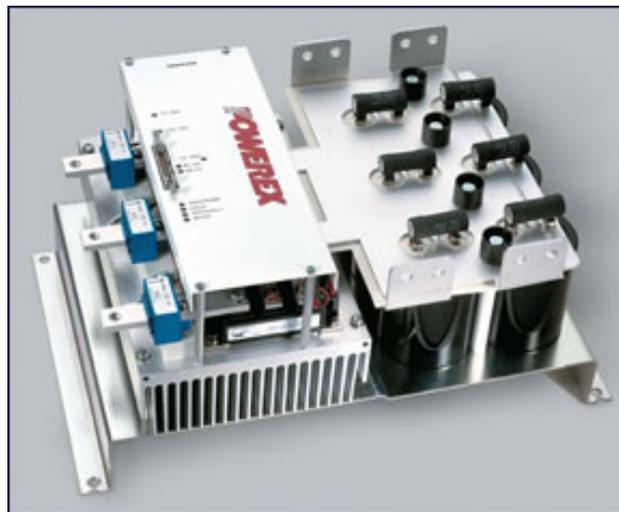


Figura 2. 6. Inversor Empleado en este Proyecto [33].

---

### 2.5.3. El DSC

Para lograr implementar el algoritmo de control es necesario contar con un dispositivo que sea capaz de realizar los cálculos necesarios para la ejecución de todo el programa de control, así como, generar las señales de disparo para los *IGBT*, para así lograr el control de la máquina. Este dispositivo es un controlador digital de señales (*DSC*), el cual combina la potencia de procesamiento de un *DSP* y un microcontrolador en un solo dispositivo capaz de proporcionar la mejor solución para aplicaciones de control embebido en tiempo real que requieren de una gran cantidad de operaciones matemáticas. Este dispositivo también será necesario para la implementación de los controladores y filtros para la reducción de contenido armónico. La tabla 2.4 muestra las características del *DSC* TMS320F28335. La figura 2.7 muestra el *DSC* utilizado en esta tesis.

Tabla 2. 4. Parámetro del *DSC* Texas Instrument C2000 [24].

Frecuencia	150 MHz
Timer del <i>CPU</i>	32 bits
<i>ADC</i>	12 bits
Memoria Flash	256KB
Memoria <i>RAM</i>	32 KB
Periféricos	ePWM (6), eCAP (6), eQEP (2), ADC, eCAN (2), SCI (3). SPI, I2C, I/O (88)
Arquitectura	Harvard (Harvard Modificada)
Procesador	Punto fijo y punto flotante
Interface	JTAG Tiempo real
Programas	C/C++/Ensamblador

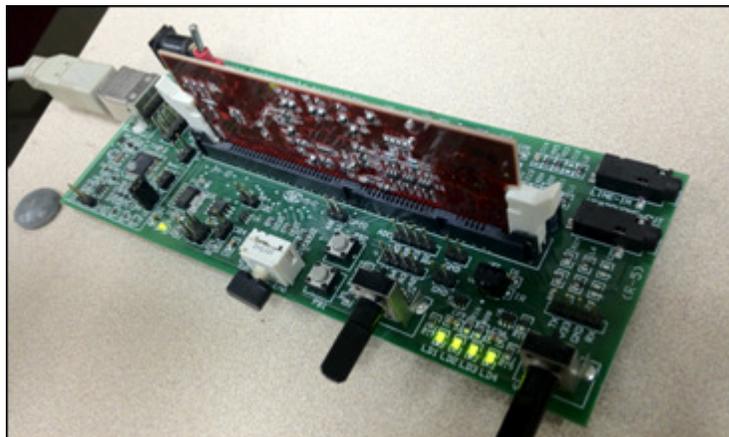


Figura 2. 7. DSP Empleado en este Proyecto [34].

---

#### 2.5.4. Los Supercapacitores.

Actualmente en los vehículos eléctricos e híbridos emplean diferentes sistemas de almacenamiento de energía como son: baterías, volantes de inercia, así como, los supercapacitores (*SCs*). Esta nueva tendencia de usar *SCs* ha incrementado considerablemente, ya que cuenta con características como una alta densidad de potencia/energía, rápida capacidad de carga, un ciclo de vida muy grande y una alta eficiencia [28]. A diferencia de las baterías no utilizan algún medio químico para almacenar energía. Los *SCs* han sido considerados muy superiores a las baterías en casi todos los aspectos, excepto porque no pueden entregar energía durante un tiempo prolongado. La figura 2.8 muestra el módulo de *SCs* empleado en el proyecto y la tabla 2.5 presenta sus características.

Tabla 2. 5. Parámetros Supercapacitores Maxwell [35].

Parámetro	Valor
Capacitancia	145 <i>F</i>
Voltaje Nominal	48 <i>V</i>
Voltaje Máximo	51 <i>V</i>
Corriente Nominal	130 <i>A</i>
Corriente Máxima por 1 segundo	1900 <i>A</i>
Energía Almacenada	52.8 <i>Wh</i>
Densidad de Energía	3.9 <i>Wh/kg</i>
Densidad de Potencia	3.3 <i>kW/kg</i>
Peso	13.5 <i>kg</i>
Ciclo de Vida	1000000
Corriente de Corto circuito	7600 <i>A</i>



Figura 2. 8. Módulo de SC Empleados en este Proyecto [36].

---

### 2.5.5. El Diferencial.

Debido a que se utiliza un motor eléctrico que tiene una curva par-velocidad casi ideal, es decir, es muy parecida a la curva característica del vehículo, puede o no utilizarse la transmisión, lo cual simplifica la construcción del VE, así como, disminuye su costo. Además para transmitir el movimiento del motor al eje de las ruedas o transeje, se emplea el diferencial, en este caso no se utiliza la transmisión dado que el motor está montado directamente como se muestra en la figura 2.9. Al no emplear la transmisión se obtiene un ahorro de espacio y una mayor eficiencia dado que las pérdidas mecánicas disminuyen. Al emplear el diferencial solo hay que tomar la relación de cambio debido a los engranes que se encuentran en su interior. Las características del transeje empleado en este proyecto se muestran en la tabla 2.6.

Tabla 2. 6. Datos del Diferencial [37].

Modelo del eje	HB8062
Forma estructural	Eje de suspensión rígida
Reductor principal	Engrane de diente sesgado
Diferencial	Engranaje epicicloidal
Semieje	Semiflotante
Caja del eje	Placa de acero soldado tipo integral
Freno de pedal	Aceite a presión
Freno de estacionamiento	Mecánico tipo cuerda floja
Potencia asociada	Hasta 4.5 kW
Relación de transmisión	10.25:1 12.49:1
No. Dientes del reductor	19



Figura 2. 9. Transeje Empleado en este Proyecto.

A continuación se desarrollan los modelos matemáticos de cada una de las partes que constituyen el sistema de tracción, para posteriormente realizar la simulación.

## 2.6. Modelo de la MSIP.

Para simular la *MSIP*, es necesario encontrar el modelo dinámico en un marco de referencia rotatorio para simplificar su análisis, basado en el modelo obtenido en [10], y considerando que la máquina no tiene hilo neutro, los circuitos equivalentes utilizados para un análisis dinámico se observan en la figura 2.10 y se obtienen en el apéndice A.

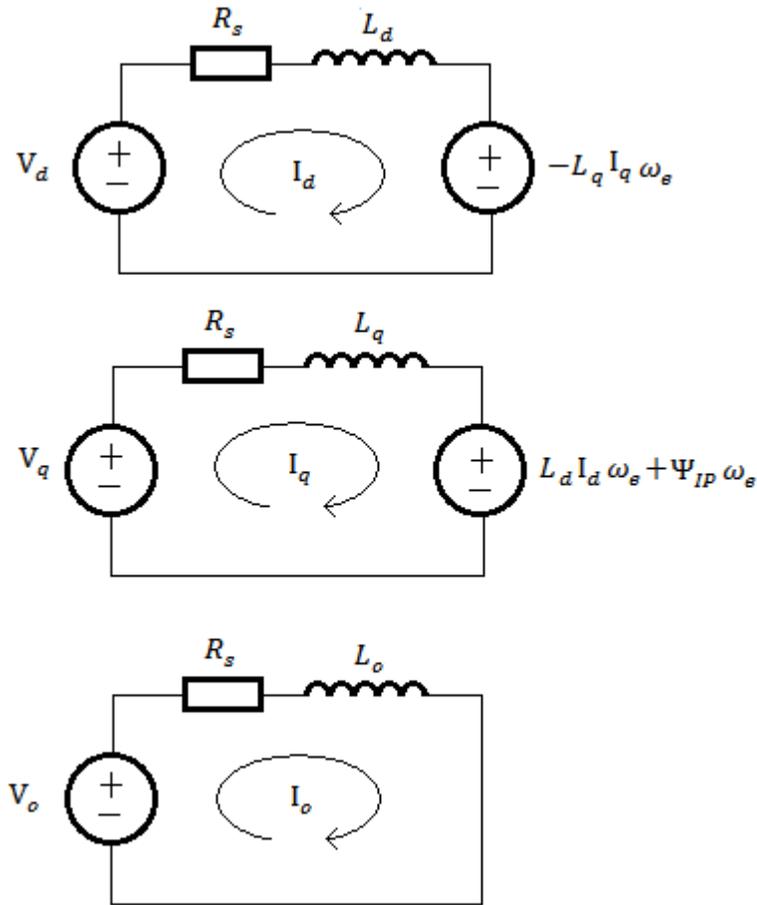


Figura 2. 10.Circuitos Equivalentes en Coordenadas  $dq$ .

De aquí se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_o}{dt} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega_e \quad (A.18)$$

Y la representación del par electromagnético es [31]:

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ i_d i_q (L_d - L_q) + \Psi_{IP} i_q \right] \quad (2.1)$$

Y la velocidad angular es:

$$\omega_e = \int \left[ \frac{P}{2J} (T_e - T_l) - \frac{B}{J} \right] dt \quad (2.2)$$

## 2.7. Modelo Promedio del Inversor.

En el análisis y diseño de sistemas electrónicos de potencia muy complejos como en este caso el accionamiento de un motor se emplean varios niveles de modelado y análisis como son el modelo detallado, el modelo promedio y el modelo de pequeñas señales o lineal [29]. Cada uno cuenta con un nivel de complejidad distinto y todos tienen el mismo comportamiento, solo depende de que tan exacto se requiere que sean los valores de salida. En este caso por conveniencia se empleará el modelo promedio en el cual se obtendrán tres señales de voltaje con la frecuencia fundamental sin el contenido armónico debido a la conmutación de los elementos electrónicos, esto propicia la aceleración de la ejecución del programa para el análisis del control. La figura 2.11 presenta el diagrama del inversor, donde  $d_a, d_b$  y  $d_c$  son las señales de control. Las ecuaciones que se obtienen del modelo son las siguientes [30]:

$$\begin{aligned} d_{ab} &= d_a - d_b \\ d_{bc} &= d_b - d_c \\ d_{ca} &= d_c - d_a \end{aligned} \quad (2.3)$$

El valor de las fuentes de voltaje que representan las señales de voltaje que alimentan a la máquina se pueden obtener como:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \cdot V_{CD} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot V_{CD} \quad (2.4)$$

Igualando la potencia de entrada con la potencia de salida se obtiene la corriente  $I_{CD}$  que representa la corriente en el bus de  $CD$ .

$$V_{CD} I_{CD} = V_{ab} I_a - V_{bc} I_c = d_{ab} V_{CD} I_a - d_{bc} V_{CD} I_c \quad (2.5)$$

De esta ecuación se obtiene que:

$$I_{CD} = d_{ab} I_a - d_{bc} I_c \quad (2.6)$$

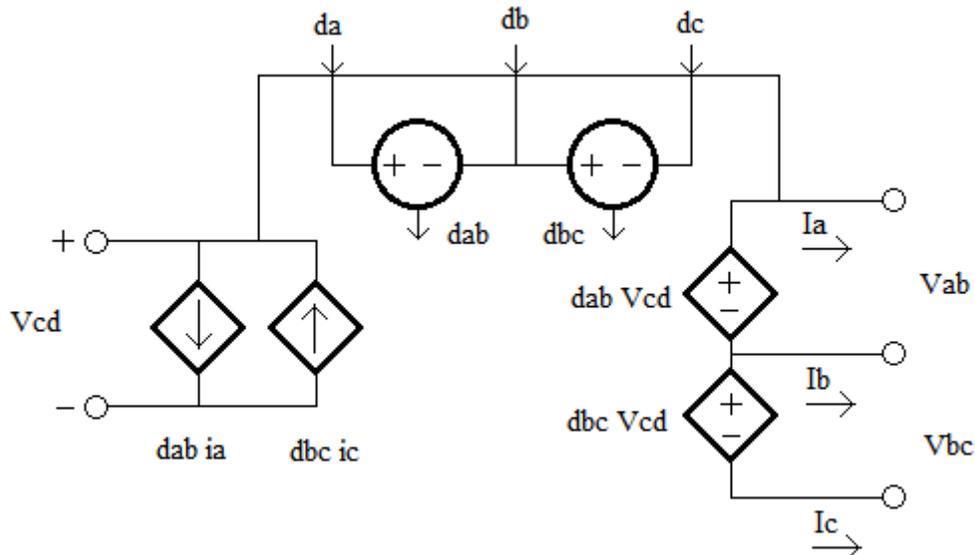


Figura 2. 11. Modelo Promedio del Inversor.

## 2.8.Sintonización de los Lazos de Control PI.

Los controladores de par y velocidad del motor se emplean para hacer menos vulnerable al sistema ante disturbios y cambios en los parámetros del sistema [17]. Las variables de salida tales como par y velocidad son medidas y retroalimentadas para ser comparados con valores deseados o de referencia. El valor entre la referencia y el valor medido es amplificado y por medio del controlador se minimiza o elimina. El controlador es diseñado con los siguientes objetivos:

- Obtener error cero en estado estable.
- Una buena respuesta dinámica lo que implica una respuesta transitoria rápida con un pequeño tiempo de estabilización y un pequeño sobretiro.

La estructura de control en cascada es comúnmente utilizada para los accionamientos de motores debido a su flexibilidad. Este consiste de distintos lazos de control el interno, el lazo de corriente (par) y el que le sigue es el lazo de velocidad, en caso necesario se puede utilizar un tercer lazo de control de posición. El control de cascada requiere que el ancho de banda (velocidad de respuesta) incremente en el lazo interno, es decir, el lazo de par es el más rápido y el de velocidad es más lento. A continuación se presentan los pasos a seguir para diseñar los controladores [11]:

1. El primer paso es asumir que alrededor del punto de operación en estado estable los cambios en la entrada y los disturbios en la carga son pequeños. Todo el sistema puede ser considerado como lineal en el punto de operación en estado estable si se considera un análisis en pequeña señal, de esta forma se pueden aplicar los conceptos básicos de la teoría de control lineal.

- Basado en la teoría de control lineal y una vez que el controlador ha sido diseñado, el sistema completo puede ser simulado bajo condiciones de grandes señales para evaluar el desempeño del controlador. El controlador deberá trabajar apropiadamente.

Una vez contemplados los puntos anteriores se procederá al diseño. Primero por cuestión de diseño se asumirá que el voltaje del bus de  $CD$  ( $V_{CD}$ ) es constante. Relacionando el voltaje  $V_d$  con el valor pico del voltaje de la señal triangular ( $\overline{V_{tri}}$ ) se define la constante de proporcionalidad del inversor, esto es:

$$k_{PWM} = \frac{V_{CD}}{\overline{V_{tri}}} \quad (2.7)$$

El motor y la carga son modelados con los circuitos equivalentes de la figura 2.10. Las ecuaciones (A.18), (2.1) y (2.2) deben ser expresadas en el dominio de Laplace, por lo tanto se tiene:

$$V_d = L_d S i_d + R_s i_d \quad (2.8)$$

$$V_q = L_q S i_q + R_s i_q + \omega_e \Psi_{IP} \quad (2.9)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \Psi_{IP} i_q \quad (2.10)$$

$$S \omega_e = \frac{P}{2J} T_e \quad (2.11)$$

Con las ecuaciones anteriores se puede obtener un diagrama de bloques que represente a la MSIP. La figura 2.13 representa este modelo.

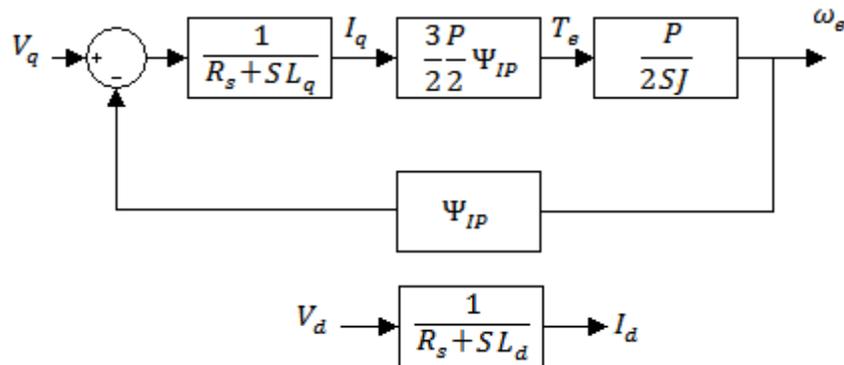


Figura 2. 12. Diagrama a Bloques del Motor en el Eje  $dq$ .

### 2.9.1. Diseño del Lazo de Control de Corriente.

Para diseñar el lazo de control de corriente se tomará en cuenta el diagrama de bloques presentado en la figura 2.14.

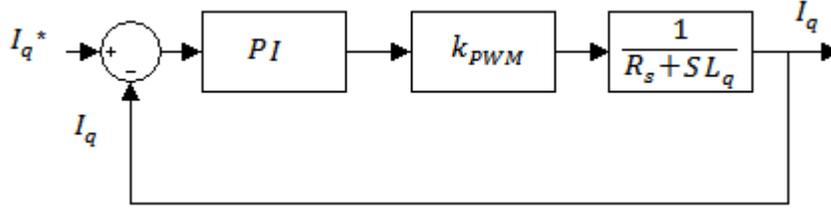


Figura 2. 13. Diagrama a Bloques del Lazo de Corriente.

Tomando en cuenta la figura anterior la función de transferencia en lazo abierto es:

$$G_{OP} = \left(k_{pI} + \frac{k_{iI}}{S}\right) (k_{PWM}) \left(\frac{1}{R_s + sL_q}\right) \quad (2.12)$$

$$G_{OP} = \left[\frac{k_{iI}}{S} \left(1 + \frac{S}{k_{iI}/k_{pI}}\right)\right] (k_{PWM}) \left(\frac{1/R_s}{1 + \frac{S}{R_s/L_q}}\right) \quad (2.13)$$

Seleccionando el cero ( $k_{iI}/k_{pI}$ ) e igualándolo con el cero del motor ( $R_s/L_q$ ) para cancelarlo se obtiene:

$$\frac{k_{iI}}{k_{pI}} = \frac{R_s}{L_q} \quad (2.14)$$

Ahora la ganancia tiene la siguiente forma:

$$G_{OP} = \frac{k_{iI}}{S} k_{PWM} \frac{1}{R_s} \quad (2.15)$$

En esta función de transferencia se le asignara la frecuencia de corte  $\omega_{cI} = 2\pi f_{cI}$ , donde la frecuencia es de un orden menor que la frecuencia de conmutación del inversor (1 kHz). Por lo tanto se tiene:

$$\omega_{cI} = \frac{k_{iI}}{R_s} k_{PWM} \quad (2.16)$$

A partir de aquí se obtienen las constantes proporcional e integral.

$$k_{iI} = \frac{\omega_{cl} R_s}{k_{PWM}} = \frac{(1000 * 2\pi)(0.31)}{300/(1/\sqrt{3})} = 3.7485 \quad (2.17)$$

$$k_{pI} = \frac{\omega_{cl} L_q}{k_{PWM}} = \frac{(1000 * 2\pi)(0.0021)}{300/(1/\sqrt{3})} = 0.0253 \quad (2.18)$$

### 2.9.2. Diseño del Lazo de Control de Velocidad.

Para este lazo de control se seleccionará la frecuencia de cruce de un orden de magnitud menor que la frecuencia de cruce del lazo de corriente (100 Hz) y considerando que los sistemas eléctricos son más rápidos que los sistemas mecánicos se tomara como unitario el lazo de control de par. En la figura 2.9 se presenta el diagrama a bloques del lazo de control de velocidad.

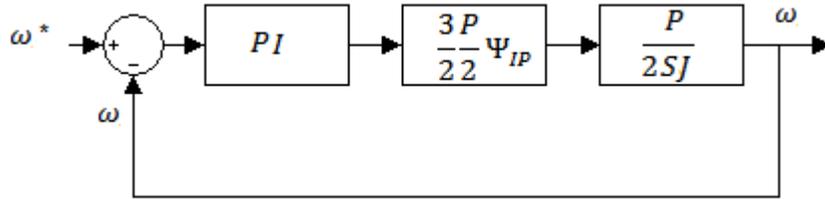


Figura. 2.9. Diagrama a bloques del lazo de velocidad.

De la figura 2.9 se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{OP} = \left[ \frac{k_{iW}}{S} \left( 1 + \frac{S}{k_{iW}/k_{pW}} \right) \right] \left( \frac{3 P^2 \Psi_{IP}}{4 S J} \right) \quad (2.19)$$

En la ecuación (2.19) se tiene que la frecuencia a la cual la ganancia es unitaria es para 0dB. El retraso de fase generado a la frecuencia de corte por la función de transferencia en lazo abierto debe ser menor a  $180^\circ$  para que el sistema sea estable. A este ángulo de la función en lazo abierto y medido respecto a  $-180^\circ$  se le llama margen de fase ( $MF$ ). Para una respuesta dinámica satisfactoria el margen de fase deberá ser mayor a  $45^\circ$ , sin embargo comúnmente se selecciona con un valor de  $60^\circ$ .

$$MF = \phi_{OL} + 180^\circ \quad (2.20)$$

Igualando (2.19) a la unidad y tomando en cuenta (2.20) se obtiene:

$$\left| \left[ \frac{k_{iW}}{S} \left( 1 + \frac{S}{k_{iW}/k_{pW}} \right) \right] \left( \frac{3 P^2 \Psi_{IP}}{4 S J} \right) \right|_{S=J\omega_{cW}} = 1 \quad (2.21)$$

$$\angle \left[ \left[ \frac{k_{iW}}{S} \left( 1 + \frac{S}{k_{iW}/k_{pW}} \right) \right] \left( \frac{3 P^2 \Psi_{IP}}{4 S J} \right) \right]_{S=J\omega_{cW}} = MF - 180^\circ \quad (2.22)$$

Resolviendo simultáneamente estas ecuaciones se obtienen las constantes de proporcionalidad.

$$k_{iW} = \frac{2 (\omega_{cW})^2 J |\cos (MF - 180^\circ)|}{3 (P/2)^2 \Psi_{IP}} = \frac{2(100 * 2\pi)^2 (0.00222) \cos(-120)}{3(3)^2 (0.14814)} = 217.1432 \quad (2.23)$$

$$k_{pW} = \frac{2(\omega_{cW})J |\sin(MF - 180^\circ)|}{3 (P/2)^2 \Psi_{IP}} = \frac{2(100 * 2\pi)(0.00222) \sin(-120)}{3(3)^2 (0.14814)} = 0.60402 \quad (2.24)$$

## 2.9.Descripción General del Movimiento del Vehículo.

El comportamiento dinámico del vehículo eléctrico está basado en principios de la mecánica [18]. En un vehículo actúan una gran cantidad de fuerzas, lo cual lo convierten en un sistema muy complejo, por tal razón solo se analizarán las fuerzas más importantes y se describirán a continuación.

### 2.9.1. Fuerzas de Oposición al Movimiento del Vehículo.

Cuando el vehículo se encuentra en movimiento, existe una fuerza que lo impulsa hacia adelante denominada  $F_t$ , esta fuerza aparece donde el suelo y la llanta hacen contacto. Dicha fuerza es producida por el par que genera el sistema de propulsión del vehículo (máquina eléctrica). Asimismo existe una fuerza que trata de oponerse a su movimiento, dicha fuerza es el resultado de la suma de la resistencia de rodamiento, el arrastre aerodinámico, resistencia debida inclinación del camino y una fuerza transitoria que surge cuando el vehículo acelera o frena [14].

En la figura 2.10 se observan las fuerzas que interaccionan en el vehículo. De acuerdo con la segunda ley de Newton se puede describir la aceleración del vehículo como [39]:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_{tr}}{M} \quad (2.25)$$

Donde  $v$  es la velocidad del vehículo,  $\sum F_t$  representa el esfuerzo de tracción,  $\sum F_{tr}$  es la resistencia total que se opone al movimiento del vehículo y  $M$  es la masa del vehículo.

A continuación se describen cada una de las fuerzas que actúan sobre el auto en movimiento.

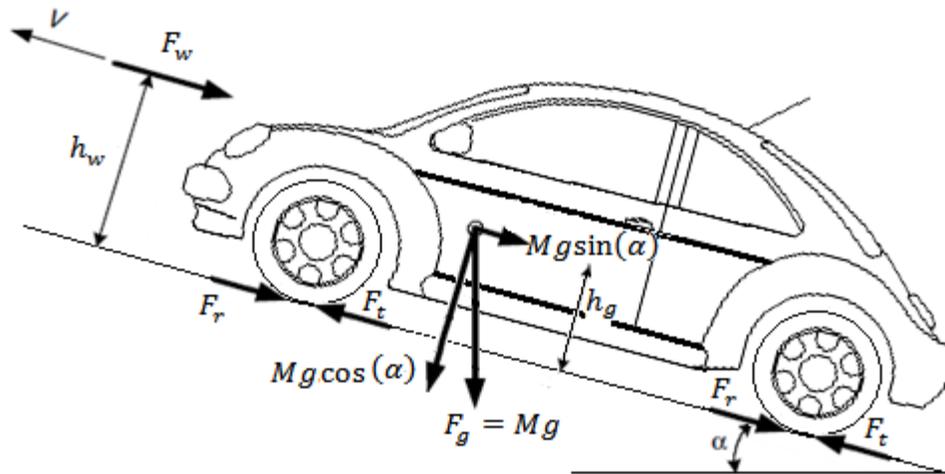


Figura. 2.10. Fuerzas que actúan sobre el vehículo.

#### 2.10.1.1. Resistencia al Rodamiento.

La resistencia de rodamiento es causada principalmente por la histéresis de los materiales de las llantas cuando están rodando sobre superficies sólidas. Esto es debido a la deflexión de la cubierta. La histéresis causa una distribución asimétrica de las fuerzas de reacción sobre la superficie de contacto del neumático con el suelo, esto se puede observar en la figura 2.11. La presión en la mitad delantera del área de contacto es más grande que en la mitad trasera, esto da lugar a una fuerza que se opone al desplazamiento del automóvil ( $F_r$ ), esta fuerza producirá un par  $T_r$ .

El par producido debido a la fuerza de rodamiento se puede expresar como:

$$T_r = Pa \quad (2.26)$$

Donde  $P$  es la fuerza de reacción del suelo y  $a$  es el brazo de palanca donde se aplica la fuerza. Para mantener la rueda en movimiento se debe aplicar una fuerza igual a  $F_r$  para balancear el par de resistencia:

$$F_r = \frac{T_r}{r_d} = \frac{Pa}{r_d} = P \frac{a}{r_d} = P f_r \quad (2.27)$$

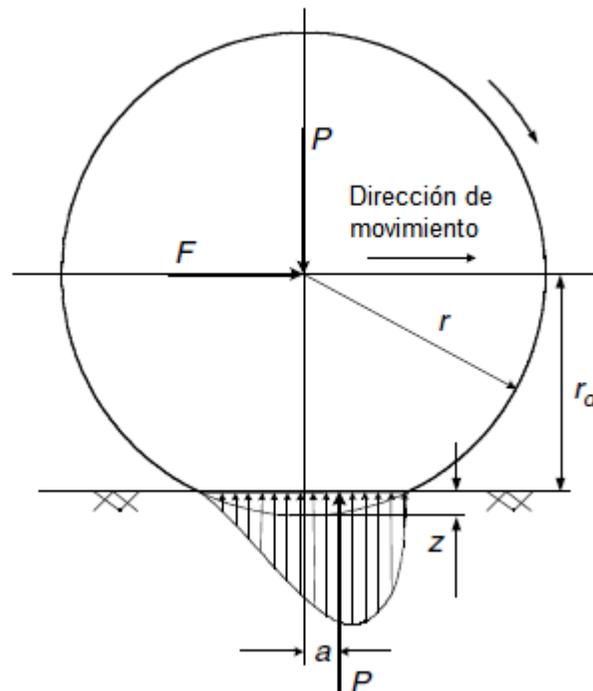


Figura. 2.11. Deflexión de la rueda cuando se encuentra en movimiento.

Donde  $f_r$  es el coeficiente de resistencia de rodamiento. Cuando el vehículo se está desplazando en un plano inclinado,  $P$  debe ser sustituido por su componente perpendicular al plano, esto es:

$$F_r = P f_r \cos(\alpha) = Mg f_r \cos(\alpha) \quad (2.28)$$

Donde  $\alpha$  es el ángulo de inclinación de la calle.

#### 2.10.1.2. Resistencia Debida al Arrastre Aerodinámico.

Esta resistencia es resultante de dos componentes, la primera debida a la diferencia de presión que existe al frente y la parte trasera del vehículo, lo cual ocasiona una fuerza que va en dirección contraria al movimiento del auto.

---

La segunda es ocasionada por la diferencia de velocidades que existe entre las moléculas de aire que están cercanas a la superficie del automóvil y las que están más alejadas, de esta forma ocasiona una fricción que resulta en la segunda componente del arrastre aerodinámico. Esta fuerza se puede representar como:

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_d v^2 \quad (2.29)$$

Donde  $v$  es la velocidad del vehículo,  $\rho$  es la densidad del aire,  $A_f$  es el área frontal del vehículo y  $C_d$  es el coeficiente de arrastre aerodinámico.

### 2.10.1.3. Resistencia Debida a la Inclinación de la Calle.

Cuando un vehículo sube una pendiente, su peso produce una componente que va en dirección contraria a la que avanza, lo cual causa una oposición en su movimiento o ayuda cuando desciende la pendiente. Esta fuerza se puede describir como:

$$F_g = Mg \sin(\alpha) \quad (2.30)$$

Donde  $g$  es la aceleración de la gravedad y  $M$  es la masa del vehículo.

### 2.9.2. Ecuación Dinámica del Vehículo.

De todas las fuerzas que actúan sobre el vehículo, las fuerzas que actúan con mayor grado son las mencionadas anteriormente, la fuerza de resistencia al rodamiento ( $F_r$ ), la fuerza debida al arrastre aerodinámico ( $F_w$ ), la fuerza debida a la inclinación del camino ( $F_g$ ), y una fuerza transitoria que surge cuando el vehículo acelera o frena ( $M \frac{dv}{dt}$ ). Por lo tanto la ecuación que representa el modelo dinámico del vehículo se puede escribir retomando la ecuación (2.25), y despejando la fuerza de tracción total se obtiene:

$$F_t = F_r + F_w + F_g + M \frac{dv}{dt} \quad (2.31)$$

Esta ecuación representa la fuerza que actúa sobre el vehículo, por lo cual el par en las llantas será:

$$T_w = J_w \frac{d\omega_w}{dt} + d_f r_d F_t \quad (2.32)$$

Donde  $T_w$  es el par que actúa sobre las ruedas,  $J_w$  es la inercia en las ruedas,  $\omega_w$  es la velocidad angular de las ruedas y  $d_f$  es el factor de proporción de par en el eje. Incorporando la eficiencia de los engranes y la eficiencia del sistema mecánico se tiene:

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{1}{n \text{ eff}} T_w \quad (2.33)$$

Donde  $T_m$  es el par que actúa en la flecha del motor,  $J_m$  es la inercia en la flecha del motor,  $\omega_m$  es la velocidad angular del motor,  $n$  es la relación de engranes y  $\text{eff}$  es la eficiencia mecánica del sistema. Expresando la velocidad mecánica en velocidad lineal se tiene:

$$\omega_w = \frac{v}{r_d} \quad \omega_m = n \frac{v}{r_d} \quad (2.34)$$

Sustituyendo (2.32) en (2.33) se tiene:

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{1}{n \text{ eff}} \left( J_w \frac{1}{n} \frac{d\omega_m}{dt} + d_f r_d F_t \right) \quad (2.35)$$

Sustituyendo (2.30) y (2.31) se tiene:

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + J_w \frac{1}{n^2 \text{ eff}} \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{d_f r_d}{n \text{ eff}} \left( F_r + F_g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \frac{r_d^2}{n^2} \omega_m^2 + M \frac{r_d}{n} \frac{d\omega_m}{dt} \right) \quad (2.36)$$

Finalmente agrupando términos se obtiene:

$$T_m = \left( J_m + J_w \frac{1}{n^2 \text{ eff}} + \frac{d_f r_d^2}{n^2 \text{ eff}} M \right) \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{d_f r_d}{n \text{ eff}} \left( F_r + F_g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \frac{r_d^2}{n^2} \omega_m^2 \right) \quad (2.37)$$

O de igual forma despejando la aceleración angular se obtiene:

---


$$\begin{aligned} \left( J_m + J_w \frac{1}{n^2 \text{eff}} + \frac{d_f r_d^2}{n^2 \text{eff}} M \right) \frac{d\omega_m}{dt} \\ = T_m - \frac{d_f r_d}{n \text{eff}} \left( F_r + F_g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \frac{r_d^2}{n^2} \omega_m^2 \right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Y finalmente se obtiene:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - \frac{d_f r_d}{n \text{eff}} \left( F_r + F_g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \frac{r_d^2}{n^2} \omega_m^2 \right)}{J_m + \frac{1}{n^2 \text{eff}} (J_w + d_f r_d^2 M)} \quad (2.39)$$

La ecuación (2.39) representa la velocidad en el eje del motor. En esta ecuación se puede apreciar que en el momento en que la parte negativa del numerador sea un poco mayor que  $T_m$ , se da la inversión de giro del motor provocando que la velocidad sea negativa, mientras que cuando sea igual que  $T_m$  la aceleración será cero.

---

# CAPÍTULO III. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO.

## 3.1.Introducción

En este capítulo se describe las partes que constituyen el modelo realizado en Matlab/Simulink® del modelo del vehículo eléctrico obtenido en el capítulo anterior. El modelo constituye los bloques que representan al inversor, la máquina eléctrica, el vehículo eléctrico y el bloque de control por campo orientado. También se presentan los resultados obtenidos de cada uno de dichos modelos. El modelo será implementado y descrito posteriormente.

## 3.2.Modelo General del Sistema de Tracción.

El modelo completo del sistema de tracción del vehículo obtenido en Simulink se muestra en la figura 3.1, el cual representa los elementos físicos mostrados en la figura 2.4, donde los supercapacitores y el convertidor de  $CD/CD$  se han representado por una fuente de  $CD$ . Este modelo está conformado básicamente por la fuente de  $CD$  que representa el bus de  $CD$  que alimenta al inversor, y este a su vez proporciona las señales de voltaje modulado que alimenta al motor trifásico. El control por campo orientado se realiza en el bloque denominado como  $FOC$ , en el cual las señales de entrada son las corrientes de fase, así como, la velocidad real medida del motor para compararlo con el comando de velocidad a seguir.

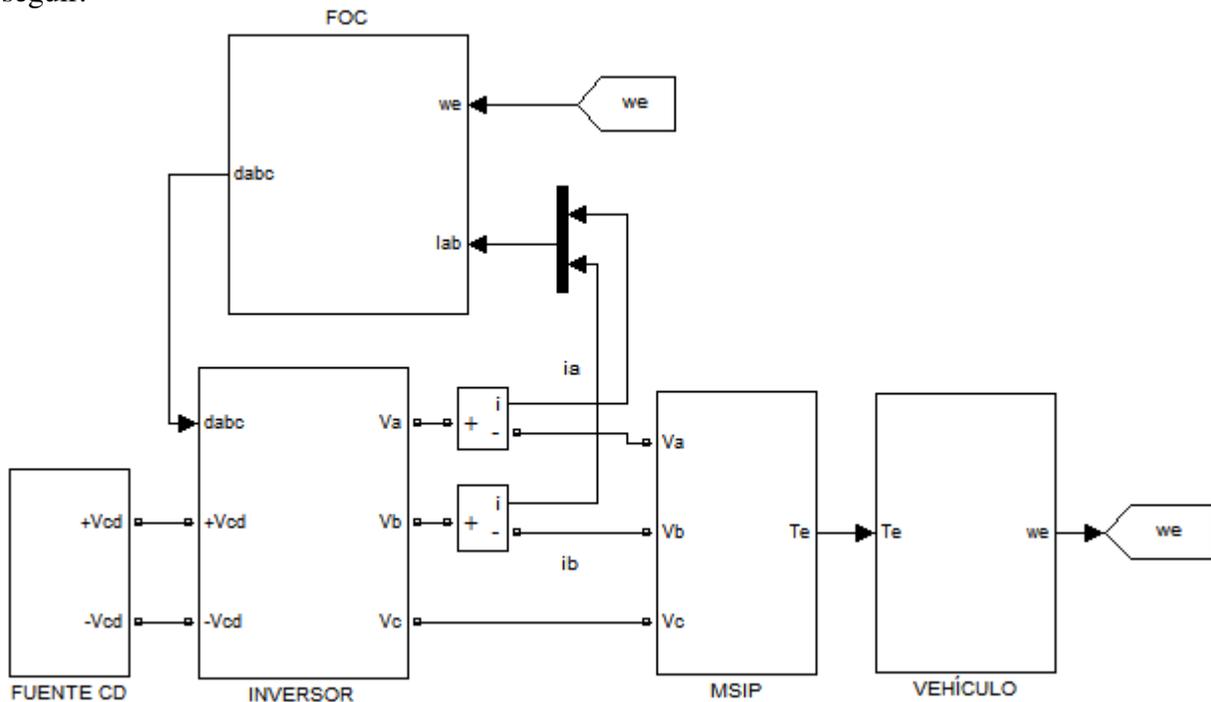


Figura 3. 1. Modelo General del Sistema de Tracción.

---

### Fuente de CD.

Como se mencionó anteriormente el bloque del modelo *FUENTE CD* representa el bus de *CD* en el cual se encuentran conectados los supercapacitores proporcionando un voltaje de 300 *VCD*. En un sistema real, cuando la *MSIP* trabaja como motor o generador se presentarían variaciones de voltaje en las terminales de la fuente, esto se debe a que cuando la *MSIP* trabaja como motor habrá una disminución del voltaje en el bus, debido a que el motor está consumiendo energía, de forma inversa cuando la máquina trabaja como generador habrá un incremento de voltaje debido a que se está entregando energía hacia la fuente. Para lograr observar este comportamiento es necesario colocar un filtro *RC* en las terminales de la fuente de *CD*. La figura 3.2 muestra el modelo de dicha fuente, así como el filtro.

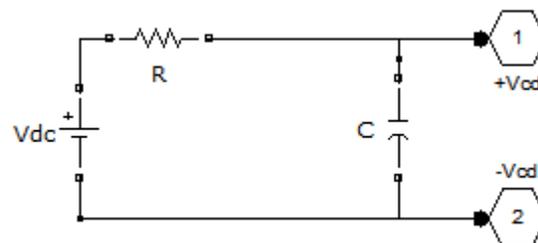


Figura 3. 2. Diagrama de Simulación del Modelo **FUENTE CD**.

### El inversor.

En el capítulo anterior se analizó el modelo promedio del inversor (ver figura 2.11), ahora se realiza el diagrama de simulación y se encuentra en el bloque *INVERSOR*. La figura 3.3 muestra el diagrama contenido en el bloque.

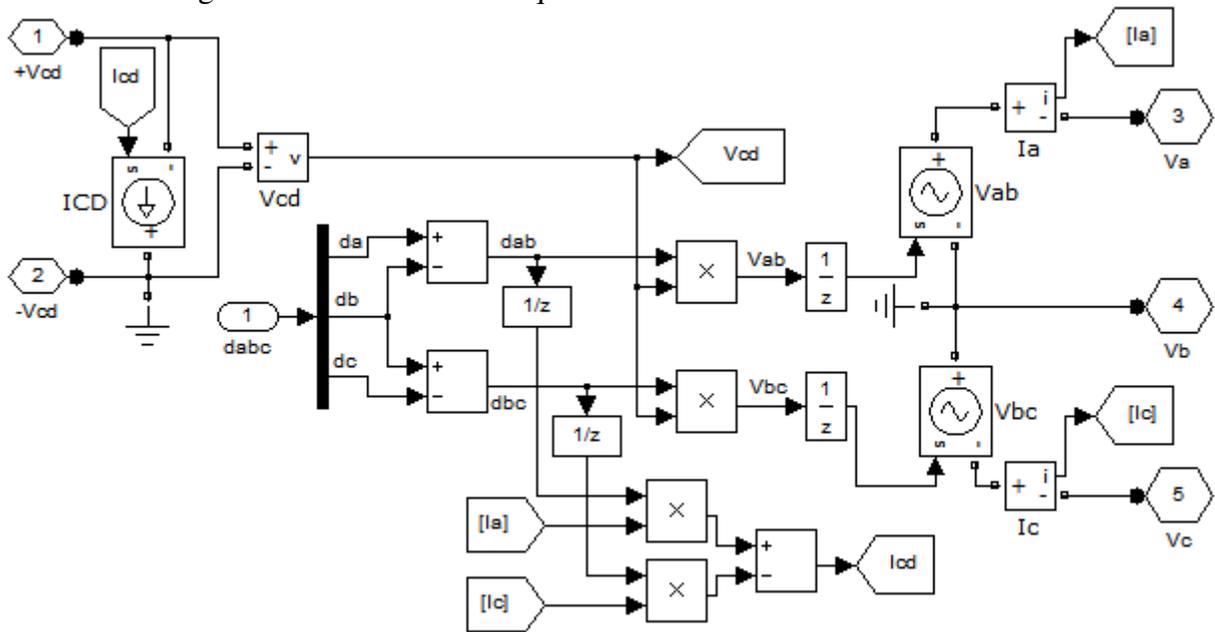


Figura 3. 3. Diagrama de simulación del bloque **INVERSOR**.

---

A partir de las señales de control denominadas como  $da$ ,  $db$  y  $dc$  se obtiene una fuente de voltaje controlada una vez que las señales de control son convertidas en señales eléctricas, cabe mencionar que estas señales son sinusoidales para que las salidas también sinusoidales. El valor de la señal de salida  $V_a$  es igual a  $kV_{CD}$ , donde  $k = \frac{1}{\sqrt{3}}$  ya que este es el valor máximo de salida del inversor, para el caso de la modulación vectorial del ancho de los pulsos, en la figura 3.4 se muestran las señales de control. Las señales  $dab$ ,  $dbc$  y  $dca$  tienen un valor unitario (ec. 2.4), o también  $dab = \sqrt{3} da$ . En este caso el voltaje del bus de  $CD$  es de  $300\text{ V}$ , por lo cual el voltaje de salida de fase tiene un valor pico de  $V_a = \frac{300}{\sqrt{3}}$ , lo mismo ocurre para  $V_b$  y  $V_c$  aunque desfasados  $120^\circ$  entre cada una. La figura 3.5 muestra los voltajes de fase de salida máximo considerando la máxima trayectoria circular del vector espacial de voltaje del estator para el caso del  $PWM$  vectorial.

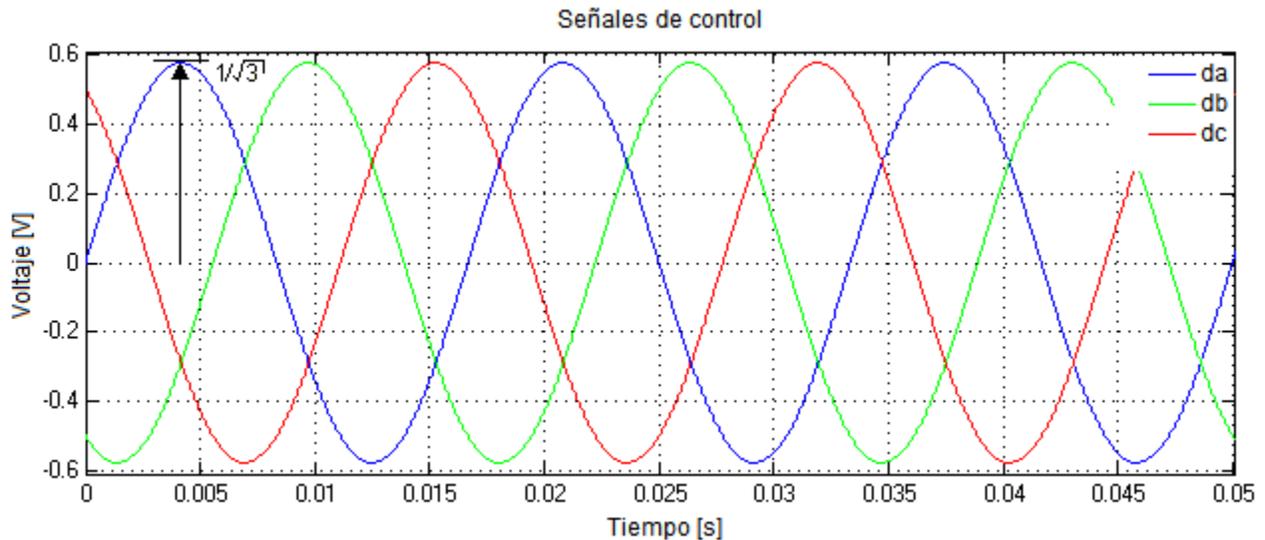


Figura 3. 4. Señales de Voltaje de Control ( $da$ ,  $db$  y  $dc$ ) de Entrada al Inversor.

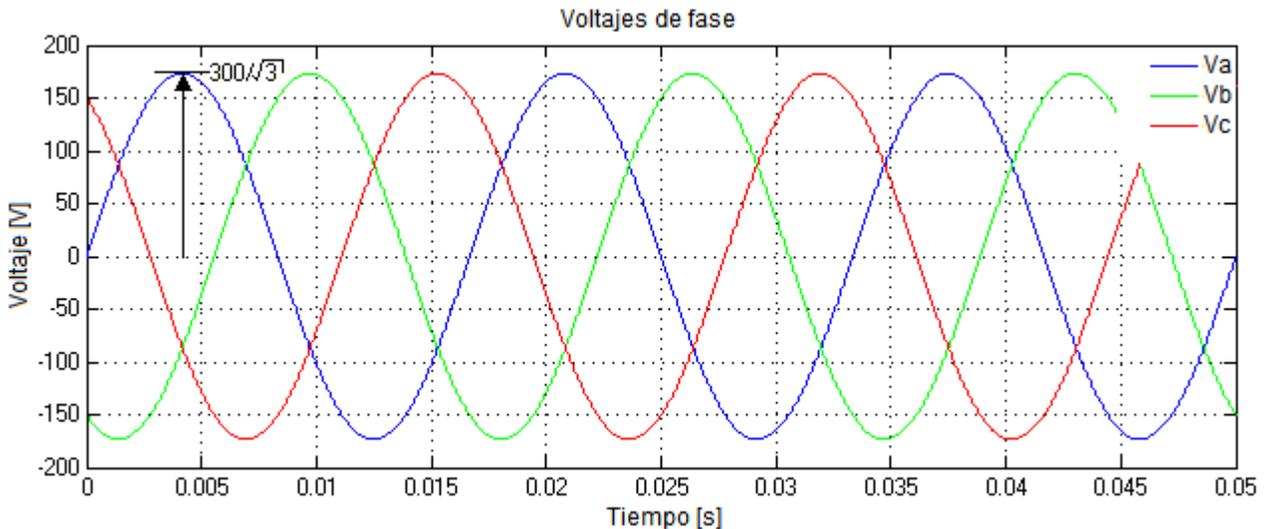


Figura 3. 5. Señales de Voltaje a la Salida del Inversor.

La MSIP

Utilizando las ecuaciones (A.18), (2.1) y (2.2) se desarrolla el modelo del motor, en este caso solo se empleo el diagrama en el eje  $d$  y en el eje  $q$ . En la figura 3.6 se muestra el diagrama del motor en Simulink®.

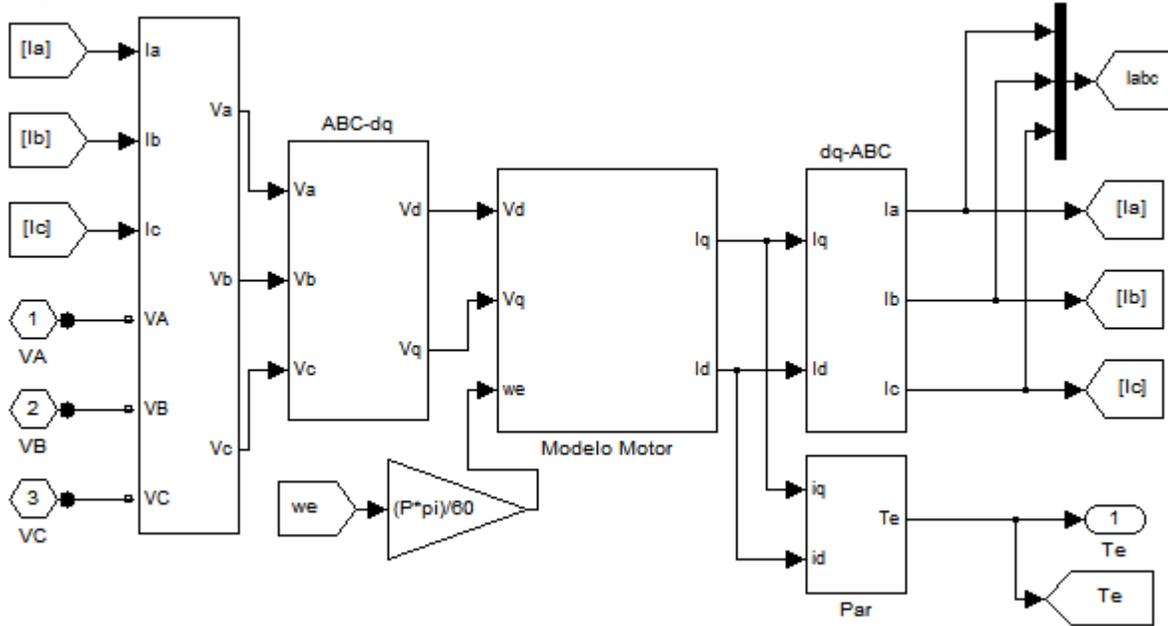


Figura 3. 6. Diagrama de Simulación del Bloque **MSIP**.

En el primer bloque de la izquierda las señales  $VA$ ,  $VB$  y  $VC$  son señales que se manejan como variables físicas utilizando los puertos conectores de Matlab, por lo cual es necesario convertirlas a señales numéricas comunes, lo cual se logra con el bloque que se muestra en la figura 3.7.

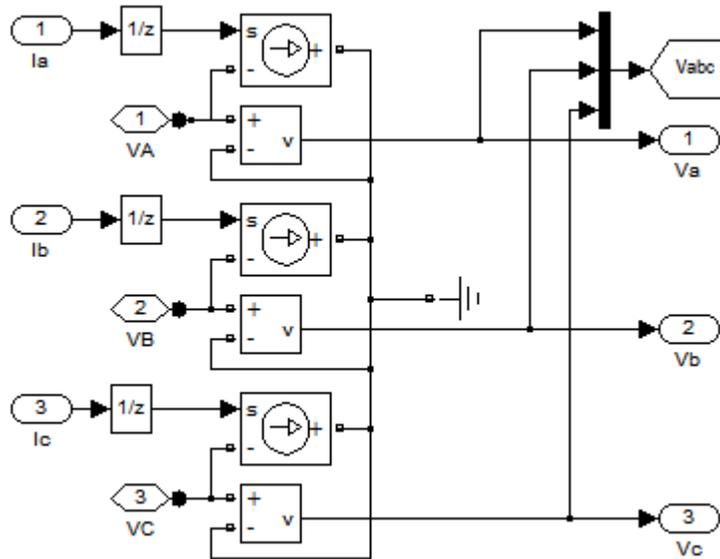


Figura 3. 7. Diagrama de Simulación para Ajustar las Señales **VA**, **VB** y **VC**.

En los bloques  $ABC - dq$  y  $dq - ABC$ , básicamente se realiza la transformación de coordenadas de un marco de referencia trifásico estacionario a un marco de referencia síncrono, en el cual  $\theta_e$  es el ángulo de posición obtenido a partir de la integración de la velocidad del motor. En el apéndice A, en las ecuaciones A.1, A.2, A.3 y A.4 representan las transformaciones de Clarke y de Park forma directa e inversa. La figura 3.8 muestra la transformación directa ( $ABC - dq$ ); la figura 3.8.a es la transformación de Clarke, mientras que la 3.8.b es la transformación de Park, ambas son desarrolladas empleando el bloque de Simulink para funciones.

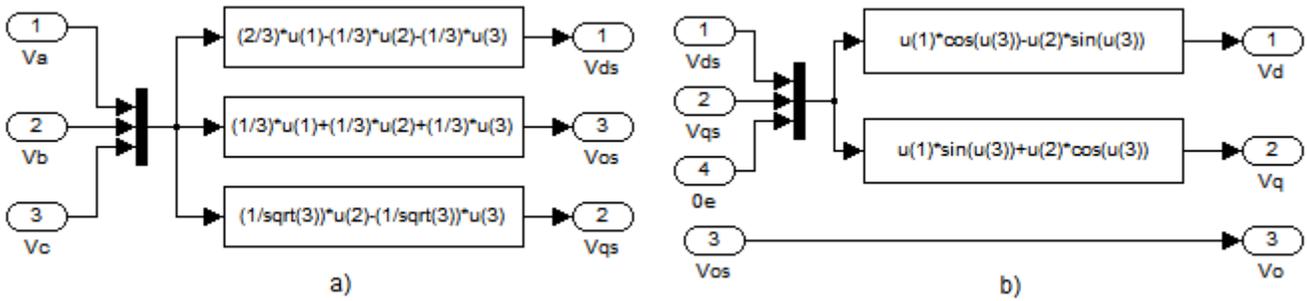


Figura 3. 8. Transformación directa. a) Transformación de Clarke. b) Transformación de Park.

La transformación inversa ( $dq - ABC$ ) se muestra en la figura 3.9, en estas simulaciones no se emplea la transformación en el eje cero debido a que se trabaja en con un sistema trifásico sin hilo neutro y balanceado, por lo cual el valor en el eje cero es cero. La figura 3.9.a muestra la transformación de Park y la figura 3.9.b muestra la transformación de Clarke.

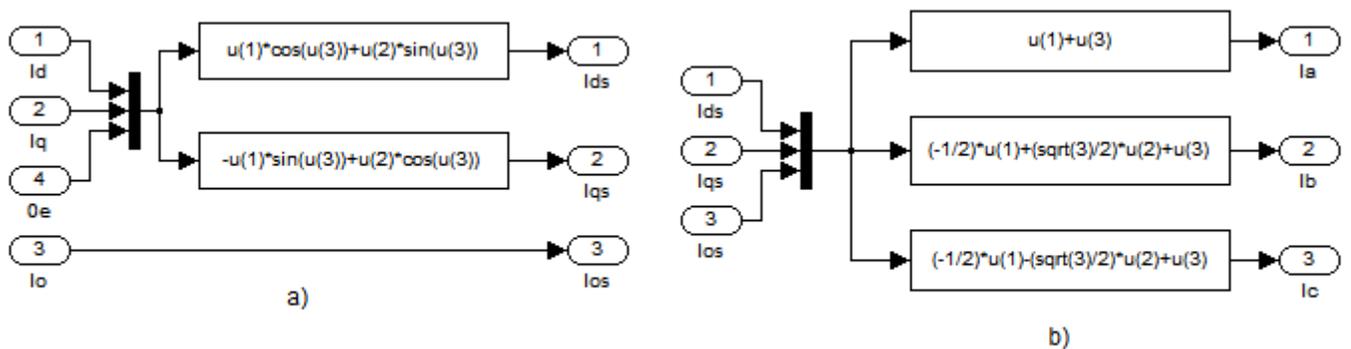


Figura 3. 9. Transformación Inversa. a) Transformación de Park. b) Transformación de Clarke.

El bloque *Modelo Motor* contiene los diagramas realizados a partir de la figura 2.10 y la figura 3.10 muestra este diagrama de simulación. La figura 3.11 muestra el diagrama que representa el par desarrollado por el motor de la ecuación (2.1).

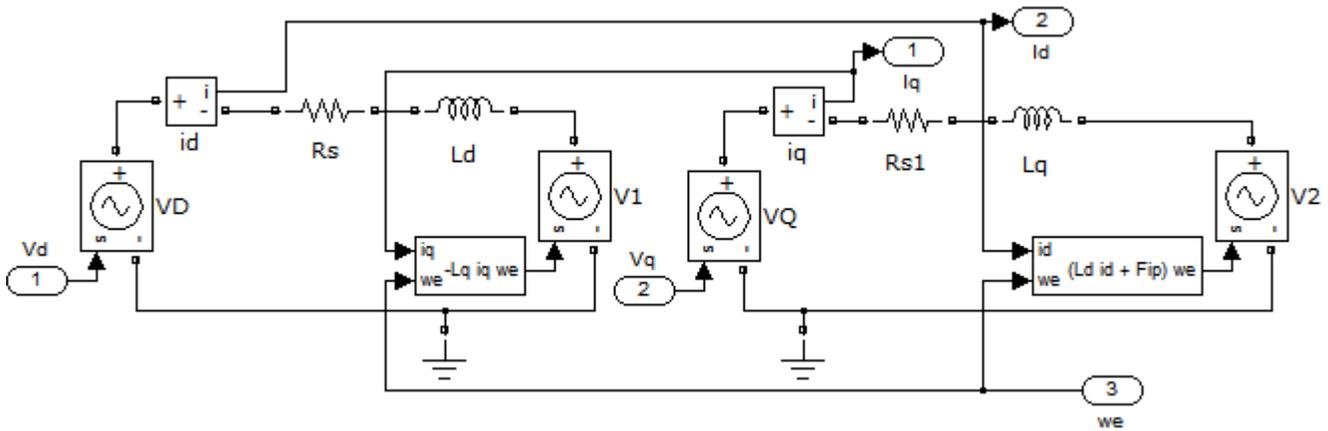


Figura 3. 10. Diagrama de Simulación del Bloque *Modelo Motor*.

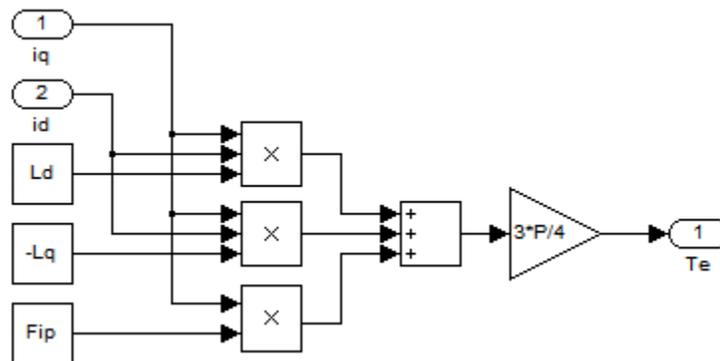


Figura 3. 11. Diagrama de Simulación del Bloque *Par*.

### *El control por campo orientado.*

En el bloque *FOC* se desarrolla el algoritmo que se emplea para controlar al motor y que se implementa en el controlador de señales digitales, donde claramente se pueden ver los lazos de control de par y flujo, los controladores *PI* y el comando de velocidad a seguir. En este modelo se observa que las variables medidas son las corrientes de fase  $i_a$  e  $i_b$ , a partir de las cuales se obtiene  $i_c$  para poder transformarlas al sistema *dq* con el conocimiento previo del ángulo de posición. En la figura 3.12 se observa el bloque donde se realiza este procedimiento.

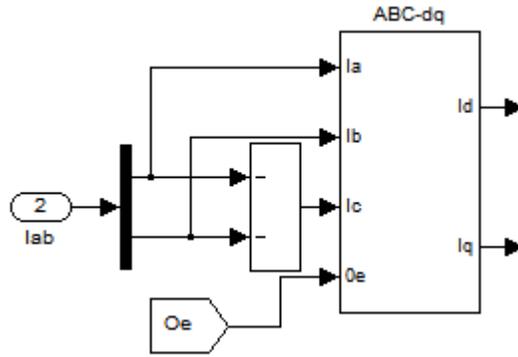


Figura 3. 12. Diagrama de Simulación para la Obtención de las Tres Corrientes.

A partir de la ecuación (2.2) se puede obtener la posición eléctrica para realizar la transformación de coordenadas, debido a que se está trabajando en un sistema discreto se debe emplear una integral discreta. La figura 3.13 muestra una integral discreta realizada en Simulink.

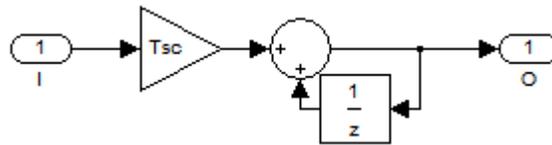


Figura 3. 13. Simulación de una Integral Discreta en Simulink.

Otra de las variables medidas es la velocidad del motor, la cual es comparada con la velocidad de referencia. Para realizar el control es necesario que ambas velocidades sean convertidas de *rpm* a *rad/s*, lo cual se logra empleando el diagrama de la figura 3.14, una vez que se obtiene el error debido a la resta de ambas variables se emplea como entrada para los controladores *PI*

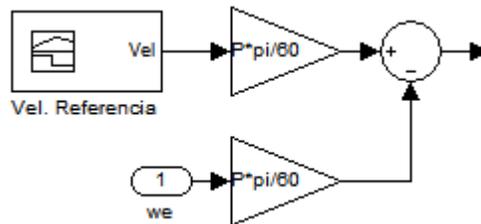


Figura 3. 14. Simulación de la Comparación de la Velocidad Real y la Velocidad de Referencia.

El controlador se empleará para lograr eliminar el error entre el valor medido y el valor de referencia, por lo cual se emplean tres controladores, el primero es el de velocidad cuya variable de entrada es el error de la comparación de velocidad de referencia y real, dando como variable de salida la corriente de referencia en el eje  $q$ . La comparación de la corriente de referencia en el eje  $q$  con la corriente real, dará como resultado la variable de entrada al controlador de corriente, y cuya variable de salida será un valor de voltaje de referencia. Lo mismo sucede para el controlador en el eje  $d$ . La figura 3.15 muestra el bloque del controlador *PI speed*, así como, el diagrama contenido en el bloque.

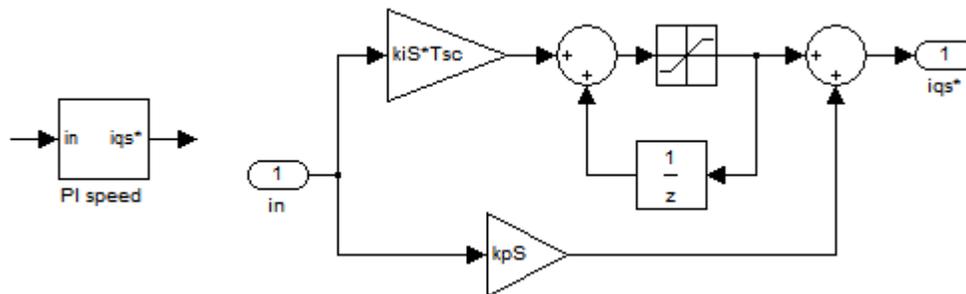


Figura 3. 15. Controlador *PI* de Velocidad.

Usualmente cuando se trata de sintonizar lazos de control en sistemas reales, la planta es modelada sin tomar en cuenta sus limitaciones físicas, tales como voltajes y corrientes, lo cual puede causar que la salida del controlador incremente hasta un valor indefinido. Para evitar que esto suceda se pueden utilizar saturaciones para mantener la salida dentro de los límites nominales. La figura 3.16 muestra este diagrama.

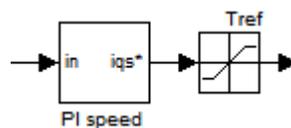


Figura 3. 16. Saturación del Controlador para Mantener el Valor Nominal de Salida.

Cuando los valores de salida del controlador son limitados, el error se va acumulando en el PI externo, es decir el de velocidad, lo cual produce un gran sobretiro, este fenómeno se llama *Windup* y se caracteriza por la saturación del sistema. El resultado puede ser la degradación del desempeño del sistema y por consecuencia la inestabilidad [19]. Por ejemplo en el accionamiento de un motor este fenómeno podría ocasionar que las corrientes y voltajes incrementen y por consecuencia se dañe el motor, así como, el convertidor. Para evitar esta situación, un integrador con valor de salida máximo, será utilizado para mantener los valores dentro de los límites, lo cual se conoce como *Anti-Windup (AW)*.



El bloque integral contiene el algoritmo para calcular una integral discreta y se muestra en la figura 3.19. Finalmente el bloque con la ecuación  $60/(P * \pi)$  es solo para convertir de  $rad/s$  a  $rev/min$ .

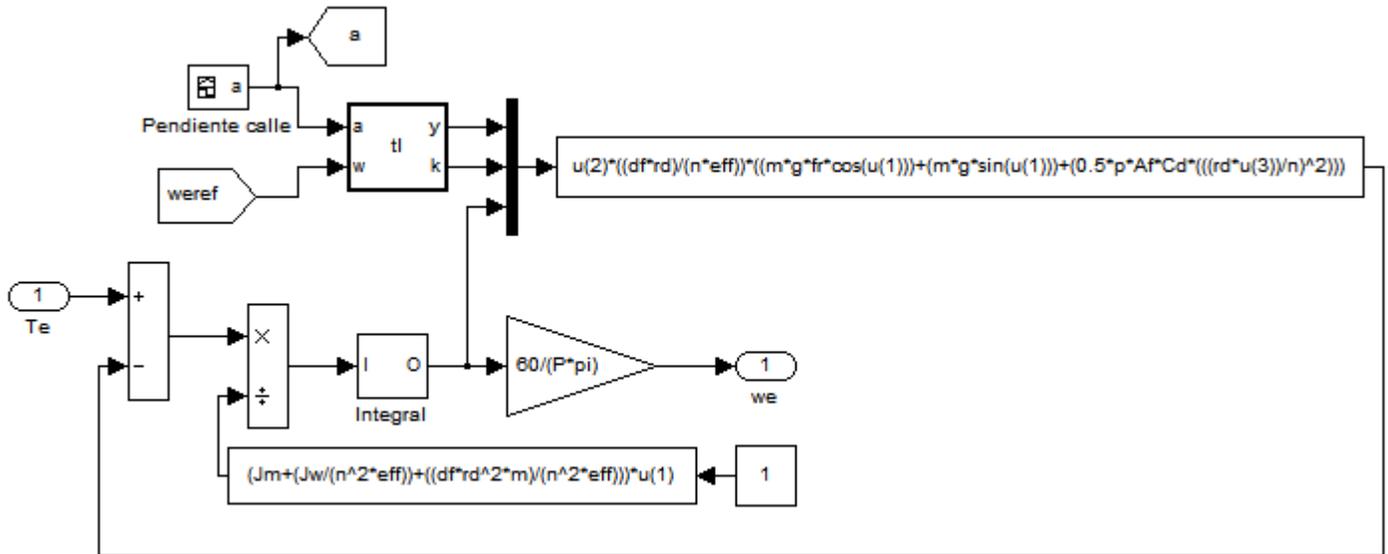


Figura 3. 18. Diagrama de simulación del bloque **VEHICULO**.

El diagrama contenido en el bloque *Integral* es el siguiente, el tiempo de muestreo se lleva a cabo a un tiempo  $T_s$  de  $10e - 5 \text{ seg}$ .

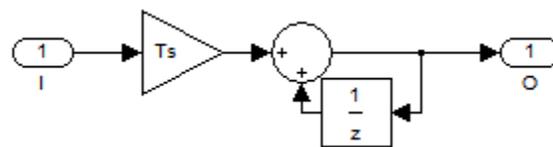


Figura 3. 19. Diagrama de simulación en el bloque **Integral**.

### 3.3.Simulación del Modelo del Vehículo.

Para realizar la simulación se necesitó crear un archivo en Matlab para guardar todos los datos de cada uno de los elementos como la fuente, el motor, las constantes de proporcionalidad de los controladores, los parámetros del motor, los valores de la fuente, los parámetros del vehículo, entre otras variables. La tabla 3.1 muestra los datos empleados para realizar la simulación.

Tabla 3. 1. Parámetros empleados para la simulación.

Datos Fuente de CD		
Parámetro	Valor	Unidad
$V_{CD}$	300	V
$R$	0.1	$\Omega$
$C$	1000e-6	F
$P$	6	-
$f_s$	10000	Hz
$T_{sc}$	0.0001	s
Datos MSIP		
$L_d$	0.0021	H
$L_q$	0.0021	H
$R_s$	0.31	$\Omega$
$J$	0.00222	$kg \cdot m^2$
$B$	0.000000000038	$N \cdot kg \cdot m^3$
$\Psi_{IP}$	0.14814	Wb
$I_n$	13.1	A
$\overline{V}_{tri}$	0.57735	-
$T_s$	0.000001	s
Datos Controladores PI		
$\omega_{cl}$	6283.1853	-
$\omega_{cW}$	628.31853	-
$MF$	60	$^\circ$
$k_{PWM}$	519.61524	pu
$k_{il}$	3.7485	pu
$k_{pl}$	0.0253	pu
$k_{iW}$	219.1137	pu
$k_{pW}$	0.6040	pu
Datos Vehículo		
$g$	9.80665	$m \cdot s^2$
$eff$	1	pu
$n$	12.5	pu
$J_w$	0.164	$Kg * m^2$
$J_m$	0.00222	$Kg * m^2$
$r_d$	0.1651	m
$d_f$	0.9	pu
$f_r$	0.013	pu
$\rho$	1.23	$Kg/m^3$
$C_d$	0.31	pu
$A_f$	1.75	$m^2$
$M$	350	kg
$\alpha$	0	rad

---

El diagrama de simulación se implementó con el siguiente perfil, la figura 3.20 muestra como el vehículo avanza por un plano horizontal. En este perfil el vehículo avanza manteniendo una velocidad de 2000 *rpm* o también 39.83 *km/h*, ya que el transeje donde va montado el motor está limitado a una velocidad de 40 *km/h*.

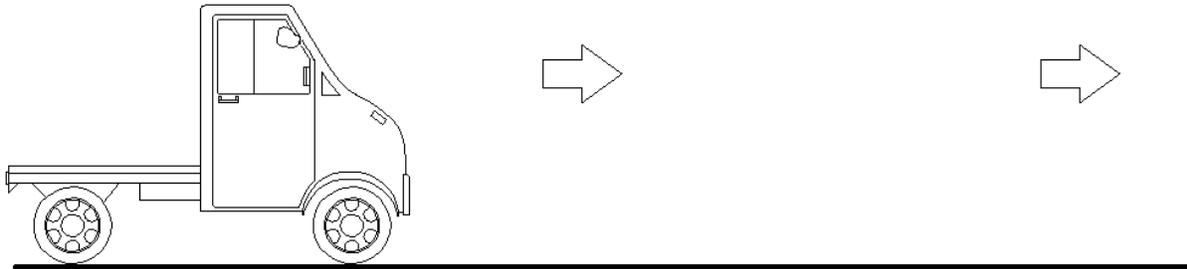


Figura 3. 20. Perfil Empleado para la Simulación del Vehículo Avanzando al Frente.

Para el segundo perfil el vehículo avanza por el mismo plano, pero a diferencia del anterior, ahora tracciona en reversa. La figura 3.21 muestra este perfil.

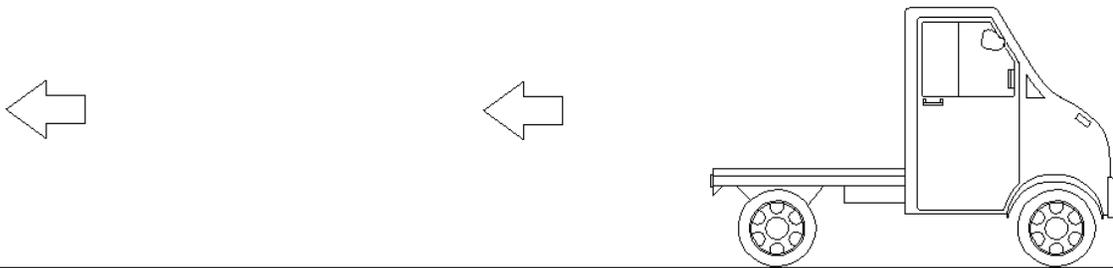


Figura 3. 21. Perfil Empleado para la Simulación del Vehículo Avanzando Hacia Atrás.

Al realizar la simulación los resultados que se obtienen para la corriente, así como, el voltaje en las terminales del motor, se muestra en la figura 3.22. Como se puede observar la corriente se mantiene dentro del límite de la corriente nominal que es de 13.1 A, al igual que el voltaje de línea cuyo valor máximo es de 162.5 V. La corriente se mantiene dentro del límite debido a que los módulos de saturación están limitándola.

En la figura 3.23 se presenta un conjunto de gráficas que representan el ángulo de la calle, la velocidad real, así como, la velocidad de referencia del motor representada en *rpm*, la velocidad desarrolla por el vehículo representada en *km/h*, el par desarrollado por el motor y el voltaje en el bus de *CD*.

En este caso debido a que el vehículo avanza por un plano horizontal, la gráfica se mantiene en cero.

---

En la segunda gráfica se puede observar la velocidad real que es la medida por medio del encoder (color rojo), mientras la velocidad de referencia es el comando de velocidad que se demanda por medio del pedal (color azul). La tercer gráfica es la velocidad del vehículo y se observa que se lleva hasta  $40 \text{ km/h}$  y  $-40 \text{ km/h}$ , el signo (-), solo indica que el motor giró en sentido contrario. La penúltima gráfica pertenece al par y se observa que se mantiene dentro del rango de  $-12.2$  y  $12.2 \text{ Nm}$  que es el par nominal de la máquina.

La última gráfica muestra las variaciones de voltaje en el bus de  $CD$  a la salida del convertidor  $CD-CD$ , se logra observar cuando el motor demanda una mayor corriente debido a que el voltaje del bus disminuye, mientras que cuando la corriente fluye hacia el bus el voltaje aumenta debido a que la máquina esta regenerando.

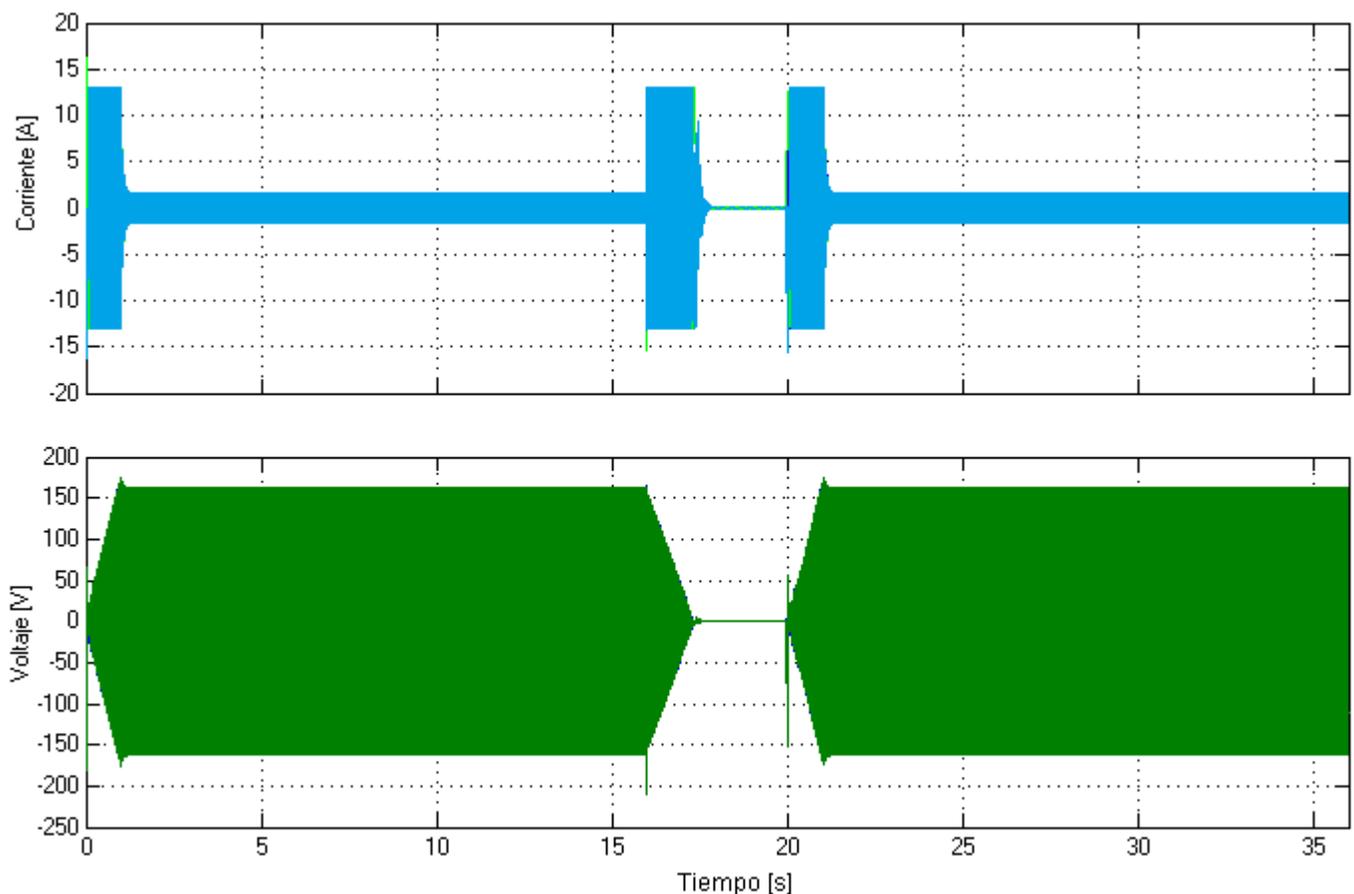


Figura 3. 22. Corrientes de Fase y Voltajes de Línea en las Terminales del Motor.

Analizando a detalle cada uno de los intervalos mostrados en la figura 3.23 se observa lo siguiente:

- 
1. El vehículo está avanzando en un plano horizontal, el motor comienza a acelerar hasta llegar a la velocidad de 2000 *rpm*, el par demandado para llegar a esta velocidad aumenta prácticamente hasta el valor nominal y posteriormente solo se entrega el par necesario para vencer las fuerzas de arrastre aerodinámico y de rozamiento de la ruedas. Debido al incremento del par el consumo de corriente es mayor, lo cual causa que el voltaje del bus de *CD* caiga por debajo de los 300 V.
  2. En este intervalo el vehículo comienza a frenar, se observa en la gráfica de par (4) que durante un pequeño tiempo el par se invierte, lo cual significa que la máquina esta regenerando, lo cual ocasiona que en la gráfica de voltaje del bus de *CD* (5) se incremente el voltaje por encima de los 300 V. Cuando el sistema este implementado, esto contribuía a cargar el modulo de supercapacitores por medio del convertidor *CD/CD*.
  3. En este intervalo el vehículo ha frenado, ahora avanza en reversa, por tal razón la velocidad ahora es negativa, el comportamiento del par es igual a los intervalos anteriores pero con signo contrario. Se comienza a acelerar, se lleva al vehículo a la velocidad de 2000 rpm, se observa que el voltaje del bus de *CD* disminuye durante un corto periodo debido a la corriente de arranque demandada. El comportamiento de las variables es similar al caso en que la velocidad es positiva.

También se incluyen las gráficas de las corrientes en el marco de referencia *dq* del motor, esto se muestra en la figura 3.24. Claramente se observa que la corriente en el eje *q* es igual a la forma de onda del par debido a que esta corriente es la encargada de controlar el par, mientras que la corriente en el eje *d* trata de mantenerse en cero debido a que en el eje *d*, la referencia de flujo es cero.

La figura 3.25 muestra la gráfica de la posición obtenida a partir de la integración de la velocidad al emplear un programa para mantener el ángulo dentro del límite de 0 a  $2\pi$ , esto se hace para que al implementarse en el *DSC* se evite la saturación de la señal. La figura 3.26 muestra las señales de voltaje del motor en el marco de referencia rotatorio *dq*.

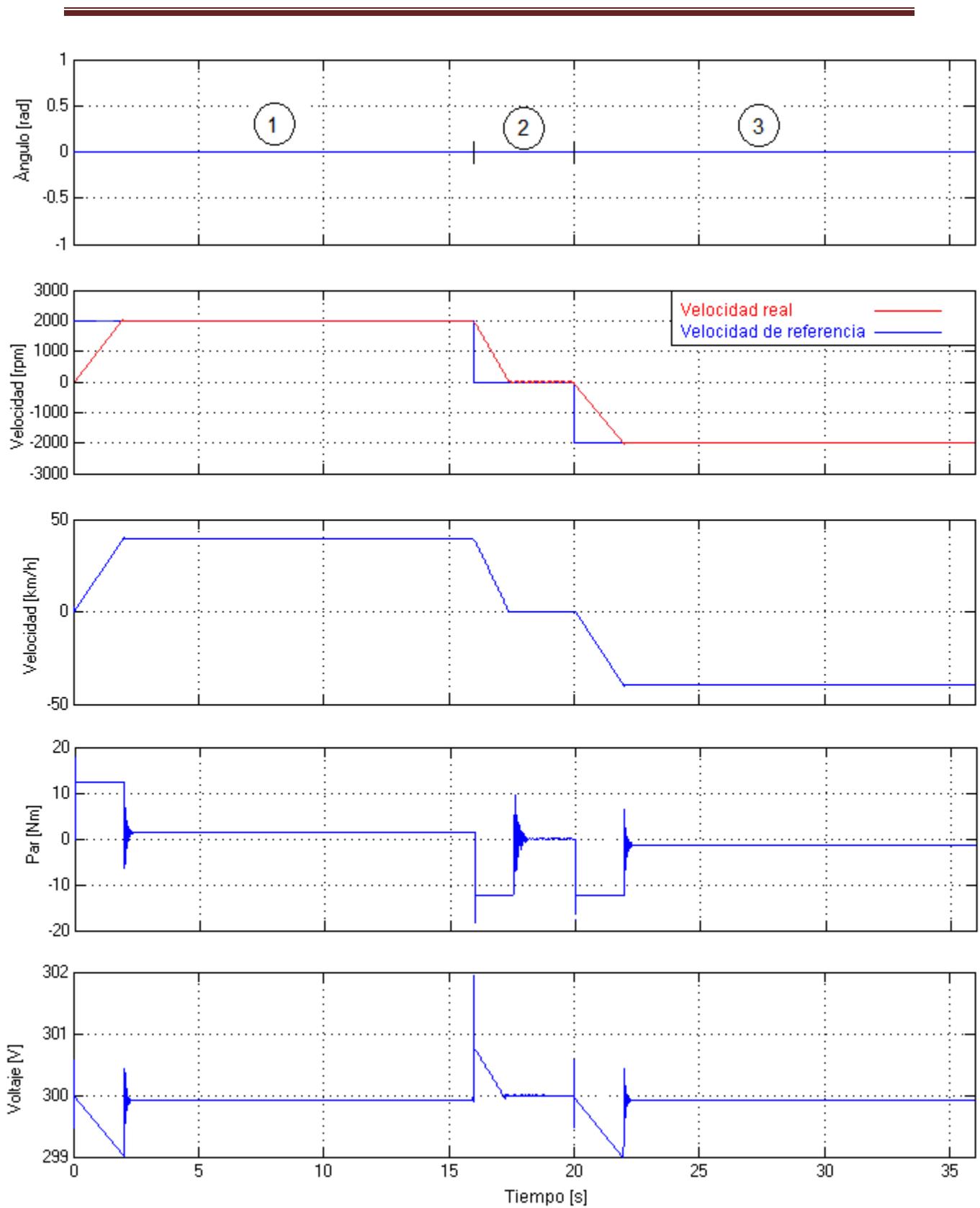


Figura 3. 23. Resultados Obtenidos de la Simulación del Comportamiento del Vehículo.

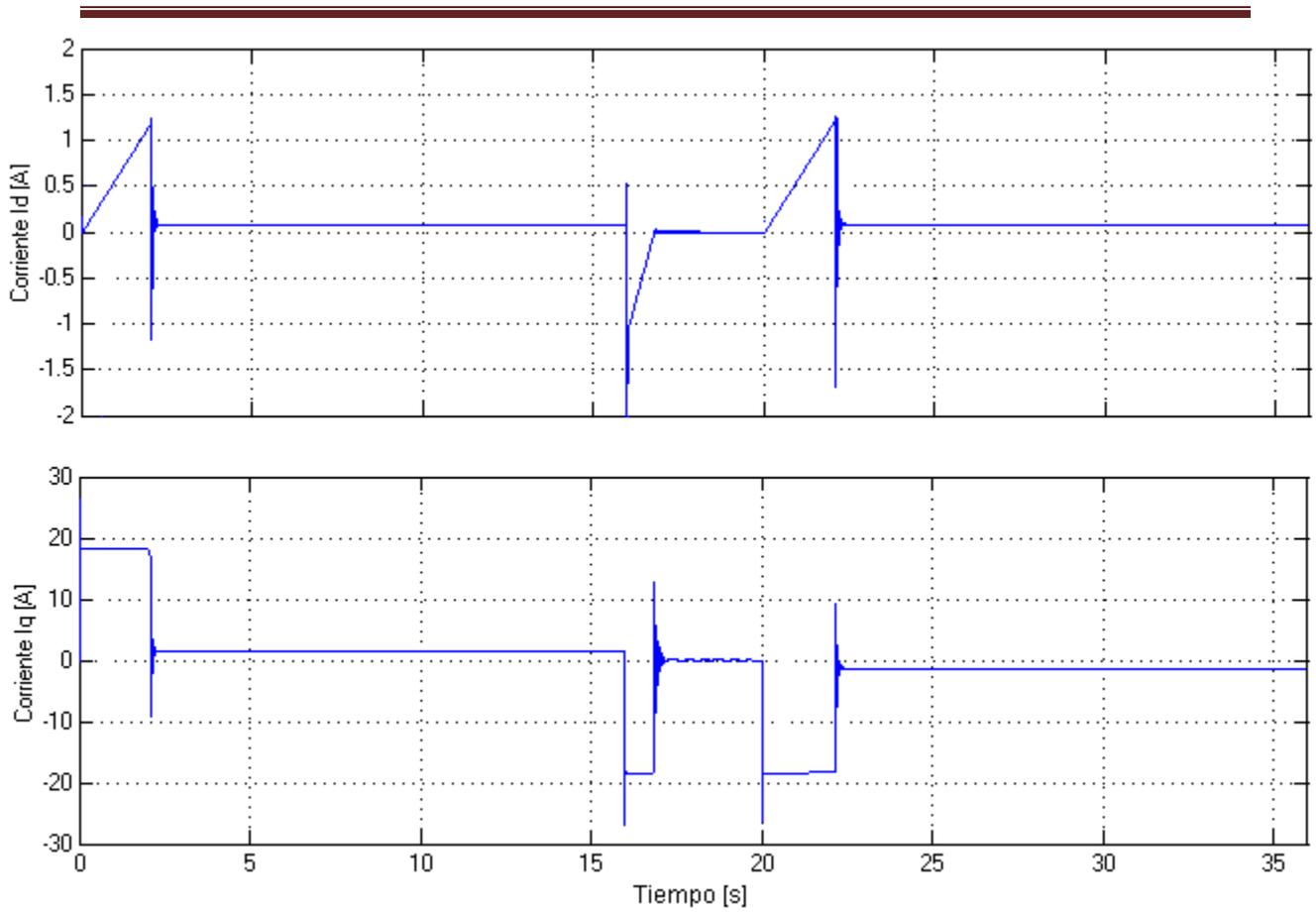


Figura 3. 24. Gráficas de las Corrientes en el Marco  $dq$ .

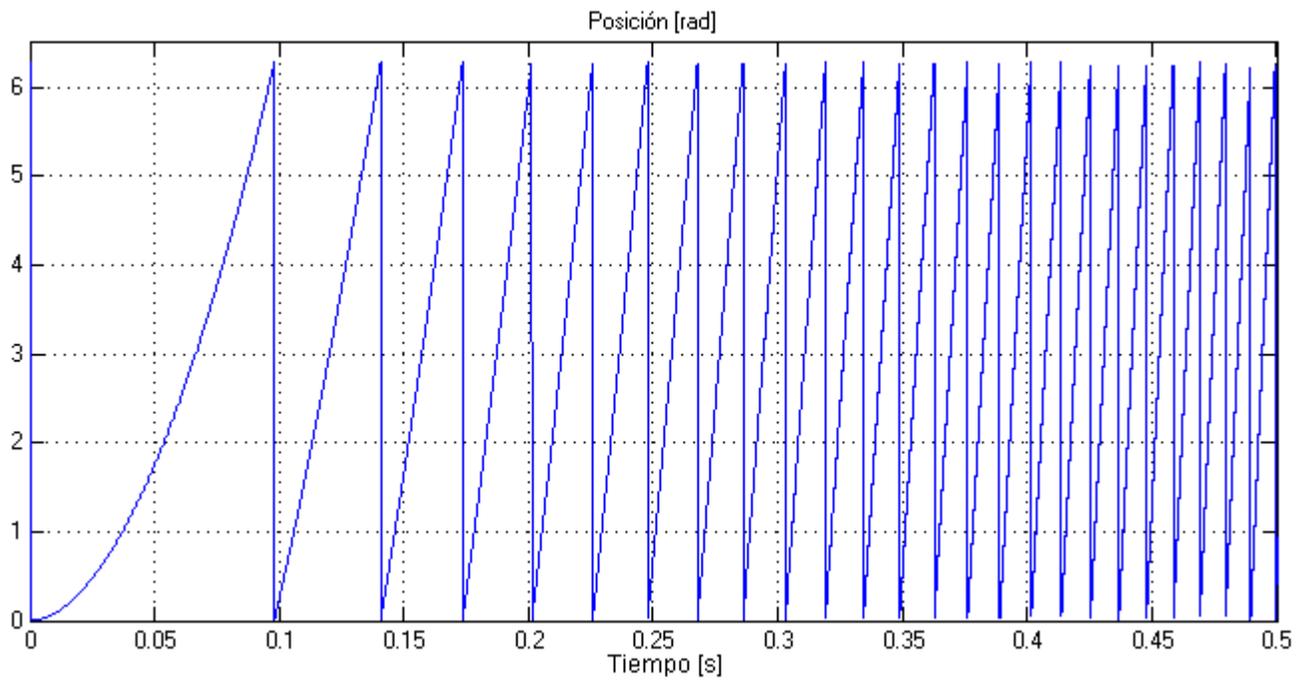


Figura 3. 25. Gráfica del Cálculo de la Posición Mantenido Dentro del Límite  $0 - 2\pi$ .

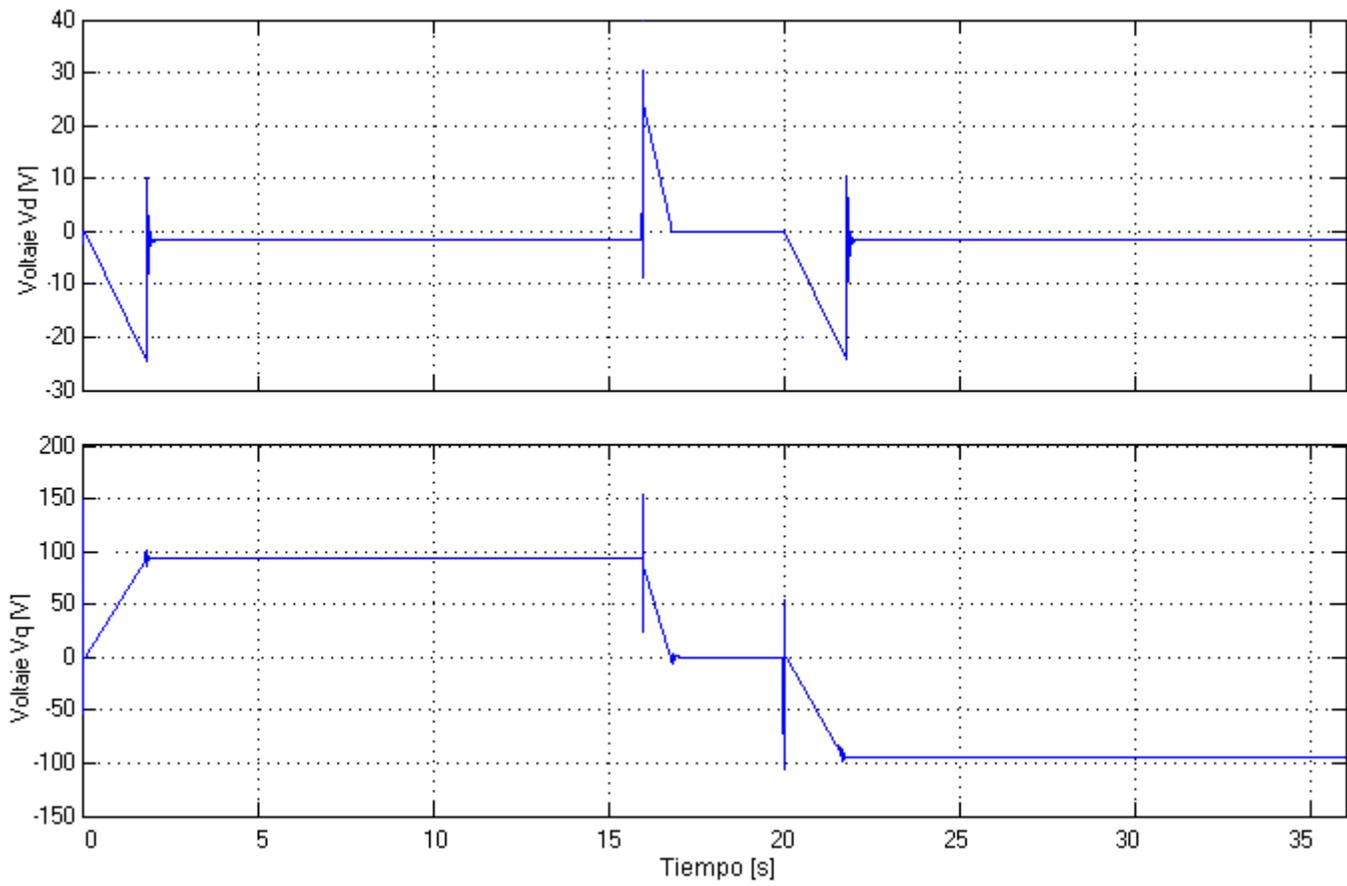


Figura 3. 26. Voltajes del Motor en el Marco de Referencia  $dq$ .

---

# CAPÍTULO IV. DESARROLLO, COMPROBACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO.

## 4.1.Introducción

En este capítulo se describe el desarrollo, implementación y diseño del hardware y software que se empleará en el prototipo construido en el laboratorio del sistema de tracción del *VE*, con la finalidad de valorar los algoritmos desarrollados a partir de la simulación del sistema. Se describen los equipos con los cuales se trabajó durante la construcción del prototipo necesarios para realizar el accionamiento de la *MSIP*, además se detalla el proceso de construcción de cada parte del sistema.

## 4.2.Descripción del Equipo Utilizado en el Desarrollo del Prototipo.

### 4.2.1. Fuente de *CD*.

Para realizar la implementación se empleó el uso de una fuente de *CD* auto protegida y de voltaje y corriente ajustable, lo cual logra evitar el riesgo de dañar el inversor o la máquina al poder limitar los valores de salida. Es una fuente TDK-Lambda de la serie Genesys modelo GEN 300-17, los datos de esta fuente se pueden consultar en [22]. Esta fuente fue utilizada para comprobar los algoritmos de control realizados con el *DSC*, para posteriormente emplear los *SCs*. La figura 4.1 muestra la fuente empleada.



Figura 4. 1. Fuente TDK Lambda Gen 300-17.

#### 4.2.2. El Inversor.

Para alimentar el motor se emplea un inversor POWEREX, modelo POW-R-PAK PP75T120. La tabla 2.3 se observan algunas de las características de este inversor, mientras que en [23], se encuentra información más detallada. Para conectar el DSC con el inversor se hace uso de una terminal de 26 pines, la hoja de datos del inversor presenta una tabla con la descripción de cada pin, la cual se muestra en la tabla 4.1.

Tabla 4. 1. Descripción de las Terminales de Interfaz con el DSC.

1	Protección	Conexión a tierra física
2	PWM A-	Señal de Control IGBT A-, 0-15 VCD
3	Error Fase A	Cortocircuito o sobre corriente en la fase A Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
4	PWM A+	Señal de control de 0-15V del IGBT A+
5	PWM B-	Señal de control de 0-15V del IGBT B-
6	Error Fase B	Cortocircuito o sobre corriente en la fase B Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
7	PWM B+	Señal de control de 0-15V del IGBT B+
8	PWM C-	Señal de control de 0-15V del IGBT C-
9	Error Fase C	Cortocircuito o sobre corriente en la fase C Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
10	PWM C+	Señal de control de 0-15V del IGBT C+
11	Sobre Temperatura	Sobre temperatura en el disipador Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
12	Sin Conexión	-----
13	Voltaje Bus CD	Representación analógica del bus de CD
14	Voltaje Alimentación 24 VCD	Voltaje de alimentación (20-30 VCD)
15	Voltaje Alimentación 24 VCD	Voltaje de alimentación (20-30 VCD)
16	Voltaje Alimentación 15 VCD	Voltaje de alimentación (14.4-18 VCD)
17	Voltaje Alimentación 15 VCD	Voltaje de alimentación (14.4-18 VCD)
18	GND	Referencia de la alimentación de 24 ó 15 V
19	GND	Referencia de la alimentación de 24 ó 15 V
20	Temperatura Disipador	Representación analógica de la temperatura en el disipador
21	GND	Conexión al pin 18 y 19
22	Corriente Fase A	Representación analógica de la corriente en la fase A
23	GND	Conexión al pin 18 y 19
24	Corriente Fase B	Representación analógica de la corriente en la fase B
25	GND	Conexión al pin 18 y 19
26	Corriente Fase C	Representación analógica de la corriente en la fase C

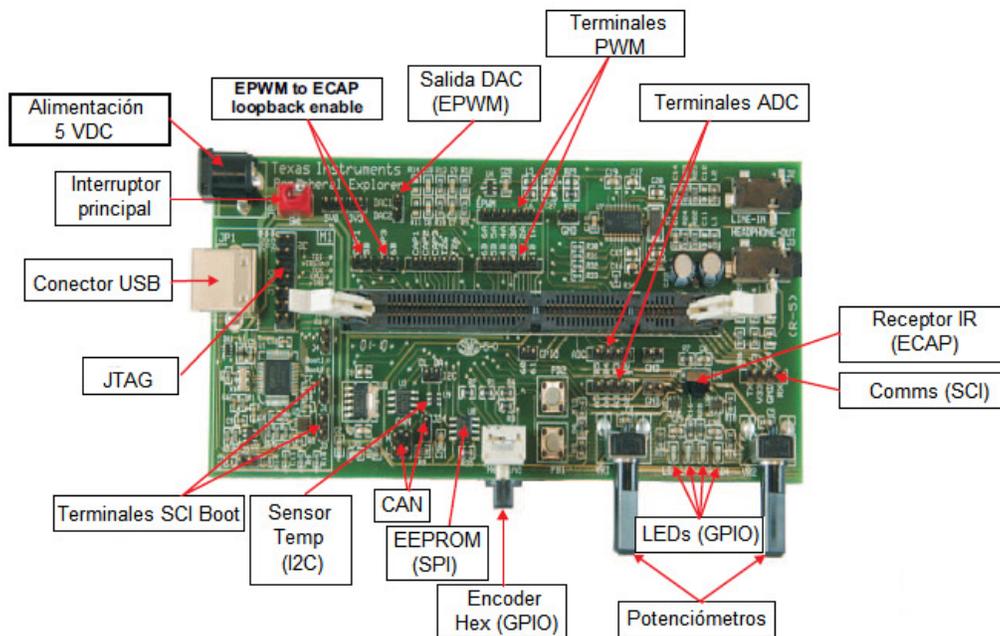
Se utilizó una jaula de Faraday para proteger el controlador y el equipo que se utilizará en este proyecto, esto debido a los efectos que causan las interferencias electromagnéticas por la conmutación de los interruptores en el inversor, dicha jaula fue construida en otro proyecto de tesis [30]. La colocación de esta jaula se muestra en la figura 4.2.



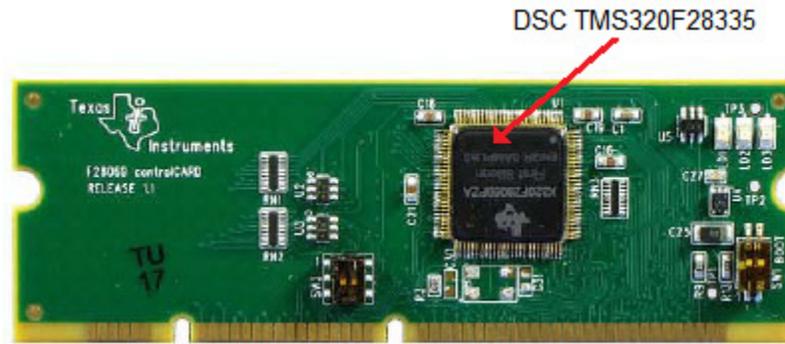
Figura 4. 2. Montaje de la Jaula de Faraday.

#### 4.2.3. El DSC.

Para implementar los algoritmos de control se utilizó un *DSC* de Texas Instruments modelo TMS320F28335, junto con una base de acoplamiento de la familia Delfino C2000, la cual es especializada para el control de motores. Esta estación contiene varios periféricos, de los cuales se muestran algunos en la figura 4.3.a. La figura 4.3.b muestra la tarjeta de desarrollo con el *DSC*.



a)



b)

Figura 4. 3. a) Base de Acoplamiento C2000 b) Tarjeta de Control TMS320F28335.

Las características del DSC son las siguientes [24]:

- Tecnología CMOS de alto desempeño con frecuencia de núcleo de hasta 150 MHz.
- CPU de 32 bits de alto desempeño.
  - Unidad punto flotante estándar IEEE-754.
  - Arquitectura de Buses Harvard.
  - Operaciones multiplica y acumula (MAC) 16x16 y 32x32.
- Tres relojes del CPU de 32 bits.
- Características de un DSP y un MC en una arquitectura C/ensamblador eficiente unificada.
- Memoria Flash de 256 KB.
- Memoria RAM de 32 KB.
- Dos módulos PWM de 16 canales.
- Convertidor analógico digital (ADC) de 12 bits 16 canales.
  - Conversiones simple/simultaneas.
  - Tiempo de conversión hasta 80 ns.
- Dos decodificadores de cuadratura.
- Tres interfaces de comunicación serial (SCI).
- Dos módulos CAN.
- Hasta 88 puertos de propósito general (Entrada/Salida).

El TMS320F28335 es un controlador especializado para aplicaciones de control de alto desempeño como el control de motores. Como la mayoría de los *DSC*, se emplean varios buses para transferir información entre las memorias, los periféricos y el CPU, por lo cual utilizan la arquitectura Harvard, lo cual permite leer un dato y escribir un dato en un solo ciclo.

TI presenta una tecnología en la cual se pueden leer operandos del bus de datos, al igual que el bus de programa por medio de la flecha “by-pass” que se encuentra en la esquina inferior izquierda de la figura 4.4. A esta arquitectura se le denomina arquitectura Harvard modificada. TI también agrega un tercer bus llamado “bus de registro” que conecta todas las unidades al CPU, lo cual permite intercambios rápidos de datos entre las unidades matemáticas.

El DSC también ofrece una característica especial cuando se trata de disminuir el tiempo de ejecución de un programa con datos en punto flotante mediante el uso de una biblioteca llamada “IQ-Math” y una unidad de hardware de punto flotante. La biblioteca IQ-Math es un conjunto de funciones matemáticas de alta precisión empleada para utilizar algoritmos punto flotante en códigos que trabajan en punto fijo. Esta biblioteca puede acortar de forma significativa los algoritmos que se deseen implementar como se verá más adelante.

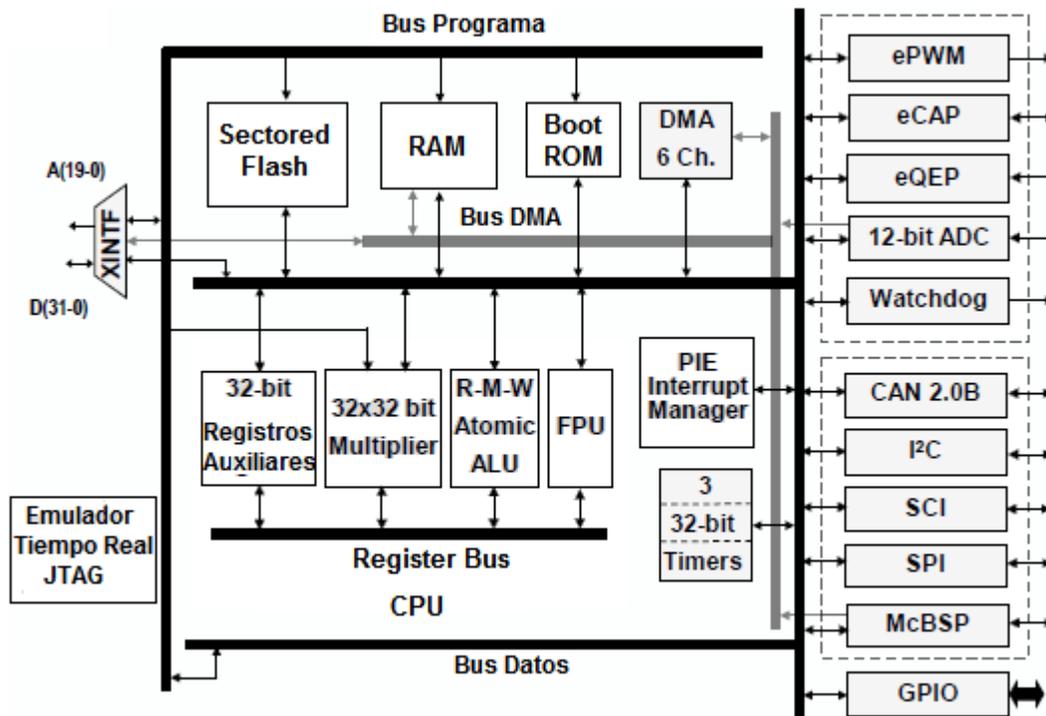


Figura 4. 4. Esquema de la Arquitectura del F2833x.

#### 4.2.4. La Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

La MSIP empleada en esta tesis es de la marca Control Techniques como se mencionó anteriormente, los datos de dicha máquina se encuentran en la tabla 2.2. el montaje de esta máquina presento algunas dificultades que requirieron de gran cantidad de tiempo.

El vehículo adquirido era propulsado en un principio por una máquina de CD de 5HP, que se encontraba montada en el diferencial por medio de un acoplamiento diseñado en el eje de la máquina. Se requirió del diseño y manufacturación de un cople mecánico y una brida para lograr montar la *MSIP* directamente en el diferencial del vehículo. La figura 4.5 muestra el acoplamiento realizado entre el diferencial y la *MSIP*.

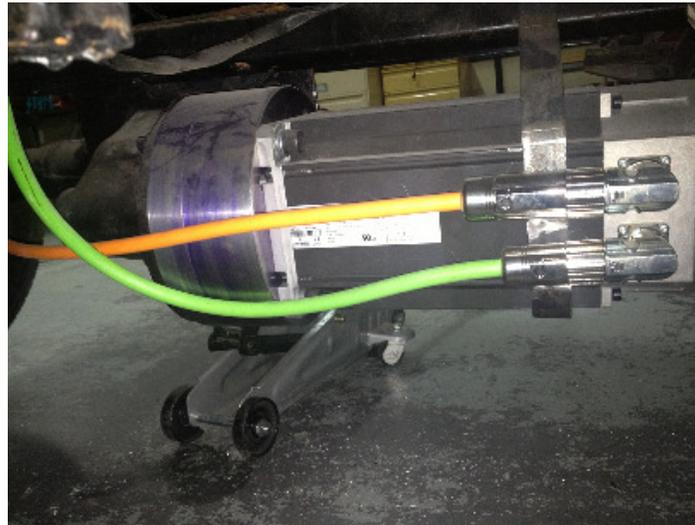


Figura 4. 5. Acoplamiento Mecánico Motor-Diferencial.

#### 4.2.5. Los Supercapacitores.

El vehículo emplea *SCs* para almacenar la energía eléctrica necesaria para impulsarlo. Los *SCs* empleados son de la marca Maxwell y los datos aparecen en la tabla 2.5. Para realizar la recarga se utiliza un cargador realizado en [21], el cual se muestra en la figura 4.6. De acuerdo a la tesis “Desarrollo de una Estación de Carga para Supercapacitores” las características del cargador se muestran en la tabla 4.2, el cual fue diseñado para trabajar en un sistema monofásico o trifásico.

Tabla 4. 2. Parámetros del Cargador.

Parámetro	Sistema Monofásico	Sistema Trifásico
Alimentación	127 V	220 V
Corriente a la Entrada	15 A	15 A
Voltaje a la Salida	144 V	144V
Potencia	2345 W	4595 W
Corriente a la Salida	16.29 A	31.91 A
Tiempo de Carga (Totalmente Descargado)	16 min 11 s	8 min 15 s
Tiempo de Carga (Descargado al 50%)	8 min 5 s	4 min 7 s



Figura 4. 6. Cargador de Supercapacitores [21].

#### 4.2.6. El Chasis del Vehículo.

El vehículo adquirido originalmente era impulsado por una máquina de CD, el cual era alimentado por medio de baterías, ahora contiene una *MSIP* y un módulo de SCs, el vehículo es de la compañía GEM (Grupo Eléctrico Motorizado S.A. de C.V.) y se observa en la imagen 4.7 [26].



Figura 4. 7. Carrocería del VE [26].

---

### 4.3. Uso de Code Composer Studio.

Code Composer Studio® es un programa de Texas Instruments® que contiene todas las herramientas necesarias para el desarrollo y creación de aplicaciones empleados en procesadores de la familia C2000. En este programa se proporcionan las plantillas necesarias para lograr implementar los algoritmos de control, los cuales se presentan a continuación.

#### 4.3.1. Registros para la Habilitación de Periféricos.

Todas las entradas y salidas digitales se agrupan en puertos llamados GPIO A, B y C. el DSC cuenta con 88 pines de propósito general, cada pin puede ser utilizado para cuatro funciones distintas, para elegir una función específica se logra empleando un multiplexor. En la figura 4.8 se muestra como un pin puede ser seleccionado para cuatro diferentes funciones. El término “Input Qualification” se refiere a una opción para señales digitales de entrada con el cual se reconoce una señal solo si supera el número de ciclos especificado, esta función es útil para eliminar ruido [24].

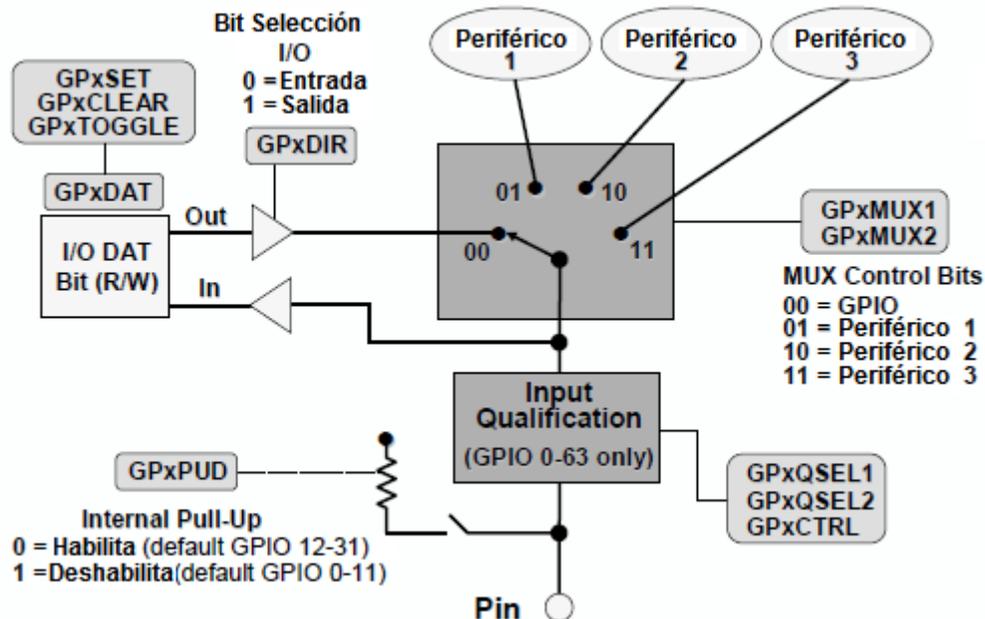


Figura 4. 8. Diagrama a Bloques de los Pines de Propósito General.

- El registro GPxPUD se usa cuando se habilita o deshabilita un resistor interno para obtener un nivel de voltaje flotante o una alta impedancia (x=A, B, C).
- El registro GPxDIR se utiliza para definir si el pin funcionara como línea de salida o entrada colocando un “1” o un “0”.

- El registro GPxDAT es utilizado para poner la línea de entrada como activa (todos los bits a “1”), borrar los datos u obtener el complementario de la línea de entrada.

Ejemplo: Activar el pin GPIO5 del puerto A:

GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;

#### 4.3.2. Módulo de Reloj del DSC.

Antes de comenzar a utilizar las entradas y salida digitales es necesario configurar el módulo del reloj. El DSC contiene un reloj externo que trabaja con una frecuencia de 30 MHz que alcanza una frecuencia de 150 MHz internamente, para lograrlo se multiplica por 10 y se divide entre 2 por medio de de un registro de control llamado PLLCR. La señal CLKIN es de la misma frecuencia que la señal de reloj del sistema SYSCLKOUT. La figura 4.9 muestra el módulo del reloj.

- El registro DIVSEL se utiliza para dividir la señal entre 4, 2 o 1.
- El registro DIV se utiliza para multiplicar por un valor entre 1 y 10

Con estos registros se alcanza el valor de hasta 150 MHz en la frecuencia del reloj.

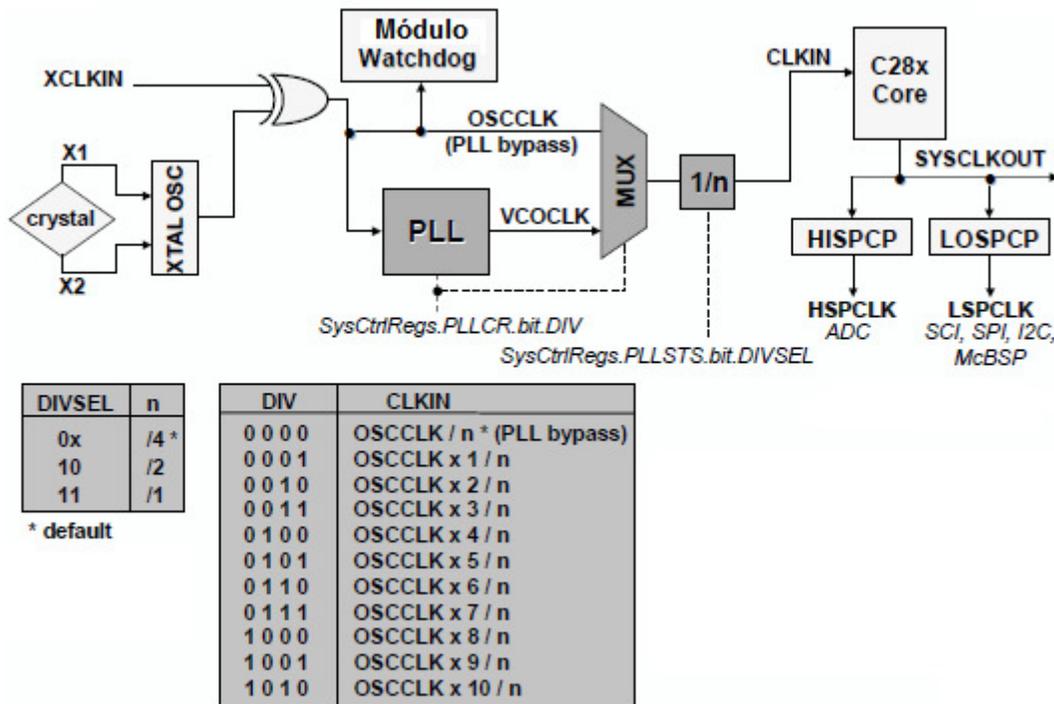


Figura 4. 9. Diagrama del Módulo del Reloj.

Ejemplo: Selección de los registros DIV y DIVSEL para obtener una frecuencia interna de 150 MHz

```
SysCtrlRegs.PLLSTS.bit.DIVSEL = 2;
SysCtrlRegs.PLLCR.bit.DIV = 0;
```

Los subregistros HISPCP (High Speed Clock Pre-scaler) y LOSPCP (Low Speed Clock Pre-scaler) son utilizados para dividir la señal del reloj para algunas periféricos. La figura 4.10 muestra los subregistros del registro SYSCLOCKOUT (System Clock Output), en este se observa que solo los primeros 2 bits se pueden configurar.

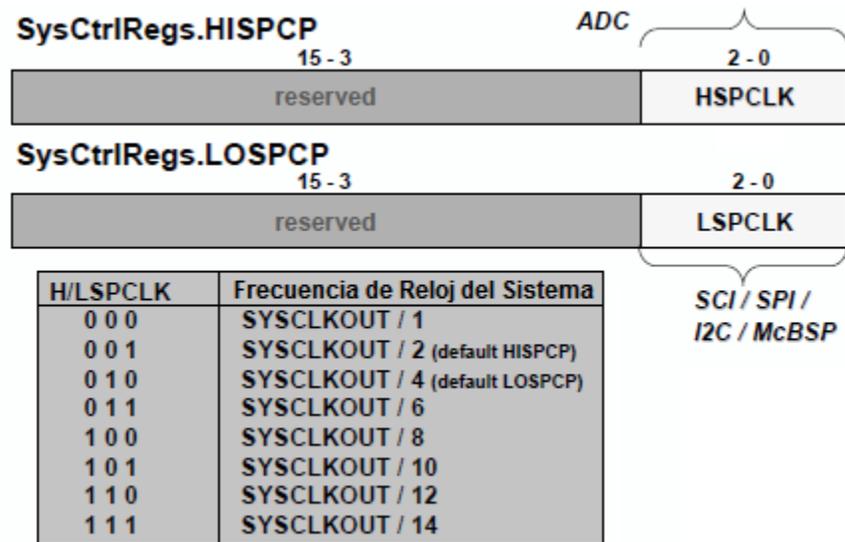


Figura 4. 10.Subregistros del registro SYSCLOCKOUT.

#### 4.3.3. Módulo PWM.

Cada unidad PWM (enhanced Pulse Width Modulation, ePWM) es controlado por su propio bloque lógico como se muestra en la figura 4.11, esto permite generar señales en diferentes tiempos. A continuación se presenta la descripción de cada uno de ellos.

- El registro TBCTR (Time Base Counter) es un contador de 16 bits que emplea la señal de reloj del sistema SYSCLOCKOUT como tiempo base.
- El registro TBPRD (Time Base Period) define la longitud del periodo de la señal de salida (0-65535).
- Los registros SYNCI (Synch In) y SYNCO (Synch Out) son utilizados para sincronizar las señales entre los módulos PWM de forma que definiendo a una señal de salida se pueden generar otras dos que estén desfasadas 120° entre ellas por medio de otro registro llamado TBPHS (Time Base Phase) para obtener señales para un sistema trifásico.
- Los registros CMPA y CMPB (Compare Register A, B) son utilizados para definir 2 o 4 eventos en un periodo de la señal PWM (no solo 0-TBPRD).

- Los registros AQCTLA y AQCTLB (Action Qualifier Control Output A, B) define la forma de la señal PWM.

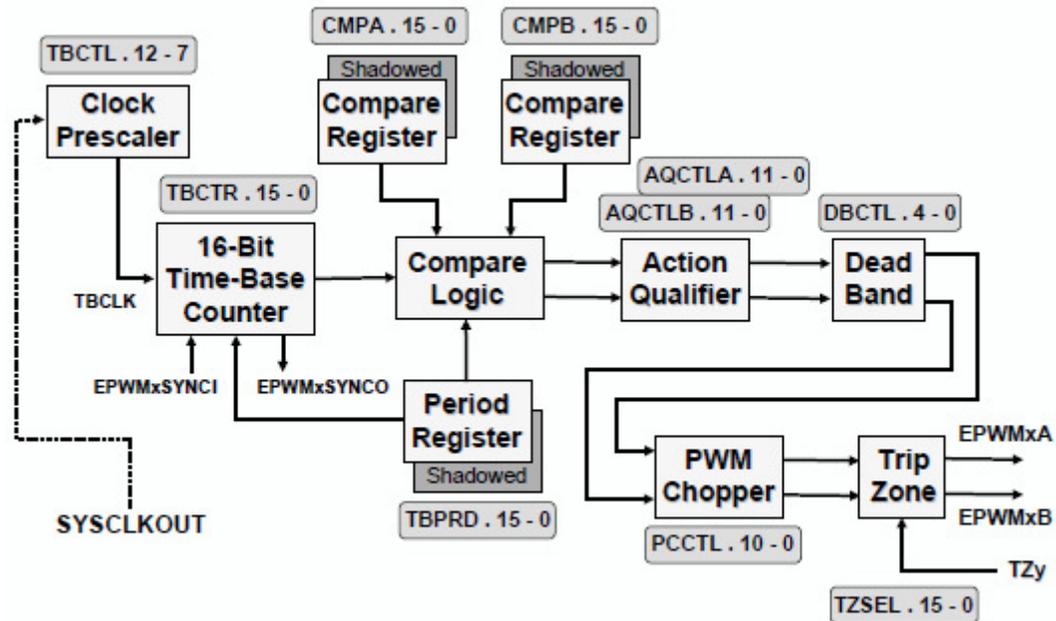


Figura 4. 11. Diagrama a Bloques del Módulo ePWM.

El registro TBCTL (Time Base Control) es de 16 bits, esta dividido en pequeños subregistros que necesitan ser llenados para definir distintas características de la señal PWM. La figura 4.12 muestra los subregistros.

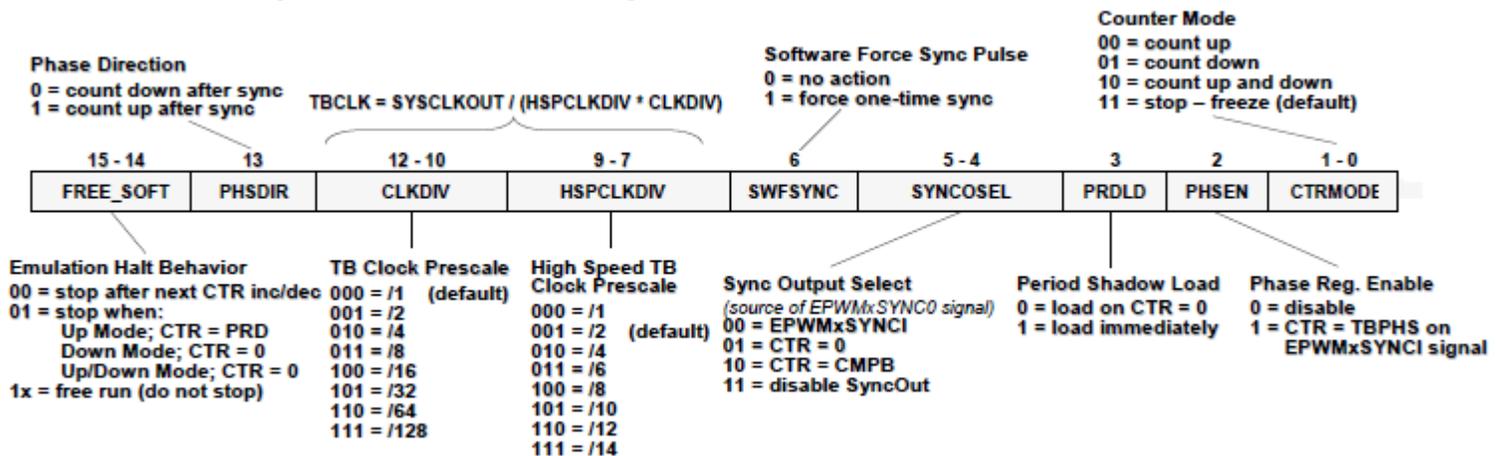


Figura 4. 12. Subregistros del Registro TBCTL.

- El registro FREE\_SOFT controla la interacción entre el DSC y la JTAG. Se puede definir qué pasará si se encuentra un *breakpoint* durante la ejecución del código.

- El registro PHSDIR (Phase Direction) indica si la unidad ePWM comienza a contar de forma ascendente o descendente después de un pulso SYNCI.
- El registro CLKDIV (Clock Prescale) y HSPCLKDIV (High Speed Clock Prescale) son utilizados para reducir la frecuencia de entrada con tiempo base de la señal de reloj del sistema SYSCLKOUT.
- El registro SWFSYNC (Software Force Sync Pulse) es una instrucción que genera una señal SYNCO.
- El registro SYNCOSSEL (Sync Output Select) selecciona la fuente de la señal SYNCO.
- El registro PRDLD (Period Shadow Load) habilita o deshabilita los registros sombra del registro TBPRD el cual puede ser modificado cada periodo.
- El registro PHSEN (Phase Register Enable) permite la carga previa la registro TBCTR desde el registro TBPHS mediante el disparo de la señal SYNCI.
- El registro CTRMODE (Counter Mode) define el modo de operación de la unidad PWM, conteo ascendente o descendente o ambos.

#### 4.3.4. Modulo de Interrupciones.

Una interrupción es definida como un evento asíncrono generado por una unidad de hardware interna o externa. Un evento causa que el controlador interrumpa la ejecución de un programa para comenzar una rutina dedicada a dicho evento. Una vez que se ha ejecutado la rutina, el controlador continúa con el programa principal.

El sistema de interrupción del DSC contiene 16 líneas de interrupción de la cuales dos no se puede modificar (RESET, NMI ó No Maskable Interrupt). La interrupción RESET obliga al *DSC* a reiniciarse y comenzar a leer el programa previamente almacenado en la dirección 0x3F FFC0, esta interrupción sucede por el desborde del temporizador Watchdog , aunque también se genera un reinicio al encender el dispositivo. Este pin es activado por un alto activo. La figura 4.13 muestra las fuentes que causan un reinicio.

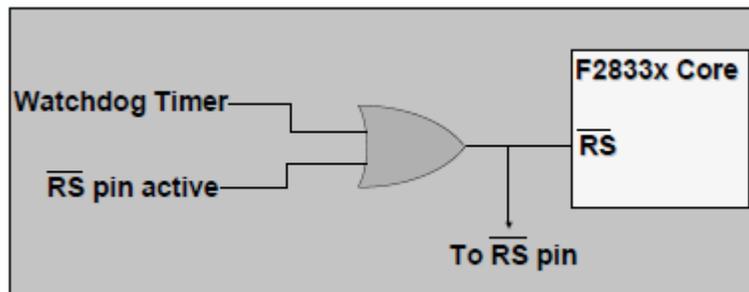


Figura 4. 13. Fuentes de Reinicio.

Existen 96 diferentes fuentes de interrupción para solo 14 pines disponible, por lo cual se utiliza una tabla de expansión para utilizar solo las necesarias. Cada línea de interrupción contiene un espacio de memoria de 32 bits. La figura 4.14 muestra la distribución de las interrupciones a través del PIE (Peripheral Interrupt Expansion unit).

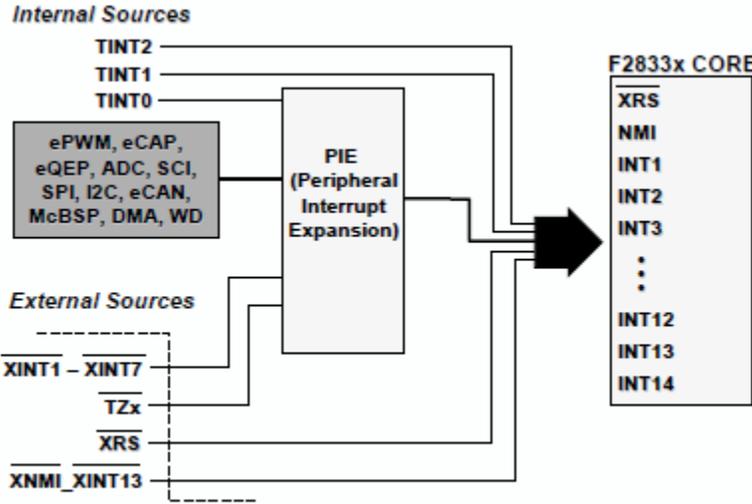


Figura 4. 14.Distribución de Interrupciones por medio del PIE.

Antes de habilitar las interrupciones se deben cerrar un par de interruptores para lograr obtener la interrupción. La figura 4.15 muestra cuales son estos dos interruptores.

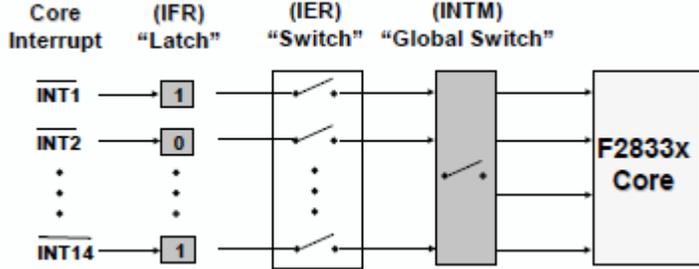


Figura 4. 15. Registros Necesarios para obtener una Interrupción.

Una señal válida en una línea de interrupción específica causa que el registro IFR (Interrupt Flag Register) muestre un "1". Si el interruptor global e individual se encuentran cerrados, lo cual se logra habilitándolos por medio del registro IER (Interrupt Enable Register) e INTM (Interrupt Global Mask), se consigue llegar al núcleo del *DSC*. Los registros anteriores son de 16 bits y se habilitan aquellos bits que son necesarios, en el caso del registro INTM solo un bit es configurable, mientras que el registro IFR e IER se deben configurar los 16 bits. La figura 4.16 muestra la estructura de los registros que se utilizan para obtener las interrupciones.

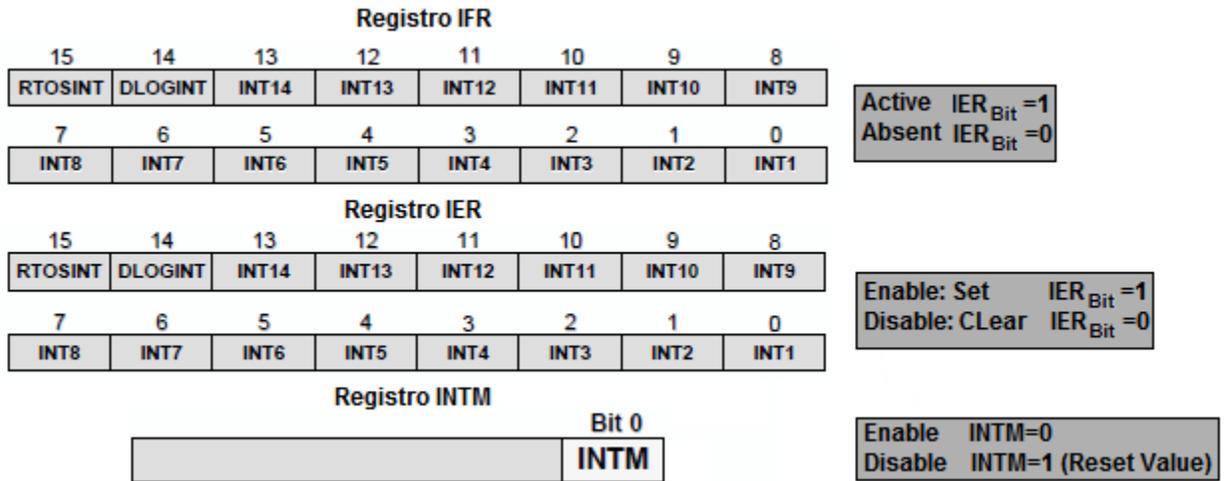


Figura 4. 16. Habilitación de Registros para Obtener Interrupciones.

Como se menciona existen 96 interrupciones en total, por lo cual para manejar todas estas interrupciones es necesaria una forma de seleccionar la necesaria. Con el uso del PIE se logra hacerlo, se trata de 12 líneas que contienen 8 registros cada uno, de tal forma que se puede habilitar de forma individual cada una de las fuentes de interrupción. En la figura 4.17 se muestra la estructura interna del PIE.

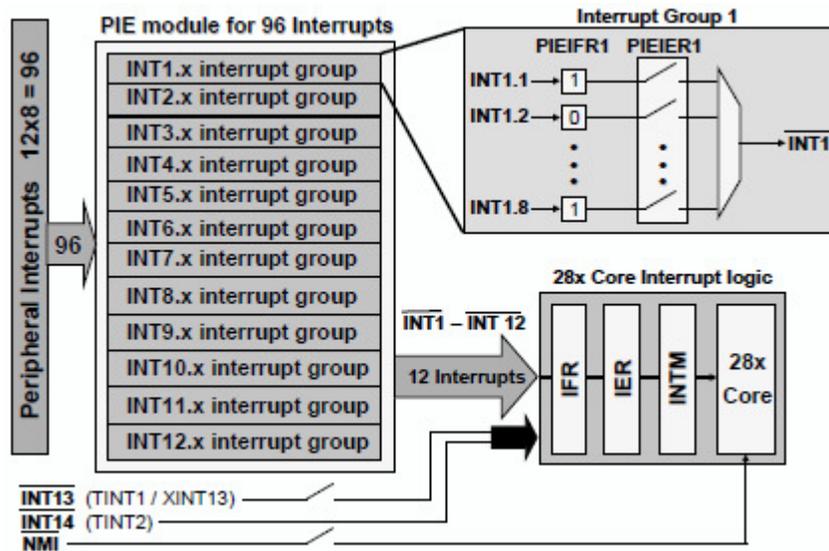


Figura 4. 17. Estructura Interna del PIE.

Cada uno de las interrupciones del PIE contienen sus propios registros IER e IFR, así como un registro INT, el cual es como el registro de interrupción global pero para cada una de las líneas de interrupción. Los registros que tienen que ser habilitados se muestran en la figura 4.18.

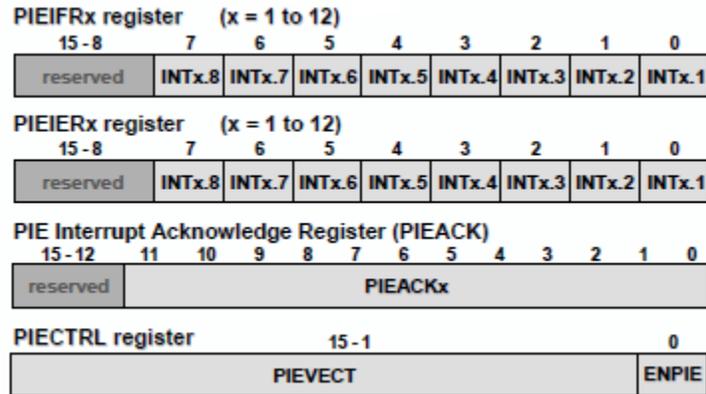


Figura 4. 18. Registros Correspondientes del PIE.

#### 4.3.5. Módulo QEP.

El F28335 contiene dos módulos decodificadores de posición de cuadratura los cuales tienen 4 pines que corresponden a Chanel A, Chanel B, Index y Strobe. La figura 4.19 muestra el diagrama del QEP. Los registros necesarios para activar el QEP se encuentran en el bloque Quadrature Decoder y en el bloque Position/Counter Encoder. En estos bloques se encuentran los registros QPOSINIT (eQEP Initialization Position Count) y QPOSMAX (eQEP Maximum Position Count), los cuales tienen un espacio de memoria de 16 bits cada uno, el primero representa las revoluciones que ha dado el motor, mientras que el segundo representa las fracciones de una vuelta, las señales se obtienen del canal A y B. Existe un registro en el cual se almacena el número de ppr, este es QPOSCMP (eQEP Position-compare), al igual que el QPOSCNT (eQEP Position Counter) donde se almacena el valor de la posición del motor.

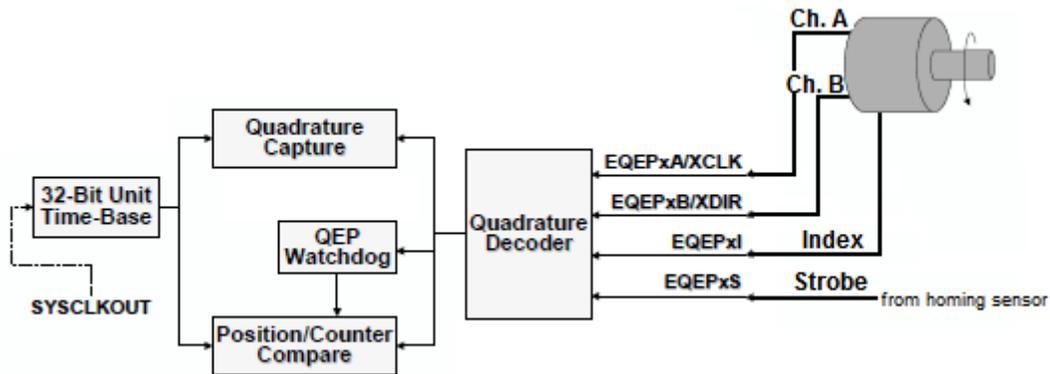


Figura 4. 19. Diagrama a Bloques del QEP.

#### 4.3.6. Módulo ADC.

El ADC trabaja con señales de voltaje entre 0-3 V, el cual es proporcional a la señal original. La relación entre voltaje analógico de entrada ( $V_{in}$ ), el número de dígitos binarios para representar el número digital ( $n$ ) y el número digital ( $D$ ) esta dado por:

$$V_{in} = \frac{D * (V_{REF+} - V_{REF-})}{2^n - 1} + V_{REF-} \quad (4.1)$$

Donde  $V_{REF+}$  y  $V_{REF-}$  son voltajes de referencia utilizados para limitar el intervalo de voltaje analógico. Cualquier voltaje superior al voltaje de referencia creará un número digital saturado. Durante una conversión se debe asegurar que no haya cambios de la señal de entrada, por lo cual se emplean las 2 unidades “simple & hold” con los cuales se logra hacer la conversión de dos señales al mismo tiempo, en este caso se emplean para convertir las señales de corriente. La resolución del ADC es de 0.732 mV por bit, ya que es de 12 bits y capacidad de 16 autosecuencias para realizar una conversión. La figura 4.20 muestra el diagrama del ADC.

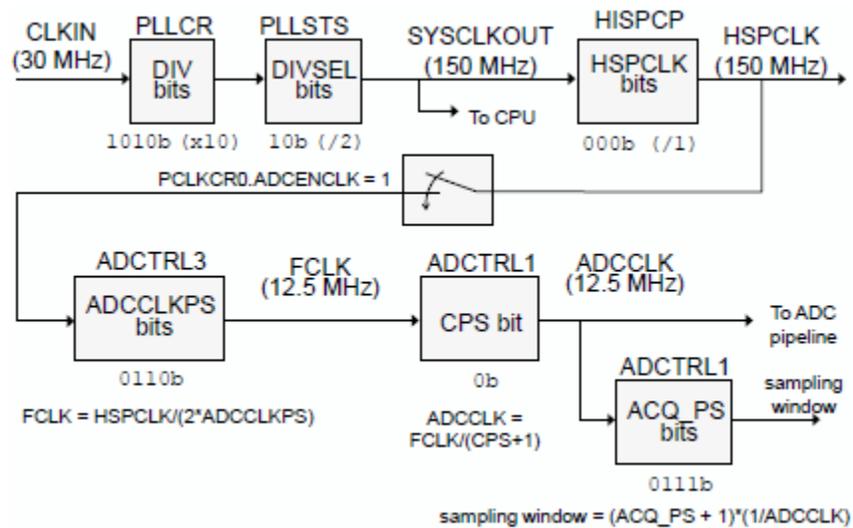


Figura 4. 20. Diagrama a Bloques del ADC.

El ADC tiene tres formas diferentes de operar:

- Modo Secuenciador: En este modo se pueden seleccionar una conversión de 16 auto secuencias o un par de 8 auto secuencias.
- Modo de Muestreo: Tiene dos formas de operar, la primera, muestreo simultáneo realiza la conversión de 2 señales al mismo tiempo. La segunda, muestreo secuencial realiza la conversión de una señal.

- Modo de Inicio: Comienza con la primera señal de disparo y se detiene cuando la conversión termina.

El ADC contiene 3 registros ADCTRL (ADC Control Register 1, 2 y 3) con los cuales se puede habilitar, realizar la conversión, entre otras configuraciones de las condiciones de operación. La figura 4.21 muestra los subregistros del registro ADCTRL 1.

- El registro RESET es usado para reiniciar el ADC a su estado inicial.
- El registro SUSMOD (Emulation Suspend Mode) define la interacción entre el ADC y el emulador.
- ACQ\_PS (Acquisition Time Prescale) define la longitud de la ventana de muestreo.
- CPS (Conversion Prescale) es para dividir la frecuencia de entrada en 1 ó 2.

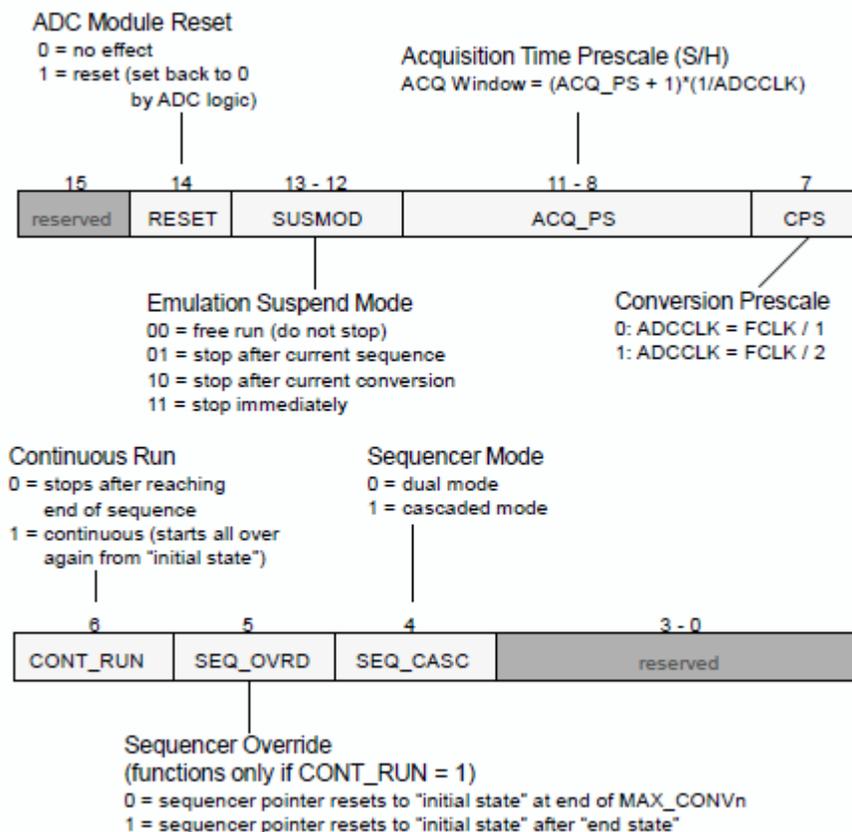


Figura 4. 21.Subregistros del Registro ADCTRL 1.

- CONT\_RUN (Continuous Run) define si la auto secuencia empieza al final de una secuencia (=0) y espera por otra, o si la secuencia empieza inmediatamente (=1).
- SEQ\_OVRD (Sequencer Override) define 2 opciones de modo continuo.
- SEQ\_CASC (Sequencer Mode) define si se empleara 16 auto secuencias o 2 de 8.

## 4.4. Macros con Funciones Predeterminadas.

Texas Instruments proporciona las herramientas necesarias para realizar los algoritmos, en este caso proporciona macros (serie de instrucciones predeterminadas) para realizar cálculos matemáticos necesarios para implementar el control por campo orientado, o también para generar señales, entre ellos están: transformación de coordenadas (Clarke-Park), generación de vectores espaciales, generación de señales PWM, sintonización de controladores PID, entre otros. A continuación se describen los empleados en el código utilizado en esta tesis.

### 4.4.1. Biblioteca IQ-Math.

El F28335 es un DSC de punto fijo pero cuenta con una biblioteca virtual de punto flotante llamada IQ-Math. El DSC cuenta con una resolución interna de 64 bits para números de 32 bits, esta resolución está basada en la concatenación de dos registros de 32 bits (ACC y P), gracias a esto se puede utilizar esta biblioteca, la cual consiste en dividir un número binario en una parte entera y una parte decimal. La división es imaginaria, es decir se interpreta como un punto que divide un número binario y permite realizar operaciones matemáticas de una forma más dinámica. La figura 4.22 muestra la representación fraccionaria de un número binario en el formato IQ.

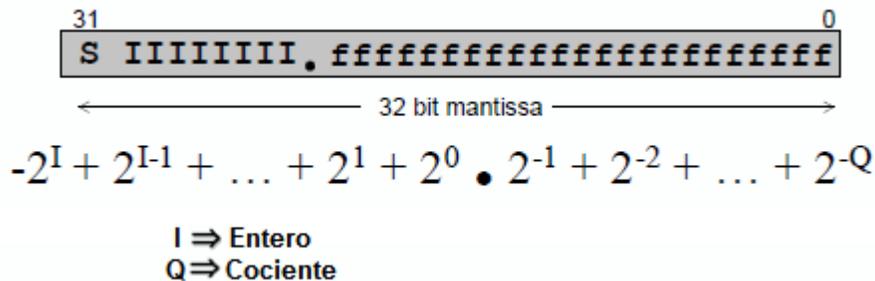


Figura 4. 22. Representación Fraccionaria de un Número Binario.

Dado que la división es imaginaria, el punto se puede mover hacia la derecha o hacia la izquierda, lo cual permite ajustar el sistema numérico de forma que tenga un amplio rango numérico u optimizarlo para obtener una mayor resolución. La figura 4.23 da un ejemplo de cómo un número de 4 bits puede ser representado en diferentes formatos IQ.

Dependiendo de las necesidades que se tienen se puede elegir un formato, por ejemplo al seleccionar un formato con más bits enteros se obtiene un rango dinámico mayor, mientras que al seleccionar más bits fraccionarios se obtiene una mayor resolución. Esta biblioteca es importante ya que los macros utilizados la utilizan para la resolución de cálculos matemáticos.

Formato	Más Negativo	Más Positivo	Resolución (paso)
I1Q3	1.000 -1	0.111 +0.875	0.001 0.125
I2Q2	10.00 -2	01.11 +1.75	00.01 0.25
I3Q1	100.0 -4	011.1 +3.5	000.1 0.5
I4Q0	1000 -8	0111 +7	0001 1

Figura 4. 23. Representación de un Número en diferentes Formatos IQ.

La figura 4.24 muestra un ejemplo de la resolución a la ecuación  $Y = MX + B$  por medio del formato IQ-Math. En el resultado obtenido de la multiplicación binaria se realiza el recorrido del punto binario de forma tal que los operandos queden alineados para realizar la suma binaria.

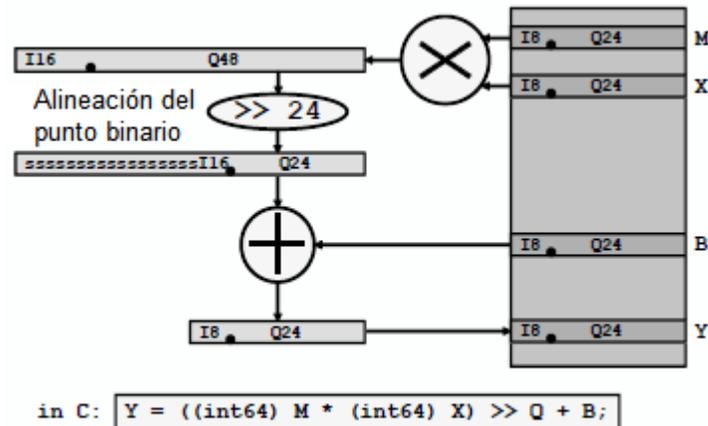


Figura 4. 24. Uso de la Biblioteca IQ-Math.

La implementación de la ecuación en código C sería:

```
int32 Y, M, X, B;
Y = ((int64) M * (int64) X) >> 24 + B;
```

Redefiniendo la operación de multiplicación se obtendría lo siguiente:

```
_IQmpy(M, X) == ((i64) M * (i64) X) >> Q
```

Lo cual simplificaría la ecuación como sigue:

```
Y = _IQmpy(M, X) + B;
```

Dependiendo de la aplicación se define el formato a utilizar, se puede emplear un formato para todo por ejemplo utilizar la función global con I18 Q18 como se muestra a continuación:

```
#define GLOBAL_Q 18
Y = _IQmpy(M, X) + B; // todos los valores usan GLOBAL_Q = 18
```

El usuario también puede cambiar el formato, con lo que se tiene:

```
Y = _IQ23mpy(M, X) + B; // todos usan Q23, incluyendo B and Y
```

Además esta biblioteca es compatible con punto fijo y punto flotante, por lo tanto se puede ser compilado sin problemas. En la figura 4.25 se muestra el sencillo procedimiento.

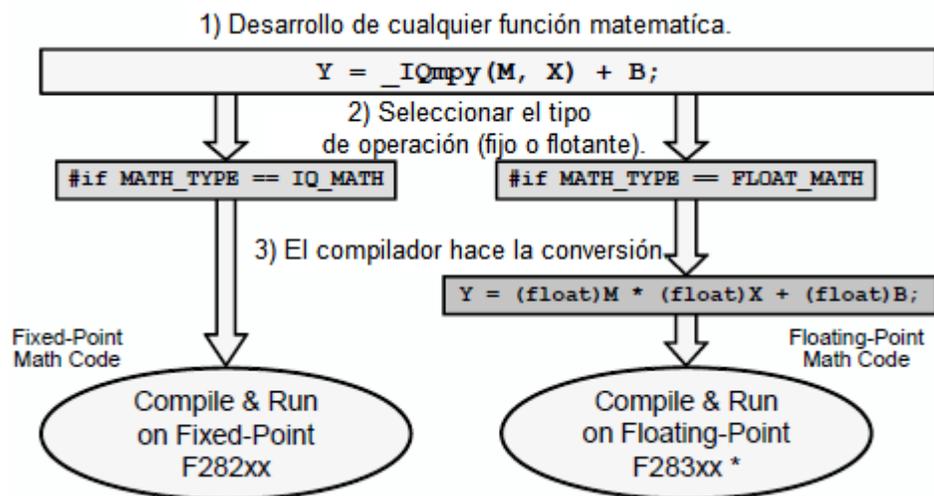


Figura 4. 25. Conversión de operaciones IQ Math a Punto Fijo y Flotante.

En el código simplemente se define la función en el archivo cabecera de la siguiente forma:

```
#if MATH_TYPE == IQ_MATH
#define _IQmpy(M , X) _IQmpy(M , X)
#elseif MATH_TYPE == FLOAT_MATH
#define _IQmpy(M , X) (float) M * (float) X
#endif
```

IQ Math es muy amplia y contiene funciones algebraicas y de potencia, además los macros predeterminados como: Macro Clarke-Park, Macro SVGEN, Macro SPEED REF, Macro PID y el Macro QEP.

---

#### 4.4.2. Macro de Transformación CLARKE-PARK.

Módulo Transformación de Clarke: Convierte cantidades trifásicas balanceadas en cantidades bifásicas ortogonales balanceadas.

Definición del objeto: la estructura está definida como sigue:

```
typedef struct {    _iq As;
                   _iq Bs;
                   _iq Alpha;
                   _iq Beta;
                   }    CLARKE;
typedef CLARKE *CLARKE_handle;
```

Donde:

As: Entrada-Componente de la fase A del sistema trifásico.

Bs: Entrada-Componente de la fase B del sistema trifásico.

Alpha: Salida-Componente del eje directo de la señal transformada.

Beta: Salida- Componente del eje de cuadratura de la señal transformada.

Inicialización:

```
CLARKE clarke1 = CLARKE_DEFAULTS;
CLARKE clarke2 = CLARKE_DEFAULTS;
```

Llamado del Macro:

```
CLARKE_MACRO (clarke1);
CLARKE_MACRO (clarke2);
```

Módulo Transformación de Park: Convierte un sistema bifásico balanceado ortogonal de un sistema estacionario a un sistema en un marco de referencia rotatorio.

Definición del objeto:

```
typedef struct {    _iq Alpha;
                   _iq Beta;
                   _iq Angle;
                   _iq Ds;
                   _iq Qs;
                   }    PARK;
typedef PARK *PARK_handle;
```

Donde:

Alpha: Entrada-Componente del eje directo de la señal transformada.

---

Beta: Entrada-Componente del eje de cuadratura de la señal transformada.  
Angle: Entrada-Ángulo de fase entre el marco de referencia estacionario y rotatorio.  
Ds: Salida- Componente del eje directo de la señal transformada en el marco rotatorio.  
Qs: Salida- Componente del eje de cuadratura de la señal transformada en el marco rotatorio.

**Inicialización:**

```
PARK park1 = PARK_DEFAULTS;  
PARK park2 = PARK_DEFAULTS;
```

**Llamado del Macro:**

```
PARK_MACRO(park1);  
PARK_MACRO(park2);
```

#### 4.4.3. Macro de Generación de Vectores Espaciales SVGEN.

Modulo Generador de vectores espaciales: Este modulo calcula los ciclos de trabajo para generar un voltaje de referencia mediante la técnica de modulación de ancho de pulso por vectores espaciales.

**Definición del objeto:**

```
typedef struct {  
    _iq Ualpha;  
    _iq Ubeta;  
    _iq Ta;  
    _iq Tb;  
    _iq Tc;  
} SVGENDQ;
```

**Donde:**

Ualpha: Entrada-Componente de referencia del vector de voltaje del estator en el eje directo en el marco de referencia estacionario.

Ubeta: Entrada-Componente de referencia del vector de voltaje del estator en el eje de cuadratura en el marco de referencia estacionario.

Ta: Ciclo de trabajo de la señal PWM1 (Registro CMPR1).

Tb: Ciclo de trabajo de la señal PWM2 (Registro CMPR2).

Tc: Ciclo de trabajo de la señal PWM3 (Registro CMPR3).

**Inicialización:**

```
SVGENDQ svgen_dq1 = SVGENDQ_DEFAULTS;  
SVGENDQ svgen_dq2 = SVGENDQ_DEFAULTS;
```

---

Llamado del Macro:

```
SVGEN_MACRO (svgen_dq1);  
SVGEN_MACRO (svgen_dq2);
```

#### 4.4.4. Macro de Cálculo de Velocidad SPEED REF.

Modulo Cálculo de la velocidad a partir del sensor del decodificador de cuadratura: Este módulo calcula la velocidad del motor basado en la posición del rotor a partir de la medición obtenida por el QEP.

Definición:

```
typedef struct {  
    _iq ElecTheta;  
    Uint32 DirectionQep;  
    _iq OldElecTheta;  
    _iq Speed;  
    Uint32 BaseRpm;  
    _iq21 K1;  
    _iq K2;  
    _iq K3;  
    int32 SpeedRpm;  
} SPEED_MEAS_QEP;
```

Donde:

ElecTheta: Entrada-Ángulo eléctrico.

Speed: Salida-Velocidad calculada en p.u.

SpeedRpm: Salida-Velocidad en r.p.m.

K1: Parámetro-  $K1 = 1/(fb*T)$ , fb-Frecuencia base (Hz), T-Periodo de muestreo (s).

K2: Parámetro-  $K2 = 1/(1+T^2*pi*fc)$ , fc-Frecuencia de corte (Hz)

K3: Parámetro-  $K3 = T^2*pi*fc/(1+T^2*pi*fc)$ ,

BaseRpm: Parámetro-  $BaseRpm = 120fb/p$ , p-Número de polos.

OldElecTheta: Interno-Ángulo eléctrico en un paso previo.

DirectionQep: Variable-Dirección de rotación.

Inicialización:

```
SPEED_MEAS_QEP speed1 = SPEED_MEAS_QEP_DEFAULTS;  
SPEED_MEAS_QEP speed2 = SPEED_MEAS_QEP_DEFAULTS;
```

Llamado del Macro:

---

---

```
SPEED_FR_MACRO (speed1);  
SPEED_FR_MACRO (speed2);
```

#### 4.4.5. Macro de los Controladores Digitales PID.

Descripción: Controlador digital PID con Anti-Windup.

Definición:

```
typedef struct {  
    _iq Ref;  
    _iq Fdb;  
    _iq Err;  
    _iq Kp;  
    _iq Up;  
    _iq Ui;  
    _iq Ud;  
    _iq OutPreSat;  
    _iq OutMax;  
    _iq OutMin;  
    _iq Out;  
    _iq SatErr;  
    _iq Ki;  
    _iq Kc;  
    _iq Kd;  
    _iq Up1;  
} PIDREG3;  
typedef PIDREG3 *PIDREG3_handle;
```

Donde:

Ref: Entrada-Entrada de referencia.

Fdb: Entrada-Entrada de retroalimentación.

OutMax: Entrada-Salida máxima del modulo PID.

OutMin: Entrada-Salida mínima del modulo PID.

Out: Salida PID

Kp: Parametro-Ganancia proporcional.

Ki: Parametro-Ganancia Integral.

Err: Interno-Error= Ref- Fdb.

Up: Interno-Salida proporcional.

Ui: Interno-Salida integral.

SatErr: Interno- SatErr= Out- OutPreSat.

OutPreSat: Interno-Salida del PID antes de la saturación.

Inicialización:

```
PIDREG3 pid1 = PIDREG3_DEFAULTS;
```

---

```
PIDREG3 pid2 = PIDREG3_DEFAULTS;
```

Llamado del Macro:

```
PID_MACRO(pid1);  
PID_MACRO(pid2);
```

#### 4.4.6. Macro del Controlador de Pulsos del Decodificador de Cuadratura QEP.

Descripción: Este modulo determina la posición del rotor y genera una señal de dirección a partir de los pulsos del decodificador de posición.

Definición:

```
typedef struct {  
    int32 ElecTheta;  
    int32 MechTheta;  
    Uint16 DirectionQep;  
    Uint16 QepPeriod;  
    Uint32 QepCountIndex;  
    int32 RawTheta;  
    Uint32 MechScaler;  
    Uint16 LineEncoder;  
    Uint16 PolePairs;  
    int32 CalibratedAngle;  
    Uint16 IndexSyncFlag;  
} QEP;  
typedef QEP *QEP_handle;
```

Donde:

QEP\_A: Entrada-Señal aplicada a QEP1-A.

QEP\_B: Entrada- Entrada-Señal aplicada a QEP1-B.

QEP\_Index: Entrada- Entrada-Señal aplicada a QEP1-I.

ElecTheta: Salida-Ángulo eléctrico del motor.

MechTheta: Salida-Ángulo mecánico del motor.

DirectionQep: Salida-Dirección de rotación del motor.

IndexSyncFlag: Salida-Estado de sincronización Index.

MechScaler:  $MechScaler = 1 / totalcount$ ,  $totalcount = 4 * no\_lines\_encoder$ .

PolePairs: Parámetro- Número de par de polos.

CalibratedAngle: Parámetro-Offset entre el encoder y la fase A.

QepCountIndex: Interno-Contador Index

RawTheta: Interno-Ángulo del timer 2.

## 4.5. Implementación de los Algoritmos de Control.

Una vez conocidos los módulos que se utilizarán para la implementación del control por campo orientado se debe implementar en el *DSC*. La figura 4.26 muestra el esquema de la implementación con los macros empleados.

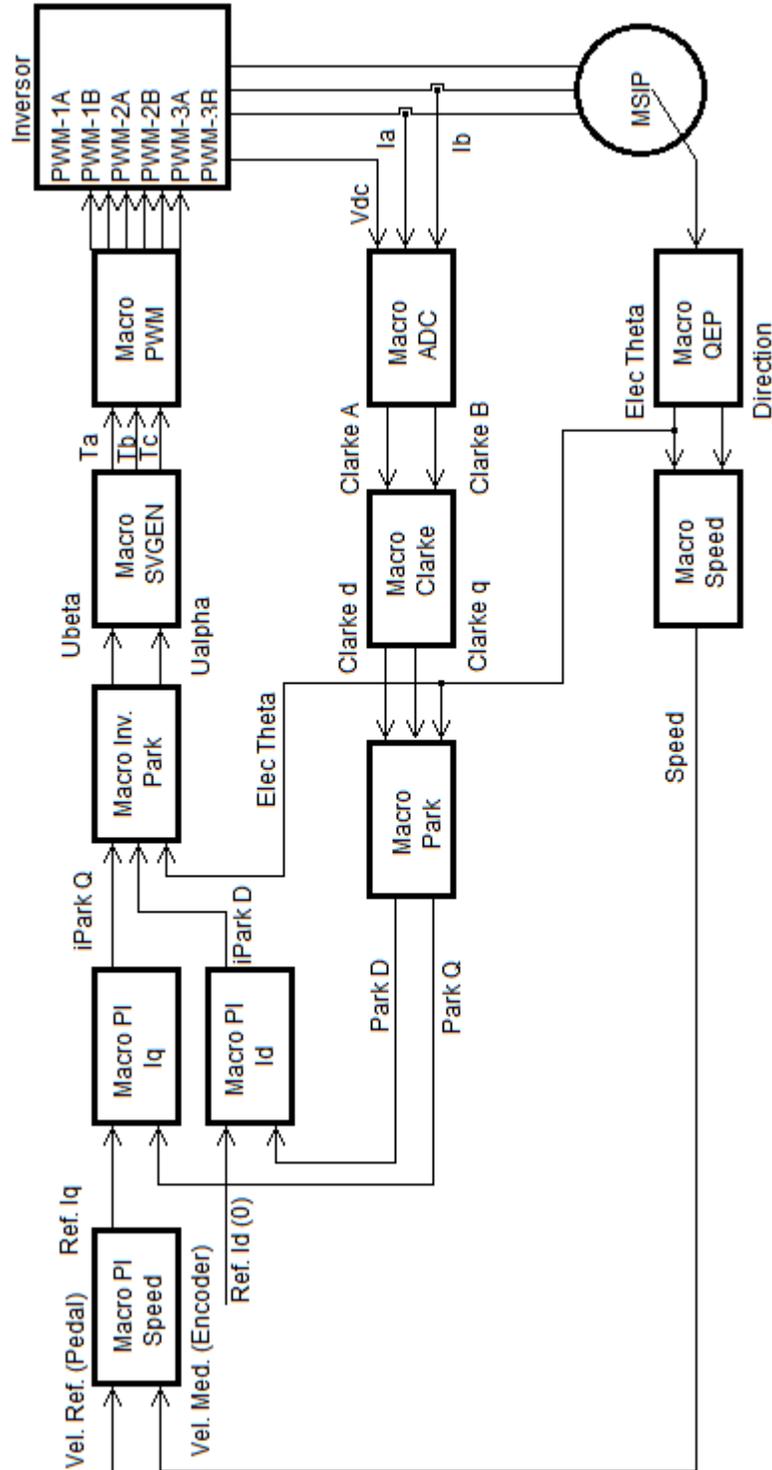
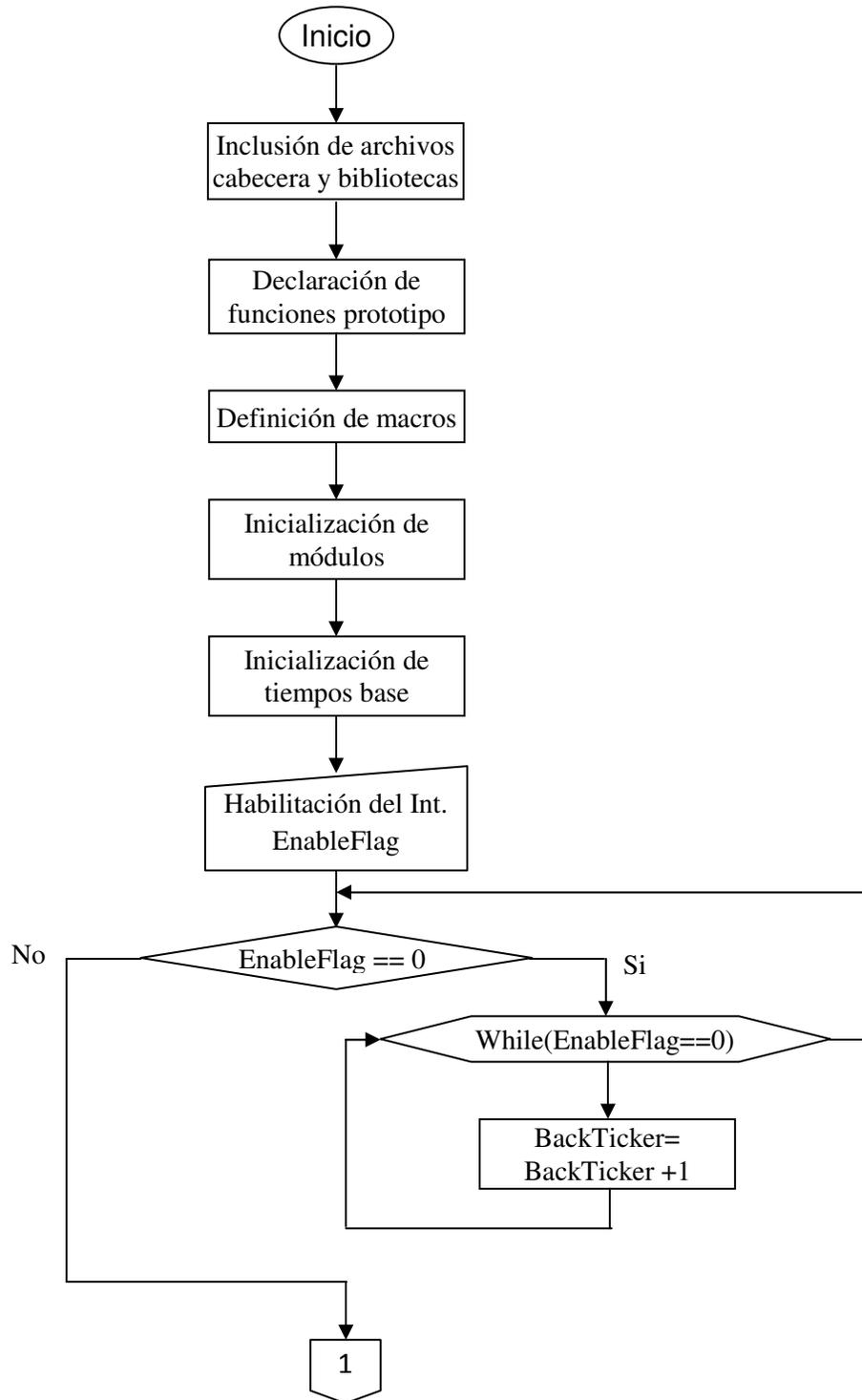
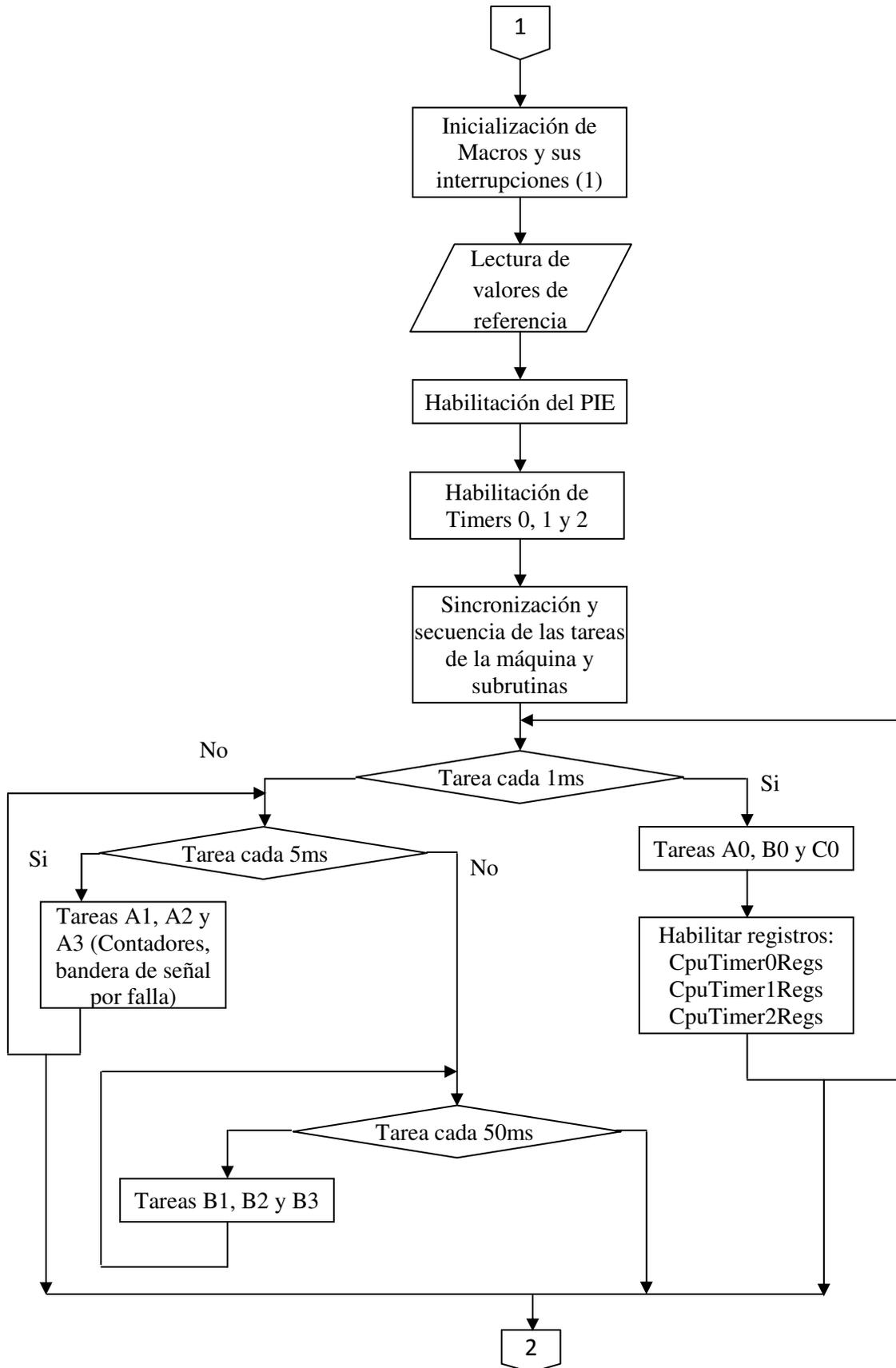


Figura 4. 26. Diagrama de la Implementación por Campo Orientado.

---

El código utilizado para el control se encuentra en el apéndice B, desarrollado a partir del diagrama anterior. El diagrama de flujo general del código del apéndice B se presenta en la figura 4.27.





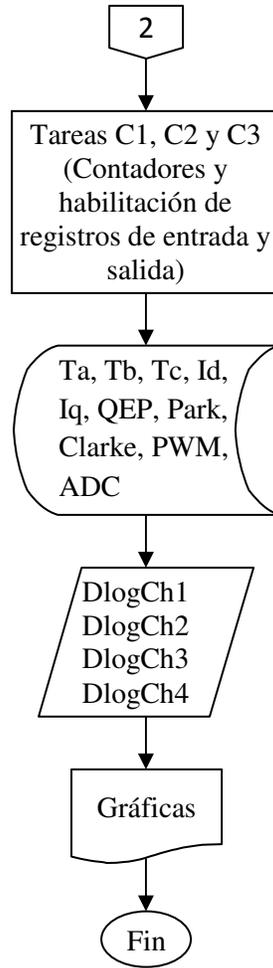
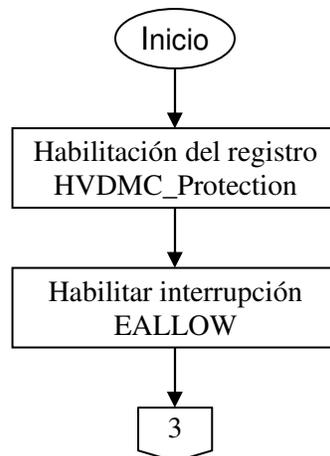


Figura 4. 27. Diagrama General de los Procesos del DSC.

Los diagramas de flujo de las subrutinas ejecutadas se presentan a continuación. En el bloque de interrupciones (1) se observa el diagrama de la figura 4.28.



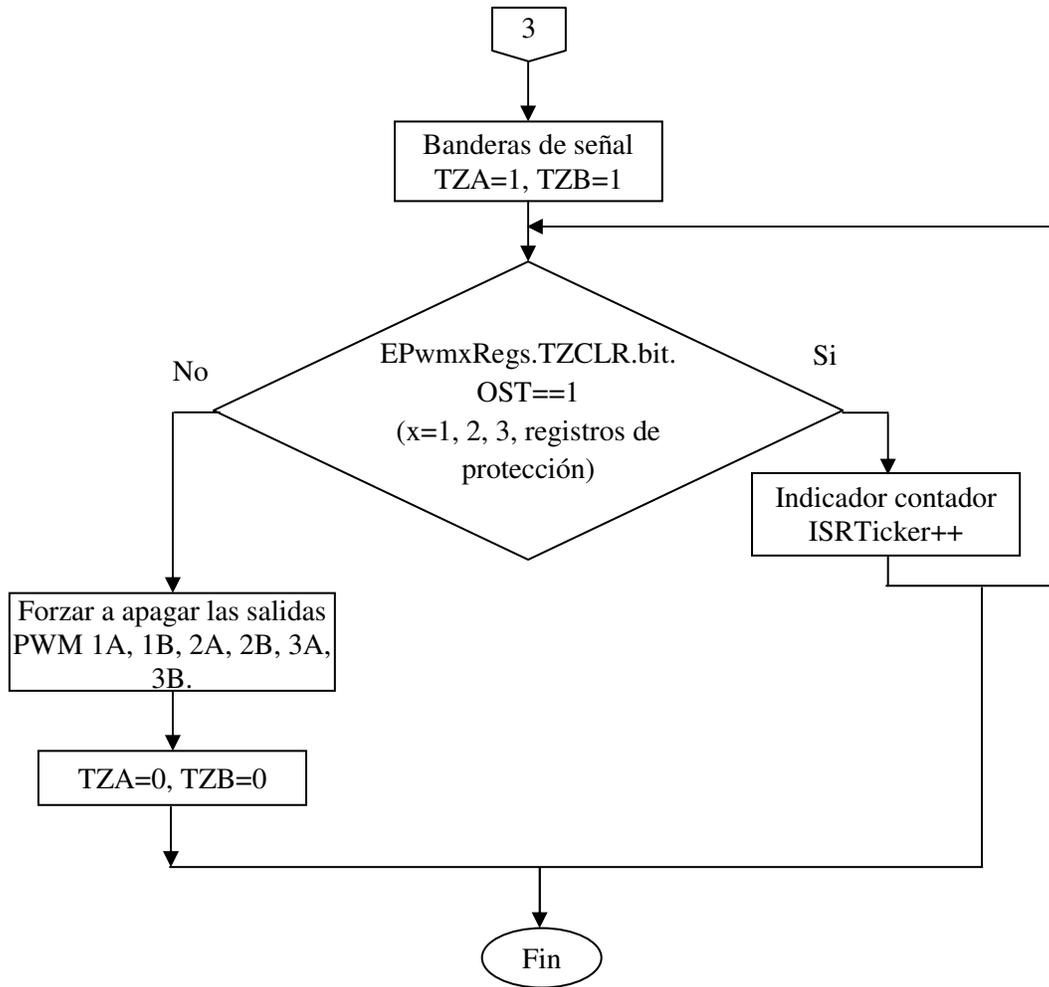


Figura 4. 28. Diagrama de Flujo de la Interrupción de Protección.

## 4.6. Diagramas de Conexión.

Una vez desarrollado el control se procedió a montar el equipo en el interior del vehículo, para hacerlo se utilizó un conjunto de contactores e interruptores de potencia para realizar el arranque de la máquina, así como realizar la carga de los SCs. La figura 4.29 muestra el diagrama de conexión de las protecciones.

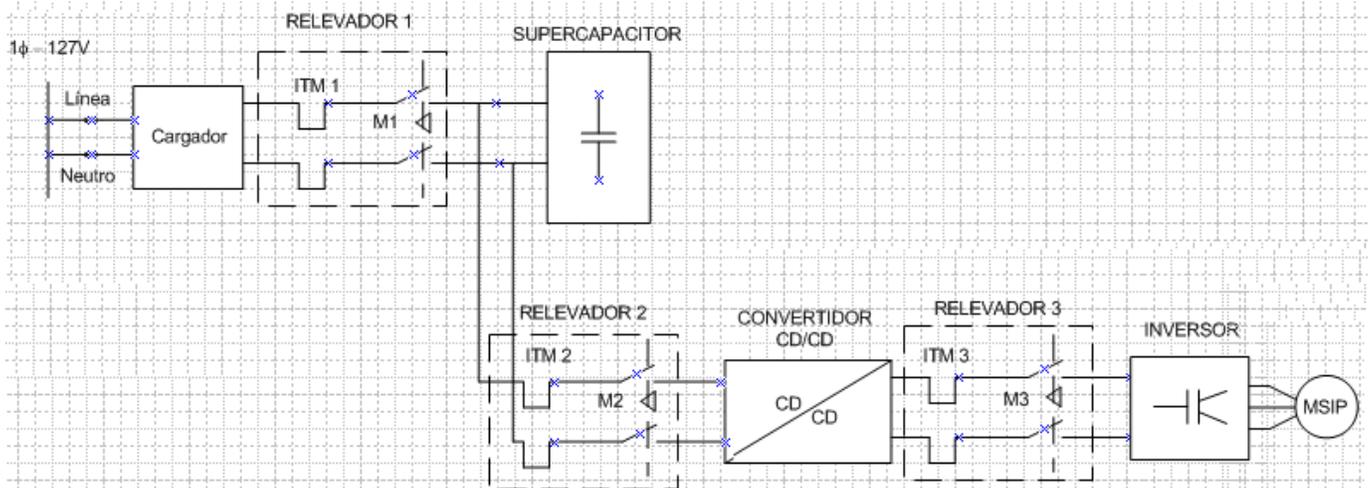


Figura 4. 29. Diagrama del Sistema de Potencia.

En el diagrama de potencia se emplea el relevador 1 para realizar la carga del modulo de supercapacitores, mientras que el relevador 2 y el relevador 3 se accionan al mismo tiempo para arrancar el motor. La figura 4.30 muestra el diagrama de control para el accionamiento de los tres relevadores.

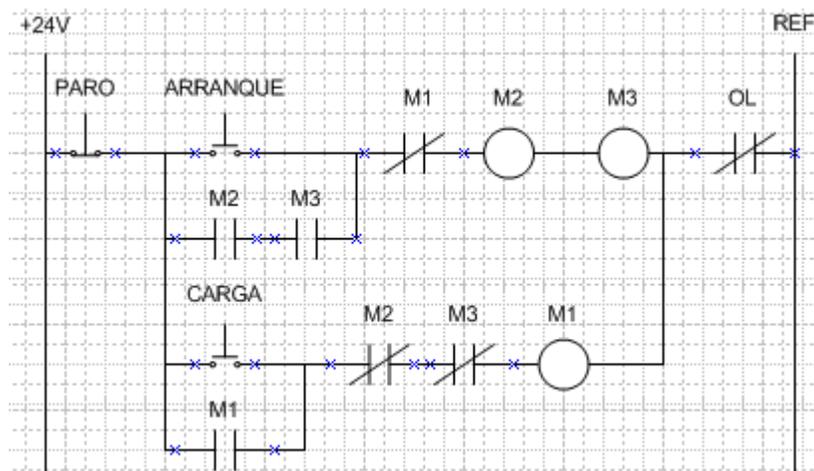


Figura 4. 30. Diagrama de Control para el Accionamiento de los Relevadores.

---

El diagrama de control es para el arranque, paro y carga del sistema eléctrico del VE, en el cual al oprimir el botón de ARRANQUE energiza la bobina M2 y M3 permitiendo que el motor pueda ser accionado, además impide que al accionar el botón CARGA cierre los contactos del relevador 1. El sistema se desenergiza al presionar el botón PARO. El botón CARGA cierra los contactos del relevador 1 permitiendo la carga de los SCs, si se oprimiera el botón arranque no se lograría accionar el relevador 2 y 3.

El sistema eléctrico del vehículo comprende los faros delanteros, los faros traseros, las luces direccionales, el tablero indicador del auto y el parabrisas. El sistema trabaja con una alimentación de 12 VCD, mientras que las bobinas de los relevadores funcionan con 24 VCD, en este caso se empleo un par de baterías de 12 VCD y se muestran en la figura 4.31.



Figura 4. 31. Baterías RODA de 12 VCD.

El diagrama de conexión del sistema eléctrico del VE se muestra en la figura4.32.

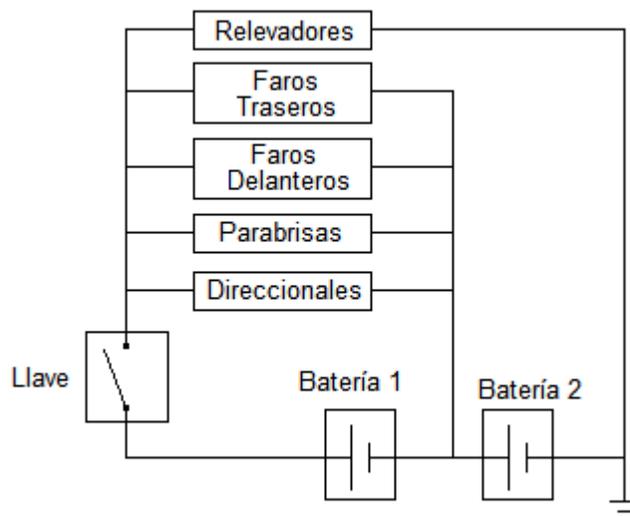


Figura 4. 32. Diagrama de Conexión del VE.

El sistema conectado se muestra a continuación. La tarjeta de control junto al DSC se muestra en la figura 4.33, se conecta el cable con el encoder, la fuente que proporciona los voltajes de +15 VCD, -15 VCD y 5V.

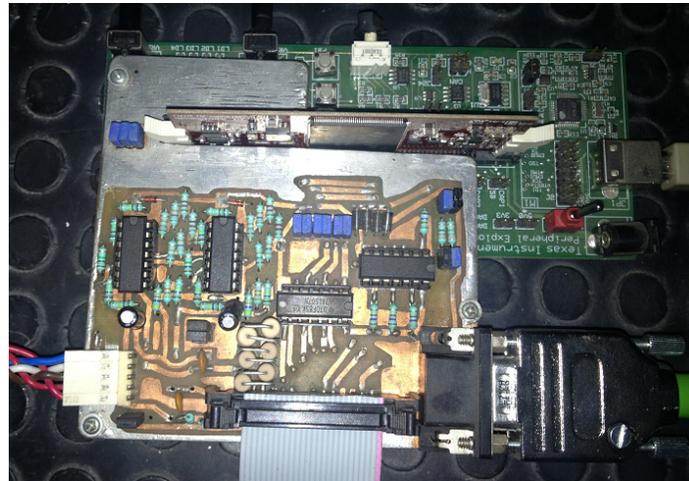


Figura 4. 33. Tarjeta de Control y DSC Montados.

Los cables que alimentan la tarjeta corresponden a los voltajes que se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4. 3. Voltajes Correspondientes a las Terminales.

Conductor	Voltaje
Azul	-15 V
Blanco	+15 V
Café	5 V
Rojo	Referencia
Rojo	Referencia

El tablero que aparece en la figura 4.34 contiene LEDs señalizadores que corresponden a distintas partes del sistema eléctrico del VE. La tabla 4.4 muestra a que corresponde cada LED.

Tabla 4. 4. Indicadores del Tablero.

<i>PWR</i>	Sistema energizado
<i>D</i>	Motor traccionando
<i>R</i>	Motor en Reversa
	-----
	Luces traseras encendidas
	Luces delanteras encendidas
	Direccional derecha encendida
	Direccional izquierda encendida

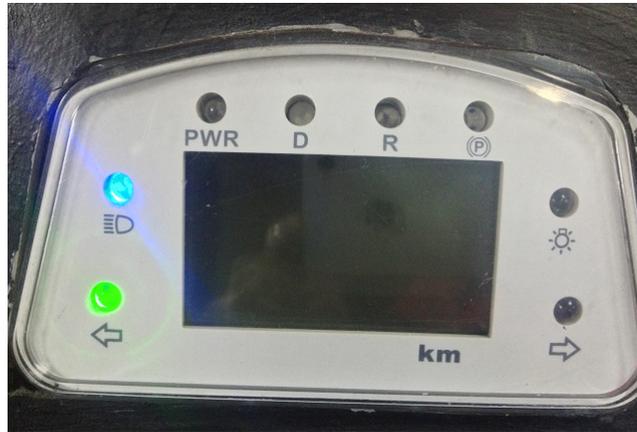


Figura 4. 34. Tablero con Indicadores LED.

En la figura 4.35 se observa la conexión de los interruptores termomagnéticos en la parte superior y los contactores en la parte inferior. Este sistema se encuentra conectado en la parte interna del vehículo. Por protección se cerró el VE con una malla.



Figura 4. 35. Conexión de la Protecciones.

---

El módulo de supercapacitores queda finalmente montado como se observa en la figura 4.36. Son tres *SCs* conectados en serie que se conectan en paralelo con otros tres *SCs* en serie, de tal forma que proporcionen 144 V al convertidor, el cual se encarga de elevar el voltaje a 300 V.



Figura 4. 36. Módulo de *SCs* Montado en el VE.

El inversor queda instalado como se muestra en la figura 4.37 contiene su jaula de Faraday para evitar la interferencias electromagnéticas.



Figura 4. 37. Montaje del Inversor en el VE.

---

# CAPÍTULO V. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.

## 5.1. Introducción.

Es este capítulo se presentan los resultados obtenidos a partir de la implementación del sistema de tracción. Se presentan la gráficas de las variables del motor a partir del sistema de control implementado, se presentan los comportamientos de algunas de las variables de control de velocidad por campo orientado. Los oscilogramas presentados se obtienen a partir de los módulos *PWM* y del convertidor digital analógico (*DAC*), otros se obtienen de la herramienta de graficación de Code Composer Studio desde la memoria interna de los registros de los macros prediseñados. Para lograr realizar las gráficas se necesita una comunicación entre la PC y el *DSC*, además las gráficas son en tiempo real y son útiles para observar el comportamiento de la corriente, voltaje y posición del motor.

## 5.2. Resultados Experimentales del Control por Campo Orientado.

Los resultados obtenidos en esta etapa corresponden a una prueba realizada al sistema de tracción implementado en el laboratorio de electrónica de potencia utilizando la fuente de voltaje TDK Lambda Gen 300-17.

Tomando como referencia la figura 4.26, el cual representa el control por campo orientado, pero desarrollado en un diagrama de bloques utilizando los macros de code composer, se facilita más la forma en la cual se desarrollara el algoritmo. Como se vio en el capítulo 4, cada uno de los macros cuenta con entradas y salidas que deben ser habilitadas por medio de los registros correspondientes. Para utilizar los macros, primero se deben declarar las funciones que corresponden a cada macro, una vez realizado se deben habilitar las interrupciones desde la interrupción general hasta la interrupción de protección, las del timer, las del ADC, las del modulo PWM, las del DAC, las del QEP, las de los PI, la del modulo Park y Clarke y la inversa de Park. Posteriormente se declaran las funciones de los macros para lograr realizar los ajustes en el código principal.

En el código principal se llaman las funciones de los macros para el cálculo de la posición del motor, la conversión de las corrientes de un marco de referencia estacionario a un marco de referencia rotatorio, la lectura de las corrientes de fase por medio del convertidor analógico digital, medición de la señal de velocidad, generación de señales de control por la técnica de modulación de ancho de pulso y la generación de señales PWM.

Cuando se ejecuta el programa se tiene que habilitar los registros de la interrupción principal, esto se hace con el registro "EnableFlag", este se activa con un bit (bit=1). El registro "IsrTicker" mostrará que todo trabaja correctamente al ir cambiando de forma periódica. Para utilizar la herramienta de graficación se emplean los registros d.log, con el cual se accede a cualquier registro de los macros para lograr obtener la dirección a partir de donde se almacenan los datos. Al ejecutar el código se obtienen las gráficas que aparecen en la figura 5.1 que corresponden a las salida del modulo SVGEN (Ta, Tb, Tc).

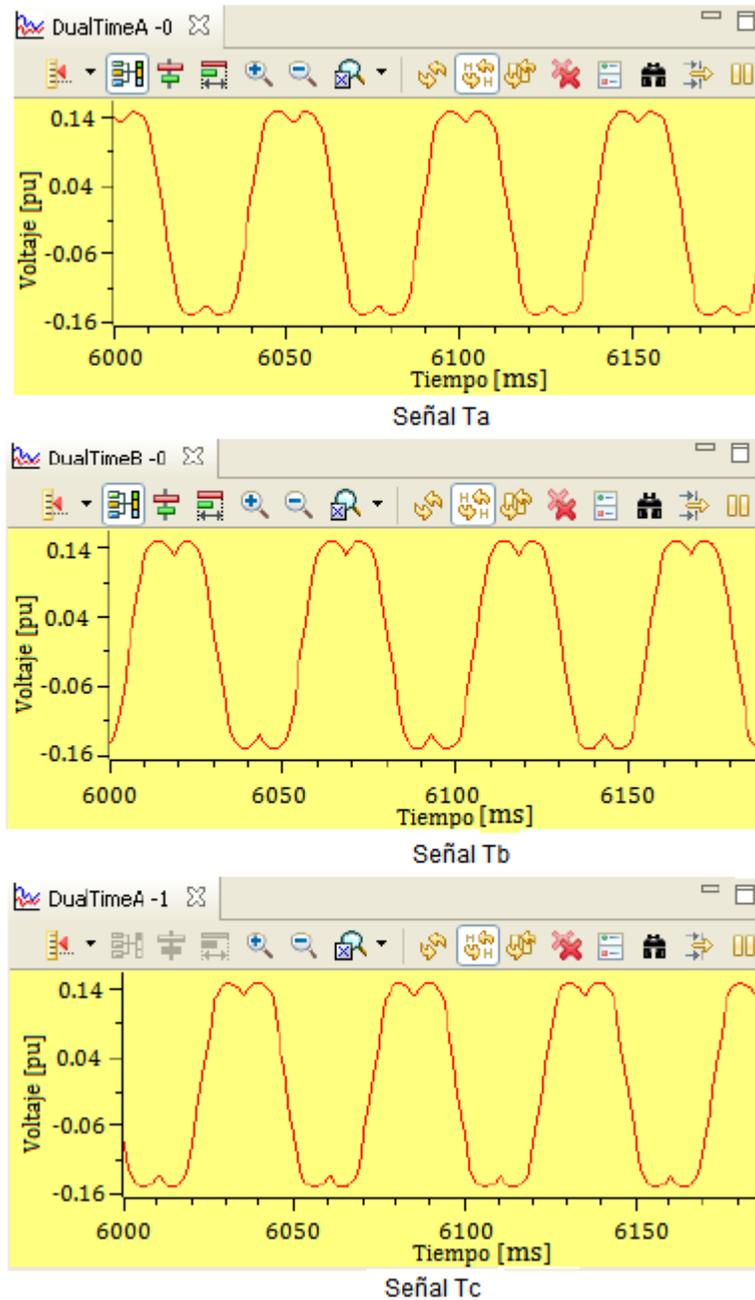


Figura 5. 1. Señales de Salida del modulo SVGEN.

Las corrientes medidas se almacenan en los registros del macro ADC, es decir en el canal A y canal B, al graficar los datos almacenados se obtienen las gráficas de la figura 5.2, mientras que las señales de voltaje se obtienen del macro VOLT empleadas para generar el ángulo de posición.

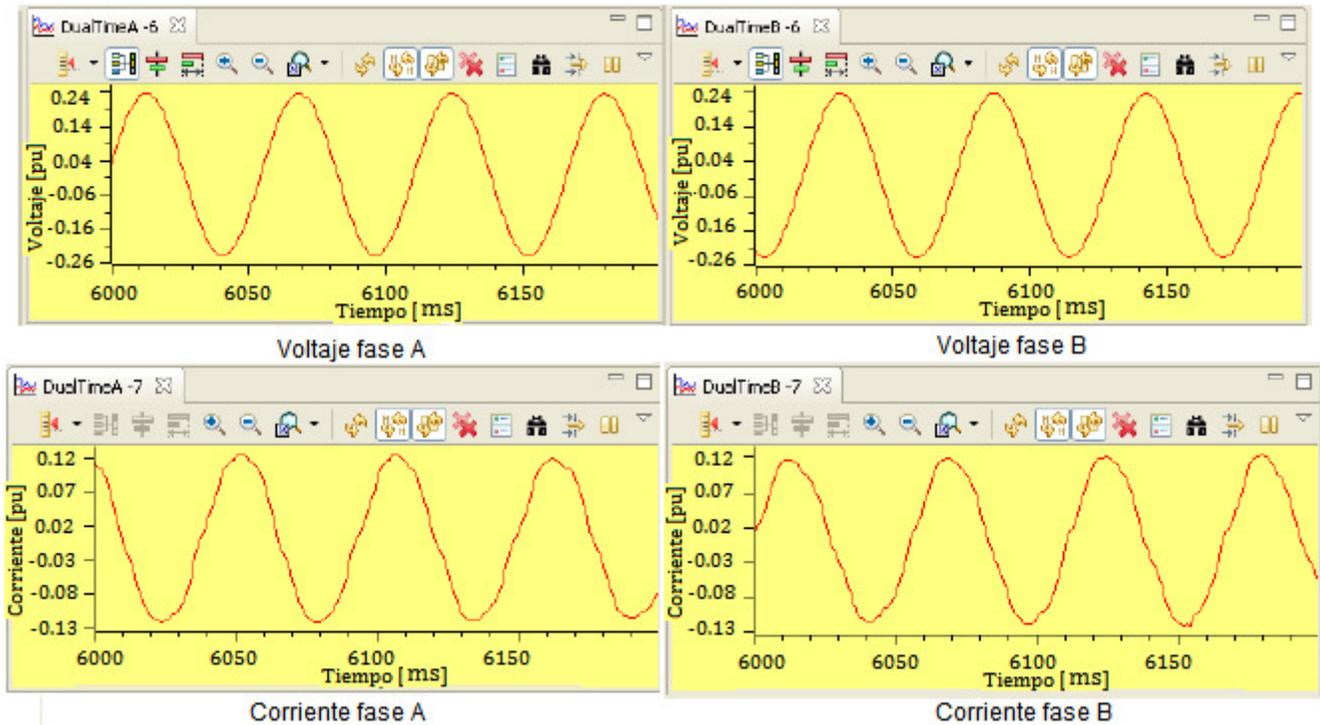


Figura 5. 2. Calculo de los Voltajes de Fase y Conversión de las Corrientes de Fase.

La posición de la máquina se obtiene de forma directa del registro del modulo QEP, con esta señal se puede utilizar el módulo de transformación inversa de Park, en el cual se encuentra un registro llamado “Isw”, con el cual se logra cerrar el lazo de corriente. La figura 5.3 muestra la posición de la máquina en p.u.

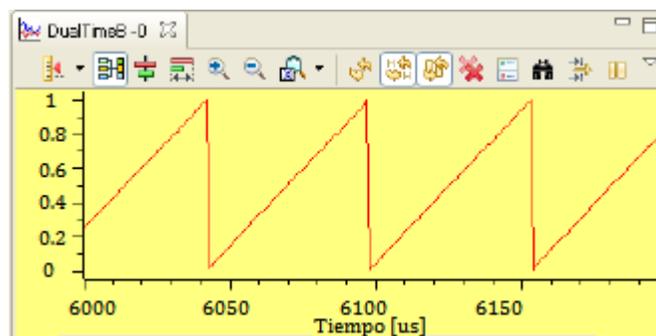


Figura 5. 3. Obtención de la Posición de la MSIP.

---

El lazo de velocidad se logra cerrar con el mismo registro “Isw”, con el cual se puede controlar la velocidad de la *MSIP* desde 0 hasta 2000 rpm. La velocidad se limita hasta este valor debido a que es el límite de velocidad del diferencial, al incrementar la velocidad del motor más allá de 2000 se desacopla el motor y el diferencial, por esa razón se limita la velocidad. La figura 5.4 muestra las corrientes medidas de las fases A y B cuando el motor gira a 2000 rpm.

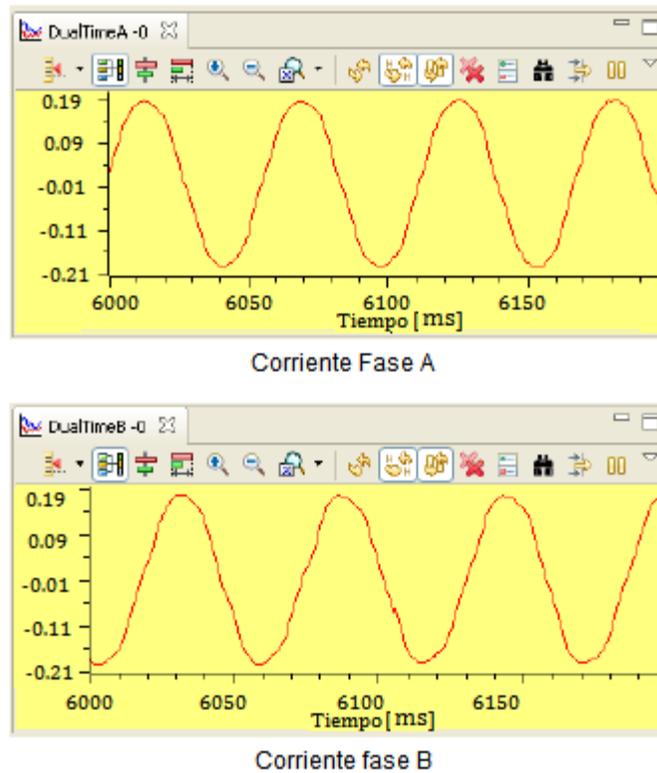


Figura 5. 4. Corrientes Medidas y Graficadas de las Fases A y B.

En la figura 5.5 se muestra la posición del motor obtenida cuando el motor gira a 2000 rpm y las señales PWM en una de las piernas del inversor que trabajan a una frecuencia de 10 kHz. Las señales PWM-1A y PWM-1B se obtienen de los registros de modulo PWM (solo se grafican 2 de los 6 que hay).

En un sistema real es difícil medir las señales de corriente en el marco de referencia síncrono pero en este caso se puede monitorear la señales a la salida de los macros PI o la entrada del bloque IPARK, en este caso se grafican las señales de entrada en el macro donde se realiza la transformación inversa de Park y se logra obtener la figura 5.6, donde se logra ver que la corriente en el eje d se mantiene en cero aunque el motor aun no tiene carga, más que las ruedas conectadas al diferencial.

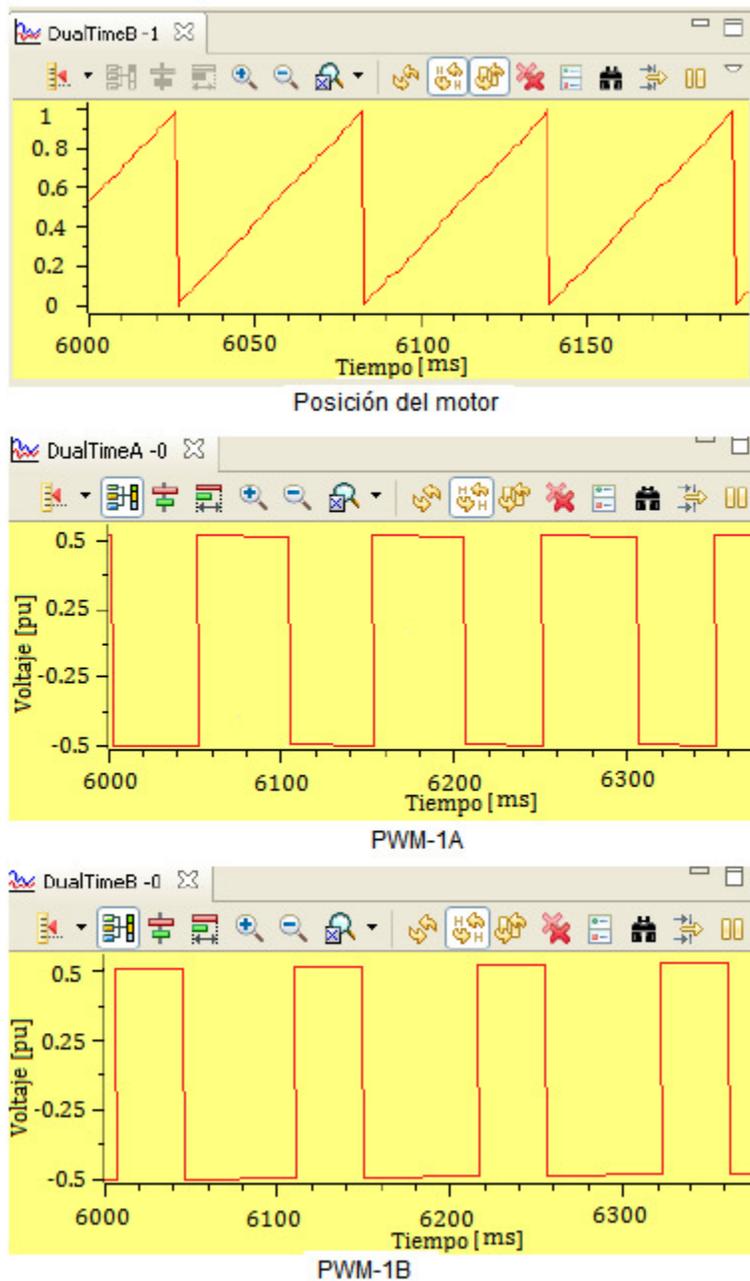


Figura 5. 5. Señales de posición y del Módulo PWM.

La figura 5.7 muestra una gráfica en la cual se compara la velocidad obtenida a partir del registro QEP utilizada para la medición de la velocidad de la MSIP, la velocidad simulada, así como el comando de velocidad cuando la MSIP avanza en un plano horizontal. Se lleva a la máquina síncrona hasta la velocidad de 2000 rpm, mediante el acelerador, una vez alcanzada dicha velocidad se suelta el acelerador de forma que el vehículo desacelera hasta detenerse.

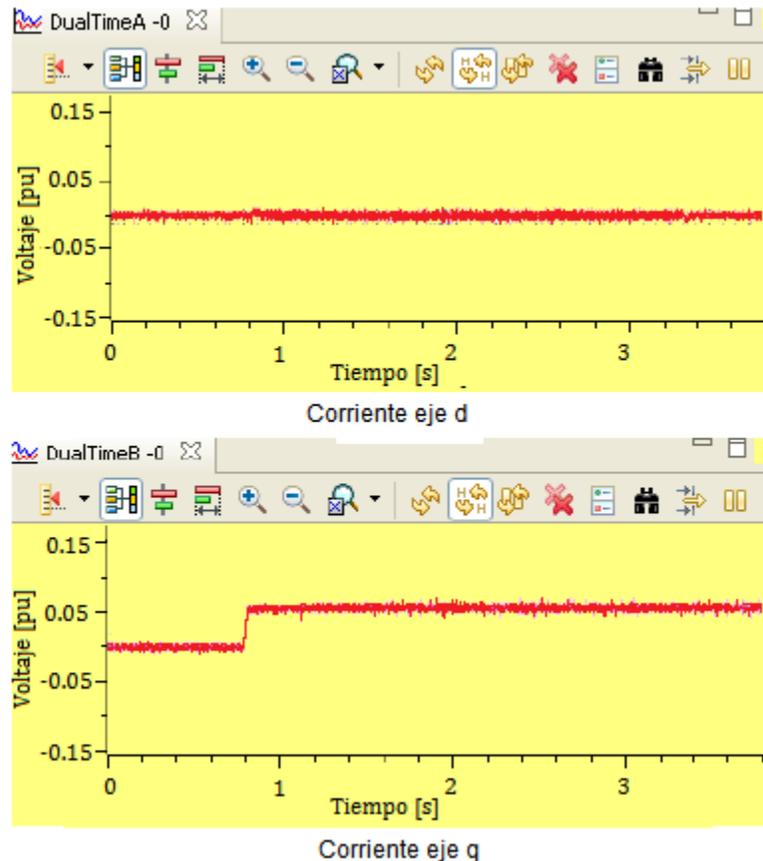


Figura 5. 6. Gráficas de las Señales de Corriente en el Marco *dq*.

En este caso se presenta una diferencia entre la señal de velocidad real y la simulada, la cual se debe a que en la simulación se consideró un peso aproximado de todo el vehículo, así como su contenido, por lo tanto para evitar es diferencia se debe de obtener el peso exacto de todo el equipo, chasis y peso del conductor para lograr que las gráficas coincidan.

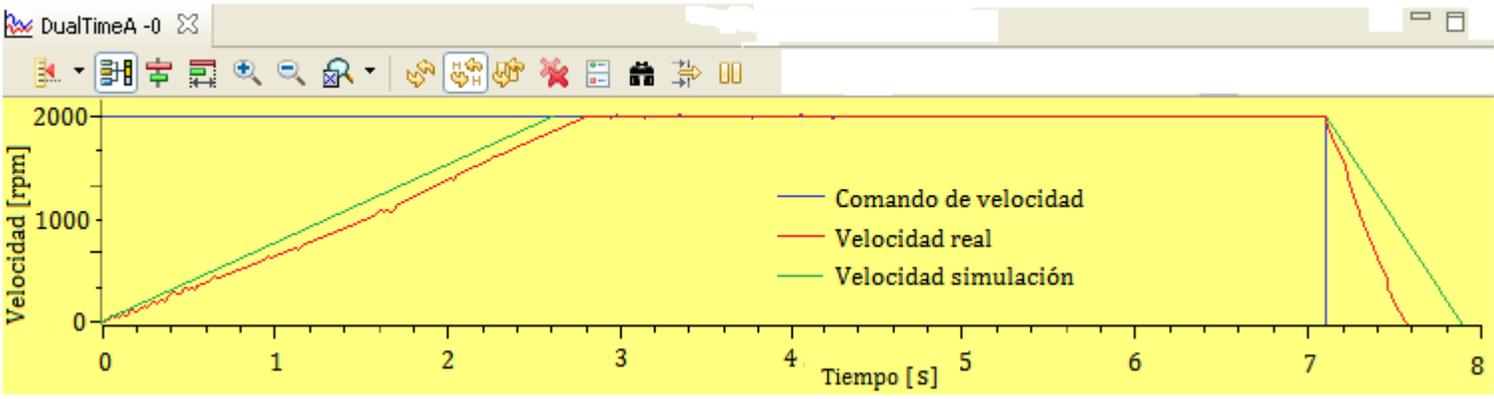


Figura 5. 7. Grafica Comparativa de la Velocidad Simulada y Velocidad Real.

---

# CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

## 6.1. Introducción.

En este capítulo se hará mención de las conclusiones obtenidas de la implementación del modelo del sistema de tracción por medio del control de campo orientado de una máquina síncrona de imanes permanentes también se hacen las recomendaciones que pueden ser valoradas para trabajos futuros. Se mencionan los puntos que aun quedaron pendientes, las aportaciones obtenidas durante el desarrollo de esta tesis.

## 6.2. Conclusiones.

1. Se cumplió el objetivo de la tesis de implementar un sistema de tracción para un vehículo eléctrico, se empleo la técnica de control vectorial de control por campo orientado y se eligió una máquina de imanes permanentes.
2. La realización de la simulación del sistema de tracción permitió conocer el comportamiento del sistema previo a su implementación
3. Fue necesario saturar los controladores de corriente y velocidad para limitar los valores de estas variables a sus valores nominales. La saturación que se colocó a la salida de los controladores provocó el surgimiento de un efecto en la parte integral llamado “Windup”. Para compensar este efecto se utilizó un algoritmo “anti Windup”.
4. Los sobretiros de corriente y voltaje fueron eliminados debido al uso del sistema anti Windup, esto de acuerdo a los resultados.
5. El programa realizado en MATLAB/Simulink se desarrolló de tal forma que se asemejara al sistema que se iba a implementar, por lo que se tuvo que tomar en cuenta las características de todos los equipos a utilizar.
6. Para disminuir el tiempo de ejecución del modelo realizado en Simulink, se utilizó el modelo promedio del inversor de tal forma que solo se obtuvieran señales fundamentales en vez de señales PWM con contenido armónico, con lo cual se logro simular un mayor tiempo.
7. El uso de la fuente de *CD* propicio la realización de pruebas con mayor seguridad debido a que la fuente es autoprotégida.
8. Para reducir el efecto de las *EMI* se utilizó una jaula de Faraday que se desarrollo en otro proyecto de tesis, con lo cual se evito la afectación de algunas mediciones y funcionamiento del controlador.

- 
- 
9. Las pruebas realizadas se hicieron con una fuente de voltaje en lugar de emplear el módulo de supercapacitores, por lo cual no se pudo poner a prueba el sistema regenerativo.
  10. Las diferencias entre las señales de velocidad medida y simulada se debieron a que no se contaba con el peso exacto de todo el vehículo.

### **6.3. Recomendaciones.**

1. Desarrollar el control por campo orientado sin sensor de posición para evitar el uso del encoder.
2. Optimizar el código de ejecución con los algoritmos de control por campo orientado, para disminuir el tiempo de ejecución e incrementar la eficiencia del sistema.
3. Probar algoritmos Anti Windup más complejos y que presenten mayores ventajas para la respuesta del control de la máquina.
4. En la simulación considerar los efectos de la conmutación de los interruptores del inversor, para aproximar aún más a la realidad el comportamiento del sistema de control.
5. Realizar el diseño de los disipadores para los diodos utilizados en la protección de la fuente de *CD*.

---

## REFERENCIAS.

- [1] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili and K. Srairi. “*Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles*”. IEEE Transactions. 2007.
- [2] B. Singh and al., “*Direct Torque Control: A Practical Approach to Electric Vehicle*” in Proceedings of the IEEE PCI'06 India Conference, India, 4pp. April 2006.
- [3] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani. “*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control*”. IEEE transactions. 2002.
- [4] Joachim Fetz, Kazuyoshi Obayashi. “*High Efficiency Induction Motor Drive with Good Dynamic Performance for Electric Vehicles*”. IEEE Transactions.
- [5] D. Casadei, F. Milanese, G. Serra, A. Tani, L. Zarri. “*Control of Induction Motors for Wide Speed Range for Electric Vehicle Drives*”. International Conference on Electrical Machines. IEEE Transactions. 2008.
- [6] A. M. Bazzi, A. P. Friedl, S. Choi, P. T. Krein. “*Comparison of Induction Motor Drives for Electric Vehicle Applications: Dynamic Performance and Parameter Sensitivity Analyses*”. IEEE Transactions. 2009.
- [7] Wolf-Rüdiger Canders, Günter Tareilus, Immo Koch, Harido May. “*New Design and Control Aspects for Electric Vehicle Drives*”. IEEE Transactions. 2010.
- [8] Michael J. Melfi, Steve Evon, & Robbie Mcelveen. “*Induction Versus Permanent Magnet Motors*”. IEEE Industry Applications Magazine. Pp 28-35. Nov-Dec 2009.
- [9] D. G. Dorrell, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton and A. M. Knight. “*Comparison of Permanent Magnet Drive Motor with a Cage Induction Motor Design for a Hybrid Electric Vehicle*”. IEEE Transactions. 2010.
- [10] Naceri Farid, Belkacem Sebti , Kercha Mebarka and Benmokrane Tayeb. “*Performance Analysis of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives*”. 2007 Mediterranean Conference on Control and Automation, July 27-29 2007, Athens Greece.
- [11] Ned Mohan. *Electric Drives an Integrative Approach*. Mnpere. 2003.
- [12] Mihai Cheles. “*Sensorless Field Oriented Control (FOC) for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using a PLL Estimator and Field Weakening (FW)*”. Microchip Technology Inc. 2009.

- 
- [13] Jae Ho Chang and Byung Kook Kim. “*Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of Induction Motors Under Field-Oriented Control*”. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1997.
- [14] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Ali Emadi. *Modern Electric, Hibrid Electric and Fuel Cell Vehicles, Fundamentals, Theory and Desing*. Second Edition. CRC Press. Taylor and Francis Group.
- [15] B. K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [16] P.C. Sen. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. Second Edition. John Wiley & Sons.
- [17] Ned Mohan. Tore M. Undeland. William P. Robbins. *Power Electronic Systems*. Third Edition. John Wiley & Sons. 2003.
- [18] Gianfranco Pistoia. *Electric and Hybrid Vehicles, Power Sources, Models, Sustainability, Infrastructure and the Market*. First Edition. Elsevier. 2010.
- [19] Jordi Espina, Toni Arias Josep Balcells and Carlos Ortega. “*Speed Anti-Windup PI Strategies Review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machine*”. IEEE trans. 20.
- [20] Luis Serrano-Iribarnegaray, Javier Martínez-Román. “*A Unified Approach to the Very Fast Torque Control Methods for DC and AC Machines*”. IEEE Transactions on industrial electronics. 2007.
- [21] Sandra Gisela Calderón González. “*Desarrollo de una Estación de Carga para Supercapacitores*”. IPN SEPI-ESIME. Julio de 2012.
- [22] TECHNICAL MANUAL FOR 2U GENESYS™ 5kW Programmable DC Power Supplies, Document: 83-515-000 Rev B. Web: [www.US.TDK-Lambda.com/HP](http://www.US.TDK-Lambda.com/HP).
- [23] PP75T120, POWEREX, POW-R-PAKTM 75A/1200V, 3 phase IGBT Assembly.
- [24] SPRS439I Digital Signal Controllers Data Manual. TMS320F28335. Rev. 3/2011.
- [25] 0702-0000-06 Unimotor Product Data. Emerson Industrial Automation. Control Techniques. Rev. 01/11.
- [26] Grupo Eléctrico Motorizado. [www.gemmexico.com](http://www.gemmexico.com).
- [27] 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 Industrial Electronics. 1997.
-

- 
- [28] Jinrui N, Zhifu W, Qinglian R. “*Simulation and Analysis of Performance of a Pure Electric Vehicle with a Super-capacitor*”. IEEE Transactions. 2006.
- [29] Z. Mihailovic, H. V. Prasad, D. Borojevic, “*Computer Modeling and Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexity*”, applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, APEC’97 Conference Proceedings 1997, Twelfth Annual, Vol. 2, 10.1109/apec.1997.575723, pp. 728-735, 1997.
- [30] Pedro Celestino Castellano Morales. “*Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes*”. IPN SEPI-ESIME. Junio de 2011.
- [31] Xu Jiaqun , Ouyang Minggao, Tang Renyuan. “*Study on Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor in Electric Vehicle Drive*”. AMC’06-Istanbul, Turkey. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006.
- [32] Control Techniques. [www.controltechniques.com](http://www.controltechniques.com).
- [33] Powerex. [www.pwr.com](http://www.pwr.com).
- [34] Texas Instruments. [www.ti.com](http://www.ti.com).
- [35] Document number: 1009365.11. Maxwell Technologies Datasheet. BMOD0165.
- [36] Maxwell. [www.maxwell.com](http://www.maxwell.com).
- [37] Technical Data of Axle. HB8062.
- [38] Jawad Faiz, Mohammad Bagher Bannae Sharifian, Ali Keyhani, Amuliu Bogda Proca. “*Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle*”. IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 18, No. 1. March 2003.
- [39] Masato Abe. *Vehicle Handling Dinamics. Theory and Application*. First Edition. Butterworth-Heinemann. Elsevier. 2009.
- [40] Y.K. Chin, J. Soulard. “*A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles*”. IEEE Transactions. 2003.
- [41] E. H. Wakefield. *History of the Electric Automobile: Battery-only Powered Cars*. Society of Automotive Engineers (SAE). Warrendale. PA. 1994.
- [42] E. H. Wakefield. *History of the Electric Automobile: Hybrid Electric Vehicles*. Society of Automotive Engineers (SAE). Warrendale. PA. 1998.

---

[43] Ali Emadi. *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. Taylor and Francis Group, LLC. 2005.

[44] C. C. Chan, Fellow, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, Meiling Zhu, Ruoju Zhang. “*Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles*”. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996.

[46] Mounir Zeraoulia, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Demba Diallo. “*Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study*”. IEEE Transactions On Vehicular Technology. Vol. 55. No. 6. November 2006.

[45] X. D. Due, K. W. E. Cheng, and N. C. Cheung. “*Selection of Electric Motor Drives for Electric Vehicles*”. IEEE Transactions. 2008.

---

# APÉNDICE A. TRANSFORMACIÓN DE CLARKE Y PARK.

## A.1. Transformación de Coordenadas.

Para analizar un motor en estado transitorio es necesario transformar el sistema trifásico ( $ABC$ ) a un sistema de coordenadas bifásico ( $dq$ ) de forma tal que se pueda simplificar el análisis. Dado un vector formado por tres componentes sinusoidales, representados en un plano vectorial, como muestra la figura A.1, se debe realizar una transformación a un sistema de dos componentes ortogonales en un marco de referencia estacionario, esto se logra realizando la transformación de Clarke. Posteriormente se realiza la transformación de Park el cual convierte el sistema a un marco de referencia rotatorio que rota a la velocidad síncrona.

Tomando en cuenta que se tiene una máquina con un devanado trifásico ( $ABC$ ) en ejes estacionarios con un ángulo entre ellos de  $120^\circ$ , se realiza la transformación de Clarke ( $d^s q^s$ ) mediante la matriz de la ecuación (A.1), después la transformación de Park  $dq$ , mediante la matriz de la ecuación A.2.

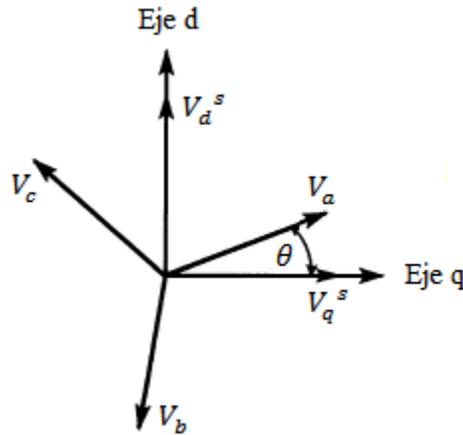


Figura A. 1. Transformación Clarke  $ABC - d^s q^s$ .

Asumiendo que los ejes  $d^s q^s$  están relacionados al ángulo  $\theta$  como en la figura A.1, se puede obtener la matriz de transformación para obtener las variables trifásicas como:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_o^s \end{bmatrix} \quad (A.1)$$

O de forma inversa para obtener las variables en el sistema de coordenadas  $d^s q^s$ , se logra de la siguiente forma.

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_o^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (A.2)$$

Para que coincida el eje  $V_q^s$  con el eje  $V_a$ , es necesario que  $\theta = 0$ . En este caso se está tomando la variable voltaje, pero se puede tomar cualquier otra. Ahora para pasar del marco de referencia estacionario  $d^s q^s$  al marco de referencia rotatorio se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_o^s \end{bmatrix} \quad (A.3)$$

O de forma inversa se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_o^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} \quad (A.4)$$

La figura A.2 muestra los ejes  $dq$  en un marco de referencia rotatorio, el cual rota a la velocidad  $\omega_e$  con respecto a  $d^s q^s$ .

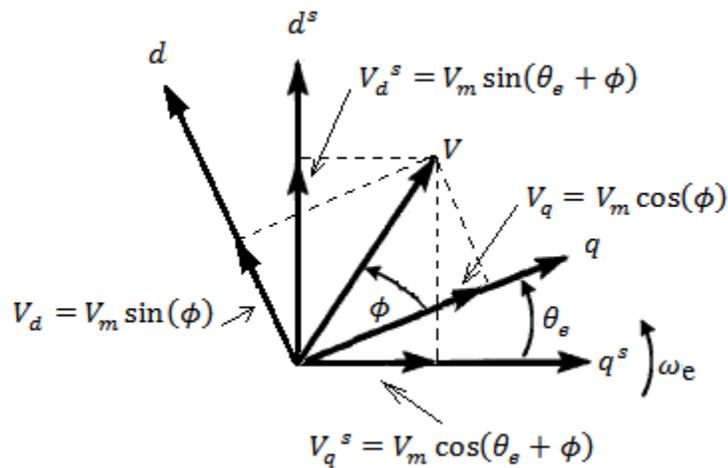


Figura A. 2. Transformación de Coordenadas  $d^s q^s$  a  $d q$ .

---

## A.2. Obtención del Modelo de la MSIP.

En un marco de referencia trifásico estacionario ( $abc$ ) los voltajes del estator y asumiendo que las resistencias del estator  $R_a = R_b = R_c$  se obtienen como [30]:

$$\begin{aligned}
 V_a &= R_a I_a + \frac{d\Psi_a}{dt} & \frac{d\Psi_a}{dt} &= V_a - R_a I_a \\
 V_b &= R_a I_b + \frac{d\Psi_b}{dt} & \frac{d\Psi_b}{dt} &= V_b - R_a I_b \\
 V_c &= R_a I_c + \frac{d\Psi_c}{dt} & \frac{d\Psi_c}{dt} &= V_c - R_a I_c
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

La ecuación que representa el flujo concatenado del estator se presenta continuación, el flujo creado por el estator se define como:

$$\begin{aligned}
 \Psi_a &= \Psi_{aa} + \Psi_{ba} + \Psi_{ca} + \Psi_{ma} \\
 \Psi_b &= \Psi_{ab} + \Psi_{bb} + \Psi_{cb} + \Psi_{mb} \\
 \Psi_c &= \Psi_{ac} + \Psi_{bc} + \Psi_{cc} + \Psi_{mc}
 \end{aligned} \tag{A.6}$$

Aplicando la ecuación de Park se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \tag{A.7}$$

Donde  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$  y  $\Psi_o$  son los flujos en el marco de referencia rotatorio. Y de igual forma para las corrientes:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{A.8}$$

Ahora derivando la ecuación (A.7) respecto al tiempo se obtiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\cos(\theta_e) & -\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \frac{d\theta_e}{dt} \\
&+ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_a}{dt} \\ \frac{d\Psi_b}{dt} \\ \frac{d\Psi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (A.9)
\end{aligned}$$

Considerando  $\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e$  y simplificando mediante la transformación de Park se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} \omega_e \\
&+ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_a}{dt} \\ \frac{d\Psi_b}{dt} \\ \frac{d\Psi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (A.10)
\end{aligned}$$

Empleando la ecuación (A.6) se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} \omega_e \\
&+ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a - R_a I_a \\ V_b - R_a I_b \\ V_a - R_a I_c \end{bmatrix} \quad (A.11)
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} \omega_e + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_a I_a \\ R_a I_b \\ R_a I_c \end{bmatrix} \quad (A.12)$$

Considerando que  $R_a = R_s$  y simplificando con la transformada de Park se tiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} \omega_e + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \quad (A.13)$$

Despejando los voltajes de (A.13) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} \omega_e \quad (A.14)$$

Ahora el flujo del imán permanente se orienta con respecto al eje  $d$  se tiene:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A.15)$$

Derivando con respecto al tiempo:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_o}{dt} \end{bmatrix} \quad (A.16)$$

Sustituyendo (A.15) y (A.16) en (A.14) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_o}{dt} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left[ \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right] \omega_e \quad (A.17)$$

Simplificando se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_o}{dt} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega_e \quad (A.18)$$

La ecuación (A.18) representa el modelo de la máquina en el marco de referencia síncrono y a partir de ellas se obtienen los circuitos equivalentes de la figura 2.10.

---

# APÉNDICE B. CÓDIGO PARA EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO.

## B.1. Inclusión de Archivos Cabecera y Llamado de Funciones.

En esta parte del programa los archivos cabecera que se utilizaran, así como las funciones de los macros se declaran para ser utilizados en la ejecución del programa principal.

```
#include "PeripheralHeaderIncludes.h"
#include "MSIP-Settings.h"
#include "IQmathLib.h"
#include "Control_MSIP.h"
#include <math.h>

// Declaración de las variables de interrupción principal y protección.
interrupt void MainISR(void);
void DeviceInit();
void HVDMC_Protection(void);

// Funciones prototipo de las funciones de la máquina.
// Alpha states
void A0(void); //state A0
void B0(void); //state B0
void C0(void); //state C0

// A branch states
void A1(void); //state A1
void A2(void); //state A2
void A3(void); //state A3

// B branch states
void B1(void); //state B1
void B2(void); //state B2
void B3(void); //state B3

// C branch states
void C1(void); //state C1
void C2(void); //state C2
void C3(void); //state C3

// Declaracion de los apuntadores.
void (*Alpha_State_Ptr)(void);
void (*A_Task_Ptr)(void);
void (*B_Task_Ptr)(void);
void (*C_Task_Ptr)(void);

int16 VTimer0[4]; // Timer 0 (encargado de eventos A)
int16 VTimer1[4]; // Timer 1(encargados de eventos B)
int16 VTimer2[4]; // Timer 2 (encargados de eventos C)
int16 SerialCommsTimer;
```

---

```

//Declaracion de los valores de referencia y el tipo de formato
// Valores de Referencia todos en pu
_iq VdTesting = _IQ(0.0);           // Vd
_iq VqTesting = _IQ(0.15);        // Vq
_iq IdRef = _IQ(0.0);             // Id
_iq IqRef = _IQ(0.05);           // Iq

#if (BUILDLEVEL<LEVEL3)           // Velocidad de referencia pu
_iq SpeedRef = _IQ(0.03);         // abrir lazo de control
#else
_iq SpeedRef = _IQ(0.05);         // cerrar lazo de control
#endif

float32 T = 0.001/ISR_FREQUENCY;   // Este es el periodo de muestreo en
seg.

Uint32 IsrTicker = 0;              //Indicador de interrupción
Uint16 BackTicker = 0;
Uint16 lsw=0;                      //Registro para cerrar
lazo
Uint16 TripFlagDMC=0;             //Estado del disparo del modulo
del PWM

int16 PwmDacCh1=0;
int16 PwmDacCh2=0;
int16 PwmDacCh3=0;
int16 PwmDacCh4=0;

//registros usados para graficar
int16 DlogCh1 = 0;
int16 DlogCh2 = 0;
int16 DlogCh3 = 0;
int16 DlogCh4 = 0;

//definir un registro para iniciar el sistema
volatile Uint16 EnableFlag = FALSE;
Uint16 LockRotorFlag = FALSE;

Uint16 SpeedLoopPrescaler = 10;    // divisor del lazo de velocidad
Uint16 SpeedLoopCount = 1;        // contador del registro de velocidad

// macro para obtener posicion
SMOPOS smol = SMOPOS_DEFAULTS;
// llamar el macro
SMOPOS_CONST smol_const = SMOPOS_CONST_DEFAULTS;

// macro para medir velocidad
QEP qep1 = QEP_DEFAULTS;

// macro para transformacion
CLARKE clarkel = CLARKE_DEFAULTS;
PARK park1 = PARK_DEFAULTS;
IPARK ipark1 = IPARK_DEFAULTS;

// macro para controladores
PIDREG3 pid1_id = PIDREG3_DEFAULTS;
PIDREG3 pid1_iq = PIDREG3_DEFAULTS;

```

---

---

```

PIDREG3 pid1_spd = PIDREG3_DEFAULTS;

// macro para PWM
PWMGEN pwm1 = PWMGEN_DEFAULTS;

// macro para el DAC
PWMDAC pwmdac1 = PWMDAC_DEFAULTS;

// macro para generar los vectores esp
SVGENDQ svgen_dq1 = SVGENDQ_DEFAULTS;

// generador de rampa
RMPCTL rcl = RMPCTL_DEFAULTS;

// macro para generar posición
RAMPGEN rg1 = RAMPGEN_DEFAULTS;

// macro para generar voltajes
PHASEVOLTAGE volt1 = PHASEVOLTAGE_DEFAULTS;

// medicion de velocidad
SPEED_MEAS_QEP speed1 = SPEED_MEAS_QEP_DEFAULTS;

// macro para graficar
DLOG_4CH dlog = DLOG_4CH_DEFAULTS;

```

## B.2. Código Principal.

```

void main(void)
{
    DeviceInit();    // Inicializar el dispositivo

#ifdef FLASH
    MemCopy(&RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd, &RamfuncsRunStart);
    InitFlash();
#endif

// con este registro se habilita todo el programa es como un interruptor
while (EnableFlag==FALSE)
{
    BackTicker++;
}

// Definir la sincronizacion de los lazos de control
CpuTimer0Regs.PRD.all = mSec1;    // Tareas A
CpuTimer1Regs.PRD.all = mSec5;    // Tareas B
CpuTimer2Regs.PRD.all = mSec50;   // Tareas C

// Inicialización de las tareas de'l dispositivo
Alpha_State_Ptr = &A0;
A_Task_Ptr = &A1;
B_Task_Ptr = &B1;
C_Task_Ptr = &C1;

```

---

```

// Inicialización PWM
    pwm1.PeriodMax = SYSTEM_FREQUENCY*1000000*T/2;
    PWM_INIT_MACRO(pwm1)

// Inicializacion del PWM del DAC
    pwmdac1.PeriodMax = (SYSTEM_FREQUENCY*100/(2*50))*10;
    pwmdac1.PwmDacInPointer0 = &PwmDacCh1;
    pwmdac1.PwmDacInPointer1 = &PwmDacCh2;
    pwmdac1.PwmDacInPointer2 = &PwmDacCh3;
    pwmdac1.PwmDacInPointer3 = &PwmDacCh4;
    PWMDAC_INIT_MACRO(pwmdac1)

// Inicializar modulos para graficar
    dlog.iptr1 = &DlogCh1;
    dlog.iptr2 = &DlogCh2;
    dlog.iptr3 = &DlogCh3;
    dlog.iptr4 = &DlogCh4;
    dlog.trig_value = 0x1;
    dlog.size = 0x00c8;
    dlog.prescalar = 5;
    dlog.init(&dlog);

// Inicializar el ADC
    ADC_MACRO_INIT()

// Initialize QEP module
    qep1.LineEncoder = 4096; //PPR
    qep1.MechScaler = _IQ30(0.25/qep1.LineEncoder);
    qep1.PolePairs = POLES/2;
    qep1.CalibratedAngle = 0;

// Inicializar el QEP
    QEP_INIT_MACRO(qep1)
    speed1.K1 = _IQ21(1/(BASE_FREQ*T));
    speed1.K2 = _IQ(1/(1+T*2*PI*5)); // usar filtro pasa bajas
    speed1.K3 = _IQ(1)-speed1.K2;
    speed1.BaseRpm = 120*(BASE_FREQ/POLES);
    speed3.K1 = _IQ21(1/(BASE_FREQ*T));
    speed3.K2 = _IQ(1/(1+T*2*PI*5)); // filtro
    speed3.K3 = _IQ(1)-speed3.K2;
    speed3.BaseRpm = 120*(BASE_FREQ/POLES);

// Inicializar med. angulo
    rg1.StepAngleMax = _IQ(BASE_FREQ*T);

// Inicializa smo con parametros base
    sm1_const.Rs = RS;
    sm1_const.Ls = LS;
    sm1_const.Ib = BASE_CURRENT;
    sm1_const.Vb = BASE_VOLTAGE;
    sm1_const.Ts = T;
    SMO_CONST_MACRO(sm1_const)
    sm1.Fsmopos = _IQ(sm1_const.Fsmopos);
    sm1.Gsmopos = _IQ(sm1_const.Gsmopos);
    sm1.Kslide = _IQ(0.2222222222);
    sm1.Kslf = _IQ(0.2555555555);

```

---

---

```

// Inicializar controlador corriente id con constantes kp y ki
    pidl_id.Kp = _IQ(2.615396719);
    pidl_id.Ki = _IQ(0.00600596);
    pidl_id.Kd = _IQ(0/T);
    pidl_id.Kc = _IQ(0.00151);
    pidl_id.OutMax = _IQ(0.95);
    pidl_id.OutMin = _IQ(-0.95);

// Controlador PI corriente
    pidl_iq.Kp = _IQ(2.615396719);
    pidl_iq.Ki = _IQ(0.00600596);
    pidl_iq.Kd = _IQ(0/T);
    pidl_iq.Kc = _IQ(0.00151);
    pidl_iq.OutMax = _IQ(0.95);
    pidl_iq.OutMin = _IQ(-0.95);

// Controlador de velocidad
    pidl_spd.Kp = _IQ(0.5);
    pidl_spd.Ki = _IQ(T*SpeedLoopPrescaler/0.2);
    pidl_spd.Kd = _IQ(0/(T*SpeedLoopPrescaler));

    pidl_spd.Kc = _IQ(0.2);
    pidl_spd.OutMax = _IQ(0.3727);
    pidl_spd.OutMin = _IQ(-0.3727);

//Llamado de la funcion para proteccion
    HVDMC_Protection();

// habilitar reistro ISRs.

    EALLOW;    // Registro necesario para habilitar la proteccion
    PieVectTable.EPWM1_INT = &MainISR;
    EDIS;

// Habilita el vector PIE del grupo 3 para EPWM1_INT
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;

// Habilita la interrupcion CNT_zerousando tiempo base EPWM1
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;    // Generacion interrupcion
EPWM1IntEnable EPWM1INT generation
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 1;    // Interrupcion CNT_zero
    EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1;    // Generacion interrupcion del primer
evento
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;    // habilitar mas int.

// habilita CPU INT3 para EPWM1_INT:
    IER |= M_INT3;
// habilitar int globales para eventos de tiempo real
    EINT;    // interrupcion global
    ERTM;    // interrupcion realtime

// contador de espera
    for(;;) //lazo infinito
    {
// entrada y salida de los estados del dispositivo
        (*Alpha_State_Ptr)();    // salta a tareas (A0,B0,...)
    }

```

---

---

```

} //fin del codigo principal

//sincronizacion y secuencia de las tareas
//Tareas A0, B0 y C0
void A0(void)
{
    if(CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF == 1)
    {
        CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF = 1;    // limpiar bandera
        (*A_Task_Ptr)();    // salta a tareas (A1,A2,A3,...) al
terminar esta.
        VTimer0[0]++;
        SerialCommsTimer++;
    }
    Alpha_State_Ptr = &B0;    // continua con tareas B
}

void B0(void)
{
    if(CpuTimer1Regs.TCR.bit.TIF == 1)
    {
        CpuTimer1Regs.TCR.bit.TIF = 1;
        (*B_Task_Ptr)();    // salta a tareas (B1,B2,B3,...)
        VTimer1[0]++;
    }
    Alpha_State_Ptr = &C0;    // continua con tareas C
}

void C0(void)
{
    if(CpuTimer2Regs.TCR.bit.TIF == 1)
    {
        CpuTimer2Regs.TCR.bit.TIF = 1;    // limpiar bandera

        (*C_Task_Ptr)();    // salta a tareas (C1,C2,C3,...)
        VTimer2[0]++;
    }
    Alpha_State_Ptr = &A0; // Regresa a tareas A
}

```

---

## APÉNDICE C. DISEÑO DE LA BRIDA.

Como se comentó anteriormente, se tuvo que manufacturar una pieza de acero para lograr montar el motor en el transeje, la figura C.1 muestra a detalle las medidas y vistas de dicha pieza. Las medidas están en pulgadas y en centímetros.

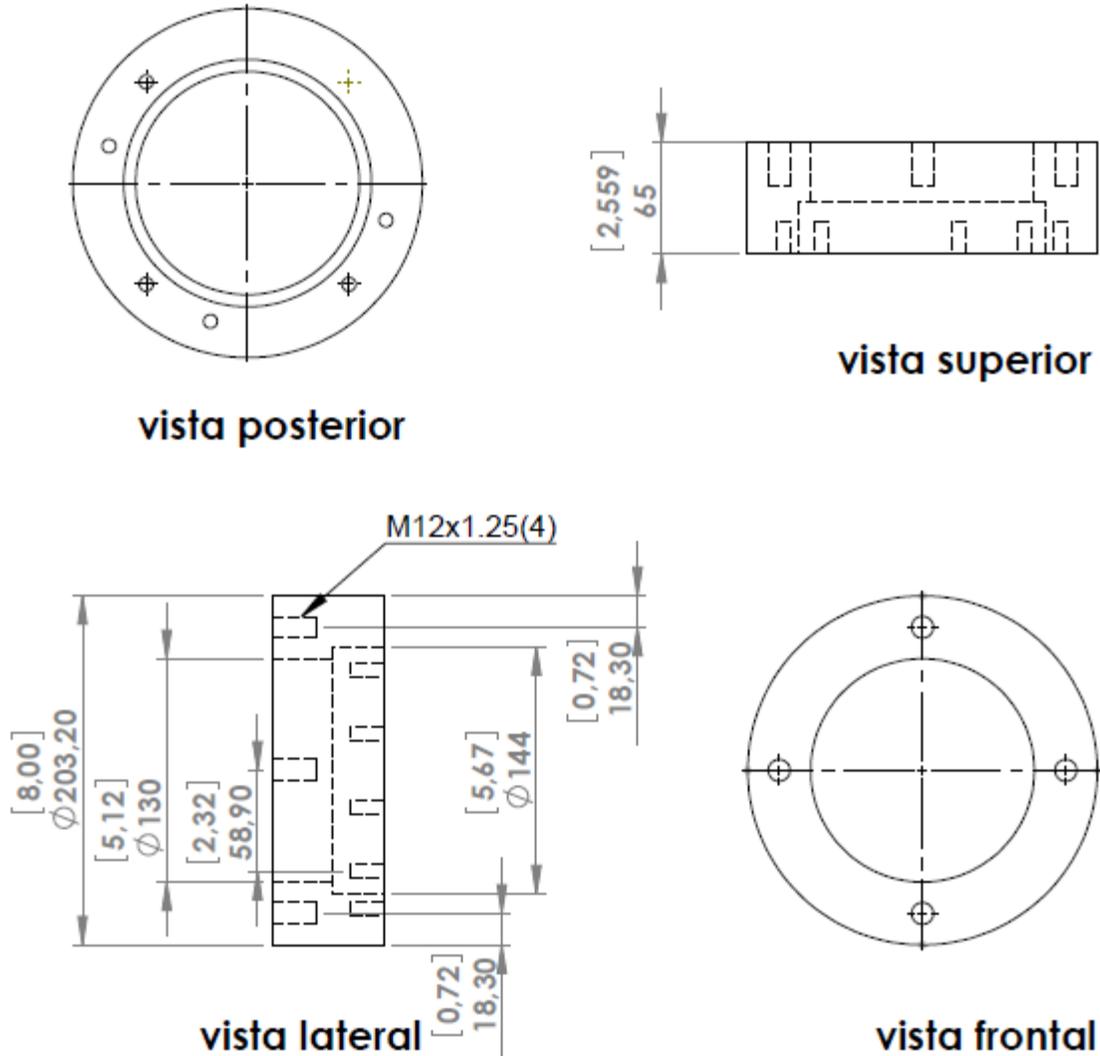
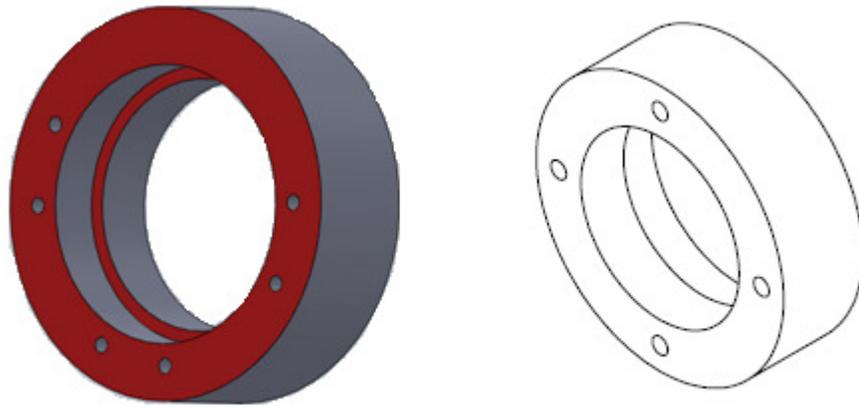


Figura C. 1. Vistas de la Brida empleada para el montaje de la MSIP.

La figura C.2 muestra la imagen de la brida en una perspectiva tridimensional, así como la vista en isométrico. Esta es la forma final de la pieza empleada. Estas imágenes fueron desarrolladas en SolidWorks.



### isométrico

Figura C. 2. Vista en Isométrico de la Brida.

El cople mecánico empleado para unir el eje del motor con el eje interno que conecta al engrane principal se muestra a continuación.



Figura C. 3. Cople mecánico empleado para el acoplamiento de la MSIP.