

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS  
SUPERIORES DE MONTERREY**

**CAMPUS MONTERREY**

**PROGRAMA DE GRADUADOS EN MECATRONICA Y  
TECNOLOGÍAS DE INFORMACIÓN**



**TECNOLÓGICO  
DE MONTERREY®**

**SOLUCIÓN DEL MODELO DINÁMICO VECTORIAL DEL MOTOR DE  
INDUCCIÓN**

**TESIS**

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO  
ACADEMICO DE:**

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA CON ESPECIALIDAD  
EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS**

**POR:**

**SALVADOR AGÚNDEZ CASTILLO**

**MONTERREY , N.L.**

**MARZO 2008**

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY**

**DIVISIÓN DE MECATRÓNICA Y TECNOLOGÍAS DE INFORMACIÓN**

**PROGRAMA DE GRADUADOS EN MECATRÓNICA Y TECNOLOGÍAS DE  
INFORMACIÓN**

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la presente tesis del Ing. Salvador Agúndez Castillo sea aceptada como requisito parcial para obtener el grado académico de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica con Especialidad en Sistemas Electrónicos.

**Comité de tesis:**

---

Dr. Manuel E. Macías García  
Asesor

---

Dr. Osvaldo Micheluod Vernarekt  
Sinodal

---

Dr. Alfonso Ávila Ortega  
Sinodal

---

Dr. Graciano Dieck Assad  
Director del Programa de Graduados en Mecatrónica y Tecnologías de Información  
Marzo 2008

SOLUCIÓN DEL MODELO DINÁMICO VECTORIAL DEL MOTOR DE  
INDUCCIÓN

POR:

SALVADOR AGÚNDEZ CASTILLO

**TESIS**

Presentada al Programa de Graduados en Mecatrónica y Tecnologías de  
Información

Este trabajo es requisito parcial para obtener el grado de Maestro en Ciencias  
en Ingeniería Electrónica con Especialidad en Sistemas Electrónicos

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS  
SUPERIORES DE MONTERREY

MARZO 2008

# Índice general

Índice de figuras	IV
Índice de cuadros	X
Reconocimientos	XV
Resumen	XVI
<b>Capítulo 1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Perspectiva general . . . . .	1
1.2. Definición del problema . . . . .	2
1.3. Objetivos . . . . .	3
1.4. Hipótesis . . . . .	4
1.5. Marco Teórico . . . . .	4
1.6. Metodología . . . . .	6
<b>Capítulo 2. Transformación vectorial</b>	<b>7</b>
2.1. La Transformación vectorial en el motor de inducción . . . . .	8
2.2. Vectores normalizados . . . . .	12
2.3. Ecuaciones de transformación vectorial . . . . .	13
2.4. Sistema de referencia fijo al estator . . . . .	14
2.5. Sistema de referencia fijo al campo . . . . .	16
2.6. Sistema de referencia fijo al rotor . . . . .	17
<b>Capítulo 3. Modelo dinámico del motor de inducción</b>	<b>20</b>
3.1. Modelo dinámico vectorial en un sistema de referencia g . . . . .	21
3.1.1. Ecuaciones de voltaje . . . . .	21
3.1.2. Ecuaciones de flujo . . . . .	22
3.1.3. Ecuaciones de par . . . . .	23
3.2. Modelo dinámico en un sistema de referencia fijo al estator . . . . .	26
3.3. Modelo dinámico con referencia al campo . . . . .	27
3.4. Modelo dinámico con referencia al rotor . . . . .	28
<b>Capítulo 4. Arquitectura del sistema</b>	<b>31</b>
4.1. Procesamiento en el sistema . . . . .	34

4.1.1.	Etapa de adquisición de señales . . . . .	34
4.1.2.	Etapa de procesamiento en el FPGA . . . . .	34
4.1.3.	Etapa de procesamiento en el Microprocesador . . . . .	35
4.1.4.	Etapa de procesamiento en la PC . . . . .	36
<b>Capítulo 5.</b>	<b>CompactRIO</b>	<b>37</b>
5.1.	Elementos del CompactRIO . . . . .	38
5.1.1.	Módulo de entradas análogas . . . . .	38
5.1.2.	FPGA . . . . .	39
5.1.3.	Microprocesador . . . . .	40
5.2.	Opciones de arquitecturas en CompactRIO . . . . .	40
5.2.1.	FPGA – Microprocesador . . . . .	41
5.2.2.	FPGA – Host PC . . . . .	41
5.2.3.	FPGA – Microprocesador – Host PC . . . . .	42
5.3.	Flujo de datos en la arquitectura CompactRIO . . . . .	42
<b>Capítulo 6.</b>	<b>Adquisición de señales</b>	<b>44</b>
6.1.	Transducción . . . . .	45
6.2.	Pre-acondicionamiento . . . . .	47
6.3.	Acondicionamiento y conversión A-D . . . . .	48
<b>Capítulo 7.</b>	<b>Programación en el FPGA</b>	<b>51</b>
7.1.	Algoritmo implementado en el FPGA . . . . .	51
7.2.	Secciones críticas del algoritmo . . . . .	54
7.2.1.	Integración . . . . .	54
7.2.2.	Multiplicación por $e^{-j\omega_B t}$ . . . . .	55
7.3.	Programación de FPGA con LabVIEW . . . . .	57
7.3.1.	Optimización de tamaño y velocidad . . . . .	57
7.3.2.	Manejo de decimales en FPGA . . . . .	60
7.3.3.	Compilación y simulación . . . . .	61
<b>Capítulo 8.</b>	<b>Programación del Microprocesador</b>	<b>62</b>
8.1.	Acceso al FPGA . . . . .	63
8.2.	Comandos al FPGA . . . . .	63
8.3.	Parámetros básicos del Microprocesador . . . . .	65
8.4.	Procesos concurrentes . . . . .	65
8.5.	Envío de datos por red . . . . .	67
<b>Capítulo 9.</b>	<b>Programación en la Computadora</b>	<b>68</b>
9.1.	Recepción de datos por red . . . . .	68
9.2.	Simulación . . . . .	69
9.3.	Sincronización de inicio de vector . . . . .	70
9.4.	Graficas de señales en el tiempo . . . . .	70
9.5.	Animación vectorial. . . . .	71

9.5.1. Representación en el espacio de la transformación vectorial. . . . .	71
9.5.2. Representación de los sistemas de ejes de referencia. . .	72
9.5.3. Los vectores de flujo, corriente y voltaje en estator y rotor en el espacio vectorial en: . . . . .	72
<b>Capítulo 10. Pruebas y resultados</b>	<b>77</b>
10.1. Señales senoidales de un generador de funciones . . . . .	77
10.1.1. Resultados en la computadora de señales senoidales del generador . . . . .	78
10.1.2. Resultados en el FPGA de señales senoidales del generador	83
10.2. Señales de PWM de pulso simple de un generador de funciones	89
10.2.1. Resultados en la computadora de PWM de pulso simple del generador . . . . .	89
10.2.2. Resultados en el FPGA de PWM de pulso simple del generador . . . . .	95
10.3. Señales de PWM de pulso simple de un inversor de voltaje . .	100
10.3.1. Resultados en la computadora de un PWM de pulso simple de un inversor de voltaje . . . . .	101
10.3.2. Resultados en el FPGA de un PWM de pulso simple de un inversor de voltaje . . . . .	111
10.4. Variación del número de pulsos en un PWM . . . . .	117
10.4.1. PWM de pulso múltiple . . . . .	117
10.4.2. PWM senoidal . . . . .	120
10.5. Señales de PWM senoidal de un variador de frecuencia . . . .	130
10.5.1. Resultados en la computadora del PWM senoidal . . . .	130
10.5.2. Resultados en el FPGA del PWM senoidal . . . . .	141
10.6. Comentarios de los resultados . . . . .	146
<b>Capítulo 11. Conclusiones</b>	<b>148</b>
11.1. Líneas futuras de investigación . . . . .	149
<b>Bibliografía</b>	<b>150</b>
<b>Vita</b>	<b>152</b>

## Índice de figuras

1.1. Relación de carga de trabajo del un procesador de 16 bits contra la frecuencia de conmutación. . . . .	3
2.1. Máquina eléctrica ideal sobre el plano complejo. . . . .	9
2.2. Representación en el tiempo de la resultante vectorial de corriente. . . .	12
2.3. Sistema de ejes trifásico y plano complejo . . . . .	14
2.4. Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al estator en: a) $t=0$ y b) $t=2$ ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.17). .	15
2.5. Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al campo en: a) $t=0$ y b) $t=2$ ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.24). .	17
2.6. Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al rotor en: a) $t=0$ y b) $t=2$ ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.30). .	19
3.1. Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia $g$ . . . . .	22
3.2. Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al estator .	27
3.3. Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al campo. . .	28
3.4. Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al rotor . .	29
4.1. Esquema general de un drive para control vectorial . . . . .	31
4.2. Arquitectura general del sistema . . . . .	33
5.1. Arquitectura de CompactRIO. [11] . . . . .	37
5.2. Funciones recomendadas de los componentes de un sistema basado en CompactRIO. . . . .	39
6.1. Componentes principales de la adquisición de señales. . . . .	44
6.2. Conexión del sensor de corriente LA100-P . . . . .	46
6.3. Conexión del sensor de voltaje LV25-P . . . . .	47
6.4. Esquemático del pre-acondicionamiento para las señales de corriente . .	48
6.5. Esquemático de la etapa de pre-acondicionamiento para las señales de voltaje. . . . .	49
6.6. Diagrama Interno del modulo de entradas análogas. . . . .	49
6.7. Diagrama de conexión para voltajes aterrizados. . . . .	50
7.1. Esquema general del algoritmo del FPGA. . . . .	52
7.2. Algoritmo para calcular seno y coseno. . . . .	56

7.3.	Multiplicación de vectores para cambio de sistema de referencia . . . . .	57
7.4.	Elementos de los bloques de LabView en un FPGA. . . . .	58
7.5.	Hardware que crea el SCTL en el FPGA. . . . .	58
7.6.	Habilitación para subrutinas reentrantes. . . . .	59
7.7.	Ejemplo de implementación de pipeline . . . . .	59
7.8.	Corrimiento aritmético en el FPGA . . . . .	60
8.1.	Esquema general de las tareas realizadas por el microprocesador. . . . .	62
8.2.	Forma de abrir referencia del FPGA en el microprocesador en LabView. . . . .	63
8.3.	Forma de leer y escribir comandos y datos del FPGA en LabView. . . . .	64
8.4.	Acceso Directo a Memoria entre FPGA y microprocesador. . . . .	64
8.5.	Ejemplo de algunos parámetros básicos del microprocesador. . . . .	66
8.6.	Configuración de prioridades de dos procesos concurrentes. Un proceso con 100 % tiene más prioridad que uno de 75 %. . . . .	67
8.7.	Bloques principales para el envío de datos por parte del microprocesador . . . . .	67
9.1.	Algoritmo general del programa ejecutado en el una computadora cliente. . . . .	69
9.2.	Controles para ingresar datos de simulación. . . . .	70
9.3.	Transformación vectorial con vector resultante en cero grados. . . . .	72
9.4.	Transformación vectorial con vector resultante en otra posición. . . . .	73
9.5.	Sistema de ejes de referencia en un instante de tiempo 0 y ejes en diferentes posiciones. . . . .	74
9.6.	Sistema de ejes de referencia después de transcurrido un cierto tiempo. . . . .	75
9.7.	Despliegue del sistema de referencia al estator. . . . .	75
9.8.	Despliegue del sistema de referencia fijo al campo. . . . .	76
9.9.	Despliegue del sistema de referencia fijo al rotor . . . . .	76
10.1.	Componentes de vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator en el tiempo con senoidales del generador. . . . .	78
10.2.	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al estator teniendo señales senoidales del generador. . . . .	79
10.3.	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al campo teniendo señales senoidales del generador. . . . .	80
10.4.	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al rotor con teniendo señales senoidales del generador. . . . .	81
10.5.	Señales de corriente y voltajes trifásicos en el tiempo con senoidales del generador. . . . .	81
10.6.	Transformación vectorial de corriente con senoidales del generador. . . . .	82
10.7.	Par calculado en la computadora con senoidales del generador. . . . .	82
10.8.	Espectro de frecuencia de las componentes de los vectores de voltaje y corriente referidos al estator con senoidales del generador. . . . .	83
10.9.	Componentes de vectores calculados en el FPGA referidos al estator con senoidales del generador. . . . .	84



10.10	Gráfica de vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ calculados en el FPGA en un sist. de referencia fijo al estator con senoidales del generador. . . . .	85
10.11	Componentes de vectores calculados en el FPGA referidos al campo con senoidales del generador. . . . .	86
10.12	Gráfica de vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al campo con senoidales del generador. . . . .	87
10.13	Componentes de los vectores calculados en el FPGA con referencia al rotor con senoidales del generador. . . . .	87
10.14	Gráfica de los vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al rotor con senoidales del generador. . . . .	88
10.15	Par del motor calculado por el FPGA con senoidales del generador. . .	88
10.16	Señales en el tiempo de las componentes alfa y beta de los vectores de voltaje, corriente y flujo del estator con un PWM simple del generador. . . . .	90
10.17	Vectores en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM simple del generador. . . . .	91
10.18	Vectores en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM simple del generador. . . . .	92
10.19	Vector en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM simple del generador. . . . .	92
10.20	Señales trifásicas de voltaje y corriente en el estator con un PWM simple del generador. . . . .	93
10.21	Transformación vectorial de corriente en el estator con un PWM simple del generador. . . . .	93
10.22	Par calculado en la computadora con un PWM simple del generador. . .	94
10.23	Espcetro de frecuencia de las componentes del vector de corriente y voltaje en el estator con un PWM simple del generador. . . . .	94
10.24	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA con el PWM simple del generador. . . . .	95
10.25	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al estator con PWM simple del generador. . . . .	96
10.26	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA con PWM simple del generador. . . . .	97
10.27	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA con PWM simple del generador . . . . .	98
10.28	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA con PWM simple del generador. . . . .	98
10.29	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA con PWM simple del generador. . . . .	99
10.30	Par calculado en el FPGA con PWM simple del generador. . . . .	99
10.31	Bus de cd del inversor trifásico con carga a 30 Hz. . . . .	101
10.32	Componentes de vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator en el tiempo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	102

10.33	Vectores en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	103
10.34	Vector de corriente y flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	104
10.35	Vector de corriente y flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	105
10.36	Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	105
10.37	Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	106
10.38	Vector de flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	106
10.39	Vector de flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	107
10.40	Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	107
10.41	Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	108
10.42	Vector de flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	108
10.43	Vector de flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	109
10.44	Señales trifásicas de corriente y voltaje en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	109
10.45	Transformación vectorial de corriente en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	110
10.46	Par calculado por la computadora cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	110
10.47	Espectro de frecuencias de las componentes de los vectores de voltaje y corriente en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	111
10.48	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	112
10.49	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al estator calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	113
10.50	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	114
10.51	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	114

10.52	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . .	115
10.53	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . .	116
10.54	Par calculado por el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor. . . . .	116
10.55	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 3 pulsos. . . .	118
10.56	Trayectoria del vector de flujo del estator con un PWM de 4 pulsos . .	118
10.57	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 5 pulsos. . . .	119
10.58	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 6 pulsos. . . .	119
10.59	Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 3 pulsos. . . . .	120
10.60	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 3 pulsos.	121
10.61	Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 3 pulsos.	121
10.62	Par del motor con un PWM senoidal de 3 pulsos. . . . .	122
10.63	Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 5 pulsos. . . . .	123
10.64	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 5 pulsos.	123
10.65	Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 5 pulsos.	124
10.66	Par del motor con un PWM senoidal de 5 pulsos. . . . .	124
10.67	Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 6 pulsos. . . . .	125
10.68	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 6 pulsos.	126
10.69	Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 6 pulsos.	126
10.70	Par del motor con un PWM senoidal de 6 pulsos. . . . .	127
10.71	Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 7 pulsos. . . . .	127
10.72	Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 7 pulsos.	128
10.73	Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 7 pulsos.	129
10.74	Par del motor con un PWM senoidal de 7 pulsos. . . . .	129
10.75	Componentes de vectores en el tiempo de voltaje, corriente y flujo en el estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	131
10.76	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	132
10.77	Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	133
10.78	Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	134
10.79	Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	134
10.80	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor. . . . .	135

10.81	Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor. . . . .	135
10.82	Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor. . . . .	136
10.83	Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor. . . . .	136
10.84	Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor. . . . .	137
10.85	Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor. . . . .	137
10.86	Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor. . . . .	138
10.87	Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor. . . . .	138
10.88	Señales trifásicas en el tiempo de corriente y voltaje en el estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	139
10.89	Transformación vectorial de la corriente en el estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	139
10.90	Par calculador en la computadora con un PWM de pulso múltiple en un motor. . . . .	140
10.91	Espectro de frecuencia de las componentes de los vectores de corriente y voltaje en el estator con un PWM senoidal en un motor. . . . .	140
10.92	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	141
10.93	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al estator calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	142
10.94	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	143
10.95	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA con un PWM de pulso múltiple en un motor. . . . .	144
10.96	Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	145
10.97	Vectores $\vec{i}_s$ , $\vec{\Psi}_s$ y $\vec{v}_s$ en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	145
10.98	Par calculado en el FPGA con un PWM senoidal en un motor. . . . .	146

## Índice de cuadros

5.1. Parámetros más importantes del módulo de entradas análogas NI cRIO-9215 . . . . .	39
6.1. Parámetros básicos del sensor de corriente LA100-P . . . . .	45
6.2. Parámetros básicos del sensor de voltaje LV25-P . . . . .	46

A mi familia y amigos

## Reconocimientos

Quiero agradecer:

A mi asesor de tesis el Dr. Manuel Macías por el todo el apoyo que me brindo y por la formación que me ayudo a desarrollar en mi estancia en la maestría.

A mis sinodales el Dr. Osvaldo Micheluod y el Dr. Alfonso Ávila por su apoyo, comentarios y sugerencias para la revisión de esta tesis.

Al departamento de Becas y al departamento de Ingeniería Eléctrica por su apoyo en mis estudios de maestría para poder realizar mi tesis.

Muy especial y afectuosamente a mi padre, a mi madre y a mi hermana porque siempre sentí su apoyo y cariño a pesar de la distancia.

A todos mis amiguitos, compañeros de la escuela y de trabajo y en especial a la comunidad de la cueva, que me apoyaron, animaron y estuvieron ahí durante la realización de esta tesis y en el curso de la maestría.

Muchas Gracias a TODOS.

SALVADOR AGÚNDEZ CASTILLO

*Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey*  
*Mayo 2008*

# **Modelación/Solución del modelo dinámico vectorial del motor de inducción**

Salvador Agúndez Castillo, M.C.  
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, 2008

Asesor de la tesis: Dr. Manuel E. Macías García

El trabajo de tesis presentado a continuación y titulado solución del modelo dinámico vectorial del motor de inducción contiene un trabajo de investigación en el área de electrónica de potencia con las bases teóricas para entender como modelar un motor de inducción tomando en cuenta su dinámica y hacer una simplificación para un sistema trifásico utilizando la transformación vectorial para obtener un modelo dinámico vectorial del motor de inducción. Este trabajo también presenta una propuesta de un sistema para resolver el modelo del motor en tiempo real y un despliegue más amigable de la información para un mejor entendimiento de estos conceptos. Es esta tesis se muestra un sistema que integra en una arquitectura con tres unidades de procesamiento: un FPGA, un Microprocesador y una PC. Al final de este trabajo se presentan los resultados del modelo dinámico vectorial en diferentes situaciones y mostrando las variables más importantes y las diferentes formas de representación del modelo dinámico vectorial.



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Perspectiva general

En área de electrónica de potencia, los controladores industriales para motores son dispositivos muy importantes para los procesos industriales y su automatización. Recientemente una de las estrategias que es mas utilizada en los "drives" de aplicaciones industriales para el control de motores de CA es la llamada control vectorial, y es utilizada principalmente por su respuesta dinámica alcanzada, debido a las simplificaciones del modelo dinámico del motor que se consiguen de forma que es muy accesible para su implementación digital y de forma análoga a como se realizaría en un motor de CD. Para el desarrollo del control vectorial existen dos elementos básicos para la adquisición de las variables del modelo dinámico vectorial del motor, y estos elementos son: la transformación vectorial y el modelo dinámico complejo del motor.

Un control vectorial tiene la característica de que sus cálculos tienen que poder ejecutarse en tiempo real por lo cual tienden a cargar con gran cantidad de cálculos al microprocesador, lo que afecta el uso del microprocesador para realizar otras tareas en tiempo real, como por ejemplo tareas de monitoreo, o de implementación de regulaciones más complejas de par, velocidad, campo, etc., gestión y monitoreo de estados y errores, etc. Por lo tanto al diseñar algoritmos para la transformación vectorial y para el cálculo del modelo dinámico complejo del motor se debe buscar una mejor respuesta en tiempo real, lo cual implica tener un gran poder de computo en la implementación como puede obtenerse utilizando el FPGA ("Field Programmable Gates Array"), un dispositivo que contiene celdas lógicas con la capacidad de ser programadas y que ofrece ventajas principalmente en tener algoritmos definidos en hardware y el paralelismo de los procesos en ejecución. El reducir la carga computacional al procesador digital o microprocesador que realiza estos controles, ayudaría a mejorar el número de tareas que el microprocesador puede atender y así agregar más funcionalidad a un controlador industrial. En la actualidad los controladores de motores de CA que implementan control vectorial, utilizan microprocesadores que logran realizar el control vectorial pero quedan limitados en otras tareas como por ejemplo esquemas de control más complejos, gestión de estados, errores, conectividad, monitoreo remoto, etc. Es por esto que se ha buscado variantes además de los FPGA en la implementación utilizando coprocesadores o DSP's que liberen de carga a un microprocesador, etc.

En un esquema de control se puede decir que se compone de la adquisición de las variables, la resolución del modelo del motor que pasan datos a los lazos de regulación para que calculen las señales deseadas y de ahí se decida como operar el convertidor de potencia. La parte de adquisición de las variables del motor que se necesitan para el lazo de regulación es el área de interés del presente trabajo.

## 1.2. Definición del problema

El modelo de un motor de ca es un modelo muy complejo que de pretender solucionarse sin técnicas matemáticas que simplifiquen las ecuaciones del modelo resultaría en un algoritmo prácticamente imposible de solucionarse en tiempo real. Es por esto que se utilizan dos herramientas matemáticas muy importantes en el control vectorial, que no constituyen el control del motor pero si son la parte medular para realizar el mismo. Ellos son: la transformación vectorial y un modelo dinámico complejo del motor. El primero de éstos elementos es una técnica que nos permite transformar un sistema de ejes trifásico como el de un motor de ca a un sistema de dos ejes donde se simplifiquen muchos cálculos, sobre todo en conjunto con el modelo dinámico complejo del motor, el segundo de estos elementos, nos permite calcular todas las variables importantes para el control como voltajes, corrientes y flujos en el rotor y estator así como el par. Pero aun y cuando la transformación vectorial y el modelo dinámico complejo del motor simplifican mucho cálculos, el algoritmo resultante para implementarse en un microprocesador es un algoritmo de gran carga computacional considerando que es un aplicación de respuesta en tiempo real. Entonces a la hora del diseño de un control para motores de CA se tiene como principal problema la implementación de un algoritmo que responda en tiempo real, para lo cual hay que explorar con las diferentes tecnologías que están surgiendo el como se pueden mejorar los tiempos de respuesta para asegurar una mejor respuesta en tiempo real.

Al estudiar estos dos elementos para el diseño de un control vectorial también se tiene la necesidad de poder observar y analizar en tiempo real como se comportan los algoritmos de transformación vectorial y sobretodo como se comporta el motor a través de su modelo dinámico. Ya que muchas veces es necesario representaciones gráficas adecuadas para el análisis de un control vectorial, como por ejemplo gráficas de los vectores en el espacio, o las señales en el tiempo. Esto puede ser de mucha utilidad para monitorear el sistema de controlador industrial y motor para verificar el correcto funcionamiento del sistema analizando el comportamiento dinámico del motor.

Como se ha descrito la problemática de implementar algoritmos de control vectorial es la limitación de poder realizar estrategias de control mas complejas que también requieran un gran uso del microprocesador, como consecuencia también se puede mencionar que se limitan otras tareas, como accesos remotos, monitoreo de errores por ejemplo. Una de las principales limitantes para implementar los algoritmos de control vectorial en microprocesadores era el poder de cómputo para realizar todos los cálculos en tiempo real. Por ejemplo, los tiempo de respuesta en una implementación de un mi-

croprocesador de 16 bits trabajando a 33 MHz, tiene un algoritmo de control vectorial que tarda alrededor de 1700  $\mu$ s, donde tiene hacer cálculos con 7 ecuaciones diferenciales con 8 variables. Otro ejemplo, usando el mismo algoritmo e implementándolo en 2 microprocesadores especiales de 25MHz es posible obtener el cálculo del algoritmo en un tiempo de 500  $\mu$ s. En implementaciones en DSP se logran reducir estos tiempos de procesamiento a valores alrededor de los 200 $\mu$ s, utilizando los nuevos modelos con mayor poder de cómputo. Aplicaciones más recientes que utilizan DSP logran realizar los algoritmo de control en tiempos cercanos a las 70  $\mu$ s.[17] [1] [2]

En el sentido del rango de aplicaciones del control vectorial, se puede decir que la implementación involucra el cargar con gran cantidad de cálculos y operaciones al microprocesador conforme la aplicación es más exigente. Esta carga por ejemplo tiene una relación con el tipo de aplicación en cuanto a la frecuencia de conmutación que se requiere como se puede observar en la figura 1.1. Esto es debido a que el tiempo de respuesta debe ser mucho más pequeño conforme se exijan mayores frecuencias de conmutación.[7]

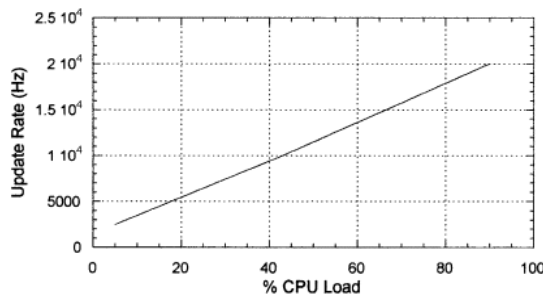


Figura 1.1: Relación de carga de trabajo del un procesador de 16 bits contra la frecuencia de conmutación.

Teniendo en cuenta los datos mencionados se puede decir que uno de los principales problemas de implementación es el tiempo de procesamiento de los algoritmos que modelan al motor, pues estos algoritmos son la base para la implementación del control, lo que implica que la adquisición de las variables para el control de un motor trifásico de ca es una de las partes claves para implementar un control vectorial en tiempo real.

### 1.3. Objetivos

El principal objetivo que se propone para la tesis es la solución del modelo dinámico complejo del motor y para esto la implementación de la transformación vectorial y el modelo dinámico complejo del motor en un sistema con respuesta en tiempo real, que permita analizar y observar gráficamente las variables del motor de forma dinámica. Esto implica mostrar gráficas en tiempo de las señales adquiridas, gráficas de los cálculos de transformaciones vectoriales en el tiempo y principalmente una representación

espacial de los vectores para ver el comportamiento de los vectores de flujo, corriente y voltaje.

Uno de los objetivos es el implementar los algoritmos para obtener el modelo dinámico complejo del motor en tiempo real, y tener un sistema de adquisición de las variables del motor y a este sistema agregarle tareas como el monitoreo de las variables del motor de forma remota y la presentación gráfica de resultados.

Otro de los objetivos es el trabajar con FPGA en implementaciones en el área de electrónica de potencia. Para esto utilizar el módulo de CompactRIO de National Instruments que involucran un esquema de FPGA, microprocesador y computadora. Además, aprovechar las ventajas del uso de LabVIEW para realizar una interfaz gráfica con representaciones de vectores en el espacio y en el tiempo.

## 1.4. Hipótesis

Para implementar un sistema de adquisición del modelo dinámico del motor en tiempo real se propone el uso de FPGA para resolver los cálculos críticos, y el apoyo de un microprocesador para implementar otras tareas y opciones de presentación de datos. Entonces se busca que al utilizar una tecnología como el FPGA se diseñen los algoritmos y cálculos en hardware, que en teoría pueden ser más rápidos que en software. Pero principalmente se busca realizar cálculos en paralelo para bajar los tiempos de procesamiento. Esta idea viene principalmente de utilizar una alternativa en las unidades de procesamiento como lo son los microprocesador y DSP, donde los cálculos son hechos principalmente secuencialmente a pesar de arquitecturas avanzadas que pueden tener estos dispositivos.[5]

Este trabajo de investigación también propone una arquitectura basada en tres unidades de procesamiento para poder llevar a un usuario final una presentación gráfica de resultados de las variables obtenidas de calcular el modelo del motor. Debido a que la mayoría de los controladores vectoriales industriales no cuentan con un sistema para presentar gráficamente la teoría del modelo dinámico complejo del motor se propone la implementación de un programa que se conecte remotamente al microprocesador para visualizar y analizar el motor en base al modelo dinámico del motor y a la transformación vectorial.

## 1.5. Marco Teórico

El control de un motor de ca involucra el estudio de varios temas y áreas, pero como se mencionó antes, el objeto de estudio principal para este trabajo se centrará en la transformación vectorial y en el modelo dinámico complejo del motor, que son la base del control vectorial. Para realizar un control vectorial de motores de ca, hay dos principales métodos de control vectorial, los cuales son el control por orientación de campo del cual se puede tener diversas variantes, y el otro método es el de control directo que puede tener principalmente 2 o 3 variantes. Todas estas variantes parten de

los mismos principios, los dos elementos a estudiar con más detalle en este trabajo: la transformación vectorial y el modelo dinámico complejo del motor, los cuales permiten desarrollar un control vectorial en alguna de las técnicas mencionadas anteriormente.

El control vectorial implica complicados cálculos matemáticos que demandan gran poder de procesamiento. Por esto debido al crecimiento en poder de procesamiento, el control vectorial tiene crecientes aplicaciones en los convertidores de potencia. A pesar de la creciente aplicación del control vectorial en muchos de las aplicaciones actuales aun se utilizan drives que utilizan otras técnicas de control dependiendo de la aplicación y necesidades del proceso. [19]

Una razón importante para utilizar el control vectorial es porque permite el control con un alto rendimiento dinámico a pesar de que un motor trifásico de ca implique múltiples variables no lineales y varias relaciones de ecuaciones diferenciales. El utilizar el control vectorial permite un control independiente del flujo y del par, análogo a lo que se haría con un motor de cd con excitación separada, lo cual es muy difícil de no utilizar las herramientas de la transformación vectorial y el modelo dinámico del motor.[17]

De acuerdo a los trabajos de investigación en el área de electrónica de potencia, la implementación de algoritmo de control vectorial es una línea de investigación importante. Las publicaciones sobre esta técnica de control siguen buscando que tenga menos peso en el procesamiento para poder dejar que el sistema de control más libre y que pueda realizar también otras tareas en tiempo real como la implementación de estrategias de control más complejas, gestión de errores, monitoreo, etc. Pues esta es una de las líneas de las áreas de oportunidad para realizar investigación en cuanto al control vectorial. [18]

Los dos elementos teóricos más importantes en el presente trabajo, son la transformación vectorial y el modelo dinámico del motor. La transformación vectorial es muy importante y es la que le viene a dar el nombre de control vectorial, pues permite simplificar operaciones y análisis en motores de inducción, al convertir un sistema de tres ejes a uno de dos ejes. El otro elemento importante para desarrollar un control vectorial, es el modelo dinámico complejo del motor, ya que permite calcular las variables importantes para un control como son el flujo y par y voltajes y corrientes en el estator y rotor. En el modelo dinámico complejo del motor se estudiarán los tres sistemas de referencias principales: el estático o fijo al estator, el síncrono o fijo al campo, y el rotatorio que es fijo al rotor.

El uso de FPGA en aplicaciones de electrónica de potencia ya se viene dando y hay ejemplos donde se implementan por ejemplo en aplicaciones de servomotores y hasta en inversores con técnicas de modulación como las de inyección de armónicas y simples PWM sinusoidales. El uso del FPGA como herramienta de desarrollo en la búsqueda de mejorar las implementaciones que se venían haciendo en microprocesadores parece ser una buena alternativa sobre todo si se observan ventajas de procesamiento como que en ciertos procesos críticos es necesarios cálculos rápidos en hardware en vez de por software. También el uso de FPGA tiene ciertas ventajas en el mercado contra los

microprocesadores pues estos tienden a empezar a ser obsoletos y los costos de FPGA a bajar. El uso de FPGA en aplicaciones de control vectorial es algo que se viene dando recientemente y es un área que puede desarrollarse y perfeccionarse aun más basta con ver las mejoras que se logran en trabajos recientes. [5] [20] [22]

## 1.6. Metodología

La metodología para este trabajo involucra primeramente el estudio de la transformación vectorial y el modelo dinámico complejo del motor para entender los algoritmos de procesamiento que se tienen que implementar, por consecuencia el estudio de la maquina eléctrica, el motor trifásico de inducción.

Después se presenta en la arquitectura del sistema y los elementos que constituyen al sistema para analizar cuales tareas debe de realizar cada elemento para aprovechar al máximo la arquitectura propuesta.

La parte más importante a desarrollar es la programación de los algoritmos para obtener el modelo dinámico complejo del motor en sus tres sistemas de referencia tanto en un FPGA como en un programa para una computadora. Para esto el programa implementado en el FPGA debe de aprovechar al máximo las ventajas ofrecidas por este dispositivo. El programa implementado para ser utilizado en la computadora debe presentar de forma gráfica los resultados de la adquisición.

Finalmente se debe de obtener un sistema para poder visualizar el comportamiento del motor en base al modelo dinámico complejo de este. Para probar el sistema se deben de realizar pruebas en condiciones parecidas a las de un control, lo cual se puede realizar mediante un inversor de voltaje y una técnica de modulación sencilla con un pulso simple son 120 grados de conducción y algún PWM obtenido de un controlador industrial o variador de frecuencia.

## Capítulo 2

# Transformación vectorial

La transformación vectorial es la base para que las técnicas de control vectorial tomen su nombre debido a su concepto de representación de las 3 variables trifásicas por medio de un vector resultante. A pesar que este concepto se había desarrollado hace tiempo en trabajos de Andre Blondel en Francia y el llamado método de las dos reacciones de Blondel, la forma usada de esta transformación para el control vectorial fue desarrollada por R. E. Doherty, C. A. Nickle, R. H. Park y asociados en los Estados Unidos. Esta transformación matemática permite que un conjunto de cantidades instantáneas en un sistema trifásico, se puedan representar en un marco de referencia ortogonal, o sea un sistema de dos ejes en cuadratura. Estos ejes vienen a servir para representar un vector espacial en el plano complejo, lo que implica que se puede tratar matemáticamente como un número complejo.[9]

Primeramente hay que mencionar que ésta transformación surge para tener una simplificación en los algoritmos que modelan al motor de inducción y así poder implementar el control de motores de ca de forma más sencilla, de forma similar a los motores de CD. Existen esquemas de control para ajustar de forma muy sencilla la velocidad de un motor de CA pero en estado estable, como por ejemplo en un variador de frecuencia donde se utiliza un control de voltaje-frecuencia, pero éste y otros esquemas que se basan en un modelo estático no tienen un buen desempeño para aplicaciones con procesos dinámicos donde se utilicen motores. Para controlar procesos dinámicos es necesario resolver todas las variables del modelo del motor de trifásico en tiempo real, por lo cual tomando en cuenta que el motor tiene un modelo muy complejo debido a su estructura acoplada, no lineal y de múltiples variables comparado contra el motor de directa, es necesario tener herramientas matemáticas que simplifiquen estos cálculos. A pesar de que la transformación vectorial es un concepto que cerca de la década de los 80s se empezó a utilizar por primera vez en los controladores industriales en Alemania por Blaschke, Hasse y Leonhard, no es hasta que los procesadores empezaron a tener más poder de computo que se empezó a utilizar esta técnica con mejores resultados pero aun con mucho que mejorar en cuanto a tiempos de respuesta para lograr un control más fino y con una mejor respuesta dinámica.[19] [21]

## 2.1. La Transformación vectorial en el motor de inducción

La transformación vectorial es una herramienta matemática que permite representar las variables trifásicas del motor en vectores, y no es más que representar las variables trifásicas en el dominio del tiempo a un sistema de coordenadas en un plano complejo que simplifica enormemente los cálculos del modelo del motor. Para entender este concepto es más fácil de explicar si se asume las condiciones ideales en las que funciona una máquina eléctrica, y estas son, una alimentación trifásica de señales senoidales, una máquina de un par de polos y de tres embobinados separados simétricamente en 120 grados en el espacio.

Como resultado de hacer la transformación vectorial se obtiene un vector en un plano complejo que representa de forma simple las variables trifásicas a partir de las cuales es calculado. Este vector viene de calcular un vector resultante de la suma en cualquier instante de tiempo de las corrientes, voltajes o flujos de cada fase del motor. Hay que resaltar el no confundir la suma de las cantidades trifásicas que aun no están en el motor, con las cantidades trifásicas ya en el motor. Esto es porque si bien en un sistema de alimentación trifásico balanceado la suma de los valores instantáneos es cero, a la hora de hacer un análisis en cierto instante en una máquina eléctrica esto no es cierto porque en la máquina eléctrica trifásica cada fase está desfasada 120 grados en espacio y tiene un efecto diferente en el resultado de la suma en un instante de tiempo de las tres variables, no es cero sino un valor que se representa un vector en un plano complejo.

Para realizar esta transformación se parte de la idea de simplificar un conjunto de señales trifásicas desfasadas 120 grados en el dominio del tiempo, y desfasadas 120 grados en espacio haciendo una suma para obtener un vector resultante. Las señales de alimentación tienen un sistema de referencia de tres ejes que tiene que trasladarse a un sistema de referencia de dos ejes. Esta transformación es válida para corrientes, voltajes y flujos, pero a continuación se explicará con más detalle utilizando corrientes.

Primero hay que describir las señales de entrada a la máquina eléctrica las cuales viene de un sistema trifásico en el cual en un instante de tiempo se tiene una corriente de alimentación trifásica balanceada que se caracteriza por que cada fase tiene magnitudes iguales y existe un desfase de  $120^\circ$  entre cada fase.

Donde hay que definir que clase de señal hay en cada fase, para lo cual por simplicidad de cálculos, las señales de cada fase son funciones cosenoidales como se puede ver en las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3, que también muestran como cada fase esta desfasada 120 grados en tiempo, tienen una amplitud  $I_{sm}$  y una frecuencia  $\omega_s$  que es la frecuencia de la red de alimentación y la cual establece la velocidad sincrónica del motor. Hay que aclarar que estas definiciones permiten simplificar y visualizar la deducción de la transformación vectorial de una manera más sencilla.

$$i_{sa}(t) = I_{sm} \cos(\omega_s t) \quad (2.1)$$



$$i_{sb}(t) = I_{sm} \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (2.2)$$

$$i_{sc}(t) = I_{sm} \cos(\omega_s t - 4\pi/3) \quad (2.3)$$

Una vez definidas las señales de entrada hay que considerar una máquina eléctrica con tres bobinas desfasadas en 120 grados en el espacio y por ahora solo se considera un par de polos. En la figura 2.1 se hace una representación de un corte transversal de una maquina eléctrica ideal, donde es posible observar los tres embobinados de cada fase para el estator y el rotor. La idea de la transformación vectorial es partir de variables en un sistema trifásico con 3 ejes desfasados 120 grados espacialmente, que representan los 3 embobinados del motor, para representar las variables trifásicas en un vector resultante en un sistema de dos ejes, con las propiedades de un plano complejo o sea con un eje imaginario (Im) y un eje real (Re). Es posible observar los ejes de la fase a, b y c en la máquina eléctrica situados en la misma posición espacial que en las bobinas del motor. Si las bobinas del estator del motor son alimentadas con las señales definidas en las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3 producen un vector de corriente resultante que físicamente no existe pero es un concepto abstracto que simplifica un conjunto de cantidades trifásica a una variable vectorial en un plano complejo.

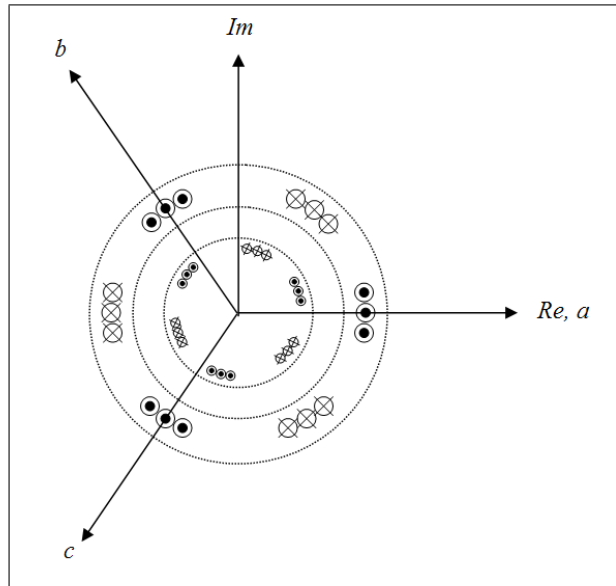


Figura 2.1: Máquina eléctrica ideal sobre el plano complejo.

Cuando la corrientes del estator alimentan a la máquina eléctrica cada corriente sufre un desfase en el espacio que se puede representar matemáticamente con el operador espacial  $a = e^{j2\pi/3}$ , el cual es el responsable de convertir estas señales a un número complejo. Tomando como referencia un sistema de ejes real e imaginario del plano complejo alineado a la bobina de la fase  $a$  del motor como se muestra en la figura

2.1, al sumar las corriente en el estator con su respectivo desfase espacial se obtiene el vector resultante de corriente en el estator, el desfase espacial se hace al multiplicar por  $a^0$ ,  $a^1$  y  $a^2$  por la señal correspondiente en cada fase que en este caso son las señales definidas en las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3 y después sumar los efectos de cada fase, como se muestra en la ecuación 2.4, donde se obtiene un vector resultante de corriente en el estator como efecto de las corrientes en el estator de cada fase en el motor de inducción. De la ecuación 2.4 junto con las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3 es posible ver como las tres señales de corriente que alimentan al estator tienen un desfase en el tiempo y al circular por el motor se desfasan en el espacio, lo cual se puede visualizar como tres vectores espaciales cada uno desfasado simétricamente en 120 grados en el espacio y con un comportamiento desfasado 120 grados en el tiempo que al sumarse producen un vector resultante que no es mas que un número complejo. En la ecuaciones siguientes el superíndice  $n$  indica que es un resultado natural o sea no normalizado puesto que en este trabajo se tratarán los vectores normalizados cuando no este el superíndice  $n$ .

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = i_{sa}(t) + e^{j2\pi/3}i_{sb}(t) + e^{j4\pi/3}i_{sc}(t) \quad (2.4)$$

Para obtener expresiones generales para calcular el vector resultante en forma rectangular y polar se puede partir de la ecuación 2.4 a la cual se desarrolla un poco más al usar la identidad de Euler para obtener una expresión de donde es más fácil separar su parte real y su parte imaginaria. Una expresión para ayudar a comprender esto se muestra en la ecuación 2.5.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = i_{sa}(t) + i_{sb}(t)(\cos(2\pi/3) - j \sin(2\pi/3)) + i_{sc}(t)(\cos(4\pi/3) - j \sin(4\pi/3)) \quad (2.5)$$

Entonces como se había mencionado el vector de corriente es un número complejo que tiene una parte real y una parte imaginaria como se muestra en la ecuación 2.6.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = i_{\text{Re}}^n(t) + j i_{\text{Im}}^n(t) \quad (2.6)$$

La parte real se puede obtener si de la ecuación 2.5 se extraen los términos correspondientes a la parte real y se simplifica la ecuación con un resultado como el que muestra la ecuación 2.7.

$$i_{\text{Re}}^n(t) = \text{Re}\{\vec{\mathbf{i}}_s^n(t)\} = i_{sa}(t) - \frac{1}{2}i_{sb}(t) - \frac{1}{2}i_{sc}(t) \quad (2.7)$$

La parte imaginaria se puede obtener al extraer los términos imaginarios de la ecuación 2.5 que arrojan un resultado como el mostrado en la ecuación 2.8.

$$i_{\text{Im}}^n(t) = \text{Im}\{\vec{\mathbf{i}}_s^n(t)\} = \frac{\sqrt{3}}{2}[i_{sb}(t) - i_{sc}(t)] \quad (2.8)$$

También un vector es posible representarlo en forma polar que es posible obtener si se hace una transformación rectangular a polar de un número complejo como lo indica la ecuación 2.9.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = \sqrt{i_{\text{Re}}^n(t)^2 + i_{\text{Im}}^n(t)^2} e^{j \tan^{-1}(i_{\text{Im}}^n(t)/i_{\text{Re}}^n(t))} \quad (2.9)$$

En el caso de que las señales de corriente son como las definidas en las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3 un vector se puede representar en forma polar como en la ecuación 2.10 y en forma rectangular como en la ecuación 2.11:

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = \frac{3}{2} I_{sm} e^{j\omega_s t} \quad (2.10)$$

$$\vec{\mathbf{i}}_s^n(t) = \frac{3}{2} I_{sm} \cos(\omega_s t) + j \frac{3}{2} I_{sm} \sin(\omega_s t) \quad (2.11)$$

Este vector muchos autores le llaman fasor espacial, pero comúnmente se maneja con el nombre simplemente de vector de alguna cantidad, y que matemáticamente es un número complejo con una magnitud  $\frac{3}{2}I_m$  y ángulo  $\omega_s t$ , así como también se puede representar en parte real e imaginaria. Hay que tomar en cuenta que para hacer esta transformación hay que definir el sistema ortogonal al que se desea transformar, en este caso primeramente se mencionará que se esta transformando al plano complejo y por simplicidad el eje del sistema trifásico de la fase  $a$  del motor esta alineado con el eje real del plano complejo. Los ejes espaciales del sistema trifásico en la máquina eléctrica se pueden ver representado como en la figura 2.1 y el efecto de cada fase al fin de cuentas es una suma vectorial que se representará en un sistema de ejes real e imaginario con cantidades que tendrán las propiedades de un número complejo.

La transformación vectorial en un instante de tiempo se puede entender mejor con un ejemplo como el que se muestra en la figura 2.2 donde se puede observar como la suma del efecto de las corrientes en el estator de la fase  $a$ , de la fase  $b$  y de la fase  $c$  produce un vector resultante en el instante de tiempo final de las señales trifásicas mostradas en la parte de abajo de la figura. En este caso particular presentado en la figura 2.2, las señales de cada fase son cosenoidales tal y como se definió anteriormente y como resultado de esto el vector resultante describe una trayectoria circular, lo cual también es posible deducirlo si se observa el resultado de la ecuación 2.10, donde la forma polar del vector es un función que en un plano complejo describe un círculo.

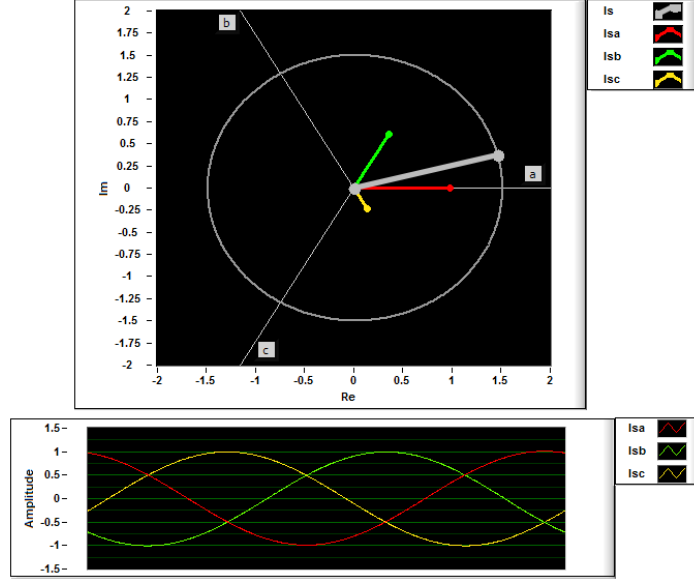


Figura 2.2: Representación en el tiempo de la resultante vectorial de corriente.

## 2.2. Vectores normalizados

El motor trifásico de inducción cuenta con un vector resultante debido al efecto de las tres corrientes desfasadas en tiempo y en espacio, este vector como se mostraba en la figura 2.2, tiene como resultado un vector con la característica de tener una magnitud de 1.5 veces la amplitud de una fase.

Comúnmente muchos autores y textos toman un valor normalizados para el vector, que no es más que el vector resultante de la transformación vectorial tenga la amplitud de una fase. Esto puede facilitar mucho los cálculos de par y potencia aunque en un estricto sentido del vector resultante tiene un amplitud de 1.5 veces la amplitud de una fase y esto se aplica para las otras variables como voltajes, corrientes y flujos de estator y rotor.

En el presente documento se maneja todos los vectores normalizados, para reducir el uso de constantes en cálculos matemáticos y ubicarse más fácilmente en resultados, en cuanto a que la magnitud del vector debe ser igual a la amplitud de cualquiera de las fases del sistema trifásico.

Para obtener el vector normalizado, la ecuación 2.12, muestra como el vector se multiplica con una constante que normaliza la magnitud del vector al valor de una amplitud de una de las fases.

$$\vec{\mathbf{i}}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + e^{j2\pi/3}i_{sb}(t) + e^{j4\pi/3}i_{sc}(t)] = I_{sm}e^{j\omega_s t} = i_{Re}(t) + ji_{Im}(t) \quad (2.12)$$

$$\vec{\mathbf{i}}_s(t) = I_{sm}e^{j\omega_s t} = i_{Re}(t) + ji_{Im}(t) \quad (2.13)$$

$$\vec{i}_s(t) = i_{\text{Re}}(t) + ji_{\text{Im}}(t) \quad (2.14)$$

### 2.3. Ecuaciones de transformación vectorial

Como se ha descrito en un motor trifásico se cuenta con tres cantidades de las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$ , y se puede representar como un vector en un sistema coordenado como es el plano complejo. Para la simplificación de operaciones en cálculos del modelo dinámico del motor conviene visualizar el resultado como una variable en un plano complejo. Al hablar de cantidades en el motor trifásico se puede estar hablando de voltajes, corrientes o flujos, y la transformación vectorial aplica para cualquiera de las tres cantidades. Ahora bien, una forma de visualizar la transformación vectorial es mediante una matriz de transformación que resuma estas operaciones para representar una cantidad trifásica como una corriente en  $a$ ,  $b$  y  $c$  hacia un sistema de ejes real (Re) e imaginario (Im) como se muestra en la ecuación 2.15 de la que se forman las ecuaciones requeridas para transformaciones vectoriales en cualquier instante de tiempo. La ecuación 2.15 es una forma general de ver la transformación vectorial ya que no se refiere a un marco de referencia en especial y es posible definir la orientación del ángulo entre el sistema coordenado a transformar y el sistema trifásico tomado, también en esta matriz se puede observar la componente de secuencia cero  $i_0$ , la cual en un sistema balanceado es cero y dado que es lo cual se supone en todas estas ecuaciones no se estará manejando.

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Re}} \\ i_{\text{Im}} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo del sistema de referencia con respecto a alguna referencia tomada del motor, por ejemplo para un sistema de referencia fijo al estator el ángulo no cambia  $\theta = 0$ , para un sistema de referencia fijo al campo  $\theta = \omega_s t$ , lo cual significa que el ángulo cambia con el tiempo y los ejes se mueven de acuerdo a la frecuencia angular de la red eléctrica  $\omega_s$  y para un sistema de referencia fijo al rotor  $\theta = \omega t$ , lo que significa que también el ángulo cambia con el tiempo pero aquí los ejes se mueven a la velocidad angular de flecha del motor  $\omega$ . Como se puede ver en la figura 2.3, es posible tener un ángulo entre los ejes de transformación, aunque normalmente este ángulo es cero, y tiene un nombre específico que se tratará más adelante en este documento.

La transformación inversa de un sistema de ejes ortogonales en este caso el Re Im, a un sistema trifásico se puede obtener con la ecuación 2.16:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{Re}} \\ i_{\text{Im}} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Estas transformaciones son hablando de un sistema de ejes situados en el plano complejo, pero en la teoría del control vectorial se manejan tres sistemas de referen-

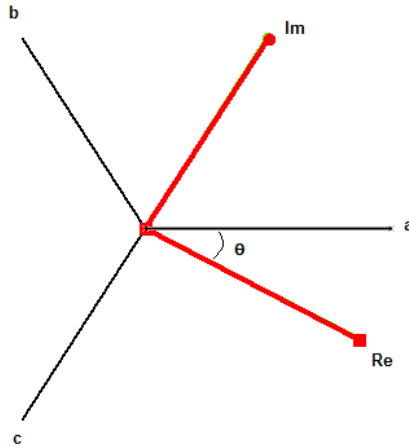


Figura 2.3: Sistema de ejes trifásico y plano complejo

cia principales: uno con los ejes fijos al estator, otro donde los ejes giran a velocidad sincrónica y otro sistema donde los ejes giran a la velocidad en flecha del rotor. La transformación más básica y natural es con los ejes fijos al estator y de ahí se puede partir para transformar a otro sistema de referencia.

## 2.4. Sistema de referencia fijo al estator

Cuando se hace la transformación vectorial a un sistema de referencia fijo al estator, los ejes son llamados  $\alpha$  y  $\beta$ , y están fijos al estator, o sea no se mueven. A pesar de que el sistema puede orientarse con cualquier ángulo con respecto a los ejes del sistema trifásico, normalmente se hace coincidir el eje  $a$  del sistema trifásico con el eje  $\alpha$ . Hacer una transformación a un sistema fijo al estator es la transformación más natural que existe y se puede entender de dos formas. Una es tomando como referencia la ecuación 2.15, donde si se quiere obtener a que equivale cada componente de del vector resultante y sí se toma en cuenta que en un sistema trifásico balanceado se tiene que la suman de corrientes  $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$ , entonces se tiene como resultado las ecuaciones 2.18 y 2.19 para transformar el sistema trifásico a un sistema de ejes  $\alpha$ - $\beta$ , en cualquier instante de tiempo. Otra forma de entender la deducción de las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  del vector es recordar que la componente  $i_\alpha$  es la parte real del vector,  $i_\alpha(t) = \text{Re}\{\vec{\mathbf{i}}_s(t)\}$  y la componente  $i_\beta$  es la parte imaginaria del vector  $i_\beta(t) = \text{Im}\{\vec{\mathbf{i}}_s(t)\}$ . Por lo tanto el vector se puede representar como se muestra en el ecuación 2.17 donde puede observar como se representa en forma polar y en forma rectangular. En la forma rectangular hay que hacer notar que el vector puede tener un desfase  $\theta_I$  en el ángulo pero habrá una parte donde se indica la velocidad a la que gira este vector que en la forma polar se aprecia claramente como gira a velocidad de  $\omega_s$ .

$$\vec{\mathbf{i}}_s(t) = i_{s\alpha}(t) + j i_{s\beta}(t) = I_{sm} e^{j(\omega_s t - \theta_1)} \quad (2.17)$$

$$i_{s\alpha}(t) = i_{sa}(t) \quad (2.18)$$

$$i_{s\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb}(t) - i_{sc}(t)) \quad (2.19)$$

Cuando un vector se encuentra en el sistema de referencia fijo al estator el vector gira a una velocidad  $\omega_s$  por ejemplo como se puede observar en la figura 2.4, donde el vector esta a un ángulo de 0 grados y en un tiempo 0 y una velocidad  $100\pi$  rad/s en un tiempo de 2ms el vector se desplaza hasta una posición de 36 grados como se puede observar en la parte b) de la figura 2.4. También como se puede observar en esta figura, el vector describe una trayectoria circular lo cual es por utilizar funciones senoidales o cosenoidales.

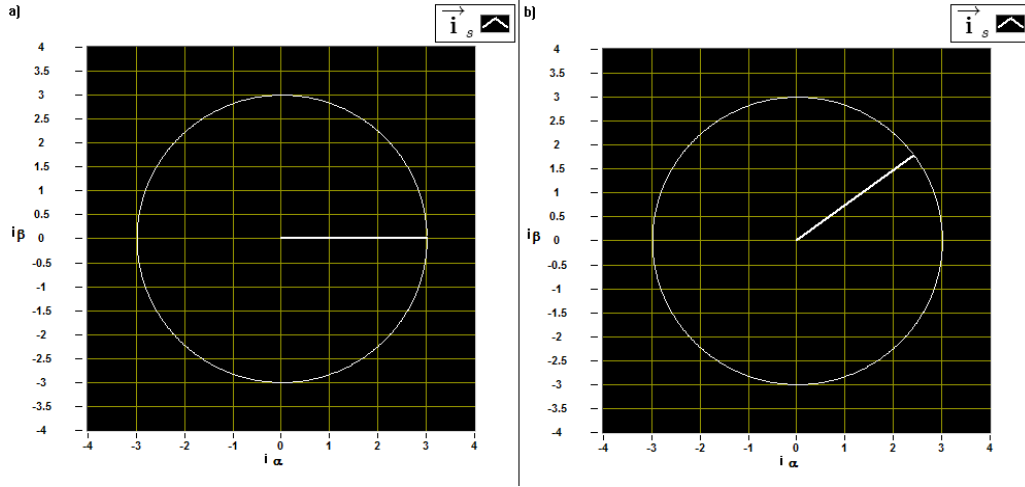


Figura 2.4: Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al estator en: a)  $t=0$  y b)  $t=2$  ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.17).

Para hacer una transformación inversa y volver al sistema trifásico a partir del sistema de dos ejes  $\alpha$ - $\beta$  se pueden utilizar las siguientes ecuaciones 2.20, 2.21 y 2.22 que provienen de la ecuación 2.16 con un ángulo  $\theta$  de cero, la componente real es la componente  $\alpha$  y la componente imaginaria es la componente  $\beta$  del vector. Esta transformación es muy importante cuando se desea volver al sistema trifásico sobretodo para la parte de control o reconstrucción de las señales trifásicas.

$$i_a(t) = i_\alpha(t) \quad (2.20)$$

$$i_b(t) = -\frac{1}{2}i_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta(t) \quad (2.21)$$

$$i_c(t) = -\frac{1}{2}i_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta(t) \quad (2.22)$$

## 2.5. Sistema de referencia fijo al campo

Las cantidades de un sistema trifásico pueden transformarse a un sistema de ejes fijo al campo que es un sistema cuyos ejes están en movimiento y por lo tanto estos giran a velocidad sincrónica  $\omega_s$  que es la velocidad a la que se mueve el campo. Un vector en el sistema fijo al estator como el que representa la ecuación 2.17, donde  $I_{sm}$  es la magnitud del vector y  $\omega_s t - \theta_I$  es el ángulo del vector que va cambiando con el tiempo en el sistema de referencia  $\alpha$  y  $\beta$ , puede ser trasladado a un sistema de referencia fijo al campo. Para trasladar un vector a un sistema de referencia fijo al campo se puede visualizar como una transformación al sistema fijo al estator seguida por un traslado en la velocidad de referencia en los ejes donde en este caso el vector referido al estator se multiplica por un operador  $e^{-j\omega_s t}$  como lo indica la ecuación 2.23 y se obtiene un vector con referencia al campo.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^\Psi(t) = (i_{s\alpha}(t) + j i_{s\beta}(t)) e^{-j\omega_s t} \quad (2.23)$$

Si se analiza la expresión del vector en forma polar como en la ecuación 2.24, teniendo en cuenta las señales cosenoidales definidas para  $i_s(t)$  se puede observar como el resultado es una constante lo que significa que el vector no gira en este caso.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^\Psi(t) = I_{sm} e^{j(\omega_s t - \theta_I)} e^{-j\omega_s t} = I_{sm} e^{-j\theta_I} \quad (2.24)$$

También hay que mencionar que la componente de la parte real del vector tiene por nombre  $d$  y la componente de la parte imaginaria del vector tiene por nombre  $q$  y se puede expresar como en la ecuación 2.25 utilizando estas letras en los subíndices de la expresión según corresponda.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^\Psi(t) = i_{sd}(t) + j i_{sq}(t) \quad (2.25)$$

Para obtener expresiones generales para calcular las componentes de un vector en un sistema de referencia fijo al campo partiendo se puede tomar como base la ecuación 2.26 que es la ecuación 2.23 más desarrollada.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^\Psi(t) = (i_{s\alpha} + j i_{s\beta})(\cos(\omega_s t) - j \sin(\omega_s t)) \quad (2.26)$$

Para obtener la parte real del vector en un sistema de referencia fijo al campo se expande la ecuación 2.26 y se extraen los términos de la parte real resultando la expresión que se muestra en la ecuación 2.27 que es una expresión general para calcular la componente  $d$  del vector.

$$i_{sd}(t) = i_{s\alpha}(t) \cos(\omega_s t) - i_{s\beta}(t) \sin(\omega_s t) \quad (2.27)$$



La parte imaginaria del vector en un sistema de referencia fijo al campo se obtiene de la ecuación 2.26 haciendo las operaciones adecuadas para extraer los términos imaginarios y obtener la ecuación 2.28 que es una expresión general para calcular la componente q del vector .

$$i_{sq}(t) = i_{s\alpha}(t) \sin(\omega_s t) + i_{s\beta}(t) \cos(\omega_s t) \quad (2.28)$$

Las ecuaciones 2.27 y 2.28 son muy útiles en los algoritmos de control vectorial para trasladar las variables vectoriales de un sistema de referencia fijo al estator a un sistema de referencia fijo al campo que es muy útil para algunas estrategias de control.

En este sistema de referencia el vector en estado estable no tiene movimiento ya que el movimiento de los ejes  $d$ - $q$  es a la misma velocidad que el campo y ocasiona que desde la perspectiva de los ejes referidos al campo el vector no presente movimiento. Por ejemplo como se puede observar en la figura 2.5 donde en dos instantes de tiempo distintos el vector se encuentra en la misma posición tomando en cuenta un estado estable y las señales cosenoidales definidas anteriormente. También es este caso el vector no presenta un trayectoria pues no está en movimiento en estado estable.

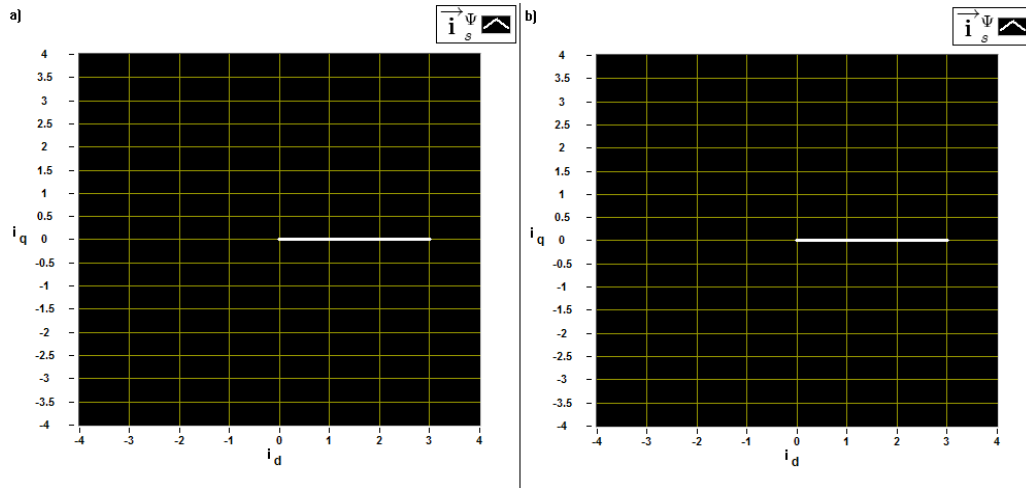


Figura 2.5: Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al campo en: a)  $t=0$  y b)  $t=2$  ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.24).

## 2.6. Sistema de referencia fijo al rotor

En el sistema fijo al rotor los ejes cambian de nombre, ahora el eje que corresponde a la parte real se llama  $x$  y el eje que corresponde a la parte imaginaria se llama  $y$ . En este sistema de referencia los ejes de referencia  $x$ - $y$  giran a la velocidad en flecha del motor  $\omega$  y los vectores giran a velocidad angular  $\omega_r$  que equivale a la frecuencia eléctrica de las variables en el rotor. Para obtener un vector con referencia al rotor

se puede partir de un vector con referencia al estator como en la ecuación 2.17, y hacer una multiplicación por un factor  $e^{-j\omega t}$  con el cual indicamos que el vector con referencia al campo ahora gira a una velocidad  $\omega$ , teniendo como resultado la diferencia de velocidades que es  $\omega_r$  y un vector en el sistema de referencia fijo al rotor como el definido en la ecuación 2.29.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^r(t) = (i_{s\alpha}(t) + ji_{s\beta}(t)) e^{-j\omega t} \quad (2.29)$$

Si se analiza la forma polar de este vector teniendo en cuenta las señales cosenoidales definidas para  $i_s(t)$  se puede obtener una expresión mostrada en la ecuación 2.30 en la cual se observa en el resultado que el vector gira a una velocidad  $\omega_r$ .

$$\vec{\mathbf{i}}_s^r(t) = I_{sm} e^{j(\omega_s t - \theta_I)} e^{-j\omega t} = I_{sm} e^{j(\omega_r t - \theta_I)} \quad (2.30)$$

Un vector en un sistema de referencia fijo al rotor se puede expresar como en la ecuación 2.31, donde la parte real tiene subíndice  $x$  y la parte imaginaria subíndice  $y$ .

$$\vec{\mathbf{i}}_s^r(t) = i_{sx}(t) + ji_{sy}(t) \quad (2.31)$$

Para obtener expresiones que sirvan para calcular las componentes del vector se puede desarrollar más la ecuación 2.29 y obtener la expresión que se muestra en la ecuación 2.32 de la cual se pueden extraer expresiones generales para calcular las componentes de este vector.

$$\vec{\mathbf{i}}_s^r(t) = (i_{s\alpha} + ji_{s\beta})(\cos(\omega t) - j \sin(\omega t)) \quad (2.32)$$

La parte real del vector  $\vec{\mathbf{i}}_s^r$  se puede obtener con la expresión mostrada en la ecuación 2.33.

$$i_{sx}(t) = i_{s\alpha}(t) \cos(\omega t) - i_{s\beta}(t) \sin(\omega t) \quad (2.33)$$

La parte imaginaria de un vector en un sistema de referencia fijo al rotor se puede obtener con la expresión mostrada en la ecuación 2.34.

$$i_{sy}(t) = i_{s\alpha}(t) \sin(\omega t) + i_{s\beta}(t) \cos(\omega t) \quad (2.34)$$

Estas expresiones son muy útiles en la implementación ya que con las ecuaciones 2.33 y 2.34 es posible trasladar un vector en un sistema de referencia fijo al estator hacia un sistema de referencia fijo al rotor y de ahí desarrollar una estrategia de control basada en este sistema de referencia.

Por lo tanto se puede deducir de estas ecuaciones que  $\omega_r = \omega_s - \omega$  y que al hacer girar el sistema coordinado a una velocidad  $\omega$  un vector visto en la perspectiva de este sistema se observa con un movimiento a una velocidad  $\omega_r$ . El superíndice  $r$  indica que el vector está en el marco de referencia fijo al rotor y los subíndices  $x$  y  $y$  como ya se mencionó indican los ejes de referencia fijos al rotor que son la parte real e imaginaria del vector respectivamente. Un vector en este marco de referencia por ejemplo como

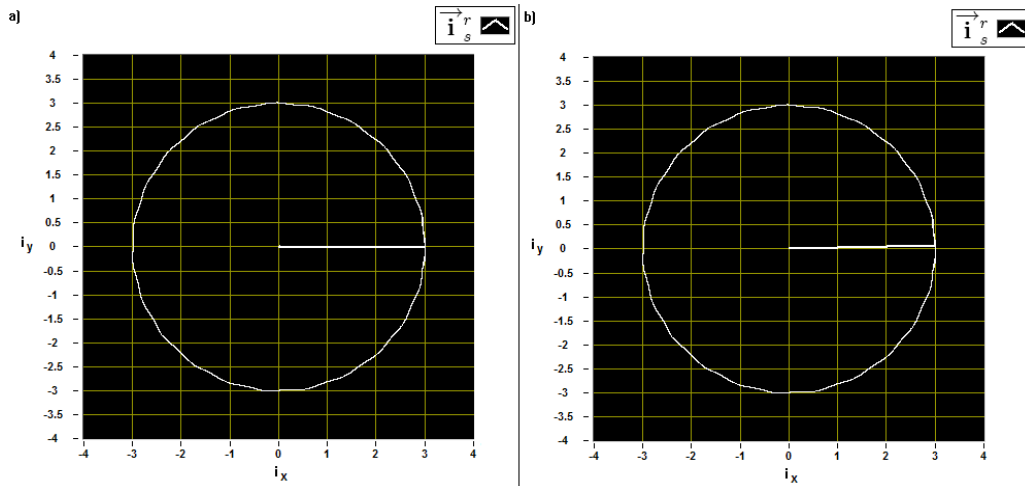


Figura 2.6: Vector de corriente del estator en un sistema de referencia fijo al rotor en: a)  $t=0$  y b)  $t=2$  ms. Sistema trifásico a 50 Hz (ver ecuación 2.30).

se muestra en la figura 2.6 tendrá un movimiento más lento y menor en grados en comparación con un vector referido al estator. En la figura 2.6 se puede observar como en un instante de tiempo 0 el vector esta a 0 grados y 2 ms después el vector avanza 1.44 grados tomando en cuenta que la velocidad en flecha del motor es de  $96\pi$  y la velocidad de sincronía es de  $100\pi$ .

## Capítulo 3

# Modelo dinámico del motor de inducción

El modelo dinámico de la máquina eléctrica, en este caso de un motor trifásico de inducción, es un elemento muy importante para implementar el control de un motor en conjunto con la transformación vectorial, ya que es el modelo matemático el que nos permite obtener los efectos de estado estable y transitorios de las variables deseadas para realizar un control como el flujo, el par, corrientes del rotor, etc. Para el control de un motor es muy importante el resolver el modelo del motor para obtener las variables de flujos y corrientes orientadas hacia algún sistema de referencia, aunque esto depende de la tipo estrategia de control utilizada, pero este hecho sirve para resaltar la importancia de resolver el modelo del motor. El modelo dinámico del motor de inducción basado en la transformación vectorial es la base del control vectorial que tiene la ventaja de permitir controles dinámicos de forma similar a la que se implementa en los motores de cd. Esto viene a permitir un diseño más sencillo de un control debido a tener modelada las variables de un motor trifásico de inducción en vectores resultantes que representan el efecto de la suma de cada fase en el motor, en otras palabras por ejemplo las tres variables de cada fase de corriente se simplifican a un vector de corriente y así solo es necesario el análisis de una variable en vez de tres. La principal ventaja de utilizar este modelo en base a la transformación vectorial es que sirve para tener en cuenta los efectos de estado estable y de los transitorio en el motor y el poder desarrollar un control como el del motor de cd.[19]

El modelo dinámico del motor consiste en un modelo matemático que nos permite obtener las variables de un motor de inducción que sirven para implementar alguna estrategia de control y se puede obtener este modelo en alguno de los tres sistemas de referencia principales: el sistema fijo al estator, el sistema fijo al campo y el sistema fijo al rotor. El modelo dinámico del motor en base a la transformación vectorial permite tener el modelo dinámico del motor en diferentes formas de representación como se muestra más a detalle a continuación, pero primeramente se hará una explicación general del modelo.

## 3.1. Modelo dinámico vectorial en un sistema de referencia $g$

Existe una forma general de visualizar el modelo dinámico del motor de inducción en forma general y es la que se presentará a continuación. El modelo que se presenta tiene como referencia una velocidad  $\omega_g$  que puede tomar cualquier valor. Principalmente tomará tres valores, uno es  $\omega_g = 0$  cuando se dice que es un sistema de referencia fijo al estator, otro es  $\omega_g = \omega_s$  que es cuando gire a la velocidad de sincronía y es cuando se dice que el sistema de referencia esta fijo al campo y otro caso es  $\omega_g = \omega$  que es cuando gire a la velocidad de la flecha del motor y es cuando se dice que se tiene un sistema de referencia fijo al rotor.

En las siguientes definiciones de ecuaciones se seguirán expresando vectores que son funciones en el tiempo pero se omitirá la parte de la función en el tiempo, de esta forma por ejemplo el vector de corriente  $\vec{i}_s(t)$  ahora se expresará como  $\vec{i}_s$ , para simplificar y hacer más sencillas las expresiones, haciendo que implícita el expresar que son funciones en el tiempo. También hay que mencionar que en la nomenclatura a seguir en la definición del modelo cuando se hable de un vector en un sistema de referencia  $g$  que gira a una velocidad  $\omega_g$ , el vector tendrá un superíndice  $g$  como por ejemplo  $\vec{v}^g$  cuando el vector este con referencia al estator no tendrá superíndice se expresará como  $\vec{v}$  por considerar que es la referencia natural, cuando el vector este con referencia al campo el superíndice será  $\Psi$  y se expresara de esta forma  $\vec{v}^\Psi$ , y cuando el vector este fijo al rotor el vector se expresará como  $\vec{v}^r$ .

El modelo del motor puede tener tres diferentes tipos de ecuaciones que lo describen estas son las ecuaciones de voltajes en estator y rotor, las ecuaciones para flujo y las ecuaciones para par, por esta causa primero se describirá un modelo general de cada tipo de ecuaciones. El modelo dinámico del motor consiste en una representación que permite tener las variables importantes de un motor de inducción de forma que sea posible contemplar en el calculo del modelo tanto el estado estable como el transitorio del comportamiento del motor. El modelo dinámico vectorial en un sistema de referencia  $g$  se presenta en la figura 3.1 y permite modelar el comportamiento de los voltajes, corrientes, flujos y par del motor de acuerdo a sus características y condiciones de alimentación.

### 3.1.1. Ecuaciones de voltaje

Las ecuaciones de voltaje del modelo dinámico del motor se pueden deducir de su modelo genérico presentado en la figura 3.1 en donde se presenta el modelo para ser tratado por los vectores que se obtienen de la transformación vectorial. En esta figura se encuentran modelado las bobinas del motor con resistencias e inductancias y también se modelan los voltajes inducidos como consecuencia de los efectos de los flujos. De este modelo se obtienen dos ecuaciones para voltajes importantes que son: una de la malla del estator y otra ecuación de la malla del rotor.

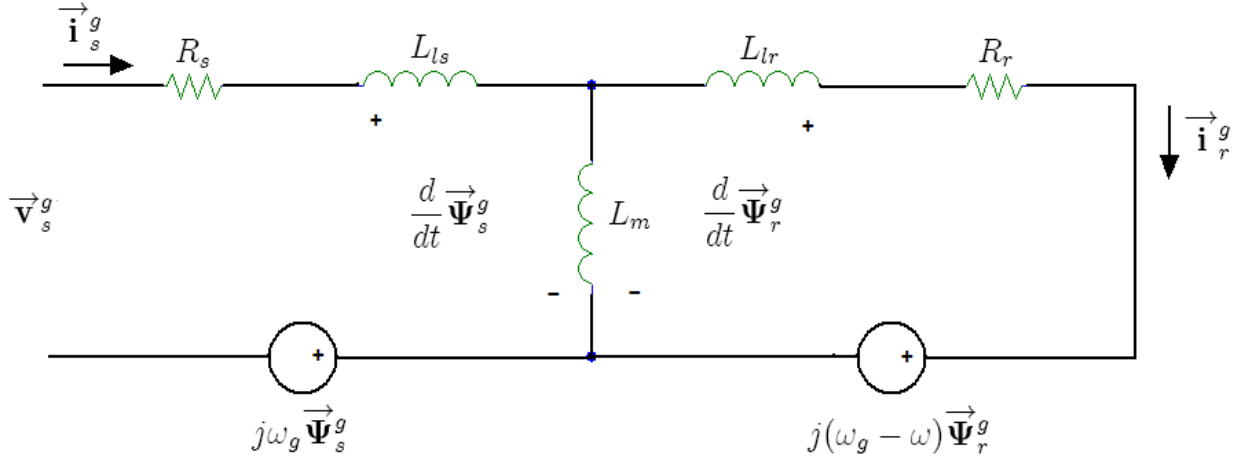


Figura 3.1: Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia  $g$ .

La ecuación de la malla del estator se obtiene se hacer la sumatoria de voltajes que intervienen en esta malla, donde primeramente esta el voltaje de alimentación al motor que es el vector de voltaje del estator  $\vec{v}_s^g$  que es igual a la caída de voltaje en la resistencia del estator  $R_s$  debida a la corriente del estator  $\vec{i}_s^g$ , más la caída de voltaje debida al cambio del flujo en el estator  $\vec{\Psi}_s^g$  que se genera por la inductancia del estator  $L_s$ , más la caída de voltaje inducido por el flujo del estator debido a la velocidad  $\omega_g$  a la que gire como referencia este modelo, como se muestra en la ecuación 3.1.

$$\vec{v}_s^g = R_s \vec{i}_s^g + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s^g + j\omega_g \vec{\Psi}_s^g \quad (3.1)$$

Le ecuación de la malla en el rotor se obtiene considerando primeramente el sentido de la corriente para tomar en cuenta cuales son las polaridades de los voltajes en la ecuación y es básicamente la caída de voltaje en la resistencia  $R_r$  debida a la corriente del rotor  $\vec{i}_r^g$ , menos la caída de voltaje debida al cambio del flujo del rotor  $\vec{\Psi}_r^g$  que se genera en la inductancia del rotor  $L_r$ , más la caída de voltaje ocasionada por la inducción del flujo del rotor y la diferencia de velocidades entre la flecha del rotor  $\omega$  y la velocidad de referencia del modelo  $\omega_g$ , tal como se muestra en la ecuación 3.2.

$$0 = R_r \vec{i}_r^g - \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r^g + j(\omega_g - \omega) \vec{\Psi}_r^g \quad (3.2)$$

### 3.1.2. Ecuaciones de flujo

Las ecuaciones de flujo electromagnético para el modelo dinámico prácticamente no varían de un marco de referencia a otro más que en su nomenclatura, ya que el flujo depende solamente de la corriente que pase por la inductancia. Para el modelo dinámico se puede decir que hay dos principales ecuaciones para el flujo una es para el

flujo del estator y otro es para el flujo del estator. Algunas veces se maneja el flujo del entrehierro o de magnetización pero no es más que una ecuación derivada de estas.

El flujo en el estator  $\vec{\Psi}_s^g$  se compone de un flujo de dispersión  $\vec{\Psi}_{ls}^g$  debido en el estator más un flujo de magnetización  $\vec{\Psi}_m^g$  tal y como se muestra en la ecuación 3.3 la cual es posible desarrollarla más si se recuerda que el flujo producido en una inductancia es igual al valor de la inductancia por la corriente que circula por la inductancia.

$$\vec{\Psi}_s^g = \vec{\Psi}_{ls}^g + \vec{\Psi}_m^g \quad (3.3)$$

La ecuación del flujo del estator para un sistema de referencia en general se muestra más desarrollada en la ecuación 3.4 y se define como el flujo en la inductancia de dispersión del estator  $L_{ls}$  más el flujo en la inductancia de magnetización  $L_m$ , o también llamada inductancia de acoplamiento. El flujo en la inductancia de dispersión del estator depende de la corriente del estator a diferencia de la otra parte del flujo en la inductancia de magnetización que depende de la corriente del estator y del rotor siguiendo el sentido de las corrientes que se definieron en la figura 3.1. La inductancia de dispersión del estator más la inductancia de magnetización es lo que comprende la inductancia del estator  $L_s=L_m + L_{ls}$ .

$$\vec{\Psi}_s^g = L_{ls} \vec{\mathbf{i}}_s^g + L_m(\vec{\mathbf{i}}_s^g - \vec{\mathbf{i}}_r^g) = L_s \vec{\mathbf{i}}_s^g - L_m \vec{\mathbf{i}}_r^g \quad (3.4)$$

De la misma forma que para el estator, el flujo en el rotor  $\vec{\Psi}_r^g$  se compone de dos flujo y en este caso es el flujo de magnetización  $\vec{\Psi}_m^g$  menos el flujo de dispersión en el rotor  $\vec{\Psi}_{lr}^g$  como se muestra en la ecuación 3.5. Hay que mencionar que el sentido el sumar o restar el flujo depende del sentido de corriente definido en la figura 3.1 para el modelo del motor.

$$\vec{\Psi}_r^g = \vec{\Psi}_m^g - \vec{\Psi}_{lr}^g \quad (3.5)$$

La ecuación para el flujo del rotor para un sistema de referencia en general se muestra en la ecuación 3.6 en la cual se puede ver como el flujo del rotor es una parte de flujo en la inductancia de dispersión en el rotor  $L_{lr}$  debido a la corriente en el rotor y otro parte es el flujo en la inductancia de magnetización debido a las corrientes de estator y de rotor, todo esto siguiendo el sentido de las corrientes definido en la figura 3.1. También hay que mencionar que a fin de cuentas la inductancia de rotor es la suma de la inductancia de dispersión más la inductancia de magnetización  $L_r=L_m + L_{lr}$ .

$$\vec{\Psi}_r^g = L_m(\vec{\mathbf{i}}_s^g - \vec{\mathbf{i}}_r^g) - L_{lr} \vec{\mathbf{i}}_r^g = L_m \vec{\mathbf{i}}_s^g - L_r \vec{\mathbf{i}}_r^g \quad (3.6)$$

### 3.1.3. Ecuaciones de par

La forma en como la maquina eléctrica produce el par puede tener varias explicaciones y para entender la procedencia de sus ecuaciones a continuación se explicará basando en conceptos de energías. Primeramente es bien sabido que como en la máquina

eléctrica de cd el par desarrollado tiene que ver del producto cruz de los flujos electromagnéticos y de esto se pueden derivar ecuaciones donde el par en la máquina de cd depende del la corriente de campo y de la corriente de armadura. En la máquina eléctrica de ca se puede obtener una expresión de par parecida solo que el par desarrollado es proporcional a la corriente del estator en un producto cruz por la corriente del rotor.

Primeramente para explicar la procedencia de la ecuación del par hay que recordar que la potencia en un motor es igual al par desarrollado por el motor por la velocidad angular a la que gira el motor tal como se muestra en la ecuación 3.7.

$$P_{motor} = T\omega \quad (3.7)$$

Entonces hay que encontrar la expresión de las potencias en la maquina eléctrica para de ahí deducir la ecuación del par. Primeramente en la máquina eléctrica se puede encontrar dos ecuaciones de potencia una para el estator y otra para el rotor. Una forma de visualizar las potencias en el motor es partiendo de la ecuación de voltajes en la malla del estator o del rotor y obtener la potencia al multiplicar esta ecuación por el conjugado de la corriente y solo tomando en cuenta la parte real del número complejo que resulta. Es importante no confundir que la potencia no es una simple multiplicación de voltaje por corriente si no que hay que recordar que los vectores son números complejos por lo tanto se obtiene potencia al multiplicar voltaje por el conjugado de la corriente.

Para obtener una ecuación de las potencias en el estator se puede partir de la malla de voltajes en el estator definida en la ecuación 3.1 y multiplicar esta ecuación por el conjugado de la corriente en el estator  $(\vec{\mathbf{i}}_s^g)^*$  y solo tomar la parte real de este número complejo para la potencia recordando tomar en cuenta las 3 fases. En la ecuación 3.8 se define una ecuación de las potencias en el estator, donde el término de la izquierda es la potencia entregada por la red, el primer término de la izquierda de la resistencia del estator es la potencia debido a las perdidas, el término de potencia producido por la derivada del flujo y el último termino es la potencia útil en flecha del motor que influye directamente en el par.

$$\frac{3}{2} \text{Re}(\vec{\mathbf{v}}_s^g(\vec{\mathbf{i}}_s^g)^*) = \frac{3}{2} \text{Re}\{R_s \vec{\mathbf{i}}_s^g(\vec{\mathbf{i}}_s^g)^* + (\vec{\mathbf{i}}_s^g)^* \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s^g + j\omega_g \vec{\Psi}_s^g(\vec{\mathbf{i}}_s^g)^*\} \quad (3.8)$$

La ecuación para las potencias en el rotor sigue el mismo procedimiento que para la ecuación de las potencias en el estator y tomando como base la ecuación 3.2, multiplicando por el conjugado de la corriente en el estator  $(\vec{\mathbf{i}}_r^g)^*$ , considerando las 3 fases y obteniendo la parte real de la expresión se obtiene un resultado que se muestra en la ecuación 3.9, como en el caso del rotor no hay potencia entregada por la red, pues el rotor no esta conectado a la red esa parte es cero, después vienen los términos de las perdidas y de la potencia producida por la derivada del flujo, para finalmente tener el término de la potencia del voltaje inducido y que influye en el par en la flecha del motor.



$$0 = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{R_r \vec{\mathbf{i}}_r^g (\vec{\mathbf{i}}_r^g)^* + (\vec{\mathbf{i}}_r^g)^* \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r^g + j(\omega_g - \omega) \vec{\Psi}_r^g (\vec{\mathbf{i}}_r^g)^*\} \quad (3.9)$$

El haber definido las ecuaciones 3.9 y 3.8 sirven para saber cual la parte de la potencia del motor que influye en la expresión del par del motor, ya que de esas expresiones solo los términos de las potencia que vienen del voltaje inducido influyen en el par. Partiendo de las ecuaciones 3.9 y 3.8 la potencia que es útil para el par del motor se puede expresar como en la ecuación 3.10, donde se contempla tanto la parte de potencia que esta en el estator como la parte de la potencia que esta en el rotor que va al motor.

$$P_{motor} = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{j\omega_g \vec{\Psi}_s^g (\vec{\mathbf{i}}_s^g)^* + j(\omega_g - \omega) \vec{\Psi}_r^g (\vec{\mathbf{i}}_r^g)^*\} \quad (3.10)$$

Una vez obtenida una ecuación de potencia para el motor hay muchas formas de llegar a una ecuación de par y expresada de maneras diferentes. Para simplificar esta ecuación se puede asumir que si  $\omega_g$  se hace igual a  $\omega$  en la ecuación 3.10 para eliminar el término de potencia debido al voltaje inducido en el rotor e igualar esta expresión con la ecuación 3.7 se tiene la expresión de la ecuación 3.11.

$$T\omega = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{j\omega \vec{\Psi}_s^g (\vec{\mathbf{i}}_s^g)^*\} \quad (3.11)$$

Para obtener el par primero hay que recordar que el vector de flujo en el estator se puede expresar en su forma rectangular como lo muestra la ecuación 3.12 y esto aplica también para el vector de corriente.

$$\vec{\Psi}_s^g = \Psi_{s \operatorname{Re}} + j\Psi_{s \operatorname{Im}} \quad (3.12)$$

Para obtener el par se despeja la ecuación 3.11, y desarrollando esa ecuación se obtiene un resultado como el que se muestra en la ecuación 3.13.

$$T = \frac{3}{2} (\Psi_{s \operatorname{Re}} i_{s \operatorname{Im}} - \Psi_{s \operatorname{Im}} i_{s \operatorname{Re}}) \quad (3.13)$$

Si se analiza el resultado de la ecuación 3.13 se puede observar que es una operación similar a la de un producto cruz, por lo tanto el par se puede expresar como en la ecuación 3.14.

$$T = \frac{3}{2} \vec{\Psi}_s^g \times \vec{\mathbf{i}}_s^g \quad (3.14)$$

Hay que recordar que para esta ecuación se tenía en cuenta una máquina eléctrica de un par de polos, pero una ecuación más general para una motor de  $p$  par de polos simplemente tiene que agregar este factor a la ecuación 3.14 y se obtiene la ecuación 3.15.

$$T = \frac{3p}{2} \vec{\Psi}_s^g \times \vec{\mathbf{i}}_s^g \quad (3.15)$$

Es posible obtener la ecuación del par en términos del flujo y la corriente en el rotor si por ejemplo de la ecuación 3.10 se hace que  $\omega_g$  sea igual a 0 para eliminar el término

de potencia debida al voltaje inducido en el estator y se realiza un procedimiento como el que llevó a la ecuación de par basada en el flujo y corriente en el estator se puede obtener la ecuación 3.16 para el par basada en el flujo y corriente en el rotor.

$$T = \frac{3p}{2} \vec{\Psi}_r^g \times \vec{\mathbf{i}}_r^g \quad (3.16)$$

Una vez teniendo esta ecuación de par es posible expresarla en términos de combinaciones de  $\vec{\Psi}_s^g$ ,  $\vec{\mathbf{i}}_s^g$ ,  $\vec{\Psi}_r^g$  y  $\vec{\mathbf{i}}_r^g$  tomando como base las ecuaciones de flujo 3.6 y 3.4 es posible obtener el par como se expresa en las ecuaciones 3.17, 3.18 y 3.19.

$$T = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_m^2 - L_r L_s} \vec{\Psi}_s^g \times \vec{\Psi}_r^g \quad (3.17)$$

$$T = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r^g \times \vec{\mathbf{i}}_s^g \quad (3.18)$$

$$T = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_s} \vec{\Psi}_s^g \times \vec{\mathbf{i}}_r^g \quad (3.19)$$

## 3.2. Modelo dinámico en un sistema de referencia fijo al estator

En el sistema de referencia fijo al estator se parte del modelo dinámico en un sistema de referencia g haciendo que el sistema de ejes  $\alpha$  y  $\beta$  tome una velocidad angular de cero o sea  $\omega_g = 0$ , por lo que en este sistema de referencia se observarán como los vectores giran a una velocidad  $\omega_s$  como se describió en la sección de la transformación vectorial en un sistema de referencia fijo al estator. La máquina eléctrica en este sistema de referencia puede ser modelado como se muestra en la figura 3.2, donde se puede observar como al tener una referencia fija al estator en la malla del estator no se observa un voltaje inducido pues esta parte es fija y en cambio en la malla del rotor se observa un voltaje inducido que depende de la velocidad en flecha del motor.

En base a este modelo y la ecuaciones 3.1, 3.2, 3.4 y 3.6 se definen las ecuaciones de voltajes 3.20 y 3.21 y las ecuaciones de flujo 3.22 y 3.23 para un modelo dinámico en forma de vectores con referencia al estator.

$$\vec{\mathbf{v}}_s = R_s \vec{\mathbf{i}}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s \quad (3.20)$$

$$0 = R_r \vec{\mathbf{i}}_r - \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r - j\omega \vec{\Psi}_r \quad (3.21)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_{ls} \vec{\mathbf{i}}_s + L_m (\vec{\mathbf{i}}_s - \vec{\mathbf{i}}_r) = L_s \vec{\mathbf{i}}_s - L_m \vec{\mathbf{i}}_r \quad (3.22)$$

$$\vec{\Psi}_r = -L_{lr} \vec{\mathbf{i}}_r + L_m (\vec{\mathbf{i}}_s - \vec{\mathbf{i}}_r) = -L_r \vec{\mathbf{i}}_r + L_m \vec{\mathbf{i}}_s \quad (3.23)$$

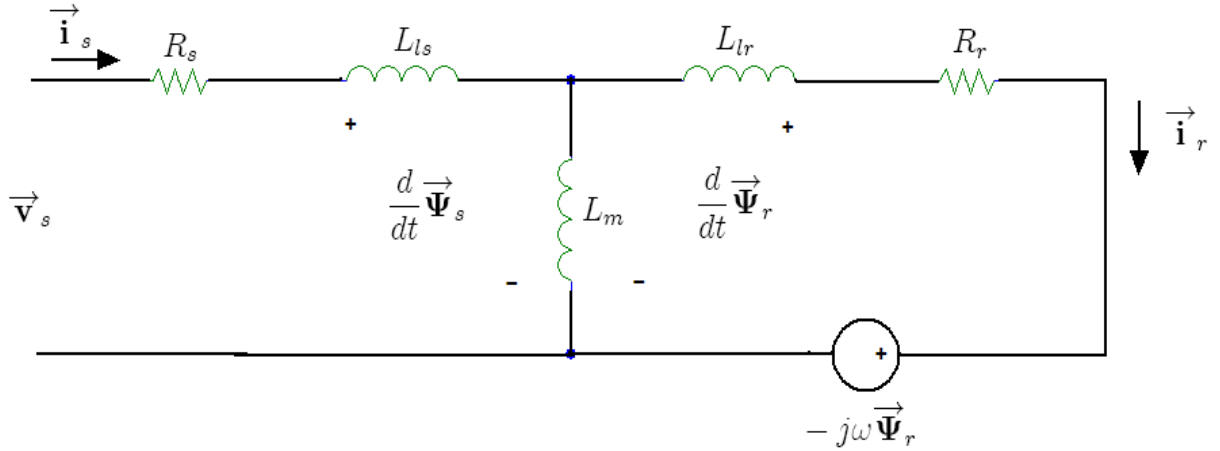


Figura 3.2: Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al estator

En este sistema de referencia los vectores tiene una representación de sus componentes tal como se muestra en la ecuación 3.24.

$$\vec{g}_s = g_{s\alpha} + jg_{s\beta} \quad (3.24)$$

El par desarrollado por el motor se puede calcular con la ecuación 3.25 que es como la ecuación 3.13 solo que con sus variables en un marco de referencia fijo al estator, donde  $p$  indica el número de par de polos.

$$T = \frac{3p}{2}(\Psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Psi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (3.25)$$

### 3.3. Modelo dinámico con referencia al campo

En el sistema de referencia fijo al campo, el sistema de ejes de referencia son los ejes  $d$  y  $q$ , y están girando a una velocidad de  $\omega_s$ , por lo tanto si se parte del modelo en un sistema de referencia  $g$  se tiene que hacer que  $\omega_g = \omega_s$ . Por lo tanto en este sistema de referencia se tiene una perspectiva de vectores de magnitud y ángulo constante en estado estable. La forma en como se puede representar el modelo de la máquina eléctrica en este sistema de referencia se muestra en la figura 3.3 en donde se puede observar como al tener un sistema de referencia que esta en movimiento se observa un voltaje inducido en la malla del estator y en la malla del rotor.

En base a este modelo y las ecuaciones 3.1, 3.2, 3.4 y 3.6 se puede obtener una representación matemática para la ecuación 3.26 de los voltajes en el estator, la ecuación 3.27 de los voltajes en el rotor, la ecuación 3.28 del flujo en el estator y la ecuación 3.29 del flujo en el rotor para definir el modelo dinámico del motor cuando los vectores tienen como referencia el campo.

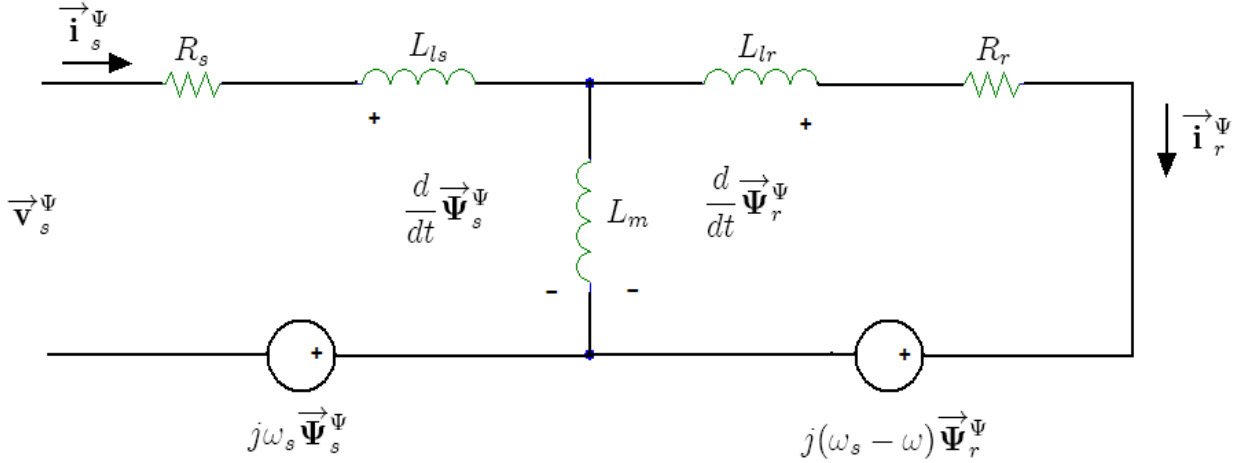


Figura 3.3: Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al campo.

$$\vec{v}_s^\Psi = R_s \vec{i}_s^\Psi + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s^\Psi + j\omega_s \vec{\Psi}_s^\Psi \quad (3.26)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^\Psi - \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r^\Psi + j(\omega_s - \omega) \vec{\Psi}_r^\Psi \quad (3.27)$$

$$\vec{\Psi}_s^\Psi = L_{ls} \vec{i}_s^\Psi + L_m (\vec{i}_s^\Psi - \vec{i}_r^\Psi) = L_s \vec{i}_s^\Psi - L_m \vec{i}_r^\Psi \quad (3.28)$$

$$\vec{\Psi}_r^\Psi = -L_{lr} \vec{i}_r^\Psi + L_m (\vec{i}_s^\Psi - \vec{i}_r^\Psi) = -L_r \vec{i}_r^\Psi + L_m \vec{i}_s^\Psi \quad (3.29)$$

Donde cada vector puede representar sus componentes como en la ecuación 3.30 para indicar con esta simbología que es un vector con referencia al campo.

$$\vec{g}_s^\Psi = g_{sd} + jg_{sq} \quad (3.30)$$

El par desarrollado por el motor en este sistema de referencia fijo al campo se define en la ecuación 3.31, que es prácticamente la misma ecuación de los otros sistema de referencia solo que adoptando los nombres apropiados para la simbología cuando tienen como referencia el campo.

$$T = \frac{3p}{2} (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (3.31)$$

### 3.4. Modelo dinámico con referencia al rotor

En el sistema de referencia fijo al rotor se tiene un sistema de ejes  $x$  y  $y$  que giran a velocidad  $\omega$  que es la velocidad en flecha del motor, por consecuencia este sistema de ejes observarán que los vectores giran a una velocidad  $\omega_r$ . Este sistema parte también

del modelo en un sistema de referencia g pero haciendo que  $\omega_g = \omega$ . Para este sistema de referencia se puede plantear el modelo dinámico de la máquina eléctrica como en la figura 3.4 partiendo del modelo general, en donde al tener como referencia el rotor se observa como la malla del rotor no observa un voltaje inducido ya que desde la perspectiva del rotor no hay movimiento y en cambio desde la perspectiva del rotor el estator si genera un voltaje inducido como se observa en la figura 3.4.

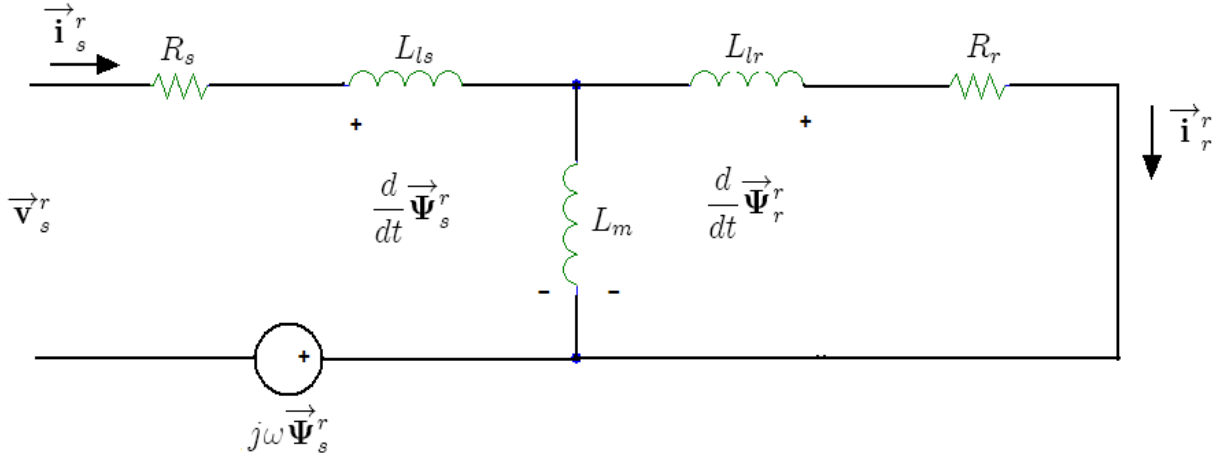


Figura 3.4: Modelo dinámico del motor en un sistema de referencia fijo al rotor

Partiendo del modelo descrito con referencia al rotor y de las ecuaciones 3.1, 3.2, 3.4 y 3.6 se pueden definir las expresiones para voltajes en el estator y en el rotor como se muestra en las ecuaciones 3.32 y 3.33, así como establecer las expresiones de los flujo para el estator y el rotor como se muestra en las ecuaciones 3.34 y 3.35 para un modelo dinámico que tiene como referencia el rotor.

$$\vec{v}_s^r = R_s \vec{i}_s^r + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s^r + j\omega \vec{\Psi}_s^r \quad (3.32)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^r - \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r^r \quad (3.33)$$

$$\vec{\Psi}_s^r = L_{ls} \vec{i}_s^r + L_m (\vec{i}_s^r - \vec{i}_r^r) = L_s \vec{i}_s^r - L_m \vec{i}_r^r \quad (3.34)$$

$$\vec{\Psi}_r^r = -L_{lr} \vec{i}_r^r + L_m (\vec{i}_s^r - \vec{i}_r^r) = -L_r \vec{i}_r^r + L_m \vec{i}_s^r \quad (3.35)$$

Donde cada vector puede representar sus componentes como se muestra en la ecuación 3.36 para expresar que el vector tiene como referencia el rotor.

$$\vec{g}_s^r = g_{sx} + jg_{sy} \quad (3.36)$$

La ecuación 3.37 muestra como calcular el par cuando se tiene como referencia el rotor y como ya se mencionó las ecuaciones de par no cambian más que en la simbología para indicar que sus variables están con referencia al rotor.

$$T = \frac{3p}{2}(\Psi_{sx}i_{sy} - \Psi_{sy}i_{sx}) \quad (3.37)$$

## Capítulo 4

### Arquitectura del sistema

En este trabajo se pretende implementar una parte del control vectorial que tiene que ver con la adquisición de las variables del modelo dinámico complejo y aparte desplegar de forma gráfica estas variables, sobretodo en una representación vectorial. Esto tendrá la ventaja de tener una herramienta de análisis de la máquina eléctrica en tiempo real, aparte de tener las variables del modelo del motor listas para implementar alguna estrategia de control a partir de este sistema.

Un control vectorial se compone básicamente de una parte de adquisición de las variables del motor, los reguladores de par, flujo, y/o velocidad., la parte de generación de disparos y el convertidor de potencia. Un controlador vectorial para un motor de inducción tiene que obtener las variables del motor con algún modelo matemático, después realizar la estrategia de control y de ahí hacer una modulación vectorial para el que convertidor de potencia actúe sobre el motor. El esquema general de un sistema de control vectorial se puede observar en la figura 4.1. En este esquema se puede ver cuales son las partes que comprende un drive de un motor enfocado más hacia un control de tipo vectorial. Este esquema sirve para mostrar la parte de interés a desarrollar en el trabajo de tesis presentado. El sistema propuesto por este trabajo comprende desde la adquisición de las señales trifásicas, su transformación vectorial y la solución del modelo dinámico del motor.[15] [3]

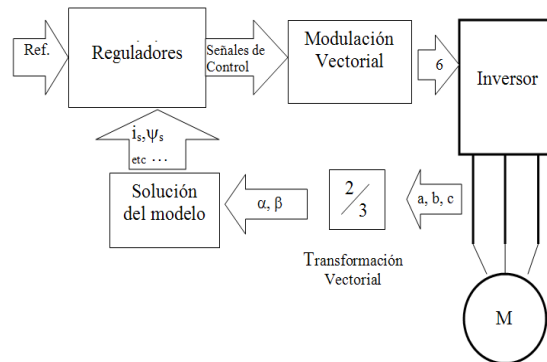


Figura 4.1: Esquema general de un drive para control vectorial

Del esquema anterior de un drive para control vectorial se deriva la idea del sistema propuesto para esta tesis pero en vez de desarrollar todo el control vectorial se desarrolla un sistema para analizar y monitorear el modelo dinámico vectorial del motor de inducción. Este sistema básicamente se ocupará de adquirir las señales de corrientes y voltajes del motor, hacer la transformación vectorial y resolver el modelo dinámico del motor en alguno de los tres sistemas de referencia principales. Aparte como se comentó se propone una presentación en forma gráfica de la información y dejar esta base para una posible implementación de control vectorial.

Para el desarrollo de este sistema se propone utilizar en conjunto tres unidades de procesamiento: un FPGA, un microprocesador y una computadora. En la figura 4.2 se puede observar la idea básica de la arquitectura general del sistema propuesto. El hecho de utilizar varias unidades de procesamiento se propone para disminuir la carga de cómputo más importante y crítica en un dispositivo que pueda ser más rápido como es el FPGA y dejar al microprocesador para que pueda realizar otras tareas, como los lazos de regulación o envío de datos por red por ejemplo. Los esquemas de varios procesadores ya se vienen utilizando en la implementación de controladores para motores, por ejemplo existen investigaciones sobre esquemas de microprocesadores y DSP trabajando en conjunto para tener la posibilidad de dividir las tareas a realizar y que el dispositivo más rápido se ocupe de los procesos más críticos, en este ejemplo se aprovecha el DSP para los cálculos críticos. [4]

El sistema que se propone cuenta con 4 etapas principales:

- Etapa de adquisición de señales. Es la parte que sensa corrientes y voltajes del motor y realiza un acondicionamiento de estas señales para su procesamiento digital.

- Etapa de procesamiento en el FPGA. Es la parte donde se implementan los algoritmos que realizan la transformación vectorial y la solución del modelo dinámico del motor en tiempo real. La programación del FPGA es llevada a cabo en LabVIEW.

- Etapa de procesamiento en el Microprocesador. Es la parte que controla el modo de operar del FPGA, recibe los datos de los cálculos del modelo del motor y los puede enviar por red a una computadora.

- Etapa de procesamiento en el Computadora. Es la parte donde se reciben datos de la adquisición y se realizan cálculos para desplegar gráficas de vectores o señales en el tiempo de las diferentes variables del motor.

Para la implementación práctica se propone utilizar como hardware de procesamiento un módulo novedoso de National Instruments, éste es el CompactRIO que se puede decir que controlador programable con entradas y salidas reconfigurables. Entre sus características para el desarrollo de aplicaciones en este dispositivo es el permitir mucha flexibilidad, robustez y una alta confiabilidad, aparte de tener un tamaño considerablemente pequeño. En otras palabras es un microprocesador, con capacidad de conexión por red, más la parte reconfigurable que es el FPGA, un dispositivo que permite programar la lógica del hardware que va conectada a las entradas análogas y/o salidas digitales.[11]

A la hora de desarrollar un proyecto con el CompactRIO hay que tener en cuenta



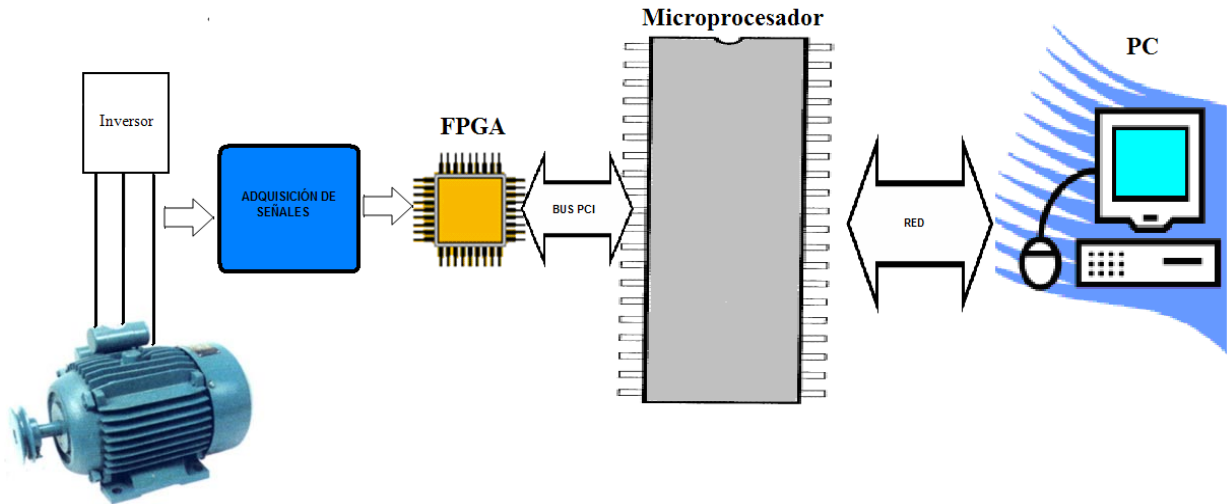


Figura 4.2: Arquitectura general del sistema

que se puede contar hasta con 3 unidades de procesamiento: un FPGA, un microprocesador y una PC. El CompactRIO cuenta con un FPGA y un poderoso microprocesador, con la capacidad de conexión por red para comunicarse con la PC o computadora por este medio. Con la computadora o también llamada Host PC en el esquema compactRIO es posible tener hasta 3 unidades de procesamiento.

Uno de los puntos más importante a resaltar es que la arquitectura que se propone para este trabajo de tesis esta basada en 3 unidades de procesamiento: el microprocesador, el FPGA y la PC. Es importante porque permite tener mayor flexibilidad en el diseño de un sistema para la adquisición del modelo dinámico del motor y que también se pueda implementar en futuros trabajos la parte de los lazos de regulación para desarrollar un control vectorial. El tener tres unidades de procesamiento y con características diferentes en cuanto al tipo de aplicación que se desarrolla en cada una permite el poder diseñar un procesamiento más adecuado de la información ya que por ejemplo si lo que se busca es resolver procesos muy críticos en tiempo se piensa en utilizar a la unidad de procesamiento más rápida de los tres o también por ejemplo si se piensa en desplegar información de forma gráfica se busca realizarlo en el dispositivo que cuente con mejores periféricos para realizar esto. Otro punto importante es que al tener 3 unidades de procesamiento con frecuencias de operación diferentes, se puede pensar en dividir las tareas por su grado de importancia en la rapidez de respuesta requerida al proceso y así repartir de mejor manera los algoritmos de procesamiento de acuerdo a las características de cada unidad de procesamiento.

## 4.1. Procesamiento en el sistema

La arquitectura definida para el sistema propuesto permite identificar cuatro etapas: la etapa de adquisición de señales, la etapa de procesamiento en el FPGA, la etapa de procesamiento en el microprocesador y la etapa de procesamiento en la computadora personal o PC. En este esquema, la parte de conversión análoga-digital, el FPGA y el microprocesador van integrados en el CompactRIO, módulo del cual se proporciona más detalle en los siguientes capítulos. A continuación una breve explicación de las funciones de cada elemento:

### 4.1.1. Etapa de adquisición de señales

La parte de adquisición de señales del motor del sistema tiene como finalidad la transducción de voltajes y corrientes provenientes del motor de inducción trifásico, acondicionar estas señales y hacer la conversión análoga-digital para entregar estos datos al FPGA. El sistema de adquisición debe de realizar 4 lecturas que entregará al FPGA: la corriente de la línea  $a$  del estator  $i_{sa}$ , la diferencia de las corrientes de línea  $b$  y  $c$  del estator  $i_{sb} - i_{sc}$ , el voltaje de la fase  $a$  del estator  $V_{sa}$  y el voltaje de línea a línea de la fase  $b$  a la fase  $c$  del estator  $V_{sbc}$ .

La parte de transducción debe de poder aislar los voltajes y corrientes de altos rangos de potencia provenientes del motor, y adecuarlos a voltajes de pequeña señal. La parte de acondicionamiento tendrá una etapa previa con la función de eliminar ruidos de altas frecuencias y sobre todo eliminar las frecuencias que el dispositivo de conversión análoga-digital no debe de muestrear, en otras palabras evitar el traslape de frecuencias no deseadas. También el acondicionamiento consta de una etapa de amplificación y acoplamiento para utilizar todo el rango del convertidor análogo-digital. Después esta un módulo de adquisición para entradas análogas que termina convertir la señal a un dato digital, todo integrado en un solo módulo de NI que va conectado al FPGA. Esta parte del sistema de adquisición de datos termina de acondicionar la señal y le entrega los datos digitales de corrientes y voltajes del motor de inducción al FPGA. En el capítulo de sistema de adquisición de datos se especifica con más detalle este sistema. [8]

### 4.1.2. Etapa de procesamiento en el FPGA

El FPGA es el dispositivo que recibirá los datos digitales de la etapa de adquisición de señales para realizar la transformación vectorial y resolver el modelo dinámico del motor para alguno de los tres sistemas de referencia requerido por el microprocesador. El FPGA es un dispositivo que puede reconfigurar su lógica interna según sea programada, teniendo dentro de sus principales ventajas el tiempo de procesamiento de algoritmos debido a la ejecución verdadera de cálculos en paralelo.

Los cálculos y procesos críticos se realizarán en el FPGA al ser el dispositivo donde se pueden realizar cálculos en paralelo y de mayor velocidad, ya que a fin de cuentas

el algoritmo completo que se realice en el FPGA queda implementado completamente en hardware y no es un programa como el de un microprocesador, que es secuencial y puede tener etapas innecesarias para el propósito específico sino que es un hardware especializado para este procesamiento que es normalmente más rápido que un algoritmo en software. El FPGA es seleccionado para resolver la transformación vectorial y el modelo dinámico del motor debido a esta característica de procesar cálculos en paralelo y tener gran rapidez de procesamiento, ya que dentro de una aplicación de control por ejemplo, la parte de resolución del modelo es una tarea crítica para un sistema que requiere responder en tiempo real. Aparte tomando en cuenta el esquema general de las tres unidades de procesamiento, el FPGA es el más indicado para resolver el modelo del motor por su rapidez y por que la información del sistema de adquisición le llega directamente.

En este sistema se propone que el FPGA pueda resolver el modelo dinámico del motor para alguno de los tres sistema de referencia principales del modelo dinámico del motor y teniendo como datos de salidas las variables vectoriales de flujo de estator y rotor, corriente del estator y voltaje del estator. También como se mencionó, según las peticiones del microprocesador, el FPGA entregará los vectores en el marco de referencia fijo al estator, fijo al campo o fijo al rotor.

Este dispositivo se puede programar con LabVIEW FPGA, que tiene una herramienta nueva para la programación de un FPGAs, la cual será puesta a prueba en la implementación de este trabajo de tesis. En el FPGA se pretende que los algoritmo tengan tiempo de respuesta del orden de nanosegundos o pocos microsegundos.

### **4.1.3. Etapa de procesamiento en el Microprocesador**

La etapa de procesamiento en el microprocesador tiene como principal objetivo el servir para realizar las implementaciones de lazos de regulación para que este sistema pueda implementar un control vectorial. Para este trabajo de tesis la implementación de los lazos de regulación están fuera del alcance establecido para este trabajo y solo se utiliza la etapa de procesamiento en el microprocesador para manejar el FPGA y establecer una comunicación de información entre el FPGA y la PC.

Las tareas que puede realizar el microprocesador deben de pensarse para procesos con tiempos de respuesta en el orden de milisegundos, como por ejemplo para los lazos de regulación, debe tenerse en cuenta que sean para un proceso que impliquen frecuencias de operación cerca de los 1 kHz. Esta característica es debido a la naturaleza del hardware utilizado y también por que en una arquitectura de varios procesadores como la que se propone cada procesador tendrá una jerarquía en cuanto a el grado importancia de las tareas a resolver debido a los tiempos de respuesta de las tareas.

El microprocesador en esta arquitectura también es el responsable de hacer el enlace de datos entre el FPGA y la computadora, aunque para esto hay varias tareas involucradas. El microprocesador debe de estar mandando comandos al FPGA para obtener resultados de los vectores del modelo dinámico del motor de inducción, también debe de escalar los datos digitales provenientes del FPGA y recolectar arreglos de datos

para mandarlos por red.

En cuanto al envío de datos por red, para obtener una respuesta más rápida de transmisión de datos se debe de mandar los menos datos posibles, ya que cuesta menos tiempo volver a hacer ciertos cálculos que enviarlos por la red, así que el microprocesador solo enviará arreglos de datos de las componentes alfa y beta de voltaje y corriente y en la PC o computadora se tiene que calcular de nuevo el flujo de estator, y las demás variables del modelo dinámico del motor.

La programación del microprocesador será realizada con LabVIEW RealTime, que es una herramienta de LabVIEW para programar tarjetas de procesamiento en tiempo real. De esta forma el microprocesador tendrá un programa para interactuar en tiempo real con el FPGA.

#### **4.1.4. Etapa de procesamiento en la PC**

La computadora o PC es en otras palabras un cliente que se conecta al microprocesador para obtener los datos de los vectores que está procesando el microprocesador y el FPGA para así poder mostrar gráficas del comportamiento del motor según el modelo dinámico en el espacio vectorial, en el tiempo, o frecuencia. En la computadora debe haber un programa que presente gráficas de voltajes, corrientes y flujo de estator y rotor en el tiempo, así como el cálculo del par desarrollado; también debe de presentar gráficas de representación en el espacio de los vectores donde se anime con un cierto retardo el movimiento de los vectores. Para un mejor análisis de las señales adquiridas se puede presentar otras gráficas como espectros de frecuencias, señales trifásicas en el tiempo, el funcionamiento de los ejes de referencia y la representación de la transformación vectorial con los datos adquiridos.

La computadora solo recibirá los vectores de voltaje y corriente referidos al estator y en el programa calculará el flujo y otras variables del modelo dinámico como son corrientes y voltajes del rotor, el par y todas las gráficas antes mencionadas. Esta parte del sistema tendrá como función principal el presentar gráficas adecuadas para el mejor entendimiento del comportamiento dinámico del motor de inducción en base a la transformación vectorial.

## Capítulo 5

# CompactRIO

CompactRIO es un sistema embebido avanzado diseñado para implementar aplicaciones de control y de adquisición de datos, donde se requiera alto rendimiento y confiabilidad. El CompactRIO es un dispositivo desarrollado por National Instruments que puede ser visto como un microprocesador más un FPGA con varios periféricos como puertos de conexión a red, puerto serial, puertos de comunicación con otros dispositivos, etc. El principal dispositivo con el que se comunica el microprocesador es el FPGA que está directamente conectado con módulos de entradas y salidas analógicas y digitales. Como se puede ver en la figura 5.1 el compactRIO integra los elementos necesarios para realizar una aplicación de control o adquisición de datos por medio de módulos para entradas analógicas, salidas analógicas, entradas digitales o salidas digitales, todos estos módulos conectados a un FPGA que se interconecta con el microprocesador por un bus de alta velocidad como el PCI. Este dispositivo se programa en LabVIEW tanto el microprocesador como el FPGA, lo que permite ver de forma gráfica la programación que se esta realizando.

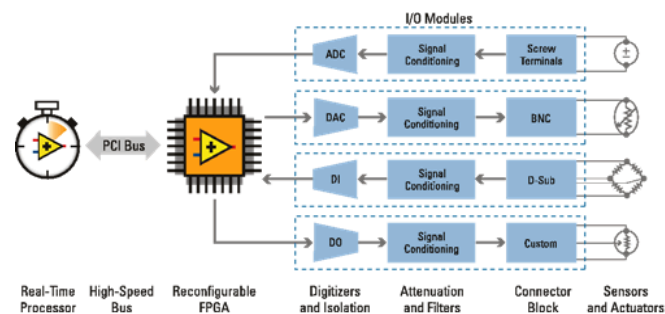


Figura 5.1: Arquitectura de CompactRIO. [11]

El compactRIO a utilizado es el modelo cRIO-9002 que cuenta con 64 MB de memoria compact flash y 32 MB de memoria DRAM, puerto de ethernet 10/100 base TX, puerto serial RS232, se alimenta con voltajes de 9 a 35 Volts consumiendo una potencia máxima de 7 W. En el sistema de desarrollo CompactRIO se cuenta con un microprocesador industrial de 195 MHz para realizar poderosos cálculos en tiempo real de punto flotante y la posibilidad de implementar lazos de control de alrededor

de 1kHz a la vez que se balancea el consumo de potencia del CompactRIO. Una de características importantes del CompactRIO es su gran funcionalidad en Red, pues además de su conexión por Red, cuenta con un servidor integrado para páginas Web y de archivos ftp con el que es posible publicar una aplicación y archivos fácilmente en red. Aparte es posible utilizar lógica programable para un procesamiento digital, y esta lógica programable esta directamente conectada a los módulos de entradas y salidas análogas y digitales que pueden ejecutarse en paralelo. El FPGA de este modulo trabaja normalmente a una frecuencia de 40Mhz, lo cual implica poder tener algoritmos en hardware que respondan a esa frecuencia.

El compactRIO fue diseñado para que cada unidad de procesamiento realice una función específica, así que una aplicación para el FPGA tiene características diferentes a la de una aplicación para el microprocesador y también es diferente a una aplicación para una PC. En la figura 5.2 se puede observar las características principales de una aplicación para el FPGA, para el microprocesador o para la PC. Como se observa en la figura 5.2 una aplicación desarrollada en CompactRIO utiliza el FPGA para los procesos críticos y el microprocesador para otras tareas como envío de datos por red, cálculos de punto flotante y para aprovechar al máximo el sistema se recomienda utilizar un programa en una computadora para procesamiento de las interfaces de usuario. También se recomienda que los cálculos de punto fijo y cálculos sencillos se realicen en el FPGA y los cálculos de punto flotante se proponen realizarse en el Microprocesador que en la figura se maneja con el nombre de RT Application. Otra característica que se puede mencionar es que se puede manejar una comunicación basada en interrupciones entre el FPGA y el microprocesador u otra comunicación de acceso por petición ya para leer o escribir. [12]

## 5.1. Elementos del CompactRIO

Las especificaciones de los elementos más importantes de compactRIO para el proyecto a realizar se muestran a continuación:

### 5.1.1. Módulo de entradas análogas

El módulo de 4 entradas análogas que se conecta al FPGA y que es el módulo de adquisición NI cRIO-9215, es un módulo con capacidad de 100 kHz de muestreo, de 16 bits,  $\pm 10$  V con 4 entradas análogas de muestreo simultaneo. Esto es importante mencionarlo porque este módulo entrega al FPGA un dato digital ya discretizado y acondicionado por el módulo de forma eficiente. Una característica importante de los módulos que se conectan al FPGA es que tiene la posibilidad de utilizar todos los módulos simultáneamente debido a que el FPGA tiene la capacidad de acceder módulos con conexiones independientes a la misma frecuencia a la que funcione el FPGA o sea a frecuencias de operación de 40 Mhz. Es posible conectarlo para hacer mediciones de voltaje de forma simple, de forma diferenciales flotadas o diferencial aterrizadas.

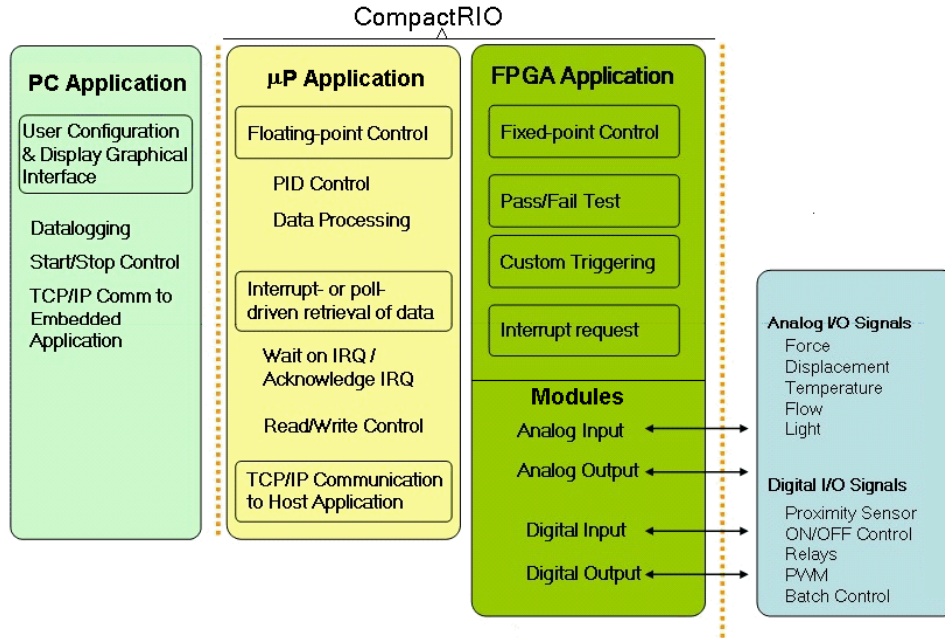


Figura 5.2: Funciones recomendadas de los componentes de un sistema basado en CompactRIO.

Internamente cuenta con una electrónica para proteger cada canal contra picos de voltaje así como amplificadores de instrumentación para acondicionar y almacenar la señal para que sea muestreada por un convertidor análogo digital aislado de los demás módulos. Las características más importante se resumen en la tabla 5.1. [11]

Resolución	16 bits
Tipo de ADC	Aproximaciones Sucesivas
Rango de operación de voltaje máximo	$\pm 10.6$ V
Protección contra sobrevoltajes	$\pm 30$ V
Tiempo de conversión de 4 canales	10 $\mu s$
Error máximo de exactitud (-40 a 70 °C)[Calibrado]	0.2 %
Error máximo de exactitud (-40 a 70 °C)[Descalibrado]	1.05 %
Consumo de potencia en modo activo	560 mW
Tiempo promedio entre fallas	1,167,174 horas

Cuadro 5.1: Parámetros más importantes del módulo de entradas análogas NI cRIO-9215

### 5.1.2. FPGA

Un FPGA es un arreglo de compuertas lógicas programables o sea un dispositivo que permite especificar el hardware que se requiere a la medida de lo necesitado. En

el esquema de compactRIO se utiliza el FPGA porque se tiene la posibilidad de reconfigurar el hardware que procesa las salidas y entradas que están en los módulos. Esto impacta en mejores tiempos de respuesta en la adquisición de datos por ejemplo, ya que los cálculos efectuados son hechos en hardware. Otra de las principales características de un FPGA es el hecho de poder realizar procesamientos en paralelo que suma mejoras al tiempo de respuesta.

Las características del FPGA con el que cuenta el CompactRIO son: es un FPGA de Xilinx modelo xc2v3000-4-fg676, que se encuentra en un chasis para conectarse al compactRIO con modelo NI cRIO-9103, 4-Slot para módulos de entrada y/o salida, capacidad de hasta 3 millones de compuertas y frecuencia de reloj de 40 MHz. Este dispositivo de compuertas lógicas programables al cual se le pueden conectar hasta 4 módulo de entradas y salidas tiene la capacidad de comunicarse con cada módulo de forma independiente ya que cada módulo se conecta directamente al FPGA y puede ser accesado de forma independiente por el FPGA y sincronizar esta comunicación a la frecuencia del FPGA o sea hasta en tiempos de respuesta de 25 ns. El FPGA también esta comunicado con el Microprocesador por un bus PCI con el cual se logra una comunicación muy rápida. También el FPGA cuenta con la capacidad de enviar interrupciones (IRQs) al microprocesador para poder sincronizar ciertas tareas o procesos.

### **5.1.3. Microprocesador**

Es un microprocesador diseñado para desarrollar aplicaciones determinísticas de control, registro y análisis de datos. También tiene la capacidad de conexión a red por Ethernet de 10/100 base T, así como un servidor integrado de Web y archivos FTP que pueden desplegar interfaces de usuario. Este controlador cuenta con un procesador industrial de 195 MHz clase Pentium con 64 MB de memoria DRAM y 512 MB de memoria CompactFlash. Internamente el microprocesador cuenta con un sistema operativo en tiempo real que administra las tareas a realizar como permitir ejecutar varios “threads” (procesos) y así poder atender varias tareas como la ejecución de los reguladores, el envío de información por red, comunicación con el FPGA, etc. El microprocesador es el enlace entre el FPGA y una computadora que se conecte por red.

El microprocesador es ideal para controles que implican el uso de cálculos con punto flotante. También se puede manejar una programación con interrupciones o sin interrupciones en conjunto con el FPGA y otros dispositivos que se conecten. Dentro de sus características se recomienda utilizarlos para lazos de control con frecuencias cerca de 3 kHz.

## **5.2. Opciones de arquitecturas en CompactRIO**

La arquitectura a utilizar con CompactRIO puede tener variaciones según el tipo de aplicación a desarrollar. Para cualquiera de los tipos de arquitecturas las entradas y salidas análogas o digitales vienen de los módulos conectados al FPGA que realizan el



acondicionamiento y discretización de las señales. El FPGA es el elemento que de alguna forma siempre tendrá que procesar las señales o datos y enviar o recibir información al microprocesador por el bus PCI. El microprocesador a su vez se comunica con una computadora por medio de red. Es importante entender el como utilizar los diferentes elementos con que cuenta el CompactRIO para la aplicación que se requiera desarrollar.

Existen varias formas de utilizar los elementos de CompactRIO para formar algún tipo de arquitectura y según el tipo de aplicación deseada y para este proyecto se estudiaron las siguientes opciones:

### **5.2.1. FPGA – Microprocesador**

Al utilizar solamente un microprocesador en conjunto con el FPGA, se debe pensar en una aplicación que no implique el realizar gran cantidad de tareas que tienen que ver con interfaz gráfica de usuarios, aunque puede ser posible mostrar gráficas desde el microprocesador, haciendo que el microprocesador las elabore y publique por el servidor de Web que trae integrado en el CompactRIO.

Para este tipo de aplicación se tendrían 2 programas principales, uno que se ejecuta en el FPGA y otro que se ejecuta en el microprocesador. El programa del FPGA debe de contener los procesos más críticos en tiempo y el programa del microprocesador los procesos no tan críticos en tiempo y algunas tareas no determinísticas.

Este esquema permite desarrollar aplicaciones de control de pequeñas a medianas en cuanto al tamaño del programa sobretodo pensando en la capacidad del microprocesador y el FPGA, pero en el caso del sistema que se propone a implementar presenta la desventaja de no poder utilizar gran poder de procesamiento en el despliegue de gráficas. A pesar de ésto, este esquema de procesamiento es ideal para implementar un control sin despliegue de gráficas.

### **5.2.2. FPGA – Host PC**

En este esquema la computadora tiene que poder escribir y leer al FPGA casi directamente y esto depende de la tarjeta utilizada a la cual este conectado el FPGA. Básicamente, la parte de programación del microprocesador se desarrolla en la computadora pero con limitaciones en tiempo de respuesta por la conexión que se tenga entre la computadora y la PC, ya que compactRIO cuenta con la opción de que una PC pueda acceder la computadora pero con un intercambio de datos muy lento. En compactRIO se puede realizar un esquema de este tipo pero se estaría desperdiciando el microprocesador. Pero es posible conecta el FPGA directamente a la PC con otro tipo de adaptador para el bus PCI del FPGA hacia el bus de la computadora.

En este esquema el programa del FPGA debe contener forzosamente todos los procesos críticos y dejar tareas no determinísticas que se desarrollen en el programa de la computadora, pues los retardos de comunicación entre computadora y FPGA pueden ser muy grandes para una aplicación de respuesta en tiempo real.

Dado el tamaño del FPGA se puede pensar que este esquema es para aplicaciones relativamente pequeñas y sencillas, pues los cálculos en procesos críticos no deben de ser muchos como para ocupar todo el FPGA. Por otro lado en la computadora es posible hacer gran cantidad de análisis de datos y presentación gráfica de datos. Para el sistema de adquisición de datos propuesto este esquema de procesamiento puede ser suficiente pero no se decidió utilizar este esquema para poder tener la posibilidad de alguna implementación en el futuro de la parte de los lazos de regulación en el microprocesador.

### **5.2.3. FPGA – Microprocesador – Host PC**

Este es el esquema donde se tienen que programar tres unidades de procesamiento y permite más flexibilidad para el diseño pues hay tres lugares diferentes donde se puede realizar procesamiento, pero a la vez se debe aprovechar las características de procesamiento de cada unidad según cada tarea y que tan crítica es cada una. Se debe pensar en dividir los tipos de procesos en tres ordenes de tiempos de respuesta, pues habrá procesos críticos que deban responder alrededor de nanosegundos o microsegundos y éstos deben de ir en el FPGA, después habrá procesos críticos que deban de responder en el orden de milisegundos y éstos deberían de ir en el microprocesador y finalmente procesos no críticos que pueden realizarse en la computadora.

En este esquema se deben desarrollar tres programas y cada uno llevara a cabo diferentes procesos con diferentes prioridades. Es recomendable por las características de cada elemento que en la computadora se desarrolle la programación para interfaz gráfica y tratamiento de información en forma muy presentable para el usuario así como la recepción de datos por red, en el microprocesador algunos lazos de regulación que involucren punto flotante pueden ser implementados y la comunicación de información con el FPGA y con la PC, en el FPGA se debe de desarrollar la programación de procesos críticos en el tiempo y manejo de dispositivos de entrada y salida.

El sistema propuesto en esta tesis es capaz de contar con la implementación de un control vectorial pero el alcance de este trabajo de tesis es solo la adquisición del modelo dinámico del motor y dejar la posibilidad de una implementación de control vectorial a partir este trabajo. Ya que el microprocesador está diseñado para implementar aplicaciones de respuesta en tiempo real como es el caso de los lazos de regulación faltantes a este trabajo para poder llevar a cabo un control vectorial.

## **5.3. Flujo de datos en la arquitectura CompactRIO**

Cuando se intercomunican tres diferentes unidades de procesamiento que pueden trabajar a diferentes frecuencias de operación, se debe de tomar en cuenta como es el flujo de datos entre ellos, que tantos datos pueden comunicarse, velocidades de comunicación, sincronización, etc.

Hay tres uniones importantes en el flujo de información, una es del modulo de

entrada análogas al FPGA que es una conexión directa entre dispositivos, otra del microprocesador al FPGA que es por medio de un bus PCI y otra unión es del microprocesador a la computadora por medio de Ethernet. A la hora de implementar este proyecto se tuvo que entender como impactaba la comunicación entre ellos, principalmente en el punto crítico que es entre el FPGA y el microprocesador.

La comunicación entre el FPGA y su módulo de adquisición no es una parte tan crítica pues los datos que intercambia el FPGA con cualquiera de sus módulos pueden sincronizarse en frecuencias de operación de 40 MHz o sea a la frecuencia de operación del FPGA. Aparte hay que tomar en cuenta que lo más rápido que puede ser el módulo de entradas análogas es 100 kHz que es mucho más baja frecuencia que la de operación del FPGA así que no hay gran problema en poder leer datos digitales del módulo de entradas análogas.

La comunicación de datos entre el FPGA y el microprocesador puede realizarse de varias formas: accedendo normalmente, por medio de interrupciones o por un canal de acceso directo a un buffer de datos, pero hay que tratar seleccionar la forma más eficiente según las frecuencias de operación de cada dispositivo y las cantidades de información requerida. La comunicación del microprocesador con el FPGA permite transmitir datos a una velocidad de 1MB/s mediante un acceso normal de lectura o escritura del procesador. Otra forma y que permiten mejorar esta velocidad hasta 20 veces, es utilizando un canal de acceso directo a memoria (DMA), que involucra el uso de un buffer entre el FPGA y el microprocesador. Para la implementación de esta tesis se seleccionó el uso del DMA considerando que el sistema de adquisición de datos tiene la necesidad de recolectar arreglos de datos y después de cierto tiempo enviarlos.

En cuanto a como programar para la comunicación entre el microprocesador y el FPGA se puede decir que para aplicaciones de lazos de control de 3 kHz o menos es recomendable utilizar una técnica de lectura de datos por interrupción tomando en cuenta que no se estaría realizando una adquisición continua. Si se necesitan lazos de control superiores es recomendable utilizar una lectura de datos continua y no por interrupciones, pero se debe de realizar una programación mediante buffers (FIFOs) en el FPGA para no tener pérdida de datos o datos repetidos. Lo más recomendable para no perder información es utilizar un buffer de datos y lo que se puede utilizar es una fila de datos, esto sirve mucho cuando la frecuencia de operación del microprocesador es más lenta que la del FPGA, entonces el microprocesador lee cada cierto tiempo un número de datos del FPGA.

En cuanto a la comunicación entre la computadora y el microprocesador esta se realiza por Ethernet de 10/100 MB/s y las limitaciones de velocidad de transmisión de datos están dadas por el tráfico de la red y el tipo de programación en la comunicación o sea los protocolos utilizados como TCP o UDP. En el sistema propuesto en esta tesis se decidió utilizar TCP/IP como protocolo de transmisión debido a que presentan menos retardos en comparación con el UDP y las variables compartidas por red.

## Capítulo 6

### Adquisición de señales

La parte de adquisición de señales del motor es la electrónica que se compone de tres elementos principales: los transductores o sensores, el pre-acondicionamiento y el módulo de entradas análogas en el que vienen integrada la electrónica necesaria para obtener un señal digital equivalente. El Esquemático general para la adquisición de las señales se puede observar en la figura 6.1 donde se muestran los principales componentes de la adquisición y son la parte de transducción, una parte de pre-acondicionamiento y un modulo de entradas analógicas.

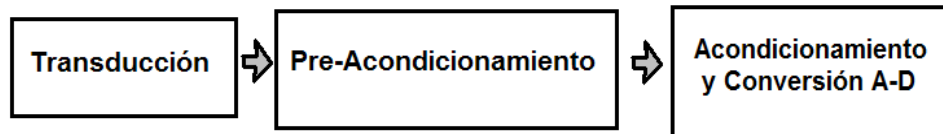


Figura 6.1: Componentes principales de la adquisición de señales.

La electrónica para la adquisición de señales de corriente se detallará en las secciones siguientes y básicamente tienen la función de adquirir las señales de las corrientes de línea del estator  $i_{sa}$  e  $i_{sb} - i_{sc}$ , que son las variables necesaria para realizar la transformación vectorial de acuerdo con las ecuaciones 2.18 y 2.19 definidas en el capítulo 2. Estas señales que van a alimentar al motor se adquieren primero por una etapa de sensado o transducción para después pasar a una etapa de pre-acondicionamiento para llegar a un modulo de entradas análogas que realiza el acondicionamiento restante para tener los datos digitales en el FPGA del compactRIO.

La parte electrónica para la adquisición de señales de voltajes es más sencilla en cuanto a contener menos componentes, lo cual se detalla más a fondo en las siguientes secciones y tiene por objetivo adquirir las señales de  $v_{sa}$  y  $v_{sbc}$ , que son las variables necesarias para realizar la transformación vectorial, para lo cual la adquisición de las señales de voltaje cuenta con una etapa de sensado que pasa a una etapa de pre-acondicionamiento y después al modulo de entradas análogas de compactRIO que realiza las demás tareas de acondicionamiento de la señal para entregar un dato digital al FPGA.

La adquisición de las señales de voltaje y corriente se realiza con la finalidad de obtener las señales de las que se pueden obtener las componentes real e imaginaria del vector resultante. Tomando en cuenta que la medición se realiza directamente del estator se tiene un referencia fija por lo tanto las señales medidas nos servirán para encontrar un vector en un sistema de referencia fijo al estator. En un sistema de referencia fijo al estator la componente alfa es igual a la variable de la fase a si suponemos un sistema balanceado y la componente beta del vector proporcional a la variable de la b menos la variable de la fase c, tal y como se muestra en las ecuaciones de corriente 2.18 y 2.19 del capítulo 2 que es aplicable para cualquier otro variable como voltaje y flujo.

## 6.1. Transducción

En la parte de transducción o sensado del sistema se requiere hacer 4 adquisiciones:  $i_{sa}$ ,  $i_{sb} - i_{sc}$ ,  $V_{sa}$  y  $V_{sbc}$ . Estas se realizarán por medio de sensores de efecto Hall, para que de esta forma se aísle la parte de altos voltajes y corriente de la parte de electrónica de pequeña señal y así tener voltajes adecuados y protección para las siguientes etapas. La razón de adquirir las señales ya sea de corriente de línea  $i_{sa}$  o de voltaje de fase  $V_{sa}$  es que con esta medición es posible obtener la componente alfa del vector resultante de corriente o voltaje en un sistema de referencia fijo al estator, de la misma forma el realizar la medición de las señales  $i_{sb} - i_{sc}$  o  $V_{sbc}$  permite obtener la componente beta del vector resultante de corriente o voltaje en un sistema de referencia fijo al estator. Al obtener por lo menos estas dos vectores es posible el calcular todo las demás variables del modelo e incluso calcular el modelo dinámico en otro sistema de referencia.

Para el sensado de la corriente se utilizaron sensores de efecto Hall LA100-P del cuál se ocuparon básicamente las características mostradas en la tabla 6.1 para el diseño del rango de voltajes que se deseaba y para ver su respuesta dinámica también.

$I_{PN}$ Corriente nominal RMS del primario	100 A
$I_{SN}$ Corriente nominal RMS del secundario	50 mA
Radio de Conversión	1:2000
Voltaje de Alimentación	12...15 V
Tiempo de respuesta @90 % de $I_{Pmax}$	<1 $\mu s$

Cuadro 6.1: Parámetros básicos del sensor de corriente LA100-P

El sensor de corriente puede hacer mediciones de hasta 100 A, lo cual es un valor bastante grande para el rango en el que se encuentran los motores en los que se piensa probar este sistema, así que es por esto que se limitará este rango a 33 A haciendo que el cable de corriente pase tres vueltas por el sensor, y con esto tener un rango más adecuado para un motor de inducción con corriente nominal en el orden de decenas de Amperes. Para la corriente  $i_a$  se debe de aplicar el procedimiento descrito anteriormente, pero para la medición de la corriente  $i_{sb} - i_{sc}$ , se tiene que hacer pasar dos cables de corriente, teniendo cuidado de que el sentido del cable de la corriente  $i_{sc}$  debe de ser opuesto al de la corriente  $i_{sb}$ , para que de esta forma al hacer pasar una corriente en el

sentido contrario de la otra, la corriente por el sensor obtiene la resta de las corrientes de línea  $i_{sb} - i_{sc}$ . Aparte de que cada cable de la corriente de línea debe de tener 3 vueltas por el sensor para lograr el rango de 33 A antes mencionado. La conexión del sensor es la mostrada en la figura 6.2 donde se observa el cable que pasa por el sensor por donde circula la corriente  $I_{PN}$ , así como las terminales de alimentación conectadas a  $\pm 15$  V y la resistencia de medición  $R_m$  por la cual circula la corriente  $I_{SN}$  para tener un voltaje equivalente pero en pequeña señal de la señal de corriente medida del motor. La salida de ambos sensores llevan una resistencia  $R_m$  de  $100 \Omega$ , con lo cual considerando que a la salida del sensor puede haber una corriente máxima de 50 mA, se tendrá por consiguiente un voltaje de salida para esta etapa de 5 V máximos en la resistencia de medición que significan 33 A.[13]

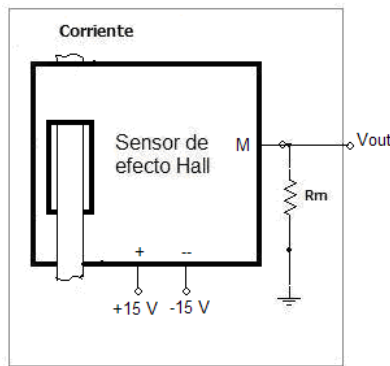


Figura 6.2: Conexión del sensor de corriente LA100-P

El sensor utilizado para el voltaje es el LV25-P del cual para el diseño de la adquisición de señales de voltaje se utilizaron principalmente los datos mostrados en la Tabla 6.2.

$I_{PN}$ Corriente nominal RMS del primario	10 mA
$V_{PN}$ Voltaje nominal RMS del primario	10..500 V
$I_{SN}$ Corriente nominal RMS del secundario	25 mA
Radio de Conversion	2500:1000
Voltaje de Alimentación	12...15 V
Tiempo de respuesta @90% de $I_{Pmax}$	40 $\mu s$

Cuadro 6.2: Parámetros básicos del sensor de voltaje LV25-P

Este sensor puede medir hasta 500 V pero esto depende principalmente de la resistencia límite la corriente  $I_{PN}$ , y dado que los voltajes máximos a medir en el estator están en el orden de los 300 o 400 V, este sensor esta en un buen rango para los valores que se medirán. Los voltajes a medir serán el voltaje de la fase  $v_{sa}$ , para lo cual se necesitará el neutro del motor, y también se medirá el voltaje  $v_{sbc}$ . En el primario del sensor es necesario colocar resistencias de potencia y de un valor tal que

la corriente sea de ser posible la nominal del primario que es 10 mA, la resistencia optima para medir 250 V es una de 25 k $\Omega$ , pero por simplicidad de material se observo que con una resistencia de 50k $\Omega$  la precisión aun es bastante buena para voltajes cerca de 300 V. En el secundario se tendrá un resistencia de medición de 220 $\Omega$ , con lo cual tomando en cuenta que la corriente máxima de salida es de 25 mA en el secundario del sensor se puede esperar un voltaje máximo de 5.5 V en la resistencia de medición de estos sensores. La conexión es como la mostrada en la figura 6.3 en donde se muestra las terminales de +HT y -HT por las cuales se debe hacer circular la corriente  $I_{PN}$  limitada por la resistencia  $R_{in}$  de 50 K $\Omega$ , el voltaje grande se conecta a las terminales V+ y V-, el sensor se alimenta con +/- 15 V y también se debe de conectar una resistencia de medición  $R_m$  de 220  $\Omega$  para hacer circular una corriente  $I_{SN}$  y tener un voltaje de salida equivalente pero en pequeña señal del voltaje medido del motor.[14]

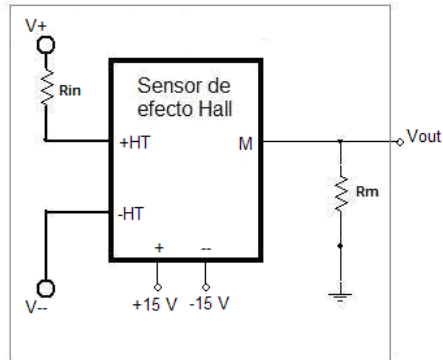


Figura 6.3: Conexión del sensor de voltaje LV25-P

## 6.2. Pre-acondicionamiento

La etapa de pre-acondicionamiento es la parte que se encargará de aumentar la ganancia de las señales que vienen de los sensores para aumentar el rango de bits utilizados del convertidor análogo-digital y para el caso del sensor de corriente se le agregara una etapa de filtrado para que no adquirir frecuencias por arriba de la capacidad del modulo de conversión análoga digital, en el sensor de voltaje no se agrega esta etapa porque el mismo sensor de voltaje no puede responder en un menor tiempo que 40 $\mu s$ , lo que significa que una señal de frecuencia de 25 kHz. El filtro de corriente se diseña a 50kHz, ya que el muestreo máximo es de 100kHz y pensando en que en el peor de los casos no se podrá adquirir señales de más la mitad de la frecuencia de muestreo.

En el pre-acondicionamiento de la corriente se diseño una etapa de amplificación y de acoplamiento de impedancias, ésta etapa establece una ganancia de 2.5 V/V a la señal. Después viene un filtro de ganancia unitaria de frecuencia de corte de 50 kHz. La ganancia de 2.5 V/V ocasiona que a la entrada del sistema se puedan medir un máximo

de alrededor de 25 A de corriente del motor, ya que producen una salida en la etapa de pre-acondicionamiento de aproximadamente de 10 V, lo suficiente para aprovechar todo el rango del ADC. Esto es pensado que la corriente es una variable que se necesita más bits para una mayor precisión y no se espera que el sistema mida más de 15 A de corriente nominal en un motor. El filtro implementado para el anti-aliasing es un Sallen-Key de segundo orden, con una frecuencia de corte de 50 kHz que es la mitad de la frecuencia máxima de muestreo del ADC y tomando en cuenta que el sensor de corriente trabaja a frecuencias menores de 200kHz se necesita asegurar que la conversión análoga digital no tome muestras de señales por arriba de los 50 kHz. [10] [8]

En la figura 6.4 se puede observar el diseño del circuito electrónico ya descrito en donde Para ésta implementación se utilizaron opamps de tipo LM318 en la etapa de preacondicionamiento y TL084 para el diseño de los filtros y los valores utilizados de este diseño son  $R5=1.5k\Omega$ ,  $R6=1k\Omega$ ,  $R1=R2=R3=R4=68\Omega$ ,  $C1=C2= 47nF$ .

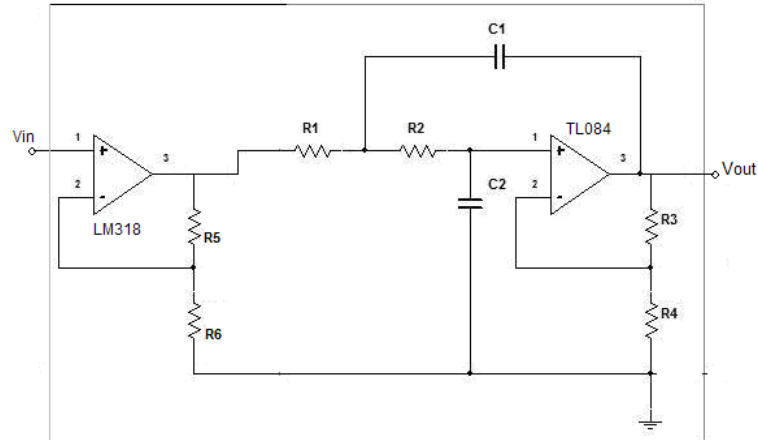


Figura 6.4: Esquemático del pre-acondicionamiento para las señales de corriente

Para el pre-acondicionamiento del voltaje hay una etapa de amplificación y de acoplamiento. Se establece una ganancia de 1.8 V/V de la señal recibida del sensor para aumentar el rango de uso del convertidor análogo a digital. También aquí hay que mencionar que no se agrega etapa de filtrado pues el sensor de voltaje actúa como filtro al no dejar pasar señales con frecuencias mayores a 25 kHz. En la figura 6.5 se muestra el esquemática del pre-acondicionamiento para las señales del voltaje en donde se utilizan opamps LM318 y como se las resistencias tienen valor de  $R2 = 0.8k\Omega$  y  $R1 = 1k\Omega$  para tener la ganancia de 1.8 V/V

### 6.3. Acondicionamiento y conversión A-D

La parte restante de la adquisición de las señales se realiza en el módulo de entradas análogas y esto se realizará a través de un módulo de adquisición para el Com-



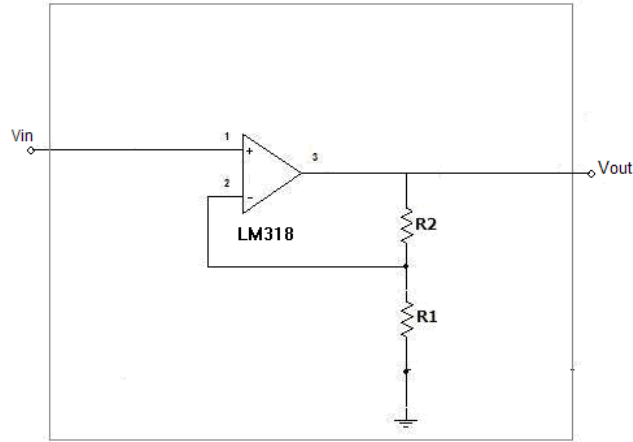


Figura 6.5: Esquemático de la etapa de pre-acondicionamiento para las señales de voltaje.

pactRio, el módulo de Nacional Instruments cRIO-9215. Este módulo tiene integrado el acondicionamiento necesario para hacer el muestreo y retención, protección contra sobre voltajes, amplificadores de instrumentación y conversión de la señal analógica a digital, y se conecto directamente al FPGA. El módulo de cRIO-9215 es un módulo para adquisición de datos de Nacional Instruments para usarse en el CompactRIO con las siguientes características: 4 canales de entrada análogas de  $\pm 10$  V, 16 bits de resolución, ADC del tipo de Aproximaciones Sucesivas (SAR), y tiempo de conversión de 10  $\mu$ s para los 4 canales simultáneos. Internamente la señal tiene una etapa de protección contra picos de voltajes y después es almacenada y tratada por un amplificador de instrumentación para tener una mejor señal para ser muestreada por un ADC de 16 bits con la característica de aislar y proteger el FPGA para entregarle un dato digital al FPGA. Cada canal de este modulo tiene muestreo y retención independiente que permite muestrear los 4 canales al mismo tiempo. En la figura 6.6 se muestra el esquema general de como es cada canal de este modulo de entradas análogas.

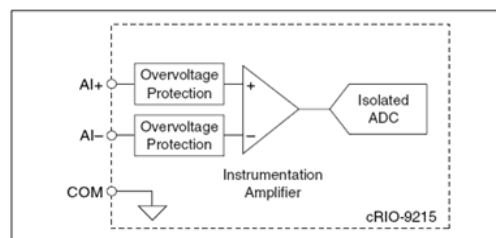


Figura 6.6: Diagrama Interno del modulo de entradas análogas.

Este dispositivo puede utilizarse para medir voltajes diferenciales, aterrizados y

flotados. En la implementación a utilizar se utiliza la conexión de voltajes aterrizados como se muestra en la figura 6.7 donde la fuente de voltaje de este circuito será la salida de la etapa de pre-acondicionamiento.

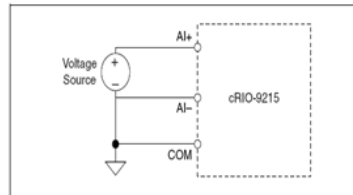


Figura 6.7: Diagrama de conexión para voltajes aterrizados.

## Capítulo 7

# Programación en el FPGA

La parte crítica del sistema de adquisición del modelo dinámico vectorial del motor de inducción y que también es una de las partes críticas en las implementaciones de control vectorial es la transformación vectorial y la solución del modelo dinámico en tiempo real. Para esto se propone que un dispositivo como el FPGA pueda lograr resolver estos algoritmos en tiempos de respuesta rápidos, alrededor de pocos microsegundos, gracias a la construcción de un algoritmo en hardware especializado que se programará en el FPGA. Aunque tradicionalmente la forma más común de programar un FPGA es en lenguajes tipo VHDL, en esta tesis se utilizará LabVIEW para programar el FPGA. En este capítulo se presenta como es la implementación de la transformación vectorial y el modelo dinámico del motor en el FPGA y después explicaciones de los detalles importantes de la implementación y el programar un FPGA en LabVIEW.

## 7.1. Algoritmo implementado en el FPGA

El algoritmo matemático que soluciona el modelo del motor y se implementa en el FPGA se puede observar en la figura 7.1, donde se muestra los pasos a resolver y se indica en que secciones de tiempo se realizan operaciones en paralelo. Las entradas del FPGA son dos corrientes y dos voltajes que llegan al ADC cada tiempo de muestreo, estos voltajes son  $v_{an}$  y  $v_{cb}$  y las corrientes son  $i_a$  y  $i_{cb}$  con un factor de atenuación debido al acondicionamiento y al sensor. El tiempo de procesamiento de este algoritmo es de aproximadamente  $10 \mu s$  incluyendo el tiempo de escritura al buffer de datos para recolectar un conjunto de puntos. A continuación se describe este algoritmo.

El programa primeramente tiene que convertir el valor digital leído a un voltaje según la calibración del ADC, lo cual se puede expresar en la ecuación 7.1:

$$Valor\_Adc \times LSB\_weight - offset \tag{7.1}$$

Estos valores de peso del bit menos significativo y offset se obtienen del ADC al iniciar el programa y son valores de calibración que pueden ser diferentes para cada canal. Hay que tomar en cuenta que el valor dado de calibración esta en unidades de nanovolts. Después de realizar esta conversión hay que multiplicar por el factor de atenuación del acondicionamiento junto con el factor de para la componente  $\alpha$  o  $\beta$ . Una vez hecho esto ya se cuenta con las componentes del vector en un marco de referencia

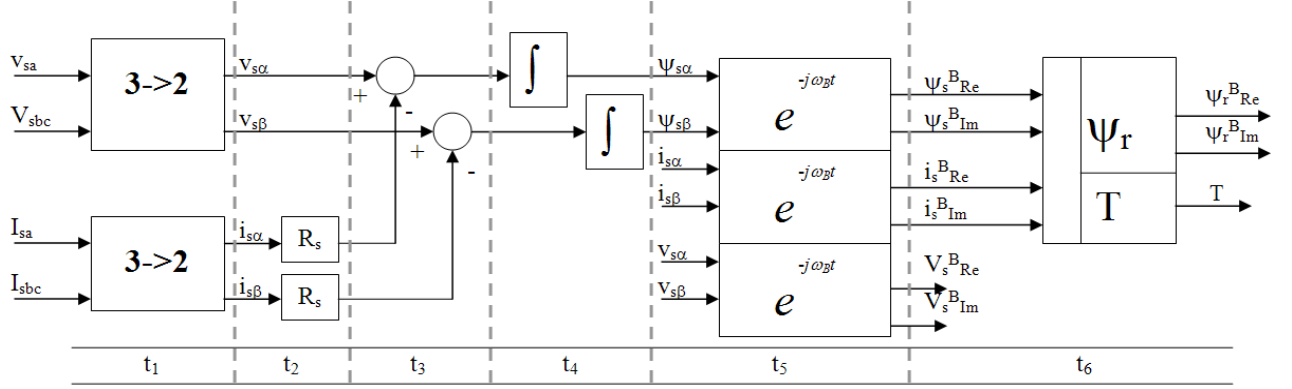


Figura 7.1: Esquema general del algoritmo del FPGA.

fijo al estator, en el sistema de ejes  $\alpha$  y  $\beta$ . Las ecuaciones 7.2, 7.3, 7.4 y 7.5 se ejecutan en paralelo en el lapso de tiempo  $t_1$  incluyendo a cada ecuación la conversión del valor digital al voltaje como en la ecuación 7.1.

$$i_{\alpha} = Factor\_Atenuación \times v\_adc\_ch1 \quad (7.2)$$

$$i_{\beta} = Factor\_Atenuación \times 0,5773502692 \times v\_adc\_ch2 \quad (7.3)$$

$$v_{\alpha} = Factor\_Atenuación \times v\_adc\_ch3 \quad (7.4)$$

$$v_{\beta} = Factor\_Atenuación \times 0,5773502692 \times v\_adc\_ch4 \quad (7.5)$$

Estas operaciones darán como resultado las componentes del vector de corriente del estator y de voltaje del estator con referencia al estator con las cuales se puede realizar el siguiente paso del algoritmo, que es calcular el flujo en el estator. Para el cálculo del flujo en el estator se realiza la ecuación 7.6 y 7.7 simultáneamente. Esta integral a realizar es para cada componente del vector o sea una para la parte real y otra para la parte imaginaria del vector. En el FPGA esta operación primero calcula las pérdidas en la resistencia de estator de cada componente en forma paralelo en el lapso de  $t_2$ , después resta esas pérdidas al voltaje de estator en el lapso  $t_3$  y en el lapso  $t_4$  calcula de forma paralelo la integral de la componente  $\alpha$  y de la componente  $\beta$ .

$$\Psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (7.6)$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (7.7)$$

Posteriormente es conveniente hacer el traslado de ejes al sistema de referencia deseado, pues de hacerlo después requerirá más compuertas del FPGA al necesitar

multiplicar un vector más en paralelo para esta operación. Para hacer esta operación las componentes real e imaginaria se multiplicarán por  $e^{-j\omega_B t} = \cos(\omega_B t) - j \sin(\omega_B t)$  donde  $\omega_B$  puede ser cero para el sistema fijo al estator,  $\omega_s$  para el sistema fijo al campo y  $\omega$  para el sistema fijo al rotor. Esta operación se describe en las ecuaciones 7.8, 7.9, 7.10, 7.11, 7.12 y 7.13 que se realizan en paralelo en el lapso de tiempo  $t_5$ . Hay que destacar que por ejemplo esta operación consta de dos multiplicaciones y una suma y en el FPGA se realizan las dos multiplicaciones en paralelo y después la suma con lo cual se está ahorrando en tiempo de cálculos bastantes multiplicaciones pues en esta etapa se realizan 12 multiplicaciones en paralelo con lo cual el algoritmo reduce bastante tiempo de procesamiento en comparación con un microprocesador.

$$\Psi_{s\text{Re}}^B = \Psi_{s\alpha} \cos(\omega_B t) + \Psi_{s\beta} \sin(\omega_B t) \quad (7.8)$$

$$\Psi_{s\text{Im}}^B = \Psi_{s\beta} \cos(\omega_B t) - \Psi_{s\alpha} \sin(\omega_B t) \quad (7.9)$$

$$\mathbf{i}_{s\text{Re}}^B = i_{s\alpha} \cos(\omega_B t) + i_{s\beta} \sin(\omega_B t) \quad (7.10)$$

$$\mathbf{i}_{s\text{Im}}^B = i_{s\beta} \cos(\omega_B t) - i_{s\alpha} \sin(\omega_B t) \quad (7.11)$$

$$\mathbf{V}_{s\text{Re}}^B = V_{s\alpha} \cos(\omega_B t) + V_{s\beta} \sin(\omega_B t) \quad (7.12)$$

$$\mathbf{V}_{s\text{Im}}^B = V_{s\beta} \cos(\omega_B t) - V_{s\alpha} \sin(\omega_B t) \quad (7.13)$$

Después de haber realizado el traslado de ejes a uno de los tres sistemas de ejes, es posible calcular el flujo en el rotor utilizando la corriente en el estator y el flujo en el estator tal como lo muestra la ecuación 7.14 pero haciendo el cálculo del flujo del rotor para la parte real e imaginaria del vector por separado. También al mismo tiempo que se calcula el flujo del rotor se estará calculando el par con la ecuación 3.13.

$$\vec{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_\mu} \vec{\Psi}_s + \left( L_\mu - \frac{L_r}{L_\mu} L_s \right) \vec{\mathbf{i}}_s \quad (7.14)$$

EL resultado será tener los vectores  $\vec{v}_s^B$ ,  $\vec{\mathbf{i}}_s^B$ ,  $\vec{\Psi}_s^B$  y  $\vec{\Psi}_r^B$  en un marco de referencia B que será uno de las tres referencias ya mencionadas, puede ser un marco de referencia fijo al estator, girando a velocidad sincrónica o girando a velocidad en flecha del motor. El marco de referencia depende de un comando que envía el microprocesador.

Una vez obtenidos estos cuatro vectores están disponibles para ser utilizados por el microprocesador de dos formas: como arreglo de datos y como un solo dato. Como arreglo de datos es posible enviar tres de éstas cuatro variables para despliegue de datos, sin pérdida de datos intermedios. Solo se seleccionan tres de los vectores, porque solo se cuentan con tres buffers de DMA, que son canales de acceso directo a memoria de comunicación entre el FPGA y el microprocesador. Pero cualquiera de estos cuatro vectores está disponible en el FPGA para ser accedido punto a punto por el microprocesador.

## 7.2. Secciones críticas del algoritmo

En el desarrollo del algoritmo descrito en la figura 7.1, la mayor parte de las operaciones son fáciles de llevar a cabo en la programación en LabVIEW, pero hay secciones más difíciles de implementar dado la limitante de no contar con punto flotante de manera natural las librerías de LabVIEW. Las partes más críticas a la hora de programar el FPGA son la integración y la multiplicación por  $e^{-j\omega t}$  y esto es debido a que esta parte es la que requiere la mayor precisión y de hecho es bien sabido que en el diseño de drive el cálculo del flujo es la parte que requiere de más precisión por lo cual es muy importante que esta parte no genere errores. [21]

### 7.2.1. Integración

En un esquema de control de motores es muy importante el cálculo del flujo, se debe de tener una muy buena precisión para esta variable pues es la principal variable responsable del movimiento de la máquina eléctrica. En la búsqueda de precisión lo mas recomendable es utilizar números de punto flotante, pero al realizar esto en el FPGA implicaría el diseño de una unidad de punto flotante lo cual puede resultar muy costoso en tamaño y también se encuentra la limitante de que en LabVIEW no hay estas tipos de datos para FPGA pero a la vez se gana en que se tendrá que hacer un algoritmo que evite el uso de tratar punto flotante lo que puede resultar en operaciones más directas y sencillas.

Una estrategia diferente es utilizar los números enteros del FPGA y hacer escalamientos de los valores para tener un número de dígitos de precisión de acuerdo al tamaño del escalamiento, pero suficientes para cada tipo de variable. Pero el realizar un escalamiento trae como consecuencia el tener que verificar que las operaciones no se saturan o sea que las variables no sobrepasen el valor máximo de su tipo de dato. En el FPGA se cuenta como tipo de dato más grande los de 32 bits con signo y sin signo y se piensa que utilizando estos datos con los escalamientos adecuados para corrientes voltajes y flujo se puede obtener un cálculo de flujo bastante bueno.

La integral desarrollada en el FPGA para el cálculo del flujo se basa en el método de Simpson. Se seleccionó este método de integración debido a que presentó menor error de truncamiento a la hora de probar este método contra otros métodos como la integración por el método del trapecio y métodos más sencillos y de menor orden. El método de Simpson presenta menos error debido a que es un método para integrar funciones de orden hasta de tipo cuadráticas, que es mejor que tener un método para integrar funciones del tipo lineal como es el método del trapecio. [6]

Como se puede observar en la ecuación 7.17, el resultado de la integral en el FPGA tiene un factor de escala que se realiza en el microprocesador. Esto se hace para evitar estar haciendo divisiones en el FPGA porque puede resultar en error de cálculo del algoritmo debido a la pérdida de decimales en la división de dos enteros que tiene que dar como resultado otro entero en el FPGA programando con LabVIEW.

Las ecuaciones 7.15 y 7.16 son las ecuaciones para implementar la integración por

el método de Simpson, donde los términos discretos en función de  $x$  representan la entrada de la integral y la  $y$  representa la salida o sea el resultado de la integral:

$$\Delta y(n-1) = \Delta t [x(n) + 4x(n-1) + x(n-2)]/6 \quad (7.15)$$

$$y(n) = y(n-1) + \Delta y(n) \quad (7.16)$$

Entonces en el FPGA se realiza la ecuación 7.17:

$$y(n-1) = y(n-1) + x(n) + 4x(n-1) + x(n-2) \quad (7.17)$$

Por lo tanto el microprocesador debe de realizar el factor de la integral que hace falta, como se indica en la ecuación 7.18.

$$y(n) = y(n) * \Delta t/6 \quad (7.18)$$

En la implementación de la integral hay detalles importantes para mencionar y son puntos críticos de esta parte del programa. Uno de los detalles más importantes en el algoritmo de la integración es que para evitar el cálculo de condiciones iniciales simplemente se decide que al final de la integral se le elimina el offset que pueda haber en la señal integrada en caso de que las condiciones iniciales de la integral no coincidan con el valor correcto y así simplemente se asignan como cero las condiciones iniciales de la integración. Otro detalle importante es la corrección del error por truncamiento debido a utilizar número de tipo entero para realizar la integración, y para la corrección de este error el programa detecta cruces por cero de la señal que deben de coincidir con el periodo medido de las señales, por lo tanto cuando no coincidan hay que quitar o agregar el excedente del error para que en el siguiente ciclo ya no se presente.

### 7.2.2. Multiplicación por $e^{-j\omega_B t}$

Esta unidad es la clave para poder trasladar a otros sistemas de referencia y para esto es muy importante la precisión en el cálculo del ángulo de los senos y cosenos. De acuerdo con las ecuaciones 7.8, 7.9, 7.10, 7.11, 7.12 y 7.13 donde se está desarrollada la parte real e imaginaria de la multiplicación por  $e^{-j\omega_B t}$ , esta parte del programa debe de obtener  $\omega_B$ , el cual se obtiene según el marco de referencia que se selecciona, si es con referencia al estator  $\omega_B = 0$ , si es con referencia al campo  $\omega_B = \omega_s$  y este valor es medido de la frecuencia del flujo directamente en el FPGA, si se selecciona el marco de referencia fijo al rotor  $\omega_B = \omega$  el valor en flecha del motor es tomado de un valor que envía el microprocesador ya que no se cuenta con la adquisición por medio de algún tacómetro o encoder. Con el valor de  $\omega_B$  se calcula el seno y coseno del ángulo de diferencia entre los sistemas de referencia y después se hace la multiplicación de cada vector con la parte correspondiente.

En la figura 7.2 se puede ver la parte del programa que genera el seno y coseno del ángulo entre los sistemas de referencia. Primeramente hay que calcular el ángulo

que esta en función del tiempo y  $\omega_B$ , para después buscar ese ángulo en la tabla de seno que también es la de coseno si se toma en cuenta su desfase de 90 grados o 1.57 radianes aproximadamente. En esta parte del programa y debido al tamaño del FPGA se decidió utilizar la misma tabla para seno y coseno por lo que en el programa se tiene que realizar dos accesos a la tabla según el ángulo deseado. Otro detalle importante de la tabla es que a pesar de contar con un tamaño de 6283 datos de 16 bits fue necesario utilizar una opción de interpolación entre puntos para lograr un mejor resultado y mejor precisión en el cálculo del ángulo y sobretodo cuando el marco de referencia es el fijo al campo o al rotor.

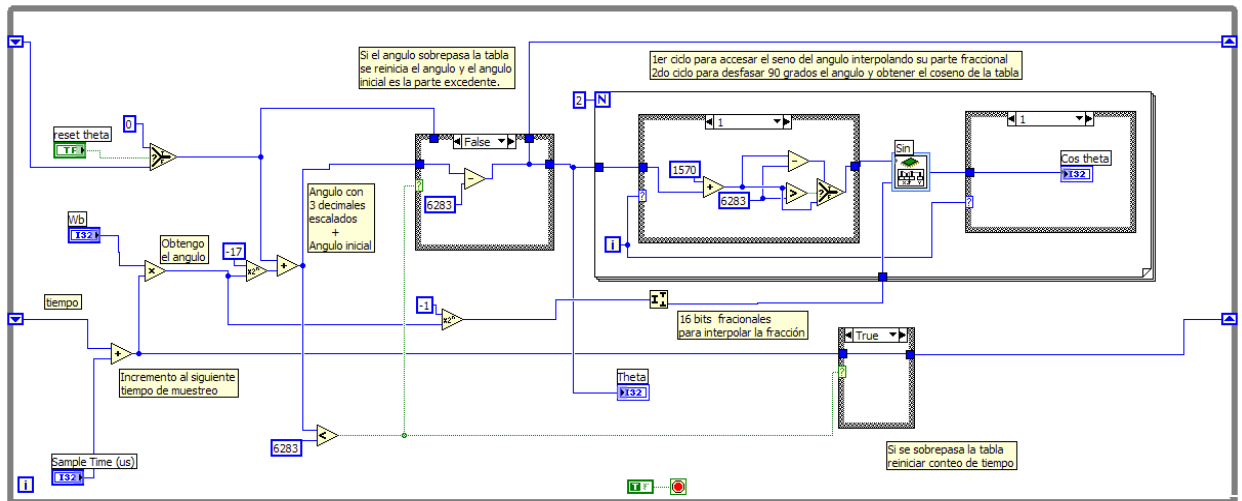


Figura 7.2: Algoritmo para calcular seno y coseno.

Una vez hecho esto se toman los valores de seno y coseno del ángulo para multiplicarse por la parte real e imaginaria del vector haciendo el cálculo que establecen las ecuaciones 2.27 y 2.28 para convertir a un sistema de referencia fijo al campo o las ecuaciones 2.33 y 2.34 para un sistema fijo al rotor. Como se puede observar en la figura 7.3, la multiplicación para cada vector de  $e^{j\omega}$  se realiza de forma paralela aprovechando así las ventajas de operaciones paralelas en el FPGA.

Otro detalle importante en este cálculo es ir guardando sincronización del ángulo calculado, y utilizar la mayor precisión posible para la obtención de senos y cosenos. Para guardar sincronización se puede ver en la figura 7.2 que cuando el ángulo sobrepasa el límite de la tabla se vuelve a reiniciar el ángulo pero sumando el valor en el que se paso el ángulo en el último ciclo. Para la mayor presión en el cálculo del ángulo se utiliza un valor de  $\omega_B$  que esta escalado por  $2^{17}/1000$ , para así tener más decimales en el ángulo, ya que estos decimales son los que se utilizan para interpolar en la tabla de seno y coseno y estos decimales son los primeros 16 bits, la parte baja de la variable del ángulo, los siguientes 16 bits, la parte alta de la variable son la parte entera.



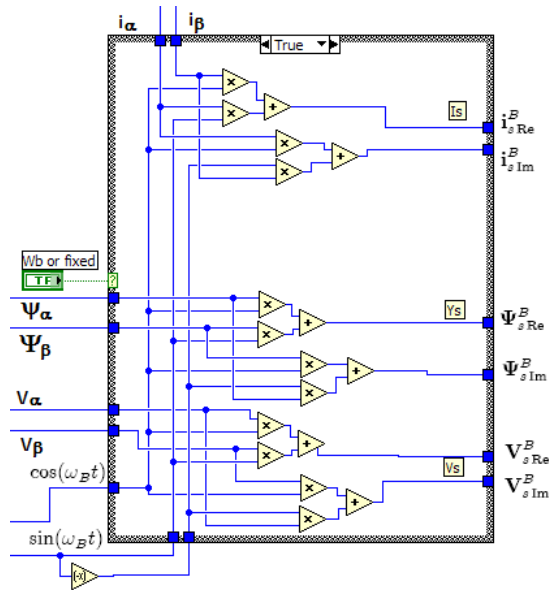


Figura 7.3: Multiplicación de vectores para cambio de sistema de referencia

## 7.3. Programación de FPGA con LabVIEW

### 7.3.1. Optimización de tamaño y velocidad

Si bien el desarrollo de algoritmos y programación de forma gráfica con LabVIEW nos permite ver más claramente la idea que se desea implementar, en la implementación no siempre la idea programada es exactamente lo que se define en el FPGA. En la programación de FPGA con LabVIEW normalmente el componente que se está utilizando en el programa lleva consigo tres elementos: uno es la función lógica del componente en sí, otro componente es un registro de sincronización para flujo de datos y el tercer componente es un registro para validación de entradas y salidas del componente. Estos componentes los tiene agregar LabVIEW para mantener el flujo de datos principalmente. Esto se puede ver en el siguiente ejemplo de código en la figura 7.4 donde una simple función nos agrega aparte de su función otros dos registros tipo D.

A pesar de esta situación hay formas de deshabilitar estos elementos para que no aparezcan en el FPGA y tener un diseño como el de otros lenguajes utilizados para programar FPGA. La forma de hacerlo es utilizando un tipo especial de ciclo llamado Single cycle timed loop (SCTL), en el cual al compilarlo se busca que las operaciones se cumplan en un ciclo de reloj pero con la restricción de que el algoritmo cumpla sus operaciones en un ciclo de reloj, en caso contrario hay que utilizar otras estrategias para que se cumpla esto. El SCTL tiene la opción de poder funcionar con frecuencias de reloj derivadas del reloj principal, a diferencia de los ciclos While que no lo realizan. En el programa implementado en el FPGA se utilizó por ejemplo un SCTL con una frecuencia 5 MHz porque a una frecuencia superior no es posible una compilación exitosa de todo

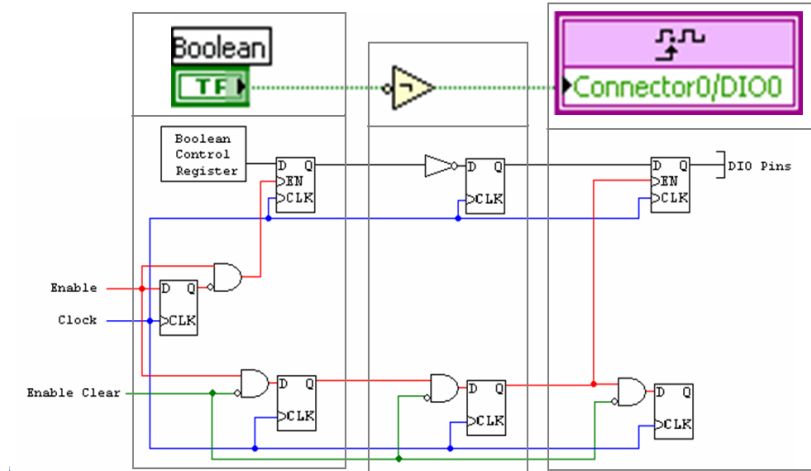


Figura 7.4: Elementos de los bloques de LabVIEW en un FPGA.

el algoritmo implementado. En la figura 7.5 se muestra un ejemplo de como al utilizar el SCTL se crea solo los elementos necesarios y realmente los elementos que se indicaron, tal cual hubiera sido definido en un lenguaje común para FPGA como VHDL.

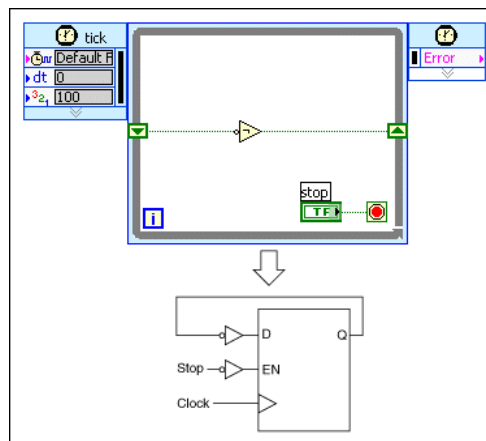


Figura 7.5: Hardware que crea el SCTL en el FPGA.

En el programa desarrollado se desarrollaron muchas subrutinas en LabVIEW y una estrategia importante para que los subVIs que se realicen se ejecuten verdaderamente en paralelo es que se les habilite la opción de que sean código reentrante. Esto significa que puedan ejecutarse concurrentemente y que no tengan recursos en común. De esta forma al utilizar dos bloques de un mismo subVI cada uno tendrá sus propios recursos y se garantiza una verdadera ejecución en paralelo. De otra forma el compilador puede tomar la decisión de compartir el subVI, o sea simplemente crear una sola unidad de ese código y que si dos partes del algoritmo usan la rutina, primero atiende

a una llamada de la rutina y después a otra. En la figura 7.6 se puede observar como se habilita el código reentrante para lograr ejecución en paralelo de subrutinas.

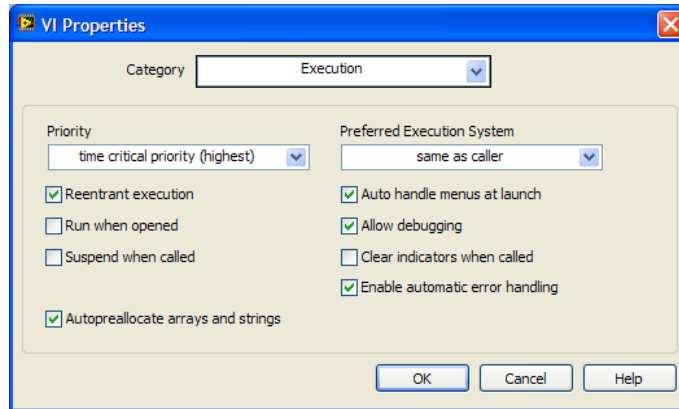


Figura 7.6: Habilitación para subrutinas reentrantes.

Otra estrategia de optimización importante es el uso de pipeline, la cual consiste en que un algoritmo con una serie de operaciones se divida en un cierto número de ellas que se ejecuten paralelamente. En la figura 7.7 se muestra un ejemplo de como implementar pipeline en el FPGA donde tres partes de un algoritmo se pueden ejecutar paralelamente. En esta tesis se llego a probar ésta técnica y se lograba que un algoritmo muy largo de 3 ciclos de duración por ejemplo este dando un resultado cada ciclo. Pero en la implementación final se decidió no utilizar el pipeline debido a que al final se simplificó el algoritmo de manera que no era necesaria esta técnica, pero podría utilizarse para alguna implementación del algún control por ejemplo. Con un pipeline bien diseñado es posible tener un control que este respondiendo a la frecuencia de muestreo utilizada.

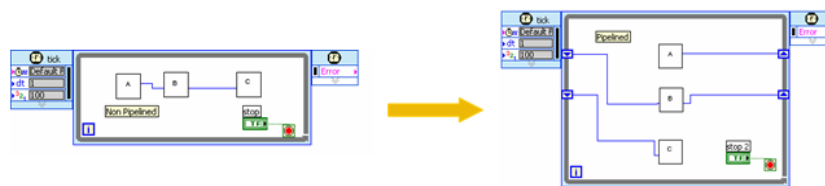


Figura 7.7: Ejemplo de implementación de pipeline

En el diseño de la implementación de este proyecto se llego a probar esta estrategia, pero no es recomendable si el algoritmo dura mucho menos tiempo que el tiempo de muestreo. En el caso de tener un muestreo más rápido que el algoritmo si es recomendable hacer pipeline o en caso de que el algoritmo no se cumpla en un ciclo del programa utilizado.

### 7.3.2. Manejo de decimales en FPGA

En las librerías de LabVIEW 8.0 para FPGA no se cuenta con tipos de dato de punto flotante, y esto es pensando en que el FPGA para LabVIEW no se desarrollen cálculos muy elaborados. A pesar de esto, es posible manejar una cierta precisión decimal haciendo escalamiento de las cantidades. Esto se implementa al utilizar los datos multiplicados por alguna escala y después divididos por ese mismo valor. Así que en esta implementación en el FPGA se manejarán datos multiplicados por algún valor y en el microprocesador se dividirán entre ese mismo valor.

Para utilizar esta estrategia eficientemente hay que saber que al usar una división en el FPGA se pierde precisión y el uso de la división implica más tiempo de procesamiento así como utilizar más espacio en el FPGA. Por lo tanto la operación recomendable para escalar es el corrimiento, o lo que es lo mismo multiplicaciones en múltiplos de 2. El corrimiento aritmético es una operación que puede servir para realizar multiplicaciones y divisiones en múltiplos de 2, y trae como ventaja el ser una operación más sencilla en hardware que una multiplicación y una división, aparte que en el FPGA es una operación más rápida y que ocupa mucho menos espacio. En la figura 7.8 se muestra el corrimiento aritmético donde en  $n$  se establece el número de corrimientos, donde es a la derecha si  $n$  es positivo y a la izquierda si  $n$  es negativo.

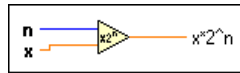


Figura 7.8: Corrimiento aritmético en el FPGA

Para la implementación del escalamiento se tuvo que definir el número de cifras significativas y establecer un factor de escalamiento que sea múltiplo de 2 y que aumente el número de decimales buscados. Después para obtener el valor real hay que dividir entre el factor de escalamiento, pero este proceso se realizará en el microprocesador. Por ejemplo si se requería obtener un valor con 3 cifras significativas es suficiente el pensar que esas cantidades están escaladas por un factor de 1024 que es un múltiplo de 2, así por ejemplo un valor de 512 significa 0.5 ya al convertirlo a su valor real.

A la hora de hacer escalamiento se tiene el problema de que las cantidades calculadas pueden seguir creciendo debido a las multiplicaciones del mismo algoritmo y sobrepasar el valor máximo del tipo de dato usado. En caso de suceder esta situación, lo más indicado es hacer corrimientos hacia la izquierda, o sea dividir entre 2 para reducir el tamaño del dato y de la cantidad, se perderá la precisión ganada más no los resultados correctos. Por ejemplo tomando un caso donde se usa una escala de 1024 para voltaje y corriente y se tiene una corriente de 512 y un voltaje de 4096 al multiplicarlos se obtiene 2097152 donde si por ejemplo se tuviera un tipo de dato de 16 bits sin signo se hubiera superado su capacidad máxima que es 65536 por lo tanto convendría hacer divisiones entre 2 antes de hacer la multiplicación para que no se sobrepase el valor máximo del tipo de dato.

### 7.3.3. Compilación y simulación

A la hora de desarrollar un programa de gran tamaño en el FPGA el código de LabVIEW pasa por un intérprete para generar archivos en VHDL para que estos se compilen y lleguen al FPGA. Este compilador tiene una gran cantidad de optimizaciones y simplificaciones que hacer, ya que como se menciona LabVIEW normalmente agrega lógica extra al bloque que se utilice. A la hora de que el programa del FPGA crece en tamaño, el tiempo de compilación crece demasiado como para desperdiciar ese tiempo esperando la compilación, es por esto que la mejor opción es desarrollar un simulador, para no estar perdiendo el tiempo en compilaciones que pueden resultar erróneas. Esto es relativamente sencillo en LabVIEW pues simplemente hay que utilizar el mismo VI y ejecutarlo en modo de computadora para establecer las entradas como las requeridas en vez de por ejemplo entradas análogas de los módulos del FPGA.

Una vez que la simulación funcione correctamente hay que proceder a la compilación. A la hora de compilar pueden surgir varios problemas, el más común es un problema debido a tiempos del algoritmo. Este problema puede ser debido a que el camino más largo de un cálculo no se puede cumplir en el tiempo de un ciclo, para esto se pueden utilizar estrategias como el pipeline, el uso de SCTL con frecuencias de reloj más bajas o reducir el algoritmo implementado.

Otro problema de compilación que puede surgir es debido al uso excesivo de recursos, por ejemplo de compuertas lógicas en general o de un elemento es específico como los multiplicadores en hardware que contiene el FPGA. Para solucionar este problema se tiene que buscar reducir el algoritmo primeramente. Si esta opción no es posible hay que sacrificar velocidad y tamaño del algoritmo, por ejemplo crear unidades o bloques que se compartan para cálculos, por ejemplo 3 cálculos diferentes comparten su lógica y no se ejecutan al mismo tiempo, ahí se pierde la ventaja de ser verdaderamente paralelo pero se gana espacio en el FPGA.

En la implementación realizada en el FPGA se presentaron estos problemas de ahí que se quiera dejar asentado algunas de las soluciones que se pueden utilizar y sobretodo hacer por simulación hasta donde sea posible las pruebas de los algoritmos ya que el programa completo implementado en el FPGA para esta tesis por ejemplo tarda cerca de 35 minutos para sintetizar y el corregir errores en el FPGA cuesta esperar cerca de media hora para realizar otro prueba.

## Capítulo 8

# Programación del Microprocesador

Como ya se describió el microprocesador tiene finalidad de ser un enlace de datos entre el FPGA y una computadora que se conecta por medio de una red. Esto implica el estar realizando varias tareas que tienen ver con la comunicación del FPGA en cuanto a datos y comandos, así como la comunicación por red con la computadora. A continuación se puede observar en la figura 8.1 el esquema general del programa que se ejecuta en el microprocesador y después se presentará como se va programando las secciones más importantes en LabVIEW.

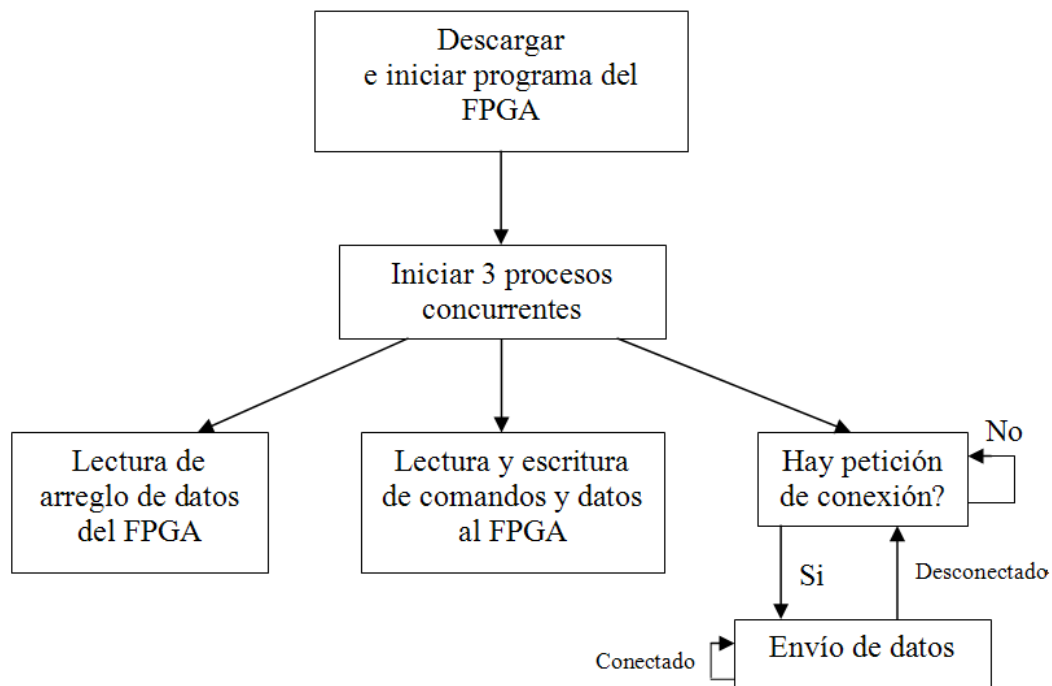


Figura 8.1: Esquema general de las tareas realizadas por el microprocesador.

El microprocesador con el que cuenta el compactRIO, cuenta con un sistema operativo en tiempo con el cual es posible tener ejecutando varios procesos concurrentes, o sea una ejecución en paralelo que realmente es dar el uso del microprocesador por cierto tiempo a cada proceso pero dando la apariencia que se ejecutan al mismo tiempo.

Además es posible establecer las prioridades para que de esta manera no interrumpir procesos más importantes y así marcar el grado de importancia de procesos que son más críticos que otros. En el programa que se ejecuta en el microprocesador se ejecutan principalmente 3 tareas, una es el leer arreglos de datos del buffer del FPGA y hacer el escalamiento calculado, otro proceso es el enviar y recibir comandos del FPGA que puede verse como parámetros de configuración entre el FPGA y el microprocesador para ajustar el modelo dinámico del motor una tercer tarea en es conectarse y enviar información por red de los datos adquiridos.

## 8.1. Acceso al FPGA

A la hora iniciar el programa del microprocesador se debe de inicializar el FPGA con un programa, y asegurarse que este se haya descargado se este ejecutando correctamente. Para validar este caso al inicio hay una sección del programa donde esperar que el FPGA entregue los datos de calibración de la parte de adquisición y de esta manera asegurar que el programa del FPGA se haya descargado y se este ejecutando correctamente. Para esto en LabVIEW hay un tipo de bloque especial para realizar el acceso al FPGA. El bloque de abrir referencia hacia el FPGA como el que se muestran en la figura 8.2 es el encargado de que el microprocesador indicarle al microprocesador que tiene un dispositivo conectado y que este es un FPGA al cual le tiene que descargar e iniciar el programa del FPGA.

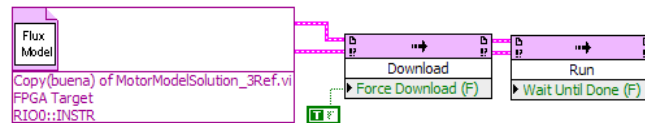


Figura 8.2: Forma de abrir referencia del FPGA en el microprocesador en LabView.

## 8.2. Comandos al FPGA

Dentro de los comandos que el microprocesador puede establecer con el FPGA para intercambiar información están los comandos de lectura y/o escritura de datos, el comando de acceso al buffer DMA y el comando para cerrar la referencia hacia el FPGA cuando el programa del microprocesador termina. En el programa implementado se utilizan muchos comandos y datos hacia el FPGA, y la mayoría son para el ajuste de escalamientos, para parámetros del motor, para indicar en que sistema de referencia debe de estar las variables requeridas, para leer valores de par, velocidad, vectores, etc. A continuación se muestra en la figura 8.3 como se leer o escribe a un control o indicador

del FPGA y de esta forma se realiza el mismo procedimiento para cada parámetro del que se requiera tener control desde el microprocesador.

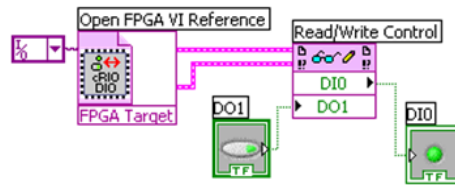


Figura 8.3: Forma de leer y escribir comandos y datos del FPGA en LabView.

Una ventaja muy importante en el compactRIO es un tipo de buffer entre el microprocesador y el FPGA el cuál se utilizó para tener una mejor eficiencia en el manejo de datos. En la figura 8.4 se puede observar este tipo especial de buffer conocido como Direct Memory Access (DMA) donde se da a entender lo que representa el DMA y como permite obtener un arreglo de datos de forma directa desde el FPGA hasta el microprocesador utilizando sus propios recursos de hardware. El DMA es como un buffer para no perder datos, siempre y cuando exista una buena sincronización en los tiempos y número de datos leídos entre el FPGA y el microprocesador. Se pueden ver en la parte de arriba de la figura 8.4 en bloque de LabVIEW que se utiliza para mandar datos por el DMA y en la parte de abajo el bloque se utiliza en el microprocesador para leer los datos del DMA. Al utilizar el DMA se permite que el acceso de datos sea independiente del acceso de parámetros del FPGA ya que cada uno cuenta con sus propios recursos en hardware.

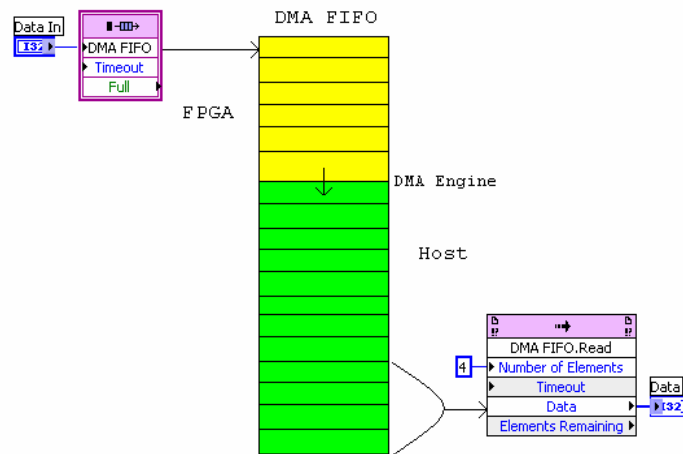


Figura 8.4: Acceso Directo a Memoria entre FPGA y microprocesador.



### 8.3. Parámetros básicos del Microprocesador

El programa del microprocesador no es un programa diseñado para fines gráficos pero si es un programa que intercambia información con el FPGA, para lo cual tiene que enviarle comandos como por ejemplo uno comando que establezca en que marco de referencia debe de resolverse el modelo dinámico del motor, la velocidad en flecha, valores de atenuación de los canales, etc. Esto es debido a que la única manera de mandar alguna información al FPGA es por medio del microprocesador en esta arquitectura desarrollada.

Los parámetros a configurar al microprocesador en su mayoría son los comandos de lectura y escritura que se realizan al FPGA, hay otros para uso propio del microprocesador o para la conexión por red, como se puede observar en la figura 8.5 donde se muestra un ejemplo de algunos espacios para ingresar valores de configuración para el microprocesador, donde por ejemplo se puede observar los más importantes parámetros para el FPGA en las secciones de FPGA DAQ, FPGA adjust, Rotor adjust, Motor Parameters, Error y Attenuation. De los cuales muchos son parámetros fijos para las condiciones en las que se ha probado este sistema como por ejemplo los de la sección FPGA adjust, Rotor adjust, Motor Parameters y parte de FPGA DAQ, otros son parámetros que pueden cambiar según las necesidades del usuario como es el caso de algunos en FPGA DAQ como por ejemplo el parámetro Reference frame que sirve para indicarle al microprocesador en que marco de referencia se desea resolver el modelo del motor o el parámetro Wmotor que es para indicar la velocidad en flecha del motor ya que no se cuenta con un tacómetro o encoder conectado al sistema, también esta el parámetro Scan rate us para especificar otro tiempo de muestreo. Otras secciones sirven por ejemplo para ajustar las escalas de los valores calculados en el FPGA como en la sección de Micro adjust en la cual se especifica al microprocesador el escalamiento de los datos que utilizó el FPGA para sus cálculos en cada tipo de variable.

Los parámetros que pueden ser muy útiles cuando se encuentra con una señal con mucho ruido son los del apartado de Error, y son los que lleva por nombre offset  $a$ , offset  $b$ . crossValue  $a$  y crossValue  $b$ . Estos parámetros sirven para modificar el nivel del cruce por cero que utilizar el algoritmo del FPGA para corregir el error de la integral en cada ciclo y también para medir la frecuencia de la señal, normalmente los parámetros que se tienen que ajustar son los offset  $a$  y offset  $b$ . Para ambos parámetros si dice  $a$  es para la componente alfa y el  $b$  para la componente beta. Para ajustar los parámetros offset manualmente se recomienda empezar por el valor más negativo posible e ir disminuyéndolo. El crossValue se utiliza cuando el parámetro de offset no es suficiente para sincronizar mejor la medición de frecuencia del FPGA.

### 8.4. Procesos concurrentes

A la hora de hacer una programación en LabVIEW para un proyecto de tipo Real Time Target, como se le llama en LabVIEW, es posible la programación de pro-



Figura 8.5: Ejemplo de algunos parámetros básicos del microprocesador.

cesos concurrentes gracias a que el microprocesador cuenta con un sistema operativo para tiempo real para realizar la administración de los procesos a realizar. Para una buena administración de procesos por parte del microprocesador hay que configurar adecuadamente el como asignar las prioridades, como por ejemplo al determinar si hay o no procesos que no deben de ser interrumpidos a la hora de repartirse el tiempo del microprocesador.

En la figura 8.6 se muestran las configuraciones de dos procesos con los que cuenta el programa del microprocesador, donde se puede observar que se decidió la prioridad de estos procesos en base a la importancia que tenían, por ejemplo es más crítico la comunicación de datos con el FPGA que el envío de datos por red. Para esto se utilizan los Single Cycle Timed Loop y se modifican las opciones de prioridad en cuanto al porcentaje donde un más alto porcentaje significa más prioridad.

También hay que tener en cuenta que puede haber ciertos procesos que no deben de ser interrumpidos, por ejemplo un proceso que lee un conjunto de datos adquiridos del FPGA, ya que al interrumpir éste proceso se puede perder la sincronización de datos. En este caso una forma de asegurar que un proceso no se interrumpa es que ese proceso en especial se realice en un ciclo con una prioridad más alta que los demás procesos.

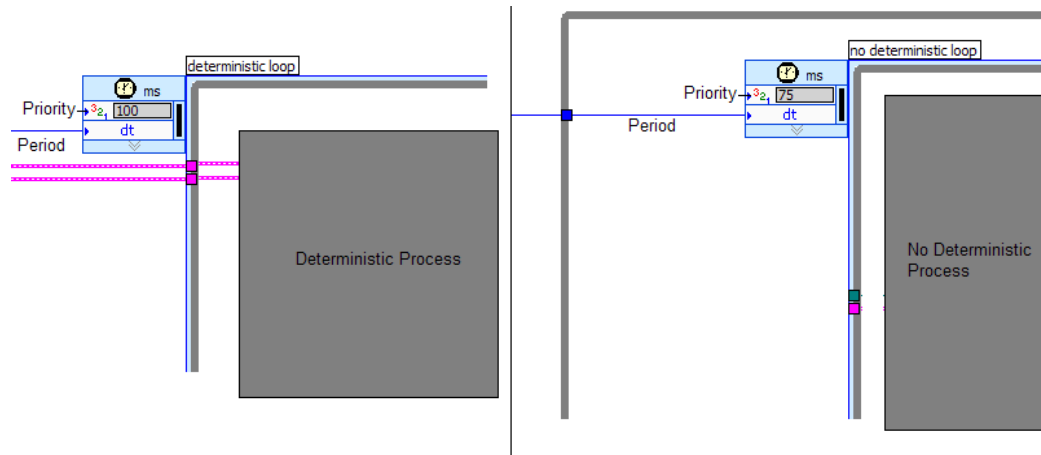


Figura 8.6: Configuración de prioridades de dos procesos concurrentes. Un proceso con 100 % tiene más prioridad que uno de 75 %.

## 8.5. Envío de datos por red

Una vez que el microprocesador hizo la lectura de los datos del FPGA, ya están listos para enviarlos por red, y en cuanto el microprocesador detecte que un cliente realiza una conexión los envía. Esto se puede observar en la figura 8.7 donde se muestra la parte de código para establecer una conexión y la parte de envío de datos por una conexión TCP/IP. Para el envío de datos hay que mencionar que la mejor opción, y que da mejores resultados en cuanto a menor tiempo de envío de datos es la conexión por TCP/IP, ya que al probar la conexión con otro tipo de protocolos se obtiene una transmisión de datos más lenta. En la figura 8.7 se muestran las dos principales acciones, escuchar por una conexión y enviar datos.

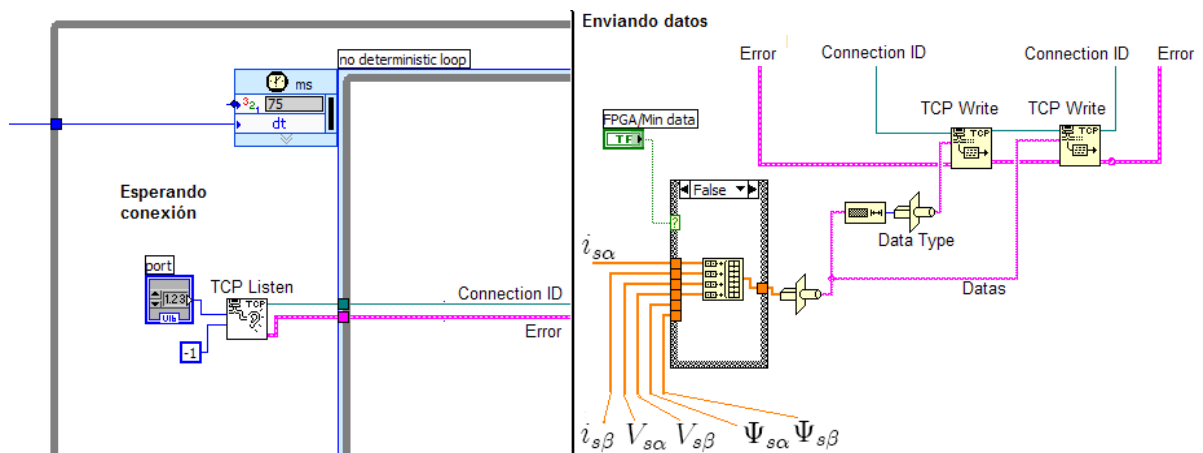


Figura 8.7: Bloques principales para el envío de datos por parte del microprocesador

## Capítulo 9

# Programación en la Computadora

El tercer elemento de procesamiento como se había descrito en la arquitectura de este sistema es la computadora, en ésta debe haber un programa desarrollado en LabVIEW que desplegará resultados en forma gráfica de:

- Componentes alfa y beta de corriente, voltaje y flujo en estator en el tiempo.
- Señales trifásicas de voltaje y corriente en el tiempo.
- Par desarrollado en el tiempo.
- Espectro de frecuencia de las componentes de voltaje y corriente.
- Representación de la transformación vectorial.
- Representación de los sistemas de ejes de referencia.
- Los vectores de flujo, corriente y voltaje en estator y rotor en espacio vectorial:
  - En el sistema de referencia fijo al estator.
  - En el sistema de referencia fijo al campo.
  - En el sistema de referencia fijo al rotor.

El algoritmo general del programa se describe a continuación en la figura 9.1. Como se puede observar se tienen diferentes fuentes de datos para desplegar 9 diferentes gráficas. Básicamente se cuenta con datos para simulación con señales senoidales perfectas y datos de la adquisición que se realiza del motor. Las gráficas que se muestran tienen el propósito de permitir realizar un análisis más a fondo del modelo dinámico del motor y de la transformación vectorial.

El programa tiene que conectarse al microprocesador que esta en el CompactRIO, recibir el mínimo de variables para realizar los cálculos correspondientes y desplegar las gráficas requeridas. También este programa puede servir a la vez como un simulador pues tiene la opción de crear señales de alimentación senoidal de corriente y voltaje, así como establecer un ángulo de desfase entre voltaje y corriente. Hay un tercera opción que solo se utiliza para pruebas del FPGA e implica modificar un poco el programa, para hacer esto hay que mandar los datos que calcula el FPGA para verificar su correcto funcionamiento.

### 9.1. Recepción de datos por red

La recepción de datos por red del programa se efectúa por medio del protocolo TCP/IP. El programan en la computadora se conecta a la dirección IP del microproce-

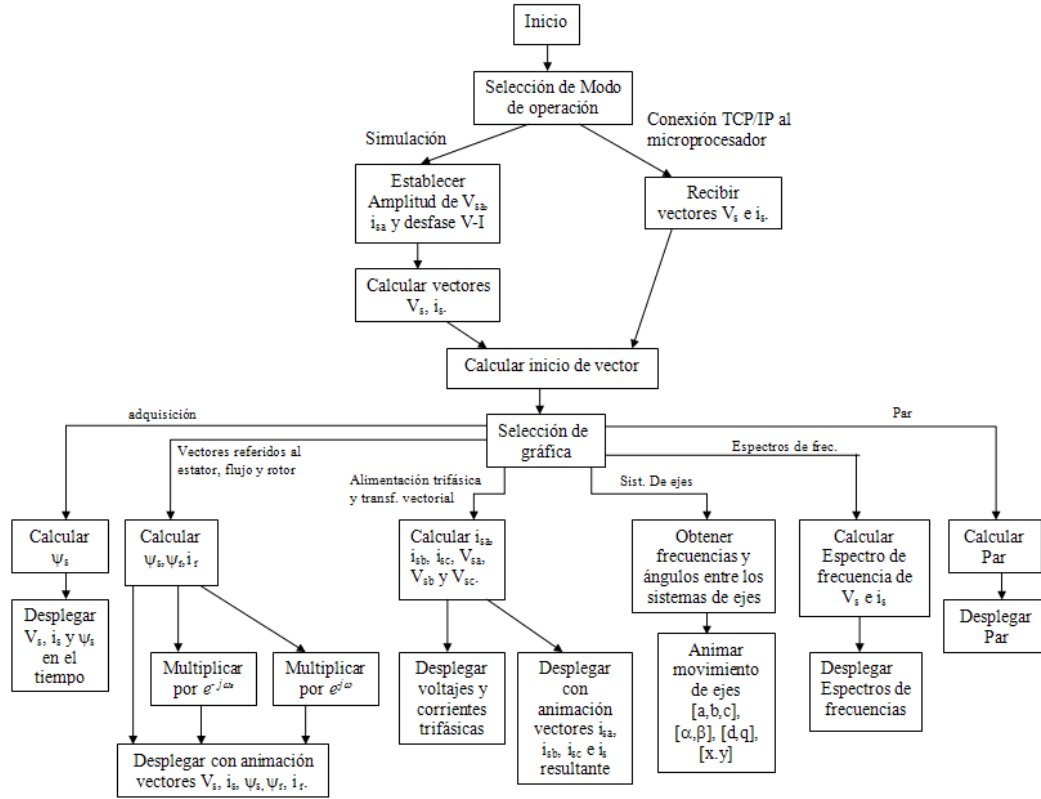


Figura 9.1: Algoritmo general del programa ejecutado en el una computadora cliente.

sador y recibe los datos. El microprocesador manda el mínimo número de datos para poder realizar transmisión de datos más rápidas, estos datos son las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  de corriente y voltaje en el estator. Para efecto de pruebas del FPGA, se puede modificar el programa para que mande los demás datos que calcula el FPGA.

## 9.2. Simulación

En la creación de datos para hacer una simulación ideal, no es necesaria la conexión por red. Simplemente se generan las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  de voltaje y corriente en el estator y se calcula el flujo del estator y con estos datos es posible calcular todas las demás variables que se tienen que desplegar. En la interfaz gráfica de LabVIEW existen controles donde se indica la amplitud de la corriente, la amplitud del voltaje, la fase de la corriente y la frecuencia de las señales senoidales a simular. Esta parte de la interfaz se muestra en la figura 9.2. Esta etapa de simulación es muy importante porque con esta etapa es posible verificar si los cálculos realizados por el programa son correctos antes de probar con todo el sistema completo.

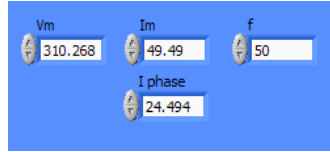


Figura 9.2: Controles para ingresar datos de simulación.

### 9.3. Sincronización de inicio de vector

Una vez que los datos son recibidos cualquiera que sea la fuente de éstos se tiene que realizar una sincronización de las señales para indicar a cuantos grados se sincroniza el vector de flujo. Para esto se utiliza como referencia la transición positiva de la componente  $\alpha$  de flujo del estator. La interfaz tiene una opción que permite indicar el ángulo de inicio del vector de flujo tomando en cuenta que la transformación vectorial se definió en base a funciones cosenoidales, el vector iniciará cero grados del sistema seleccionado, si por ejemplo los ejes  $\alpha$  y  $a$  están alineados. Para hacer esta sincronización simplemente se traslada la posición en el tiempo según el ángulo indicado, con la medición previa del periodo de la señal.

El algoritmo del programa tiene que encontrar en que punto de el flujo  $\Psi_\alpha$  sucede la transición positiva y también obtener el periodo de la señal, para calcular el ángulo de inicio del vector sabiendo que en la transición positiva el vector inicia a  $-90^\circ$ , de ahí se calcula la relación de grados a tiempo de la señal y se suma el desplazamiento de tiempo equivalente a  $-90^\circ$ . De esta forma las gráficas de vectoriales y de señales en el tiempo inician sus señales con el mismo número de grados que se indica. Se eligió el vector de flujo para ser la referencia de sincronización debido a que es una señal que presenta menos ruido y esto permite encontrar la sincronización del cruce por cero sin tantas complicaciones

### 9.4. Graficas de señales en el tiempo

La generación de las gráficas en el tiempo son relativamente sencillas de implementar en LabVIEW, es simplemente aplicar la formula y utilizar adecuadamente los bloque de LabVIEW para desplegar un arreglo de datos en las gráficas.

Por ejemplo para el caso de las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  simplemente se despliegan las señales en el tiempo sin normalización, ya que el microprocesador envía los vectores normalizadas y hay que desnormalizarlos, para lo cual en estas gráficas la única operación involucrada es una multiplicación y los bloques de LabVIEW que facilitan el despliegue de datos. En el caso de las señales trifásicas de voltaje y corriente en el tiempo hay que utilizar las ecuaciones 2.20, 2.21 y 2.22 para calcular a partir de las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  las señales de las fases a, b y c. Así también en el caso del par desarrollado en el tiempo, simplemente se aplica alguna de las formulas de par 3.17, 3.18, 3.19, 3.16

debido a que el programa tiene la opción de obtener el par con 4 diferentes ecuaciones de par según lo seleccione el usuario.

## 9.5. Animación vectorial.

Las gráficas que sirven para representación en el espacio vectorial involucran utilizar graficas de tipo XY e implementar con líneas los vectores que se requieran desplegar para animar el movimiento de éstos con algún retardo en tiempo proporcional con su tiempo real para alcanzar a visualizar el movimiento de los vectores.

Para la programación del movimiento de los vectores, se realiza la gráfica de una línea que tiene un punto en coordenadas 0,0 y el otro punto tiene como coordenadas la parte real e imaginaria del vector. Si se desea dibujar la trayectoria del vector lo que se dibuja en la gráfica del tipo XY es la parte real e imaginaria como coordenadas  $x$  y  $y$  de la gráfica XY respectivamente. Para dibujar el sistema de ejes simplemente se selecciona una longitud del eje según se necesite y se dibujan líneas de los ejes, por ejemplo para un sistema de ejes trifásico de amplitud 1, en secuencia positiva y el eje  $a$  en cero grados, se pueden visualizar como tres números complejos desde su forma polar, donde todos tienen magnitud, pero cada uno tiene 0, 120 y 240 grados; después estos se puede pasar a su forma rectangular donde para graficar los ejes cada par de puntos debe de dibujar una línea con un punto en la coordenada 0,0 y otro punto en la coordenada rectangular que corresponda a los valores antes mencionados.

A continuación se explican los principales tipos de gráficas vectoriales:

### 9.5.1. Representación en el espacio de la transformación vectorial.

Esta gráfica es un intento de representa la transformación vectorial en base a la alimentación trifásica de la que proviene. Esta gráfica surge de la idea de representar la ecuación 2.4, en la cual la señal de cada fase de la alimentación se desfase 120 grados en el espacio dando como resultado un vector en cada fase o sea se tiene un vector de la fase  $a$  a 0 grados en el espacio, un vector de la fase  $b$  a 120 grados en el espacio y un vector en la fase  $c$  a 240 grados en el espacio en la máquina eléctrica. Al sumar los efectos de las fases se obtiene un vector resultante con el cual se representa un sistema trifásico en una sola variable vectorial. Las figura 9.3 y 9.4 se muestra el estado de la transformación vectorial en 2 diferentes instantes de tiempo se puede observar como en la figura 9.3 la señal de la fase  $a$  esta sobrepuesta al vector resultante pero con una amplitud mayor del vector resultante, en cambio en la figura 9.4 si es posible visualizar las tres fases y como cuando sus señales están en otro instante de tiempo tienen una magnitud diferente pero prevalecen orientados en relación con el desfase especial de 120 grados en cada fase lo cual es debido a la máquina eléctrica.

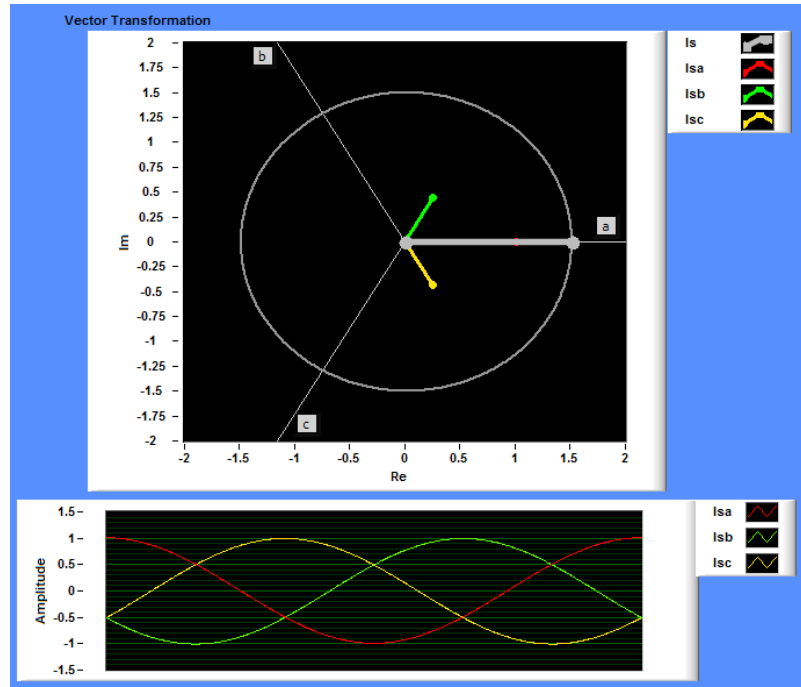


Figura 9.3: Transformación vectorial con vector resultante en cero grados.

### 9.5.2. Representación de los sistemas de ejes de referencia.

Esta gráfica es una representación de los ejes de los tres sistemas de referencia utilizados, y el sistema de ejes trifásico. El propósito de esta gráfica es para ver el comportamiento de los sistemas de ejes utilizados. Aquí se tiene la opción de indicar las frecuencias a las que giran los sistemas de ejes que tienen como referencia el campo y el rotor para así observar como se comportan los diferentes sistemas de referencia. Además se puede ver como influye la alineación de los ejes con respecto a otro sistema de referencia ya que el programa en la computadora cuenta con la opción de indicar el ángulo entre el sistema de referencia y una referencia de cero grados en el plano complejo. Con esta representación de los sistemas de ejes es posible observar como se encuentran los ejes en un tiempo cero y cuando están en movimiento como por ejemplo en la figura 9.5 se puede observar el estado de los ejes en determinadas condiciones y también cuando se encuentran en movimiento y ha transcurrido cierto tiempo en la figura 9.6.

### 9.5.3. Los vectores de flujo, corriente y voltaje en estator y rotor en el espacio vectorial en:

Para el despliegue de las gráficas de los vectores en los diferentes sistemas, se hacen operaciones similares, simplemente cambia la velocidad con la que se mueven los vectores y esto es debido al marco de referencia en el que se requiera desplegar.



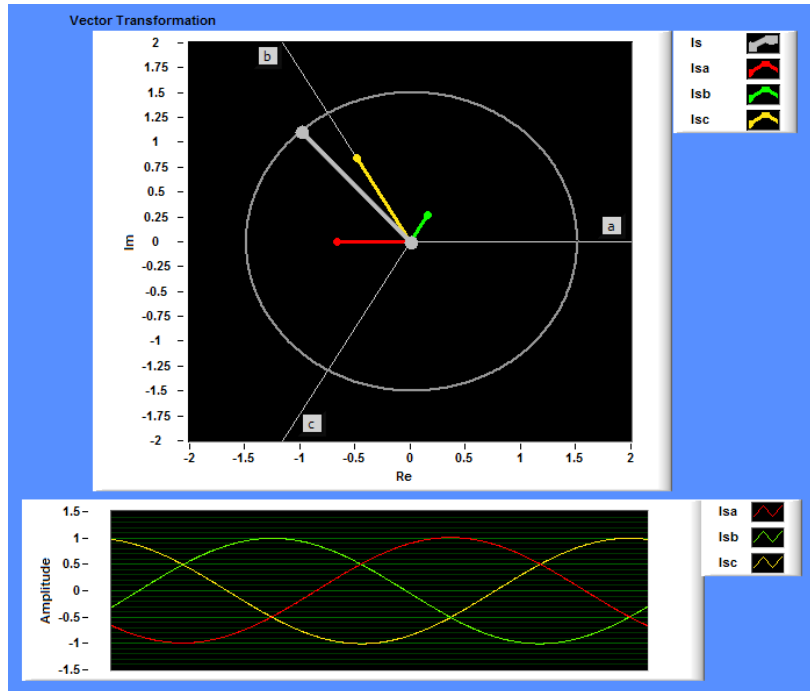


Figura 9.4: Transformación vectorial con vector resultante en otra posición.

Simplemente como se analizó en el capítulo 2 y 3 para cambiar de un sistema de referencia fijo a uno en movimiento hay que multiplicar por  $e^{-j\omega_s}$  para cambiar a un marco de referencia fijo al campo y por  $e^{-j\omega}$  para un marco de referencia fijo al rotor. A continuación se explica y muestra como se debe de ver las gráficas en cada sistema de referencia.

### El sistema de referencia fijo al estator.

En éste sistema de referencia se debe de observar como todos los vectores van girando a una frecuencia  $\omega_s$ , como se muestra en la figura 9.7 para cierto tiempo se tiene un sistema de ejes  $\alpha$  y  $\beta$ , cada vector se representa con un color y una línea recta más gruesa y con una línea más delgada la trayectoria del vector. También hay que mencionar que en la figura se muestra como se observan las gráficas para un caso ideal de señales senoidales. Aquí se puede observar como el vector de voltaje tiene sus propias escalas, los vectores de corriente tanto para el rotor como para el estator tiene como referencia la misma escala y los dos vectores de flujo también tienen una escala propia para los flujos.

### El sistema de referencia fijo al campo.

En este sistema de referencia el movimiento de los vectores es nulo en estado estable, esto es debido a que el sistema de ejes  $d-q$  gira a la velocidad del flujo. Como se puede observar en la figura 9.8 estos vectores no presentan la misma trayectoria en

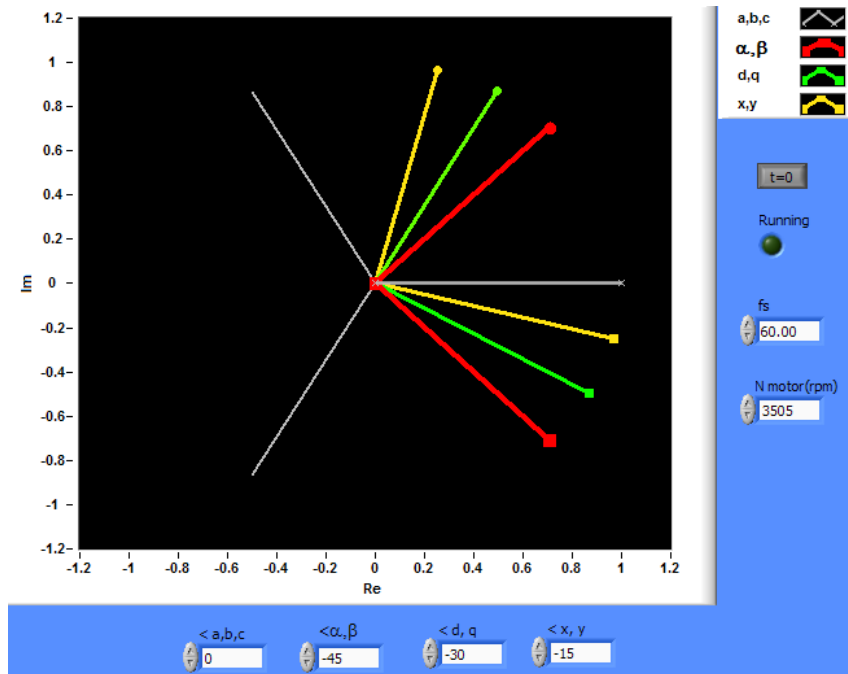


Figura 9.5: Sistema de ejes de referencia en un instante de tiempo 0 y ejes en diferentes posiciones.

esta caso donde las entradas son señales senoidales y en estado estable. En esta gráfica se puede observar también como cada tipo de variable tiene su propia escala.

### El sistema de referencia fijo al rotor.

En este sistema de referencia se debe de observar como los vector se deben de mover a una frecuencia  $\omega_r$  en el sistema de ejes  $x-y$ . En la figura 9.9 se puede observar estos vectores en el caso de tener señales senoidales de alimentación en el motor. También para este sistema de referencia hay un campo de la interfaz para indicar el valor de la velocidad del motor en radianes por segundos y que cada tipo de variable como el voltaje, corriente y flujo tiene su propia escala para poder observar todos los vectores juntos y observar de mejor forma el desfase entre vectores y la relación entre las trayectorias.

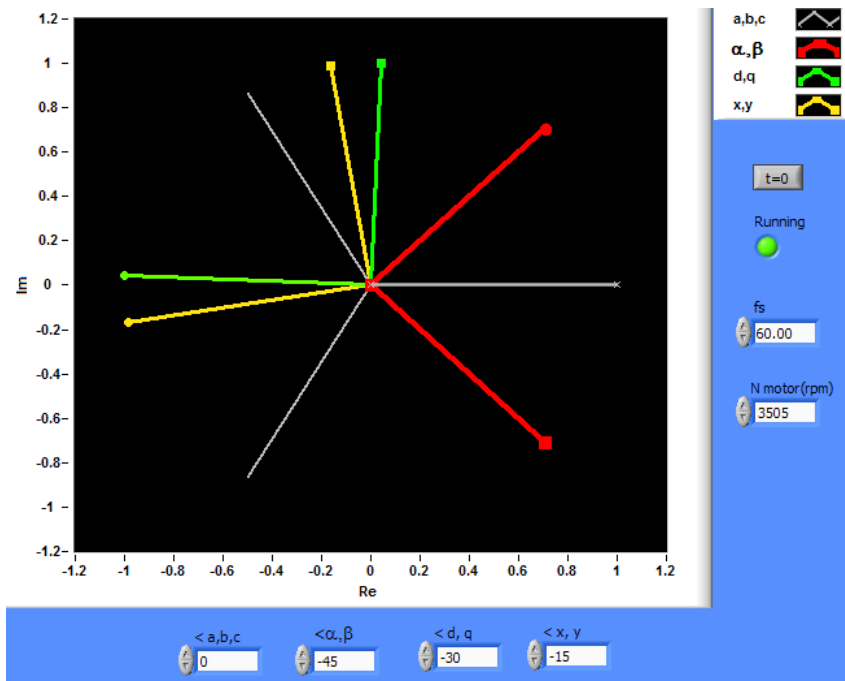


Figura 9.6: Sistema de ejes de referencia después de transcurrido un cierto tiempo.

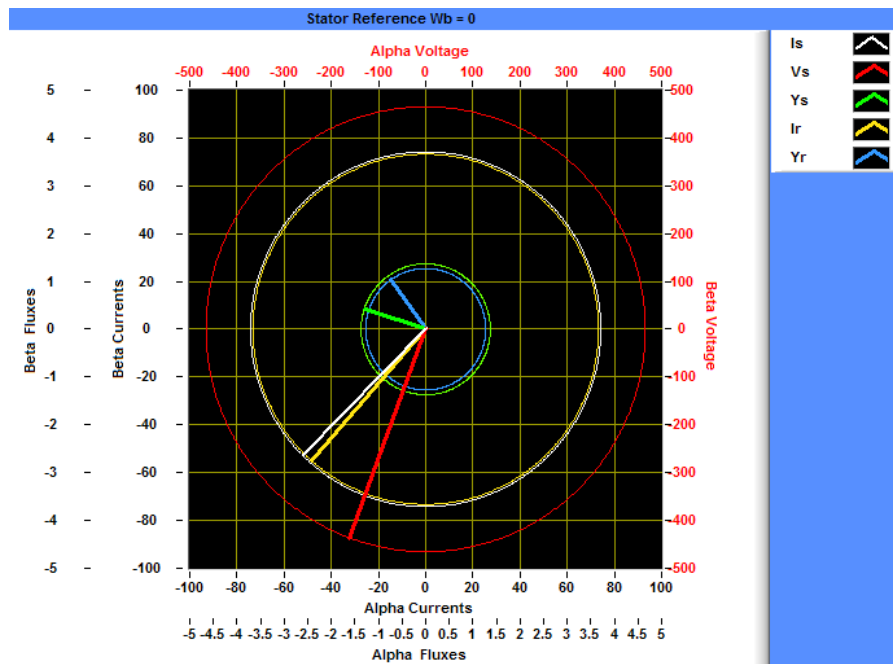


Figura 9.7: Despliegue del sistema de referencia al estator.

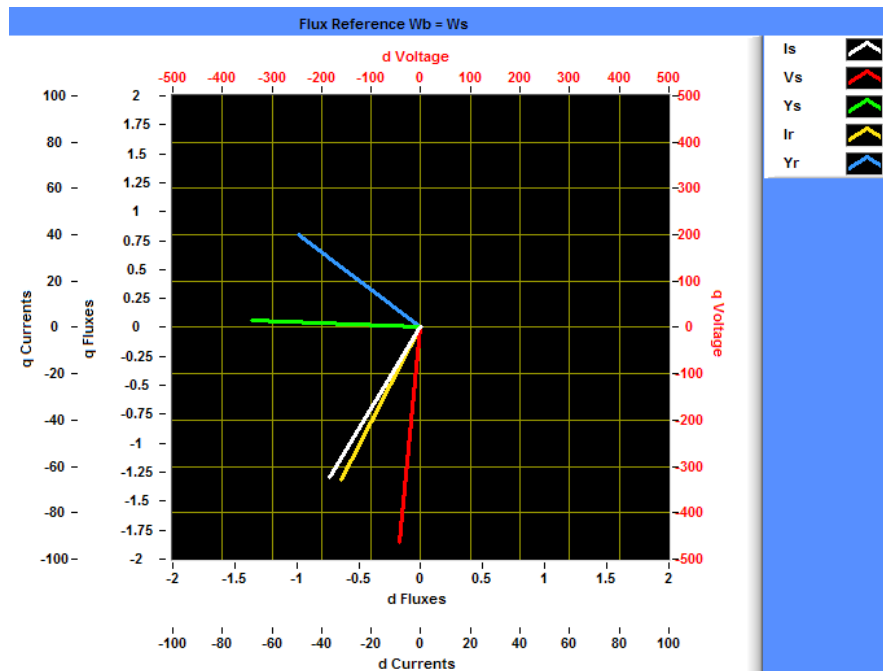


Figura 9.8: Despliegue del sistema de referencia fijo al campo.

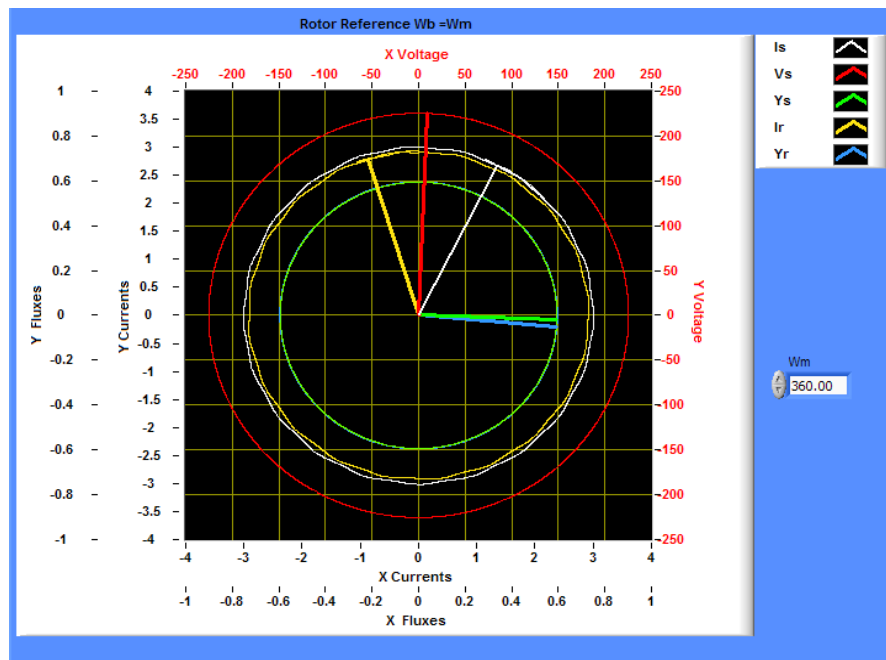


Figura 9.9: Despliegue del sistema de referencia fijo al rotor

## Capítulo 10

### Pruebas y resultados

El sistema para el análisis del modelo dinámico del motor se puso a prueba con 4 diferentes tipos de señales de entrada, básicamente fueron dos pruebas con señales de entrada directamente del generador a la tarjeta de adquisición que esta conecta a todo el sistema y dos pruebas con señales de entrada más reales con todo el sistema incluyendo los sensores, un motor y en casos de PWM distintos. Además antes de realizar estas pruebas, primeramente el programa desarrollado en la computadora se verificó con la parte de simulación del mismo programa, haciendo una prueba con los datos de un modelo de un motor y estableciendo las condiciones nominales del motor para que se obtuvieran los valores nominales.

Las pruebas realizadas fueron con 4 diferentes entradas al sistema de adquisición:

- Señales senoidales de un generador de funciones.
- Señales de un PWM de pulso simple de un generador
- Señales de un PWM de pulso simple de un inversor de voltaje alimentando un motor.
- Señales de un PWM senoidal de un variador de frecuencia alimentando un motor.

Para cada prueba se obtuvieron resultados de los cálculos realizados en la computadora y los cálculos realizados en el FPGA a modo de comparación y verificación de resultados.

Los datos del motor utilizados para todos los casos de prueba son los siguientes:

Motor marca Silniki Elektryczne ABRA-G modelo KMR 160 M2

$P_n = 18,5 \text{ KW}$ ,  $T_n = 60,5 \text{ Nm}$ ,  $I_n = 35/20,2 \text{ A}$ ,  $V_n = 380/660 \text{ V } (\Delta/Y)$ ,  
 $N_n = 2920 \text{ min}^{-1}$ ,  $J_M = 0,0675 \text{ Nms}^2$ ,  $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ,  $\cos \varphi_n = 0,91$ ,  $R_s = 0,525 \Omega$ ,  
 $R_r = 0,5262\Omega$ ,  $L_{lr} = 6,968 \text{ mH}$ ,  $L_{ls} = 4,291 \text{ mH}$  y  $L_\mu = 266,9 \text{ mH}$ .

#### 10.1. Señales senoidales de un generador de funciones

En esta prueba se configuró el generador para simular señales senoidales de un motor a un voltaje de 145 V de amplitud y con una corriente de 2 A de amplitud con un desfase aproximado de 68° entre voltaje y corriente, a una frecuencia de 60 Hz. Esta prueba se efectuó para cálculos en la computadora y en el FPGA. Se utilizaron señales

senoidales como primera prueba del sistema y directamente el generador conectado a la tarjeta de adquisición para verificar el correcto funcionamiento del procesamiento realizado en todo el sistema para la obtención del modelo dinámico del motor.

### 10.1.1. Resultados en la computadora de señales senoidales del generador

En la computadora se realiza el cálculo del modelo dinámico y principalmente es posible observar el comportamiento de los vectores pero también hay que tener alguna referencia de las señales en el tiempo. En la figura 10.1 se muestran las componentes de los vectores de voltaje y corriente del estator que adquirió el microprocesador y el vector de flujo en el estator que calculó la computadora. En la figura 10.1 se puede observar como la componente alfa va adelante de la componente beta por 90 grados y también como hay un desfase entre las componente de voltaje, corriente y flujo. También se observa como las señales que se despliegan son vectores naturales sin normalizar, ya que como se describió la señal de entrada simula ser de amplitud de 2 A y las componentes alfa y beta tienen una amplitud de 3 A. También es posible observar como el cálculo del flujo a simple vista es correcto ya que es una cantidad pequeña y tiene un ángulo de desfase de 90 grados aproximadamente con respecto al vector de voltaje.

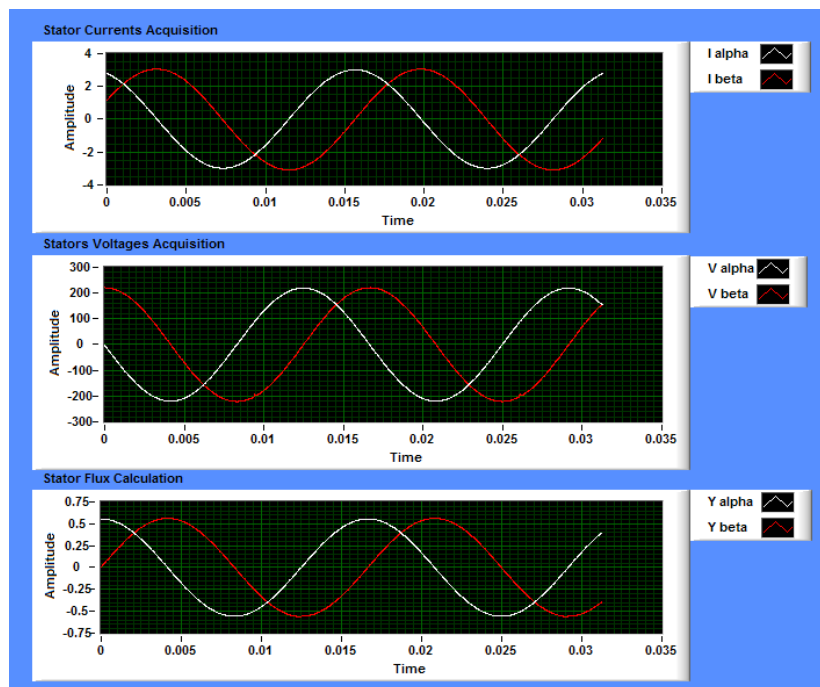


Figura 10.1: Componentes de vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator en el tiempo con senoidales del generador.

En la figura 10.2 se muestran los vectores de voltaje en el estator, corriente y flujo en el estator y rotor en el plano complejo y en un sistema de referencia fijo al

estator, donde en el programa de la computadora se puede observar como todos los vectores van girando a proporcional a  $\omega_s = 120\pi$  rad/s. En el caso de señales senoidales la trayectoria de los vectores es circular como se puede observar en esta figura. En la parte de la derecha de la figura se puede observar los valores de magnitud y ángulo del vector para su forma polar y teniendo como referencia cero grados en el vector de voltaje. Por ejemplo en esta figura en un instante de tiempo teniendo un el vector de corriente es igual a  $3,0813\angle -68,6^\circ$  y un vector de voltaje igual a  $218,87\angle -0,348^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,5616\angle -90,09^\circ$  y hay un vector de corriente de rotor  $1,403\angle -35,28^\circ$  y un vector de flujo del rotor de  $0,5438\angle -91,44^\circ$ .

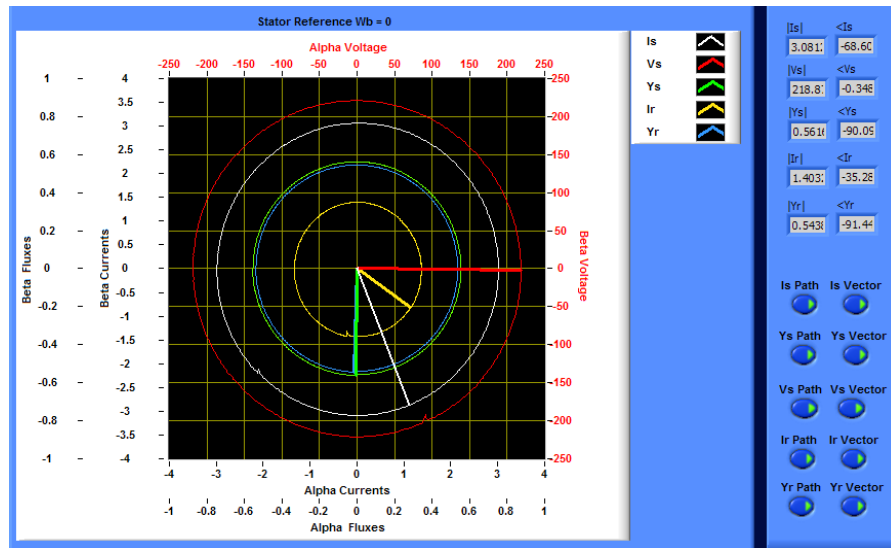


Figura 10.2: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al estator teniendo señales senoidales del generador.

En la figura 10.3 se puede observar el resultado de desplegar los vectores en un marco de referencia fijo al campo. En esta gráfica los vectores no describen trayectoria ya que el sistema de ejes gira a la misma velocidad que los vectores. También tomando en cuenta que se esta tomando un momento de estado estable de las señales.

En la figura 10.4 se puede observar el resultado de calcular el modelo dinámico del motor con referencia al rotor, donde hay que establecer la velocidad en flecha del motor en el campo de Wm. En esta caso se toma el valor de  $\omega = 360$  rad/s como la velocidad en flecha, y esto hace que los vectores giren a aproximadamente  $\omega_r = 17$  rad/s. En la animación se ve un efecto de velocidad de los vectores mucho más lento en comparación con los vectores en un marco de referencia al estator.

En la figura 10.5 se muestra el resultado de desplegar las señales de alimentación trifásicas de voltaje y corriente en el estator. En el caso senoidal se puede observar fácilmente como la amplitud de las componentes vectoriales tiene una relación de 1.5 veces la amplitud de una fase. Además esta gráfica permite observar si el sistema esta realmente balanceado y también el estado de las señales de alimentación trifásicas.

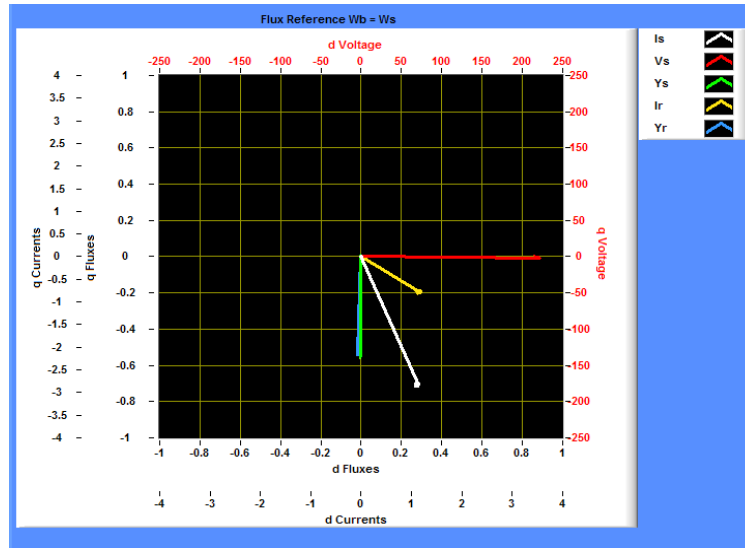


Figura 10.3: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al campo teniendo señales senoidales del generador.

En la figura 10.6 se puede observar el resultado de representar la transformación vectorial de corriente. Esta gráfica es de mucha utilidad para comprender el concepto de la transformación vectorial, pues se puede observar como cada fase desfasada en tiempo y después en espacio es un vector que sumando a sus otras dos fases producen un vector resultante.

En la figura 10.7 se puede observar el par desarrollado por el motor y calculado en la computadora. En esta gráfica se probó el par en el tiempo calculado con 4 diferentes ecuaciones, que dan la misma forma de onda y el mismo resultado, un par de aproximadamente 0.4 Nm. Cuando hay una alimentación senoidal para un motor de inducción la forma de la señal de par en el tiempo es una constante, en la práctica como por ejemplo en el figura 10.7 las senoidales no son totalmente ideales pero se puede observar como el par es una señal prácticamente constante cuando es el caso de señales senoidales como alimentación a un motor.

En la figura 10.8 se puede observar el espectro de frecuencias de la unión de las componentes alfa y beta de voltaje y corriente. Con esta gráfica en el caso de senoidales nos sirve para ubicar de mejor forma la frecuencia de la señal y ver que es correcto el espectro para el caso de una señal senoidal. También se puede apreciar que en la gráfica se presenta la unión de los espectros aunque es este caso no se aprecia muy bien porque los dos espectros son los mismos.



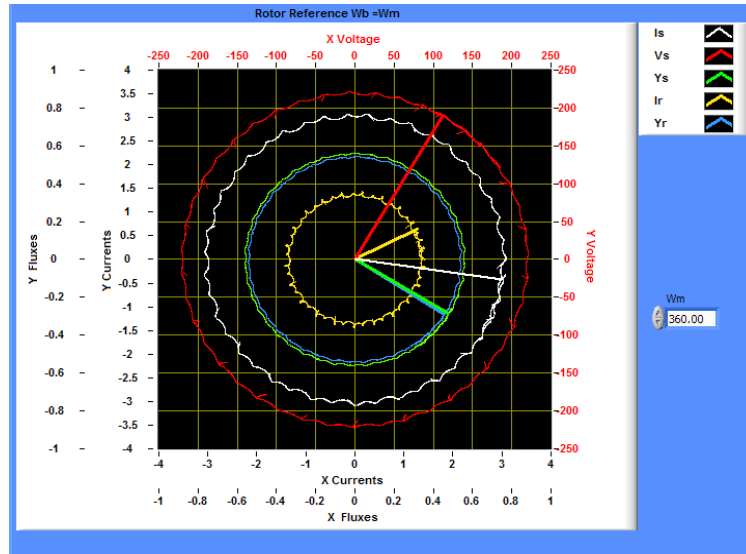


Figura 10.4: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al rotor con teniendo señales senoidales del generador.

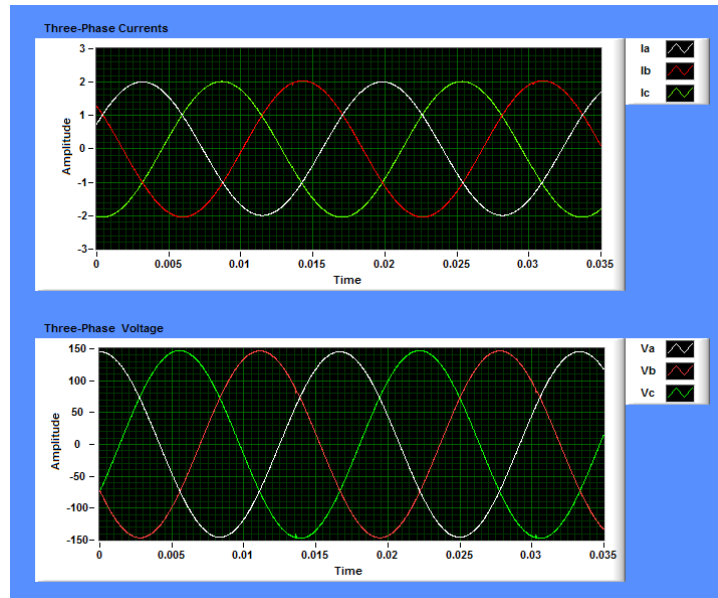


Figura 10.5: Señales de corriente y voltajes trifásicos en el tiempo con senoidales del generador.

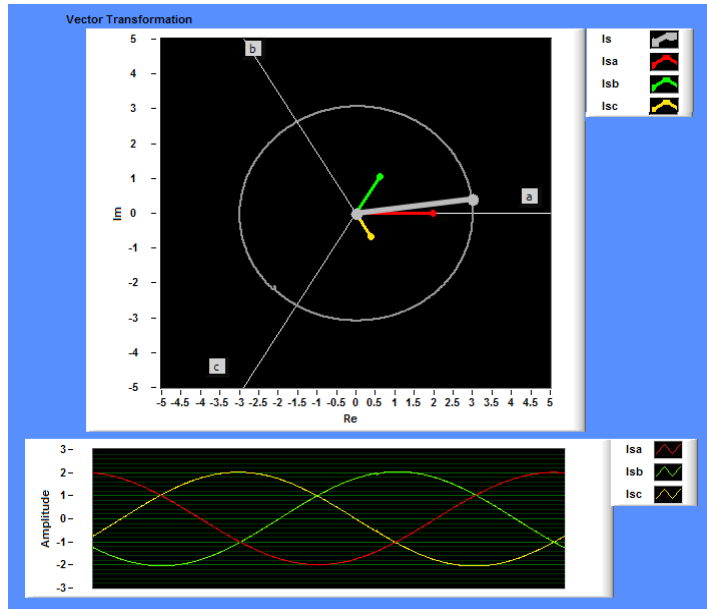


Figura 10.6: Transformación vectorial de corriente con senoidales del generador.

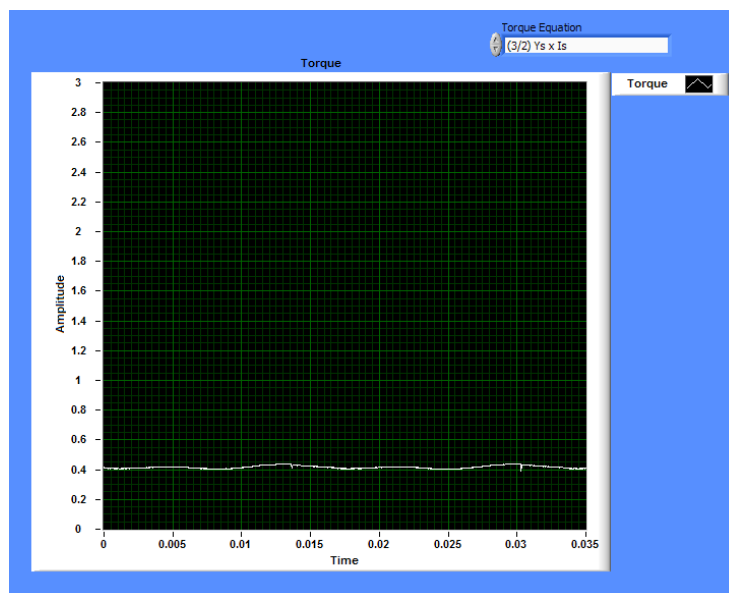


Figura 10.7: Par calculado en la computadora con senoidales del generador.

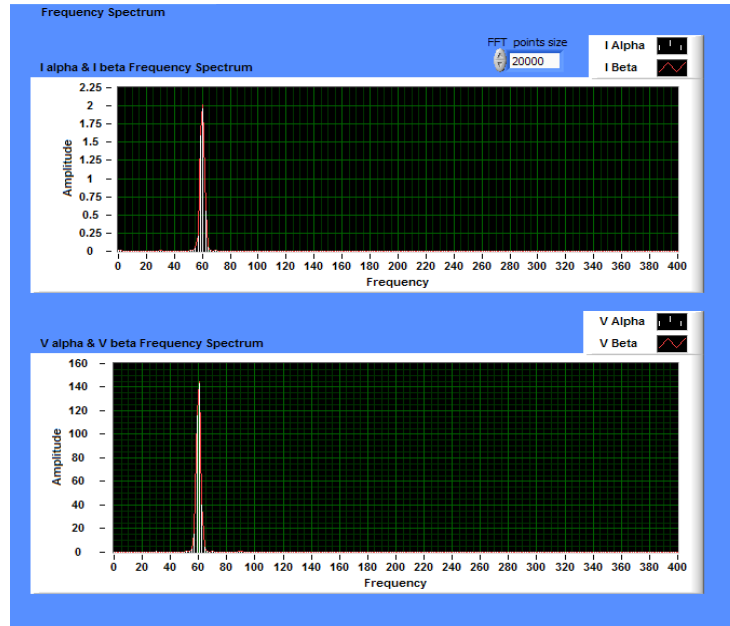


Figura 10.8: Espectro de frecuencia de las componentes de los vectores de voltaje y corriente referidos al estator con senoidales del generador.

### 10.1.2. Resultados en el FPGA de señales senoidales del generador

Los cálculos que se realizan en el FPGA también deben de ser probados es por eso que el poner en prueba con señales senoidales sirve principalmente para verificar el funcionamiento correcto de la solución del modelo dinámico en el FPGA para un marco de referencia fijo al estator, al campo o al rotor y también teniendo como punto de referencia los resultados obtenido en la interfaz que calcula el modelo dinámico en la computadora.

En la figura 10.9 se pueden observar las señales en el tiempo de la componentes de los vectores calculados por el FPGA en con un sistema de referencia fijo al estator y permite verificar que los cálculos efectuados por el FPGA funcionan correctamente en condiciones de alimentación senoidal ya que las componentes de los vectores de voltaje y corriente que son las entradas al modelo del motor muestran correctamente como la componente beta esta desfasada 90 grados de la componente alfa y también como tienen casi la misma magnitud y presentan el escalamiento necesario ya para el usuario. También se puede observar como el cálculo del flujo del estator y flujo del rotor obtiene resultados correcto ya que si se compara el flujo del estator como se muestra la figura 10.1 con el de esta figura 10.9 son señales casi iguales. Para saber que el flujo del rotor es correcto basta con observar en la figura 10.2 como los vectores de flujo del estator y el flujo del rotor son prácticamente iguales por lo tanto sus señales en el tiempo también

son casi iguales solo que el flujo del rotor es ligeramente más pequeño cerca de 0.02 menos que el flujo del estator.

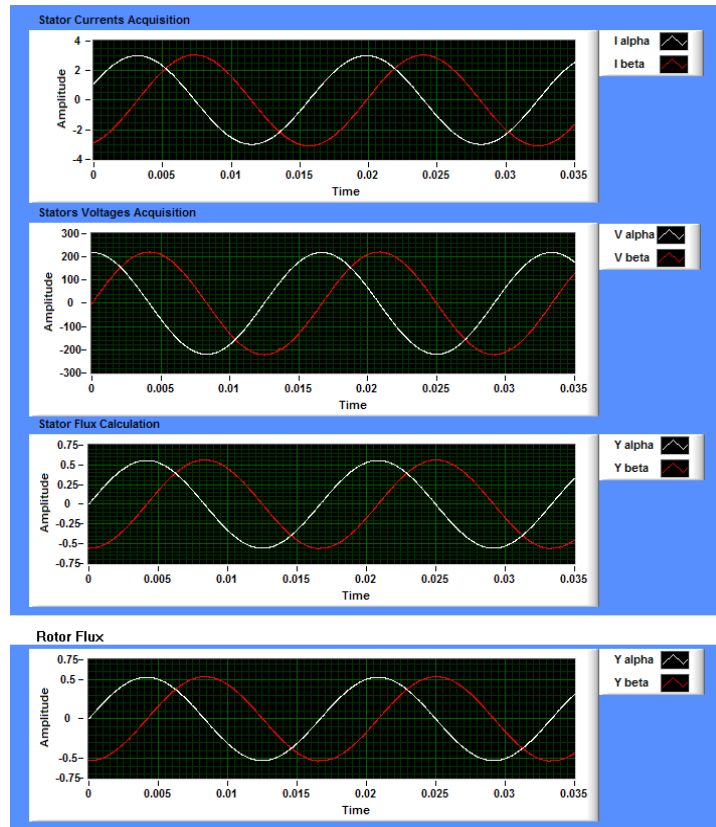


Figura 10.9: Componentes de vectores calculados en el FPGA referidos al estator con senoidales del generador.

En la figura 10.10 se puede observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al estator, para poder mostrar como en el caso de señales senoidales los vectores calculados describen trayectorias circulares como es de esperarse y como se observo en la figura 10.2. En el caso de los cálculos del FPGA se aprovecha la interfaz gráfica pero hay que recordar que lo único que se calcula en el FPGA son los vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator para la figura 10.10, por lo tanto los valores de corriente y flujo en el rotor que se muestran en este figura no son calculados en el FPGA. En este caso del FPGA y con las escalas establecidas por las atenuaciones y otras operaciones se obtiene que hay un vector de corriente igual a  $3,0809\angle -68,62^\circ$  y un vector de voltaje igual a  $219\angle -0,358^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,5619\angle -89,57^\circ$  que son resultados muy parecidos a los obtenidos en el bcaso del modelo del motor calculado por la computadora.

En la figura 10.11 se puede observar las componentes de los vectores en el tiempo en un sistema de referencia fijo al campo, teniendo como resultado señales prácticamente constantes que son el valor de las componentes d y q de los vectores calculados como

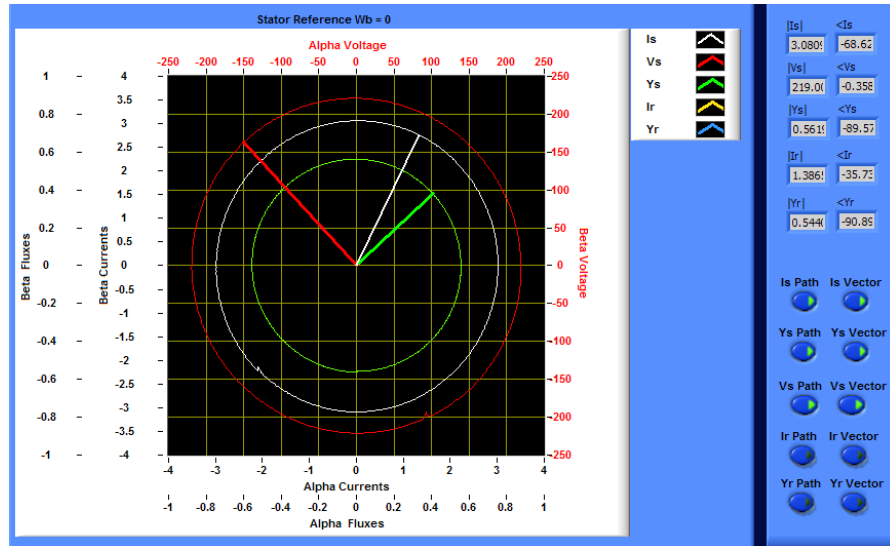


Figura 10.10: Gráfica de vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  calculados en el FPGA en un sist. de referencia fijo al estator con senoidales del generador.

es de esperarse en este sistema de referencia fijo al campo.

En la figura 10.12 se pueden observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al campo donde en este sistema cuando los vectores están en estado estable, no hay una trayectoria y ni movimiento, debido a que su sistema de referencia es el fijo al campo y hay señales senoidales como entrada.

En la figura 10.13 se puede observar las componentes de los vectores calculados en el FPGA en el tiempo en un sistema de referencia fijo al rotor, en el cual las componente de los vectores calculados en el FPGA tiene un frecuencia  $\omega_r$  muy lenta, aproximadamente 17 rad/s, como en el caso de la computadora. En esta gráfica del FPGA hay que aclarar que el flujo del rotor no corresponde al mismo tiempo que las otras señales pero se muestra para observar como en este marco de referencia las señales en tiempo van cambiando con una frecuencia muy lenta y depende de la velocidad en flecha del motor que para este caso fue de 360 rad/s.

En la figura 10.14 se pueden observar los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator calculados en el FPGA con referencia al rotor, en donde se puede observar como con el mismo número de datos que con el sistema fijo al estator, la trayectoria que describen es más corta ya que los vectores giran más lento en este sistema de referencia. En esta gráfica se puede observar como la trayectoria que se describe es más corta debido a que la velocidad de los vectores en este marco de referencia es más lenta y para esta gráfica solo se despliega en mismo número de puntos que para las otras, para comparar la trayectoria que se avanza con cada sistema de referencia y hacer notar que en el sistema de referencia fijo al estator hay una menor trayectoria con el mismo número de ciclos de la señal.

En la figura 10.15 se muestra el resultado del cálculo del par efectuado en el FPGA

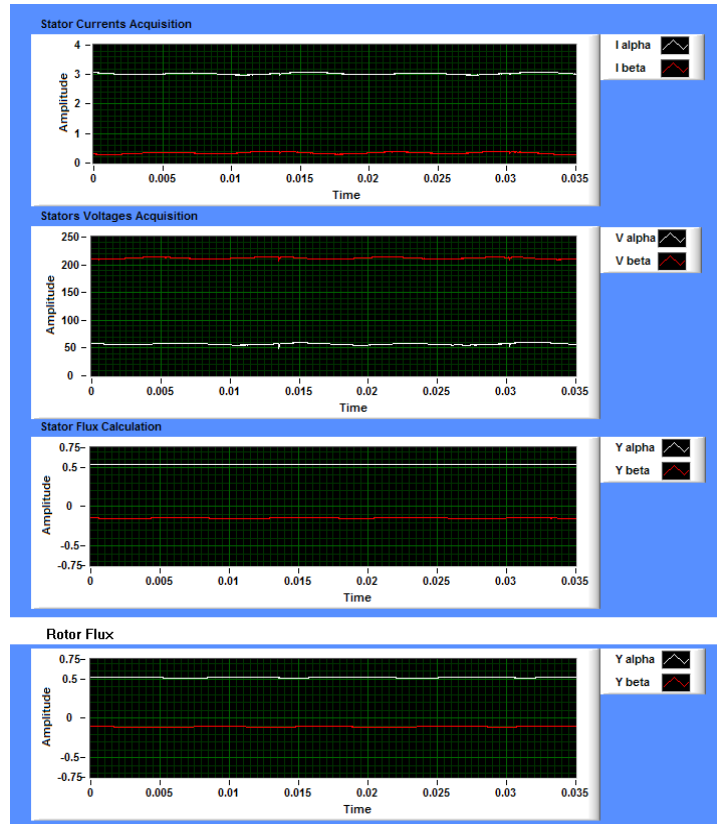


Figura 10.11: Componentes de vectores calculados en el FPGA referidos al campo con senoidales del generador.

el cual tiene una forma de onda prácticamente igual a la que calcula la computadora y en el caso senoidal es casi una señal constante en el tiempo, también se puede observar como el par obtenido tiene como resultado aproximadamente 0.4 Nm que corresponde al valor esperado de acuerdo al cálculo efectuado en la computadora.

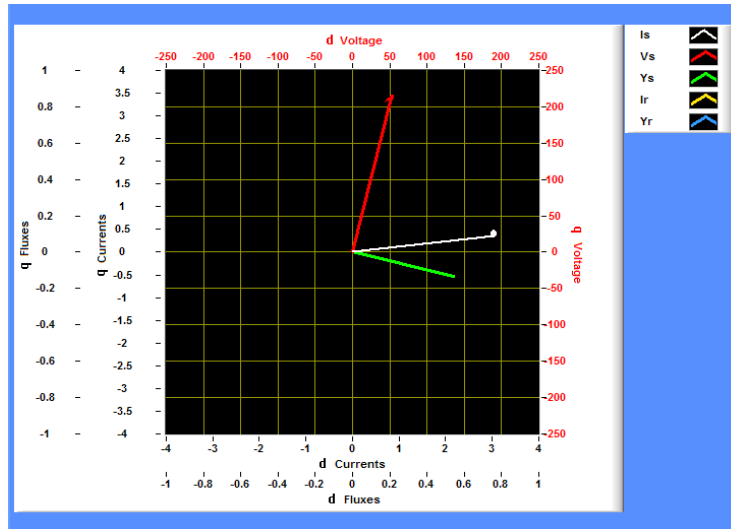


Figura 10.12: Gráfica de vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al campo con senoidales del generador.

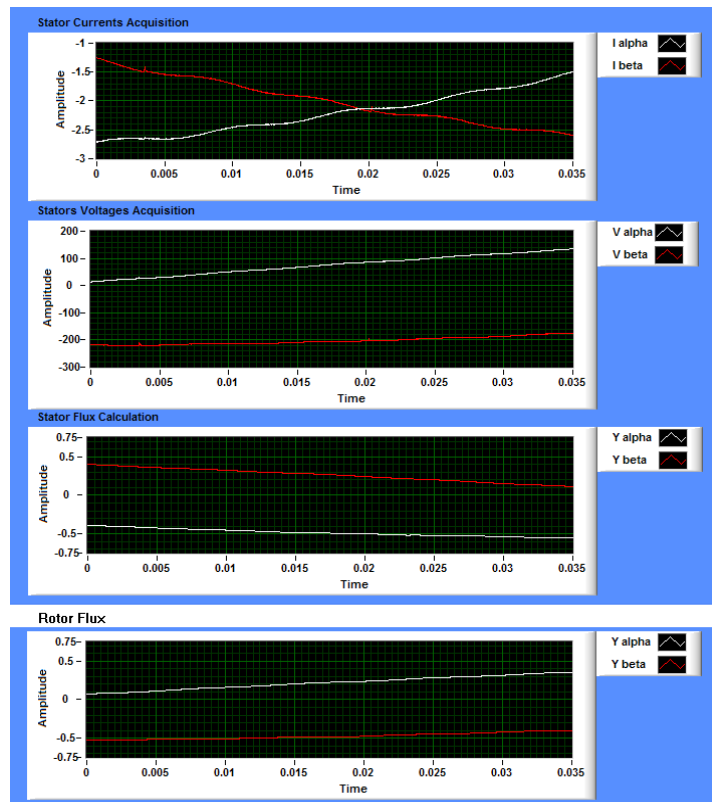


Figura 10.13: Componentes de los vectores calculados en el FPGA con referencia al rotor con senoidales del generador.

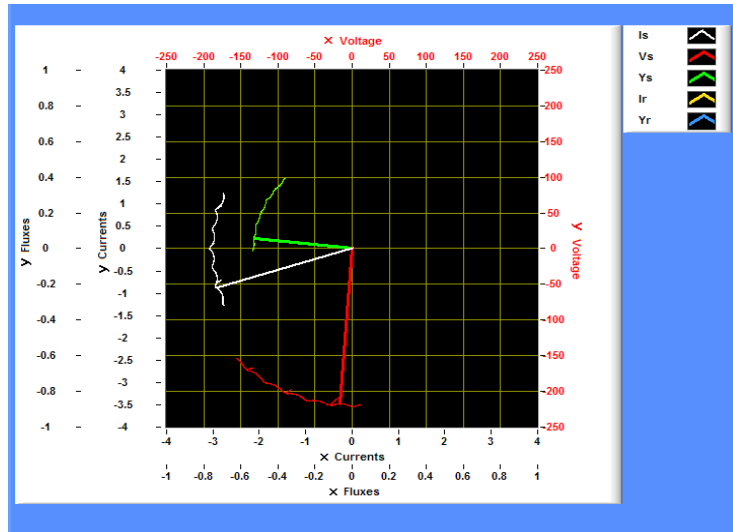


Figura 10.14: Gráfica de los vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al rotor con senoidales del generador.

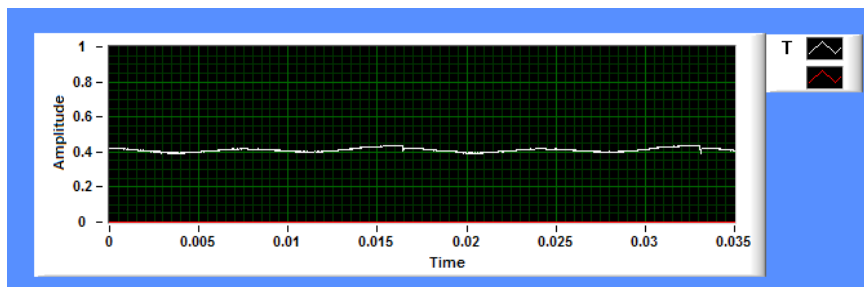


Figura 10.15: Par del motor calculado por el FPGA con senoidales del generador.



## 10.2. Señales de PWM de pulso simple de un generador de funciones

Una vez que los cálculos efectuados por la computadora y el FPGA son comprobados con señales senoidales que es el caso ideal de la transformación vectorial y del modelo dinámico del motor es necesario probar con un caso más real. El caso más real es un tipo de señales que se pueden encontrar en los motores con algún tipo de Modulación de Ancho de Pulso o PWM, por lo tanto se propone realizar una prueba con un generador alimentando a la tarjeta de adquisición un PWM en la señal de voltaje para observar como se comportan los algoritmos que solucionan el modelo dinámico de este sistema. En esta prueba se configuró el generador para simular un PWM de pulso simple de 120 grados en la señal de voltaje con una amplitud de 60 V y con una corriente senoidal de 2 A de amplitud con un desfase aproximado de  $60^\circ$  entre voltaje y corriente, a una frecuencia de 60 Hz.

### 10.2.1. Resultados en la computadora de PWM de pulso simple del generador

Primeramente hay que observar las señales que se están recibiendo y para eso en la figura 10.16 se muestran las componentes de los vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator desplegados en la computadora donde se puede ver como el flujo de un PWM de pulso simple tiene una forma de onda muy particular y no senoidal como el caso anterior. En esta figura se puede observar como la forma de onda del voltaje ocasiona que la forma de onda del flujo no sea una senoidal como en el caso de tener en el voltaje una forma de onda senoidal, en este caso es más fácil darse cuenta como el flujo prácticamente va integrando el voltaje pues hay que recordar que hay una caída de voltaje muy pequeña en la resistencia del estator.

En la figura 10.17 se muestran los vectores de voltaje en el estator, corriente y flujo en el estator y rotor en el plano complejo y en un sistema de referencia fijo al estator, en donde se puede observar como la trayectoria a destacar es la del flujo, que forma un hexágono y esto es debido a que en un PWM de pulso simple el vector de voltaje describe claramente la secuencia de las seis posibles posiciones del vector de voltaje cuando hay un PWM en un inversor de voltaje. En esta gráfica se omite la trayectoria de voltaje pues se considera que el voltaje tiene 6 posiciones discretas que realmente no tiene una trayectoria como en el caso del flujo el cual va describiendo una trayectoria claramente según indica la dirección del vector de voltaje. En la figura se muestra el momento en que el vector de voltaje cambia de posición y el vector de flujo empieza a integrar en esa dirección. Los datos que se muestran a la derecha de la figura corresponden a un instante donde el vector de corriente es igual a  $2,99\angle -24,29^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $94,59\angle 0^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,2528\angle -59,4^\circ$  y hay un vector de corriente de rotor  $2,3278\angle -10,75^\circ$  y un vector de flujo del rotor de  $0,2324\angle -64,22^\circ$ . Hay que recordar que para el despliegue de

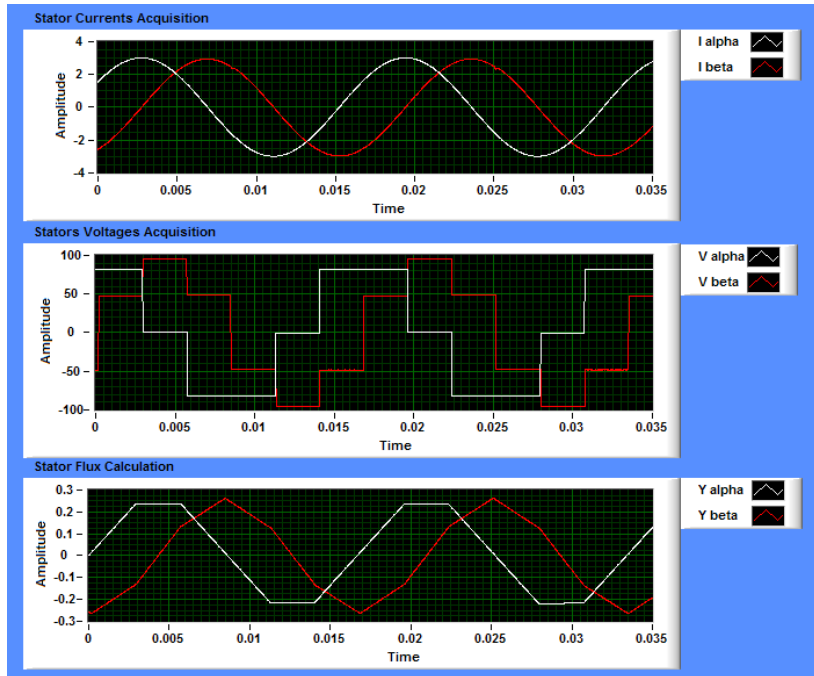


Figura 10.16: Señales en el tiempo de las componentes alfa y beta de los vectores de voltaje, corriente y flujo del estator con un PWM simple del generador.

estas cantidades los ángulos son con respecto al vector del voltaje y no a un tiempo de sincronización pero sirven mejor de esta manera para saber el desfase con respecto al voltaje. En este caso el vector de voltaje solo tendrá seis posiciones y los demás vectores si se moverán uniformemente a una velocidad de  $\omega_s = 120\pi$  lo cual se puede observar en la animación del programa.

En la figura 10.18 se puede observar el resultados de desplegar los vectores en un marco de referencia fijo al campo en un estado estable y se observa que los vectores no giran en este sistema de referencia ni describen ninguna trayectoria en estado estable. También se puede observar en la animación como el vector de voltaje si tiene movimiento y es debido a que no gira uniformemente como los otros vectores, el vector hace un movimiento debido a su cambio de conmutación, es un movimiento de 60 grados que es apreciable por un pequeño momento.

En la figura 10.19 se puede observar el resultado de calcular el modelo dinámico del motor con referencia al rotor, donde se estableció la velocidad en flecha del motor en el campo de Wm a 360 rad/s. Este sistema de referencia los vectores giran más lentamente pues tiene una velocidad  $\omega_r$  aproximadamente de 17 rad/s y los vectores describen trayectorias no tan circulares debido a que la señal de alimentación es un PWM, esto se puede observar en la trayectoria del los flujos por ejemplo donde son círculos pero con una pequeña oscilación. El vector de voltaje no muestra trayectoria en la gráfica debido a lo antes mencionado de tener posiciones discretas más que una posición continua, aunque en este sistema de referencia el vector de voltaje tiene más

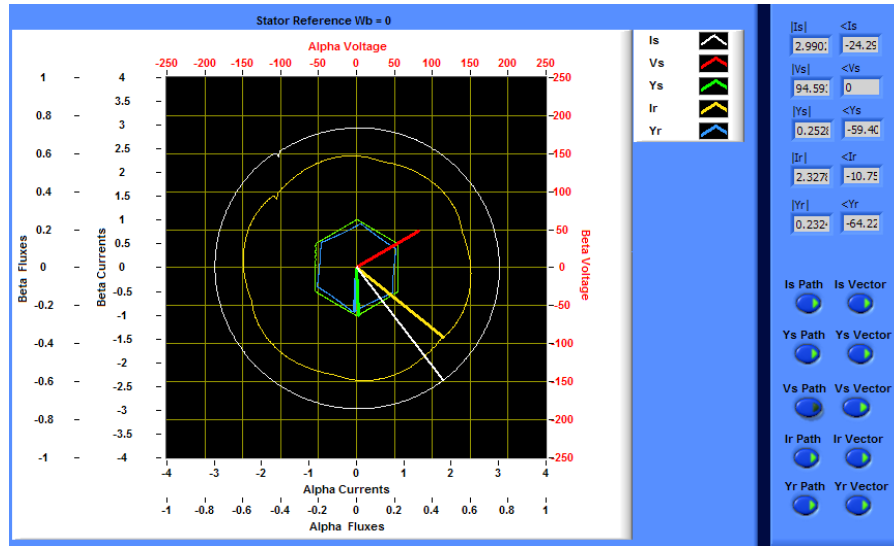


Figura 10.17: Vectores en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM simple del generador.

posiciones discretas que dan la apariencia de girar con un movimiento más continua pero sigue siendo un conjunto de posiciones discretas es por eso que no se muestra esa trayectoria del vector de voltaje.

En la figura 10.20 se muestra el resultado de desplegar las señales de alimentación trifásicas de voltaje y corriente en el estator donde se puede apreciar en la señal de voltaje como el sistema no está perfectamente balanceado, ya que no son iguales las tres fases y esto también se puede apreciar en la figura 10.16 y es debido a que los PWM dado por el generador de funciones no están completamente bien sincronizados como en un sistema perfectamente balanceado real.

En la figura 10.21 se puede observar el resultado de representar la transformación vectorial de corriente que es la forma ya mostrada para el caso senoidal.

En la figura 10.22 se puede observar el par desarrollado por el motor y calculado en la computadora, con una forma de onda casi constante pero un poco diferente que en el caso senoidal ya que hay una ondulación más marcada y es debido a la forma de onda que alimenta al sistema o sea a un PWM. En esta figura se puede observar como el par tiene un valor aproximado entre 0.3 y 0.25 Nm.

En la figura 10.23 se puede observar el espectro de frecuencias de la unión de las componentes alfa y beta de voltaje y corriente en donde nos podemos dar cuenta como el espectro del voltaje de las señales de PWM no es senoidal sino que presenta armónicos que causadas por el PWM, en cambio el espectro de la corriente es el de una señal senoidal y no presenta estas armónicas.

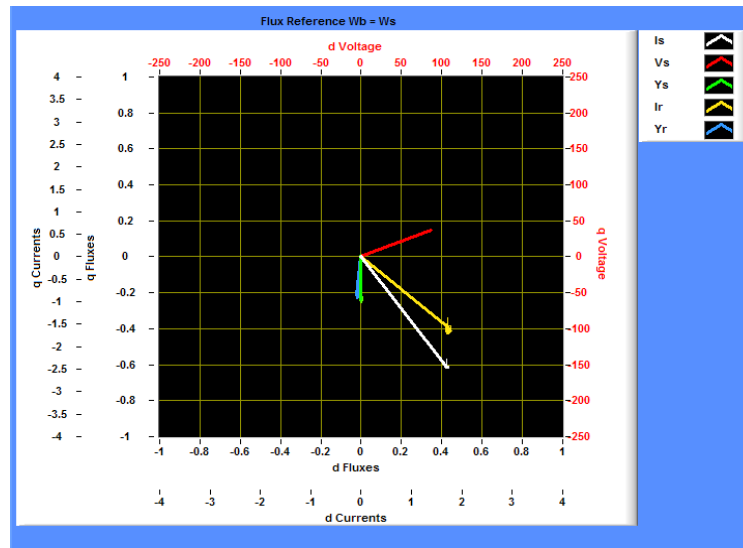


Figura 10.18: Vectores en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM simple del generador.

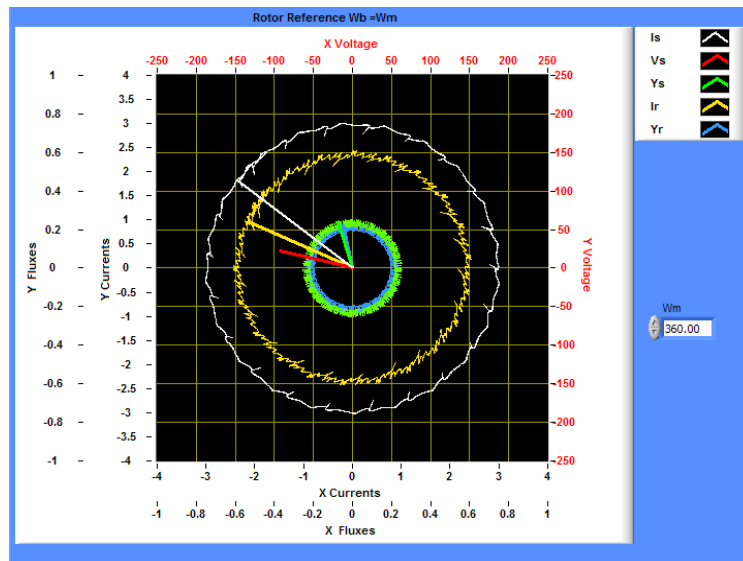


Figura 10.19: Vector en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM simple del generador.

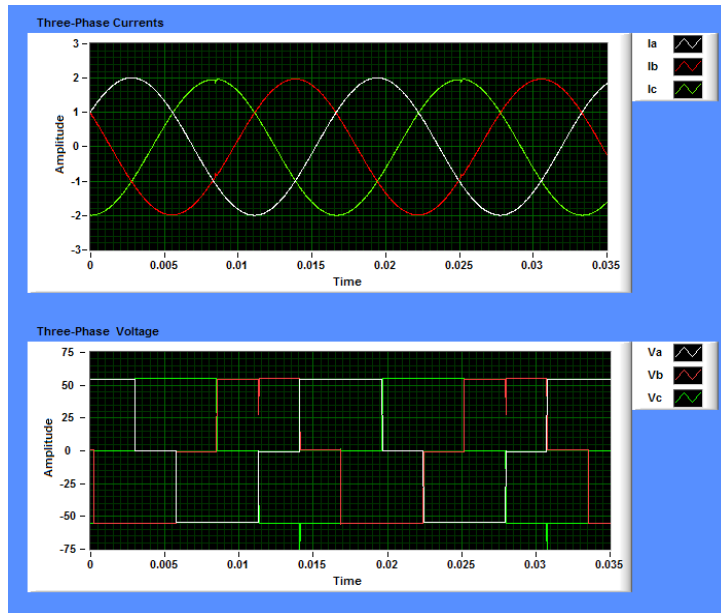


Figura 10.20: Señales trifásicas de voltaje y corriente en el estator con un PWM simple del generador.

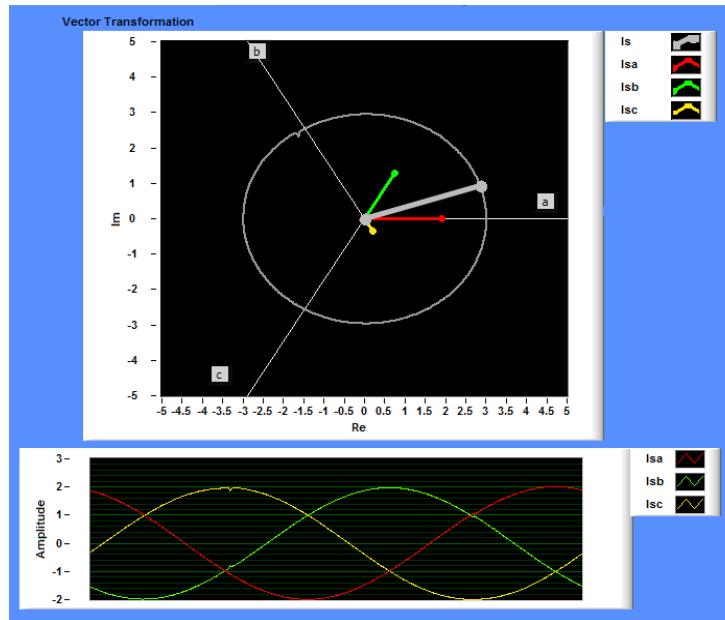


Figura 10.21: Transformación vectorial de corriente en el estator con un PWM simple del generador.

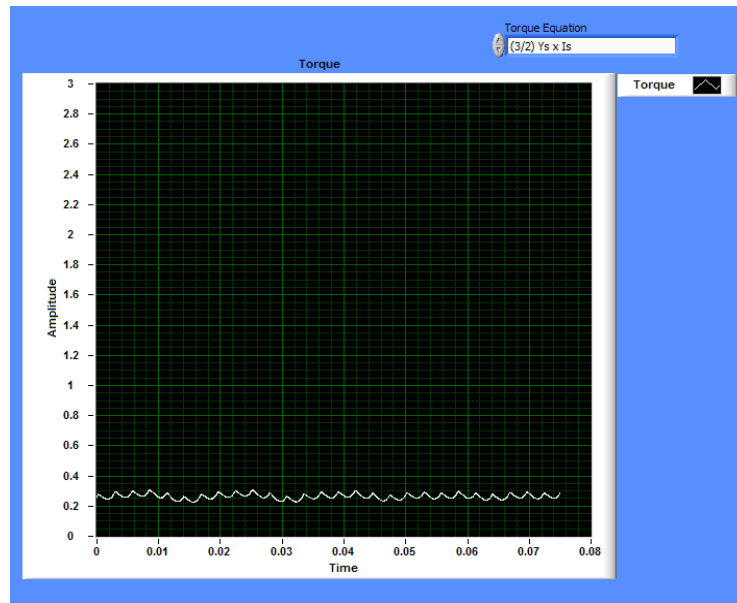


Figura 10.22: Par calculado en la computadora con un PWM simple del generador.

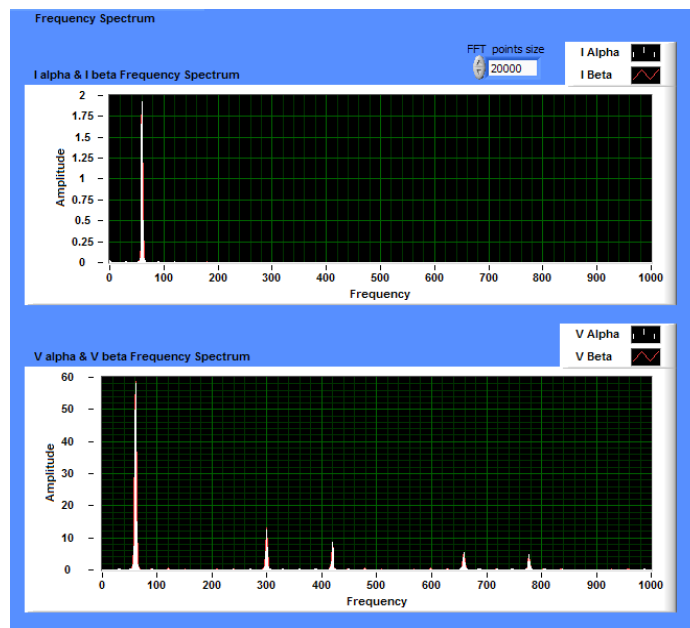


Figura 10.23: Espectro de frecuencia de las componentes del vector de corriente y voltaje en el estator con un PWM simple del generador.

## 10.2.2. Resultados en el FPGA de PWM de pulso simple del generador

Ahora hay que analizar los resultados del algoritmo del modelo del motor en el FPGA. En la figura 10.24 se pueden observar las señales en el tiempo de las componentes de los vectores calculados por el FPGA en un sistema de referencia fijo al estator, donde se puede observar como el FPGA obtiene los mismos resultados que los que se tienen en la computadora, esto es importante sobretodo para comprobar el cálculo del flujo. En la figura 10.24 se puede observar como en el FPGA se calculan el flujo del rotor y del estator teniendo resultados muy parecidos a los que se obtienen cuando se resuelve los flujo en la computadora y en el caso del flujo del rotor es de esperarse que las señales en el tiempo sean un poco diferentes que las del flujo en el rotor y de acuerdo al resultado de la computadora el flujo del rotor tiene una magnitud de 0.2324 lo cual es muy aproximado al resultado obtenido en el FPGA que es cerca de 0.22.

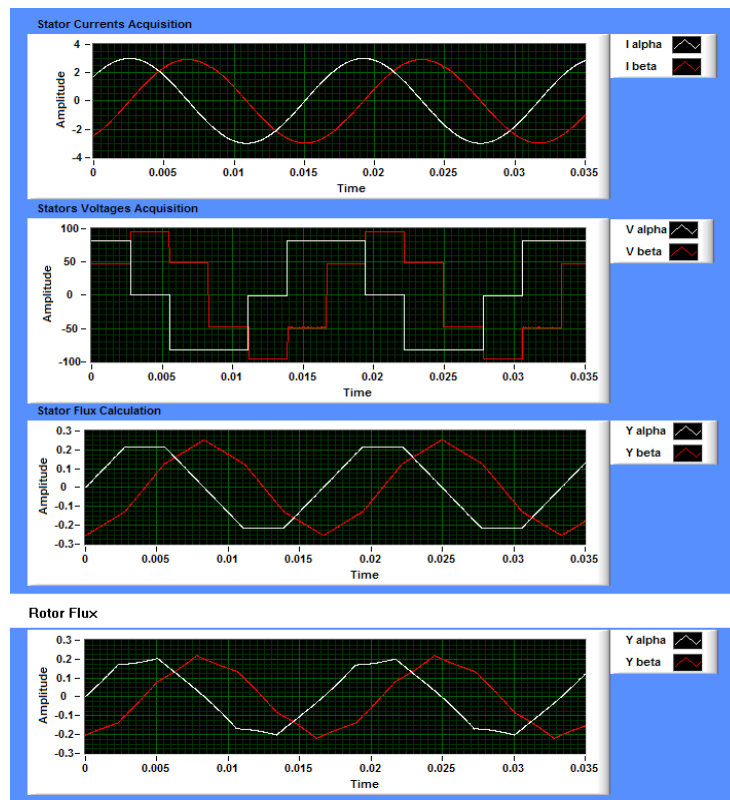


Figura 10.24: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA con el PWM simple del generador.

En la figura 10.25 se puede observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al estator, en donde se puede observar como efectivamente en este sistema de referencia las señales describen las mismas trayectorias ya obtenidas en la computadora y también con valores muy cercanos a los obtenidos en la computadora

ya que el vector de corriente es igual a  $2,95 \angle -24,29^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $94,78 \angle 7,07^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,2532 \angle -113,1^\circ$  que son muy parecidos a los valores calculados en la computadora y más que nada al compararlos en la magnitud del vector, pues el ángulo es diferente debido a la forma como mide el ángulo el programa que toma como referencia el voltaje.

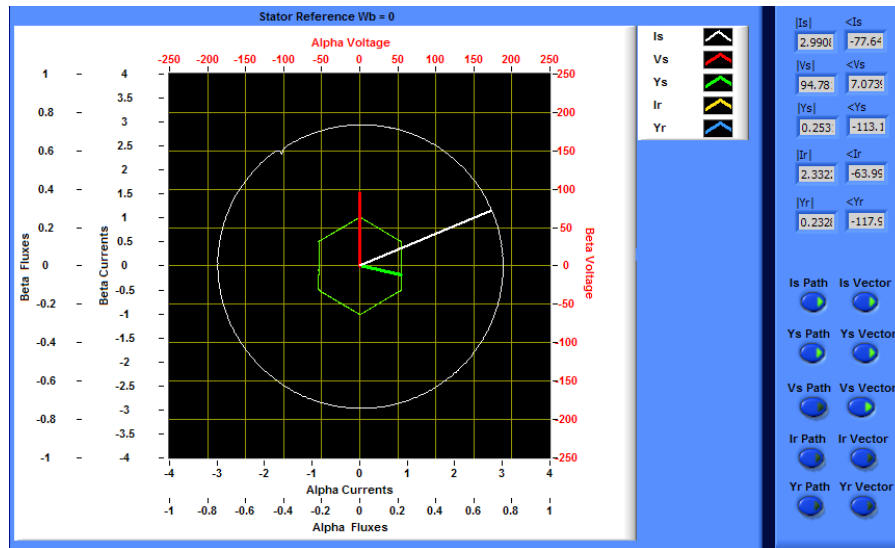


Figura 10.25: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  calculados en el FPGA en un sistema de referencia fijo al estator con PWM simple del generador.

En la figura 10.26 se puede observar las componentes de los vectores en el tiempo en un sistema de referencia fijo al campo, en donde se puede notar como las señales tienen un comportamiento casi constante, pero con ondulaciones en diferentes formas. En el caso de las componentes del vector de voltaje con referencia al campo la señal en el tiempo no es una constante pero si presenta un comportamiento periódico en sus ondulaciones que son debido a que es un PWM. En el caso del vector de flujo se puede observar como sus componentes en el tiempo son casi constantes con un pequeño rizado con la frecuencia de las conmutaciones.

En la figura 10.27 se pueden observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al campo y se puede observar como los vectores prácticamente no describen una trayectoria, pero si tienen un pequeño movimiento que es el que se aprecia en las ondulaciones de las señales en el tiempo de la figura 10.26. Estas ondulaciones son debido a los cambios en el PWM y que son seis en cada ciclo o sea los seis cambios del vector de voltaje, que describe un movimiento de 60 grados debido al cambio de estado en la conmutación, pero que no se aprecia una trayectoria debido a que cambia de un ángulo a otro de forma discreta sin puntos intermedios entre el cambio. Al ver esta figura es posible comparar los resultados de los vectores

En la figura 10.28 se puede observar las componentes de los vectores calculados en el FPGA en el tiempo en un sistema de referencia fijo al rotor y se puede observar



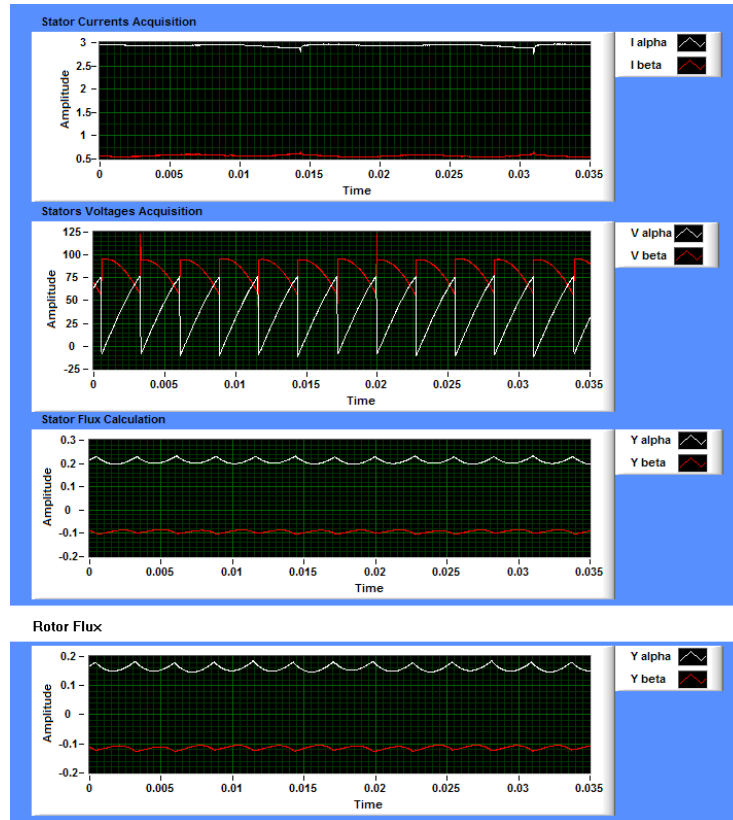


Figura 10.26: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA con PWM simple del generador.

como las señales no se mantienen constantes sino que van cambiando ya que tienen una frecuencia  $\omega_r$  de 17 rad/s aproximadamente. En este sistema de referencia se puede observar como las señales tienen una componente de alta frecuencia que tiene que ver con la frecuencia del PWM y las conmutaciones que realiza en cada ciclo por ejemplo en los flujos se puede notar esto con mayor detalle y claro en la forma de onda de las componentes del vector de voltaje. Aquí hay que recordar que la forma de onda del vector de flujo en el rotor no corresponde al mismo instante de tiempo que las otras tres pues para hacer pruebas del FPGA solo se muestran tres señales en el tiempo.

En la figura 10.29 se pueden observar los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator calculados en el FPGA con referencia al rotor y también se puede observar como los vectores se desplazan una pequeña trayectoria que representa el avance de los vectores en este sistema de referencia fijo al rotor con el número de puntos que manda el FPGA que es igual que el número que manda para los otros sistemas de referencia.

En la figura 10.30 se muestra el resultado del cálculo del par efectuado en el FPGA y se puede observar como es prácticamente el mismo cálculo que el efectuado en la computadora en cuanto a forma de onda y valor. En el FPGA se obtiene un par con un valor entre 0.25 y 0.3 Nm un resultado igual al obtenido en la computadora.

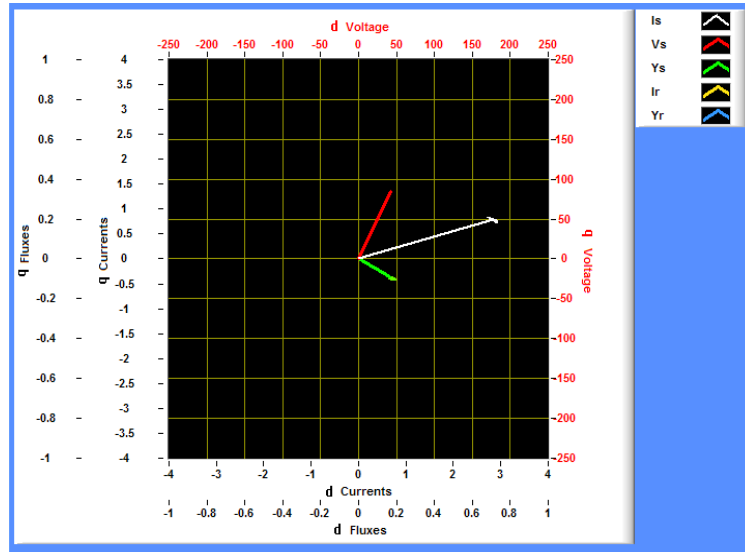


Figura 10.27: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA con PWM simple del generador

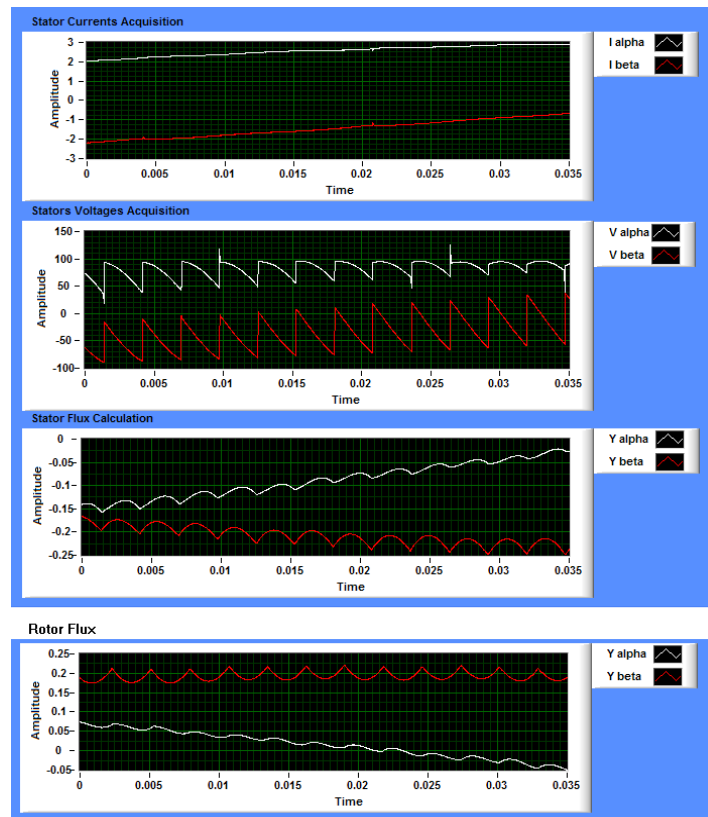


Figura 10.28: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA con PWM simple del generador.

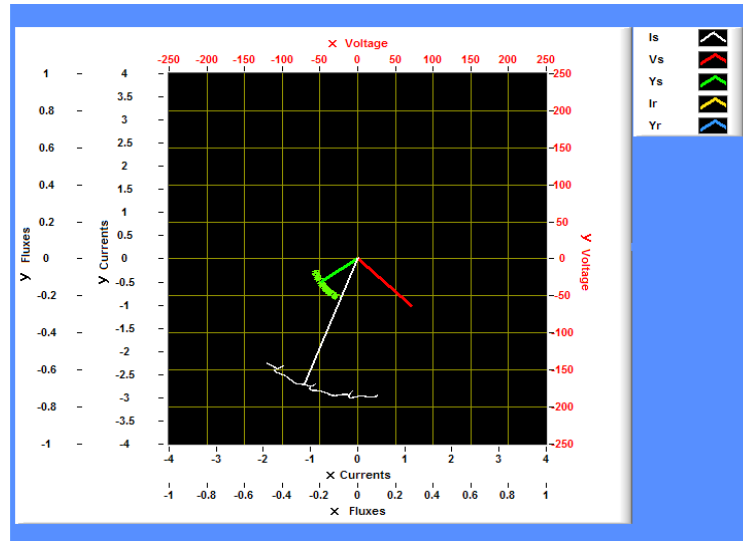


Figura 10.29: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA con PWM simple del generador.

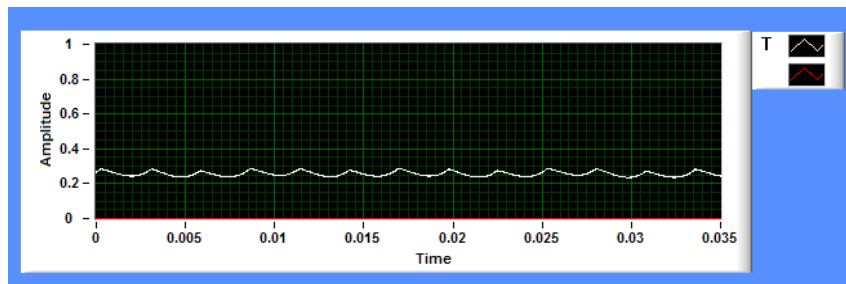


Figura 10.30: Par calculado en el FPGA con PWM simple del generador.

### 10.3. Señales de PWM de pulso simple de un inversor de voltaje

La prueba más real, sencilla y que sirve como referencia para entender mejor el modelo dinámico del motor de inducción es una prueba con un PWM de pulso simple en un motor de inducción. En esta prueba se utilizó un PWM de pulso simple a 50 Hz con una conducción de 120 grados para un inversor de voltaje conectado a un motor de inducción y se supuso los mismos datos de motor que se presentaron al principio de este capítulo y el motor no tenía acoplada ninguna carga.

Primeramente hay que describir las condiciones de esta prueba en la cual se cuenta con un inversor trifásico el cual recibe la secuencia de disparos desde el mismo un modulo de salidas digitales que se conecta al FPGA del CompactRIO. La secuencia de disparos es para conseguir una conducción de 120 grados en la modulación de ancho de pulso y cuentan con la electrónica de potencia adecuada para aislar los altos voltajes del motor con los pequeños voltajes de donde vienen los disparos. El inversor de voltaje tiene como alimentación un puente trifásico junto con una capacitancia equivalente de 680  $\mu F$  y el puente trifásico esta alimentado a su vez con un variac trifásico para así poder controlar el arranque del motor. La construcción del inversor y demás electrónica de potencia se base principalmente del trabajo de tesis de Herrera. [16]

Antes de presentar las formas de ondas es conveniente presentar un análisis del bus de cd que alimenta al inversor trifásico pues debido al tamaño del capacitor encontrado el voltaje en el capacitor presenta un rizado que tiene que ver con la menor impedancia presente conectada al capacitor. Como se puede saber si después de una etapa de rectificación se encuentra un capacitor cuando este no tenga carga el voltaje en el capacitor se observará constante pero cuando hay una carga hay un rizado que depende de la carga. En este caso el voltaje en un capacitor presenta un rizado que depende de la frecuencia que exista en el PWM del inversor como se muestra en la figura 10.31 al contrario de esperar un rizado con la frecuencia del rectificador y esto es debido a que el bus de cd observa la impedancia equivalente a la que esta conectado y esta se puede visualizar de forma general como el paralelo de una impedancia que tiene como frecuencia el PWM del inversor y otra impedancia que tiene como frecuencia de un rectificador trifásico. El resultado es que la impedancia que tiende a ser menor es la ocasionada por el PWM del inversor que trabaja a frecuencias entre 0 y 60 Hz a diferencia de la frecuencia del bus que es de 360 Hz por lo tanto el bus de cd tiene un rizado ocasionado por una carga que es una impedancia donde predomina la frecuencia baja del PWM que alimenta al motor.

Una vez explicado esto se entenderá mejor el porque en la gráficas de voltaje se observa un poco de rizado y es debido a los componente utilizados, pues en teoría se podrían obtener mejores resultados con aumentando el capacitor a un valor mucho más grande para que soporte mayores cargas el bus de cd y el rizado no se afecte prácticamente en nada.

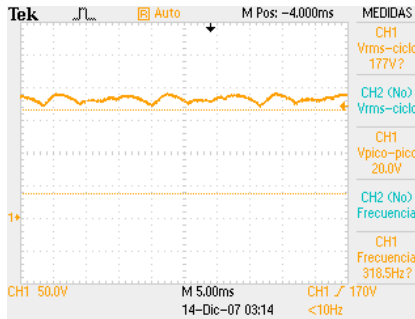


Figura 10.31: Bus de cd del inversor trifásico con carga a 30 Hz.

### 10.3.1. Resultados en la computadora de un PWM de pulso simple de un inversor de voltaje

En la figura 10.32 se muestran las componentes de los vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator mostrados en la computadora en un marco de referencia fijo al estator, donde se puede observar como en un caso real en un motor las corrientes y los voltajes presentan ruidos y picos debido principalmente a las conmutaciones del inversor y al bus de cd. A pesar de esto se puede observar como este PWM de pulso simple tiene una forma de onda similar en el flujo a la forma de onda del flujo que se obtuvo con el generador, lo cual ayuda a verificar resultados y comprobar el correcto funcionamiento para la adquisición del modelo dinámico del motor. Se puede observar como la forma de onda de las componentes del vector de corriente presentan picos de corriente muy marcados, y en el voltaje se puede observar el PWM simple en el voltaje que se alimenta al motor y también un pequeño rizado. El flujo que se calcula en la computadora sin embargo casi no se ve afectado por el rizado del voltaje muestra las forma de ondas esperadas.

En la figura 10.33 se muestran los vectores de voltaje en el estator, corriente y flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al estator, en donde se puede observar como la trayectoria del flujo del estator es parecida a un hexágono y debido a lo corriente que el motor demanda se produce en el rotor un flujo con una forma más circular. En las corrientes de rotor y estator en este sistema de referencia se puede observar los picos de corriente debido a las conmutaciones en el inversor. En esta figura se tiene que en cierto instante de tiempo el vector de corriente es igual a  $0,982\angle -61,71^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $162,7\angle 0,048^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,5109\angle -90,22^\circ$  y hay un vector de corriente de rotor  $1,141\angle -65,09^\circ$  y un vector de flujo del rotor de  $0,514\angle -90,81^\circ$ .

Para ver más a detalle las trayectorias y vectores se muestra en la figura 10.34 el vector de corriente y flujo del estator y se puede observar como el flujo en el estator describe una trayectoria en forma de hexágono y el vector de corriente en el estator describe una especie de estrella de seis picos, los cuales son a causa de las conmutaciones de los IGBTs. Además en la figura 10.35 se muestra el vector de corriente y flujo del

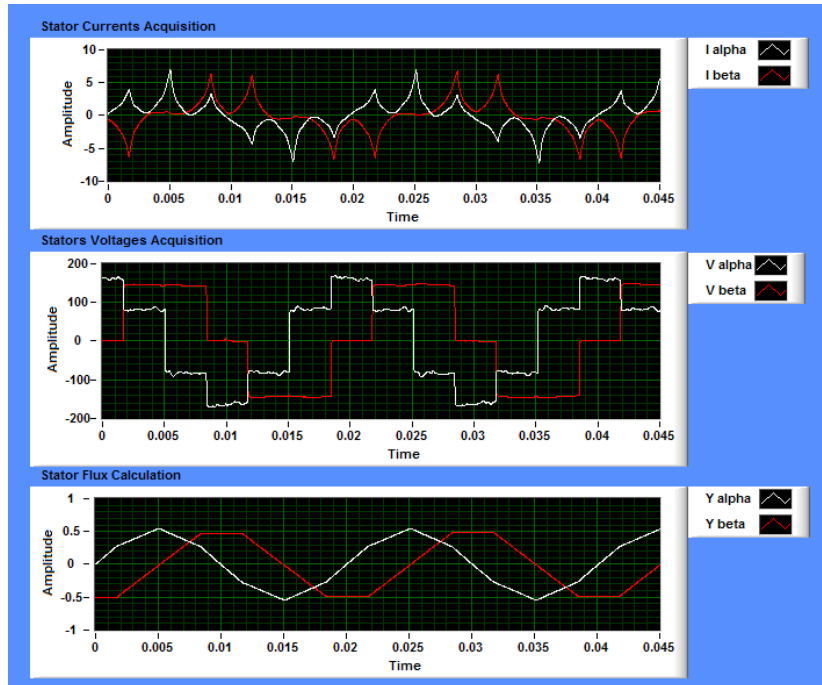


Figura 10.32: Componentes de vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator en el tiempo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

rotor para observar con mayor claridad como en un motor a pesar de que el flujo del estator tiene una forma hexagonal en el rotor se observa un flujo con forma más circular y la corriente del rotor es parecida a la del estator pero un poco más pequeña.

En las figuras 10.36, 10.37, 10.38 y 10.39 se puede observar el resultados de desplegar los vectores en un marco de referencia fijo al campo, donde se puede observar como los vectores no giran pero si presentan movimiento, si se observará la animación se observarían los cambios en los vectores debido a los transitorios que hay en cada conmutación en el inversor. Para observar estos vectores con referencia al campo con más detalle se muestra en la figura 10.36 el vector de corriente en el estator en el cual se observa la trayectoria que describe el vector de corriente debida al PWM de pulso simple. En la figura 10.37 se muestra el vector de corriente en el rotor con la misma característica que en la corriente en el estator. En la figura 10.38 se muestra el flujo del estator que prácticamente no presenta movimiento y es porque se esta con referencia al campo. En la figura 10.39 se muestra el flujo en el rotor y al igual que el flujo del estator solo presenta un pequeño punto muy marcado que significa que el vector solo esta en esa posición no presenta movimiento. En este marco de referencia el vector de voltaje en el estator presenta un movimiento de las conmutaciones marcando solo 2 posiciones, una como la que se muestra en las figuras y otra a 60 grados y esto es debido al cambio de posición.

En las figuras 10.40, 10.41, 10.42 y 10.43 se puede observar el resultados de calcular el modelo dinámico del motor con referencia al rotor, donde se establece la velocidad

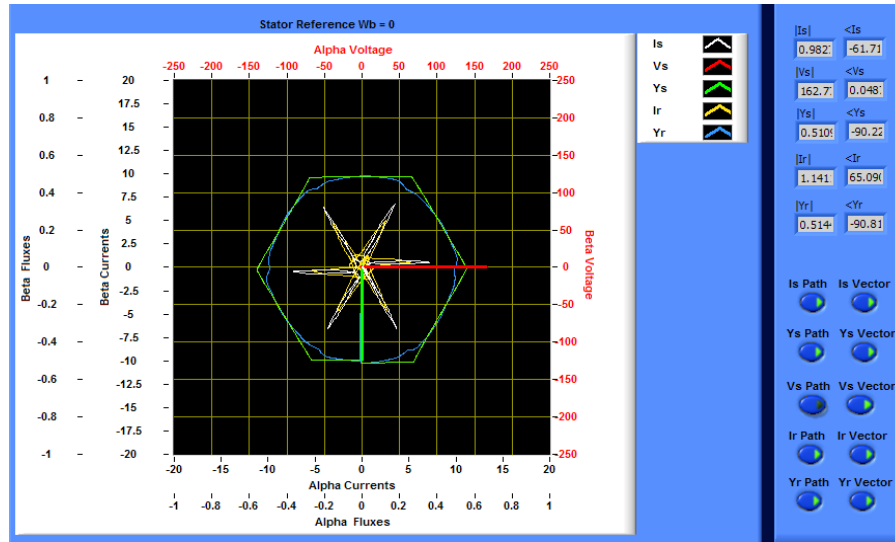


Figura 10.33: Vectores en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

en flecha del motor en el campo de  $W_m$  a 300 rad/s debido a que esta señal tiene una frecuencia de 50 Hz aproximadamente, entonces los vectores giran aproximadamente a 14 rad/s. Para observar con más detalle las trayectorias de los vectores con referencia al rotor en este caso, en la figura 10.40 se puede observar el vector de corriente en el estator, en la figura 10.41 se puede observar el vector de corriente en el rotor, en la figura 10.42 se puede observar el vector de flujos en el estator y en la figura 10.43 se muestra el vector para el flujo en el rotor. En todas las figuras se puede ver que en general hay una forma circular en las trayectorias de los vectores, pero dependiendo de los picos, rizados u oscilaciones en las señales en la forma de la trayectoria, por ejemplo trayectoria de los vectores de corriente del estator y rotor, se tiene que los picos de corriente se van movimiento pero a una velocidad mucho más lenta, en el caso de los flujo que tienen rizados mucho menores se puede ver como se describe una trayectoria más circular pero con una oscilación más pequeña que es debida más que nada a las conmutaciones que hay en el inversor y que para los flujos tienen menor efecto.

En la figura 10.44 se muestra el resultado de desplegar las señales de alimentación trifásicas de voltaje y corriente en el estator cuando se tiene un inversor de pulso simple conectado al motor de inducción y permite observar como en un motor de inducción se tiene prácticamente un carga bien balanceada ya que a simple vista las tres fases son del mismo tamaño.

En la figura 10.45 se muestra el resultado de representar la transformación vectorial de corriente en el estator en el motor cuando hay un inversor realizando un PWM de pulso simple donde se puede observar la posición en el espacio del efecto de cada fase para conseguir el vector resultante cuando se presentan señales con picos de corriente muy marcados como en este caso.

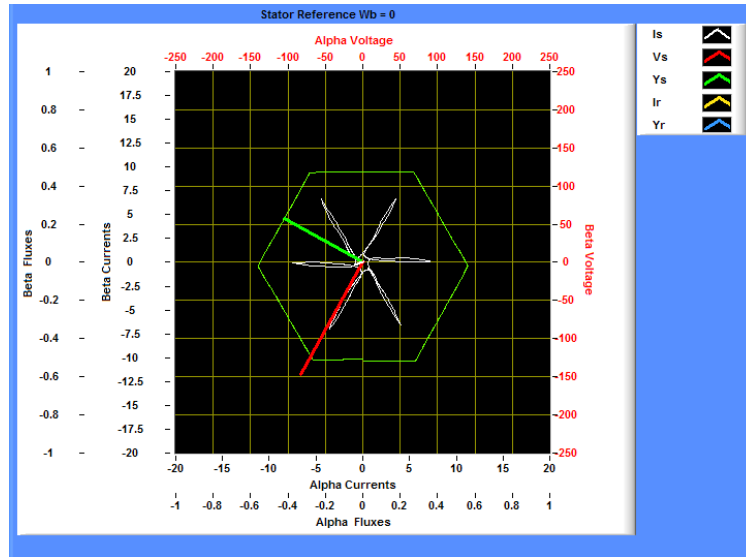


Figura 10.34: Vector de corriente y flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

En la figura 10.46 se puede observar el par desarrollado por el motor y calculado en la computadora el cual presenta una forma de onda con muchas oscilaciones que deben ser debidas por los grandes picos de corrientes que se presentan en la corriente por consecuencia de utilizar un PWM de muy baja frecuencia y tiene un valor que oscila entre 0.45 y -0.1 Nm.

En la figura 10.47 se puede observar el espectro de frecuencias de la unión de las componentes alfa y beta de los vectores voltaje y corriente en el estator y muestra como la señal de corriente presenta armónicas más grandes en comparación a la fundamental en frecuencias menores a 1kHz, lo cual tiene sentido se observan las formas de ondas de voltaje y de corriente, ya que se espera por la forma de onda de voltaje que tenga armónicas de menor tamaño con respecto a la fundamental a comparación de la forma de onda de la corriente.



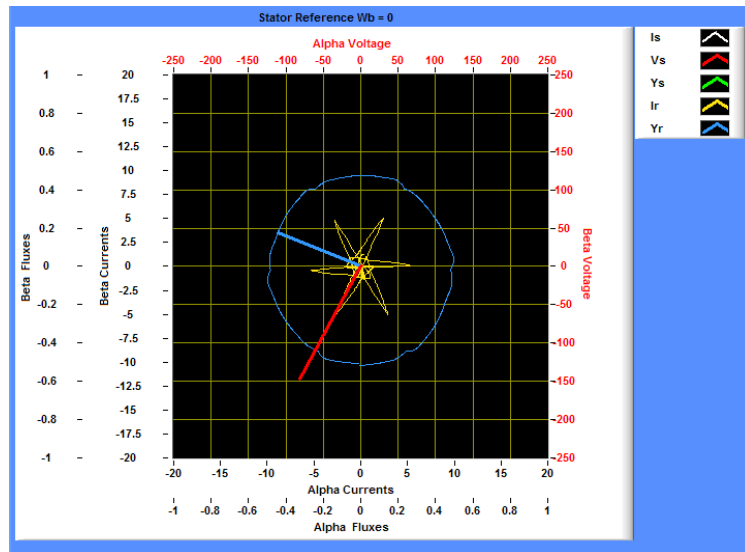


Figura 10.35: Vector de corriente y flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

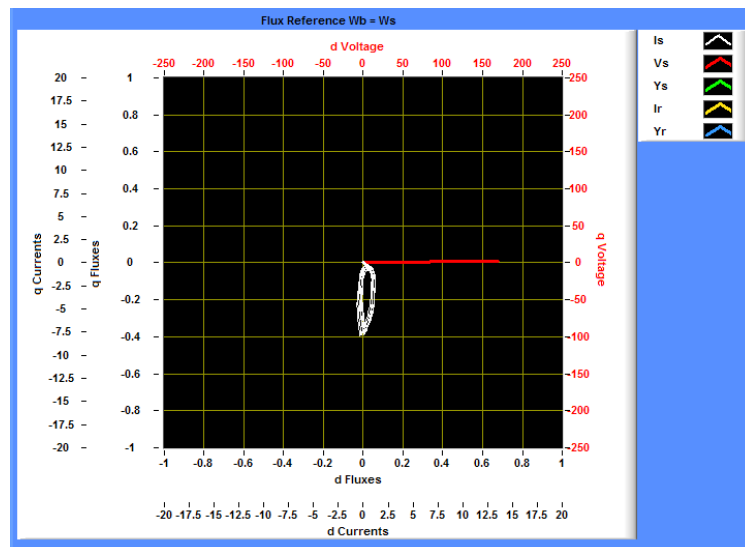


Figura 10.36: Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

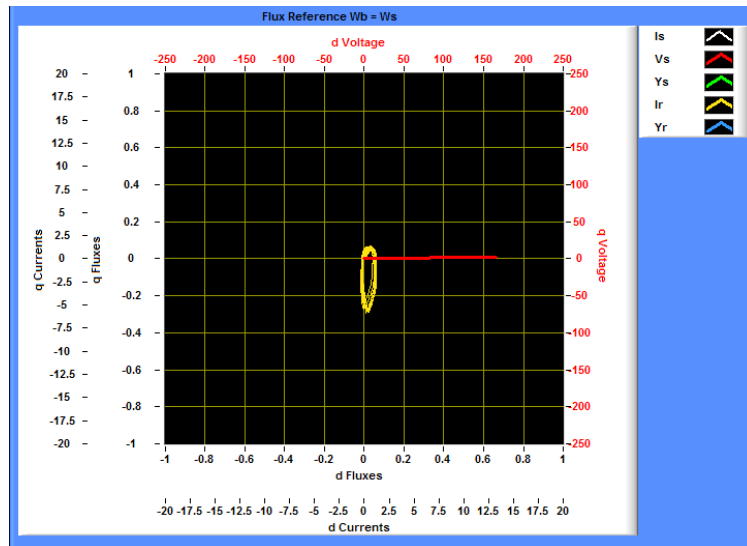


Figura 10.37: Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

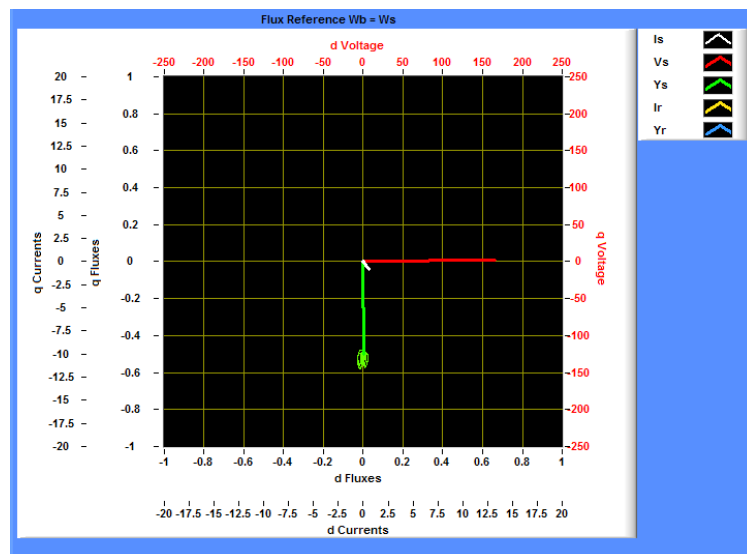


Figura 10.38: Vector de flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

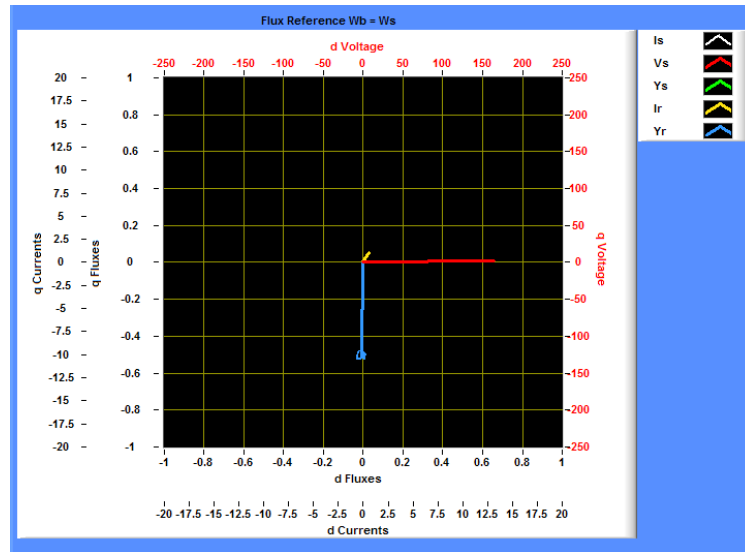


Figura 10.39: Vector de flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

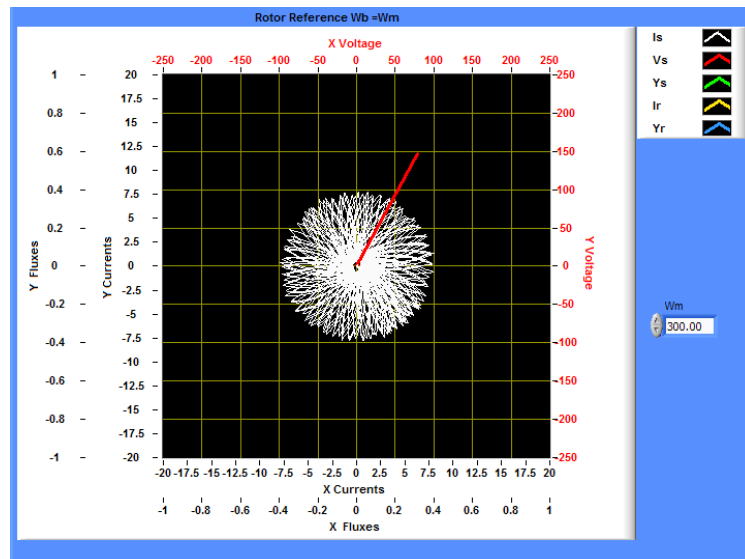


Figura 10.40: Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

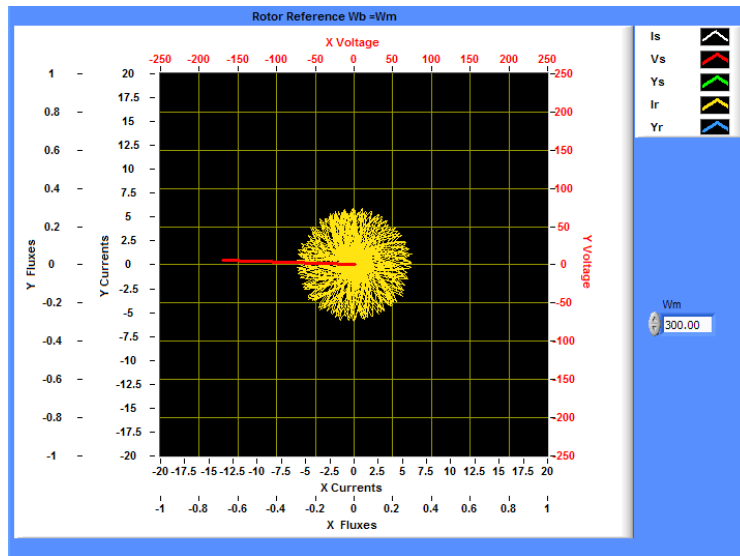


Figura 10.41: Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

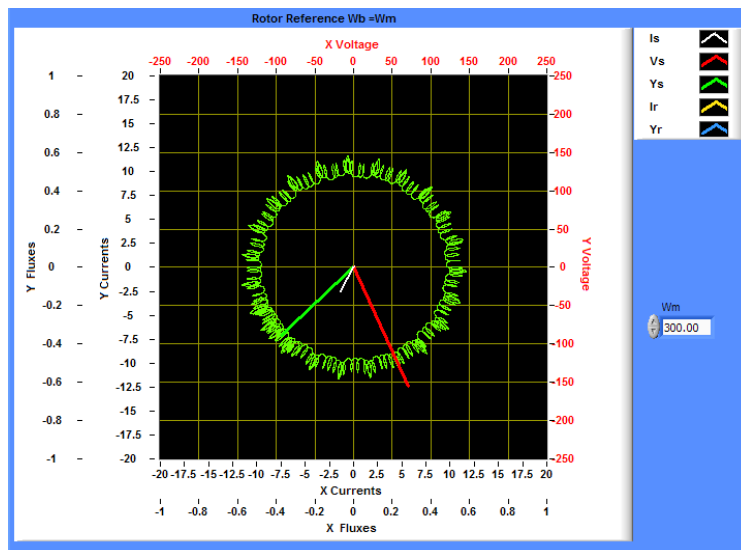


Figura 10.42: Vector de flujo en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

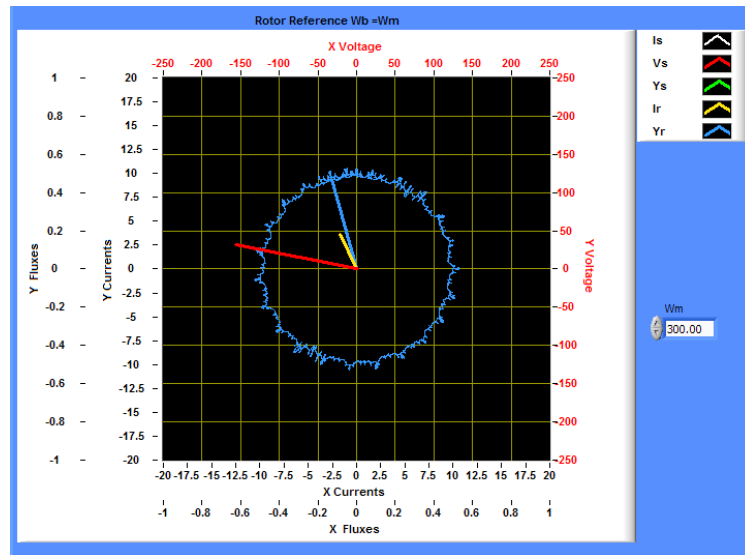


Figura 10.43: Vector de flujo en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

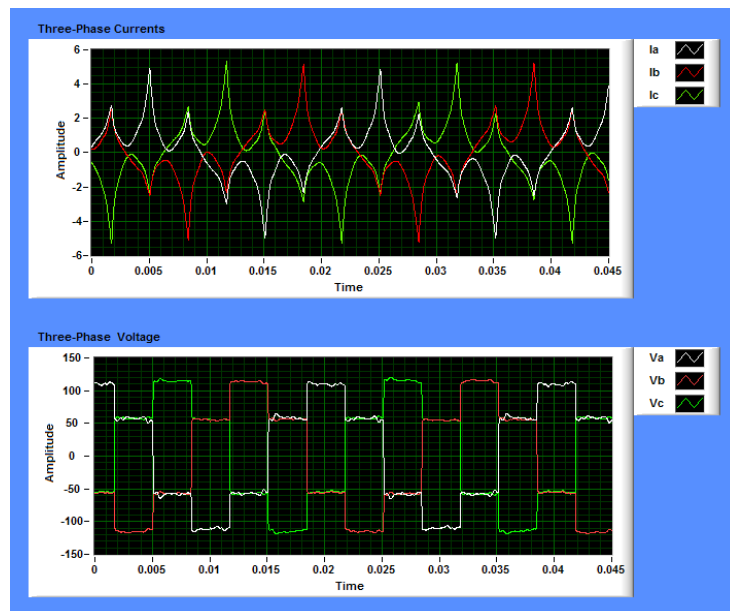


Figura 10.44: Señales trifásicas de corriente y voltaje en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

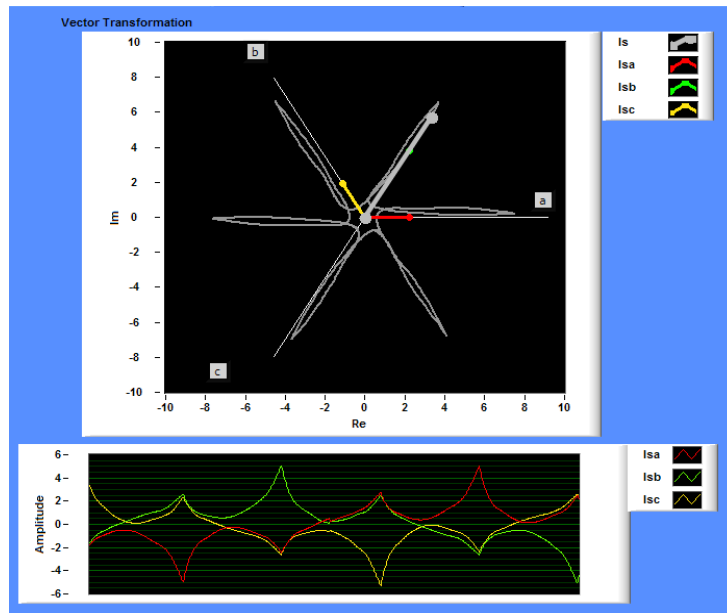


Figura 10.45: Transformación vectorial de corriente en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

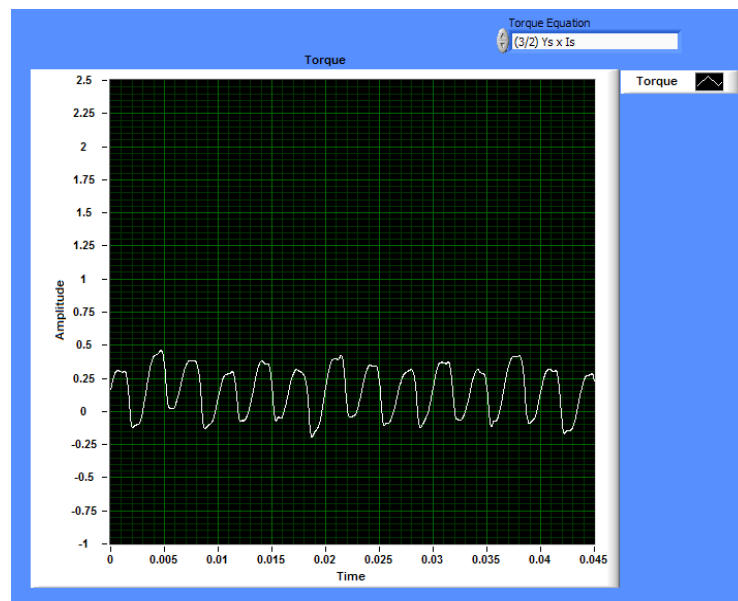


Figura 10.46: Par calculado por la computadora cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

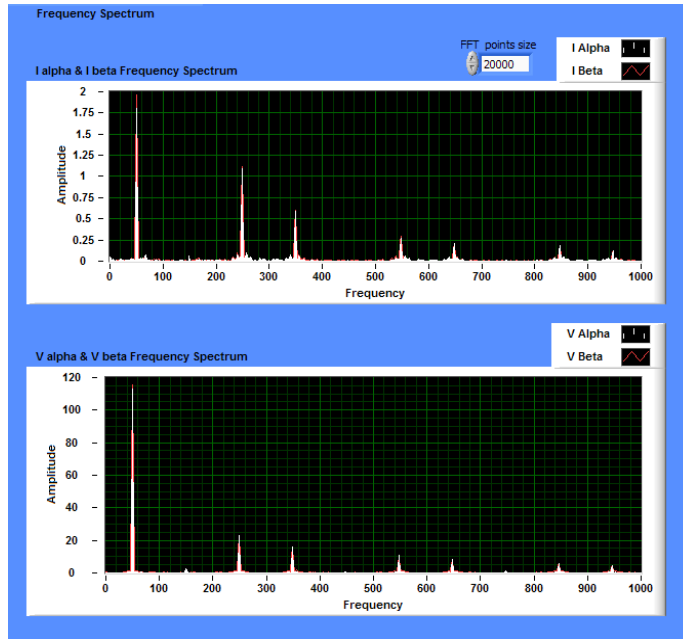


Figura 10.47: Espectro de frecuencias de las componentes de los vectores de voltaje y corriente en el estator cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

### 10.3.2. Resultados en el FPGA de un PWM de pulso simple de un inversor de voltaje

Los algoritmos implementados en el FPGA para resolver el modelo dinámico del motor obtuvieron los siguientes resultados mostrados. En la figura 10.48 se muestran las señales en el tiempo de las componentes de los vectores calculados por el FPGA en un sistema de referencia fijo al estator y permite observar como los vectores de voltaje y corriente del estator alimentan al motor y producen un vector de flujo en el estator que es casi el mismo resultado que el calculado en la computadora, también se muestra el vector de flujo en el rotor que tiene una magnitud aproximada de 0.486 que es un valor bastante aproximado al 0.51 calculado en la computadora.

Después en la figura 10.49 se muestran los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al estator para observar que en el FPGA se obtiene un vector de corriente es igual a  $1,077\angle -39,36^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $169,05\angle 0^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,4755\angle -90,1^\circ$  que en comparación con los resultados obtenidos por la computadora son un poco diferentes pero muy parecidos y aparentemente correctos ambos porque hay que recordar que estos datos pueden corresponder a un tiempo diferente ya que los ángulos no tienen una referencia fija sino que varía con respecto al vector de voltaje.

En la figura 10.50 se muestran las componentes de los vectores en el tiempo para un sistema de referencia fijo al campo del modelo dinámico del motor para poder observar

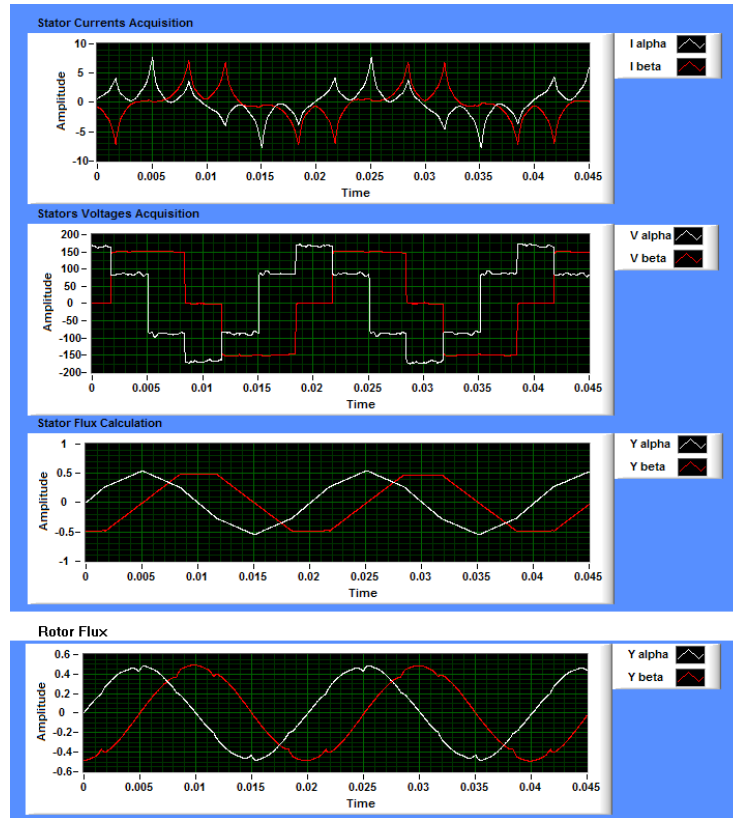


Figura 10.48: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

el comportamiento de las componentes de los vectores por ejemplo de la corriente que cuando presenta picos de corrientes y se esta con referencia al campo estos se observan claramente en esta señales así como para el voltaje. Pero en el caso de los flujo siendo la velocidad de ellos la referencia y siendo el flujo el que presenta una forma más estable presenta líneas casi constantes solo con un pequeño rizado causado por el PWM.

En la figura 10.51 se muestran los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al campo y también se obtiene una gráfica que tiene trayectorias casi iguales a las que se muestran y calculan en la computadora.

En la figura 10.52 se puede observar las componentes de los vectores calculados en el FPGA en el tiempo en un sistema de referencia fijo al rotor para ver como las señales en el tiempo llevan una componente de baja frecuencia que es  $\omega_r$  y es aproximadamente 14 rad/s y también hay una componente de alta frecuencia que es por las conmutaciones como ya se viene explicando. En esta figura el flujo del rotor no corresponde al mismo instante de tiempo que las otras tres gráficas pero se muestra de esta forma para tener una idea del comportamiento de esta señal.

En la figura 10.53 se muestran los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator calculados en el FPGA con referencia al rotor para observar como efectivamente hay una trayectoria menor y parecida una parte de la trayectoria de mostrada en la parte



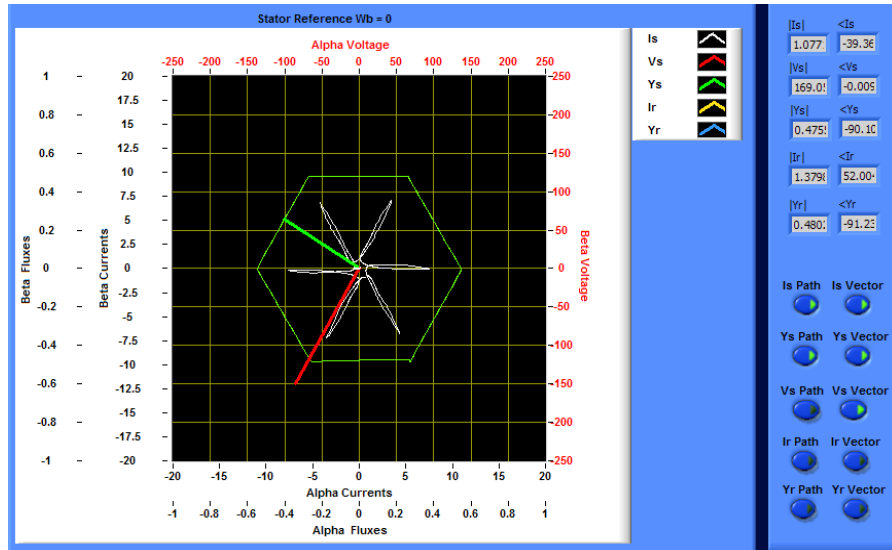


Figura 10.49: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al estator calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

de resultados en la computadora.

En la figura 10.54 se muestra el resultado del calculo del par efectuado en el FPGA y se puede observar como se obtiene una forma de onda parecida a la que se calculo en la computadora y con un par que oscila entre 0.4 y 0.1 Nm que es un valor bastante parecido al calculado en la computadora que era entre 0.45 y 0.1 Nm. Pero hay que recordar que esta variación puede ser debida a que los vectores de corriente y voltaje no son completamente iguales, ya que existe una pequeña variación desde ahí.

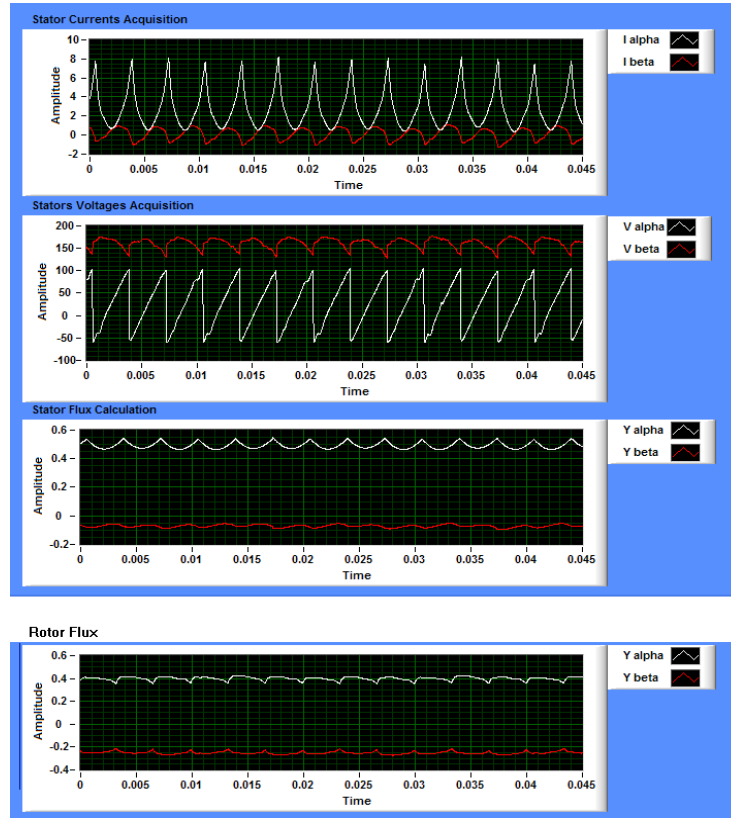


Figura 10.50: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

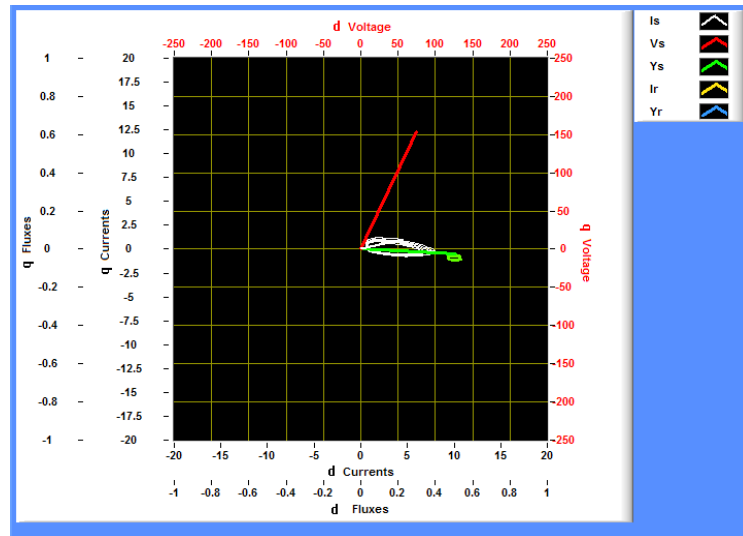


Figura 10.51: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

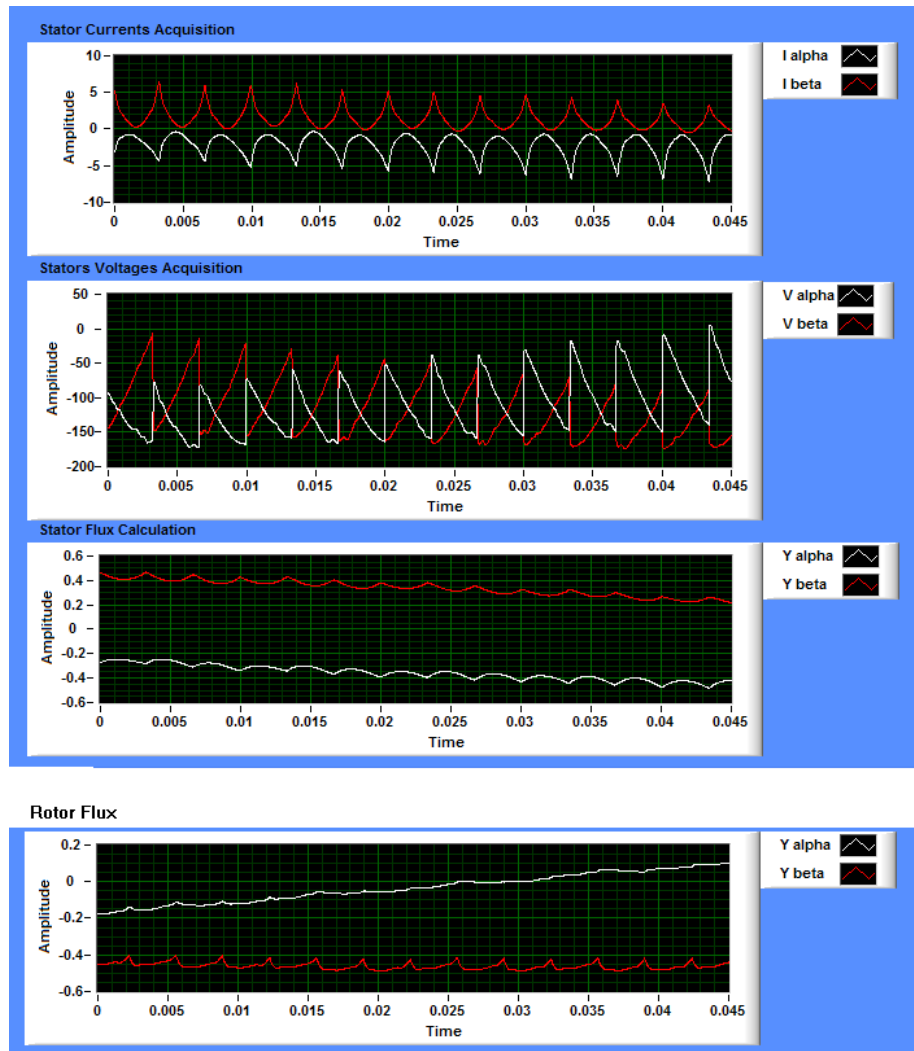


Figura 10.52: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

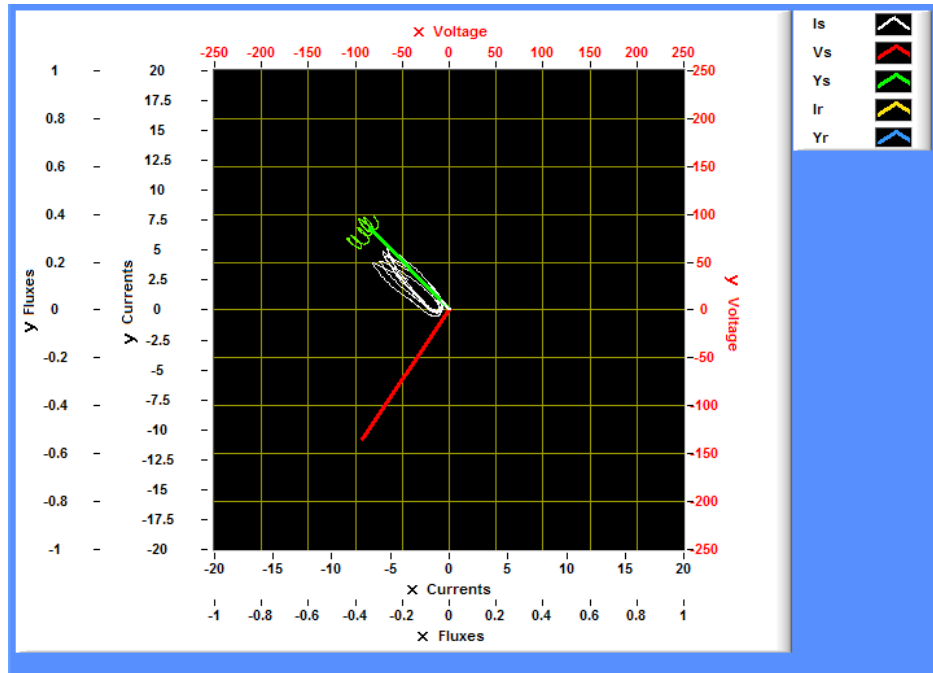


Figura 10.53: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

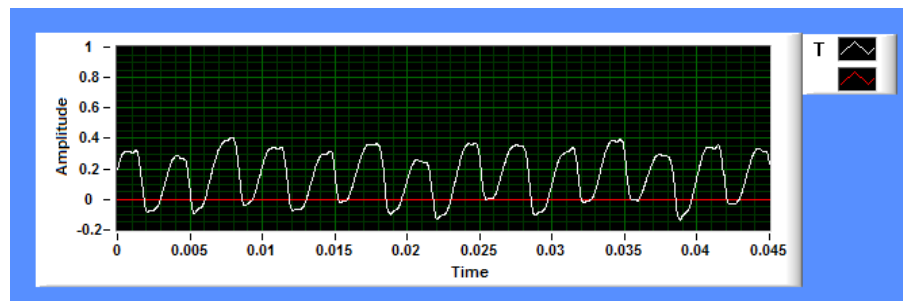


Figura 10.54: Par calculado por el FPGA cuando hay un inversor con pulso simple en un motor.

## 10.4. Variación del número de pulsos en un PWM

En esta sección de la exposición de resultados obtenidos se presenten principalmente la variación en el flujo del estator cuando hay una técnica de modulación de pulso múltiple y una técnica de modulación senoidal, para poder observar como influye el tipo de técnica en la trayectoria del flujo del motor y también cual es la mejor forma de obtener un flujo con una trayectoria con una tendencia más circular que es lo ideal. Para este análisis solo se utiliza el modelo con referencia al estator pues se toma como referencia la forma circular de la trayectoria ideal del flujo que es más fácil de observar en el modelo dinámico cuando se esta con referencia al estator.

Para el desarrollo de éstas pruebas se utilizó el mismo inversor y el mismo motor que en la prueba de un PWM en conducción de 120 grados con la única variación de variar la técnica de modulación y el número de pulsos. La variación del número de pulsos se realiza en esta sección para presentar un análisis sobre el efecto del número de pulsos en el flujo del motor siendo una variable muy importante para el modelo del motor.

### 10.4.1. PWM de pulso múltiple

En un motor trifásico de inducción a la hora de diseñar una técnica de modulación no es recomendable utilizar una técnica de de pulso múltiple principalmente por el espectro de frecuencias que presenta esta técnica de modulación, y otra forma de demostrar esto es el visualizar el comportamiento del flujo del estator mediante el modelo dinámico en forma vectorial que produce el implementar esta técnica de modulación. Para esto se observará en las siguientes figuras como se comporta el flujo en el estator con 3, 4, 5 y 6 pulsos.

Primero en la figura 10.55 se puede observar las formas de onda en el tiempo de las componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo, así como la trayectoria que describe el vector de flujo en el estator con un PWM de 3 pulsos, en esta figura se puede observar las formas de onda del voltaje que ocasionan la forma de onda del flujo y se puede observar como a pesar de la forma de onda de las componentes del vector de flujo este sigue presentando una trayectoria hexagonal.

Cuando se modifica el PWM a 4 pulsos como se muestra en la figura 10.56 se puede observar como los vectores de voltaje básicamente no presentan un comportamiento muy simétrico, pero en el flujo del estator se puede observar como el flujo si presenta una forma más simétrica en sus componentes y en su trayectoria. En la trayectoria con 4 pulsos se puede observar como hay un comportamiento no tan deseable en el flujo del estator debido a que lo ideal sería que al aumentar el número de pulsos se obtuviera una trayectoria de onda más circular y al tener 4 pulsos se forma una figura más bien parecida a un triangulo sin sus picos que es una trayectoria menos deseable que un hexágono.

Al probar el PWM con 5 pulsos como se muestra en la figura 10.57 se puede observar también un comportamiento irregular en la modulación del PWM en el voltaje

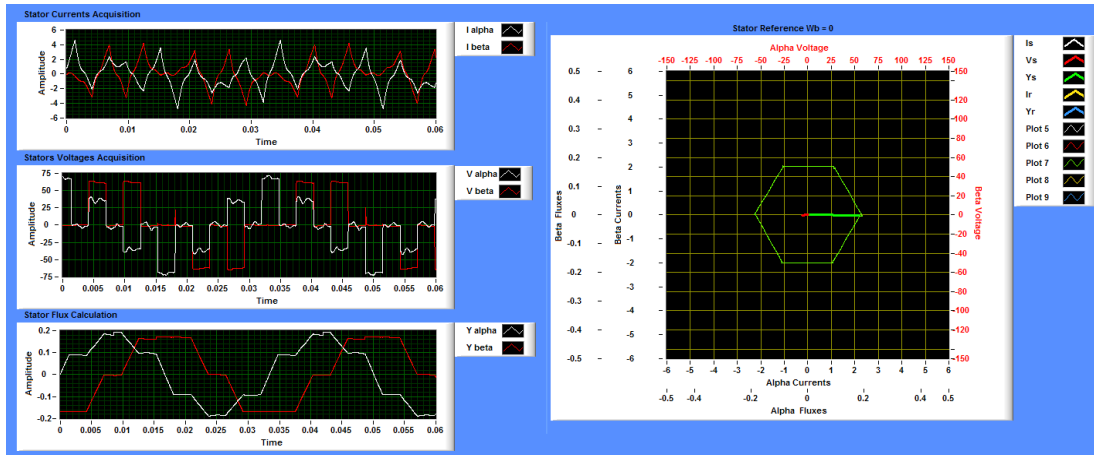


Figura 10.55: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 3 pulsos.

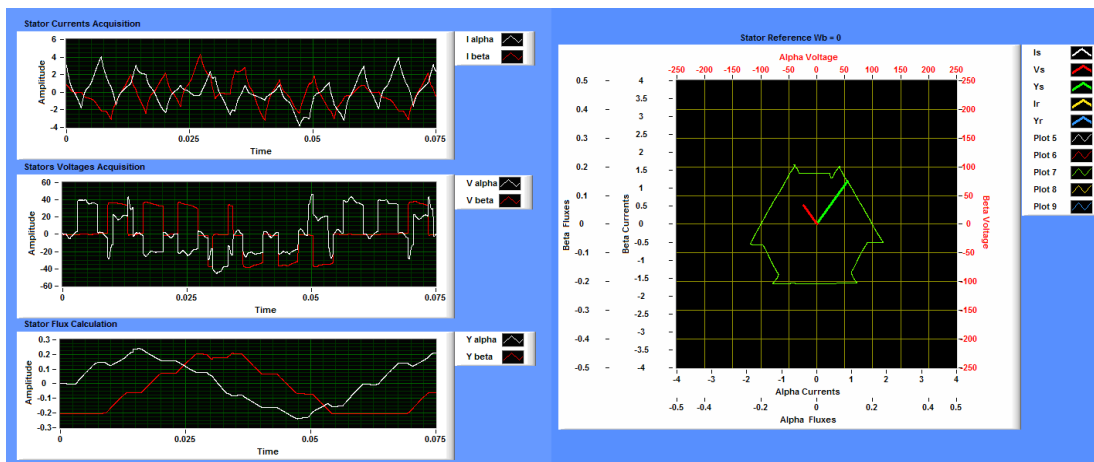


Figura 10.56: Trayectoria del vector de flujo del estator con un PWM de 4 pulsos

y que produce un flujo con una forma de onda que parece normal, pero que al observar la trayectoria del flujo con 5 pulsos en el PWM se observa como no se esta mejorando la trayectoria del flujo hacia una circular sino que se deforma alguno de los lados del hexágono original.

La prueba realizada con 6 pulsos en el PWM múltiple se muestra en la figura 10.58 donde se observar las señales de las componentes en el tiempo de los vectores de corriente, voltajes y flujo en el estator así como la trayectoria del vector del flujo del estator, en donde se muestra una forma hexagonal en la trayectoria del flujo como cuando se tenían 3 pulsos.

De las pruebas mostradas con 3, 4, 5 y 6 pulsos con un PWM de pulso múltiple se puede ver el porque se recomienda que para un PWM trifásico el número de pulsos debe de ser múltiplo de 3 y es debido a que esto le da una mejor forma a la trayectoria del

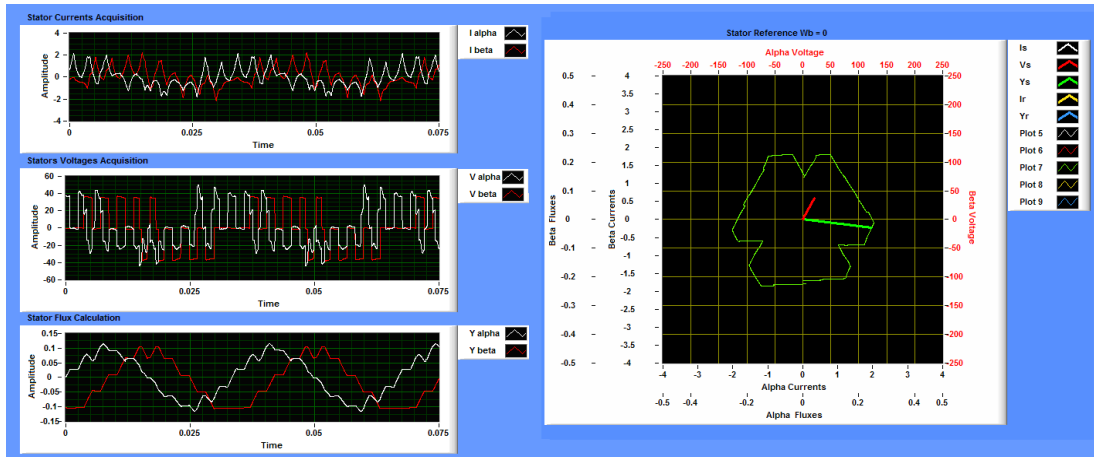


Figura 10.57: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 5 pulsos.

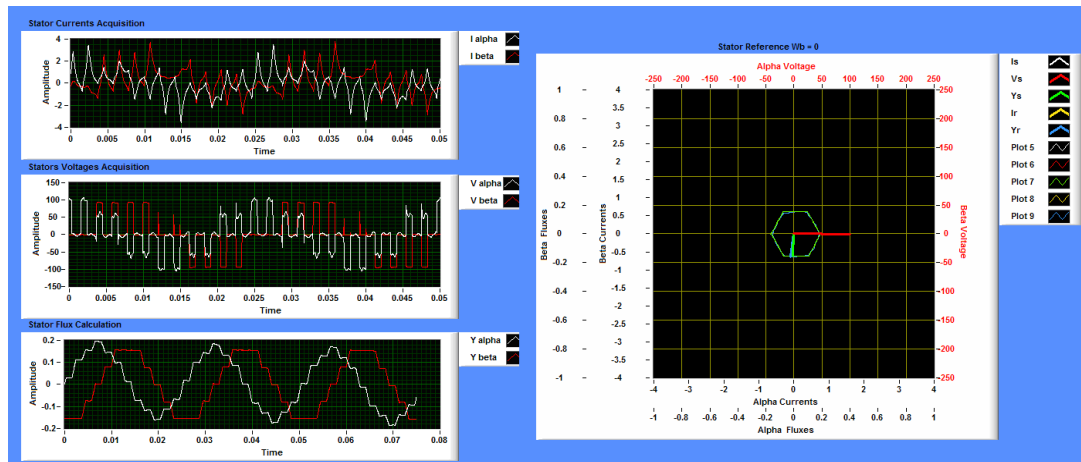


Figura 10.58: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM de 6 pulsos.

flujo principalmente, ya que se busca que esta trayectoria tenga una forma que tienda a circular.

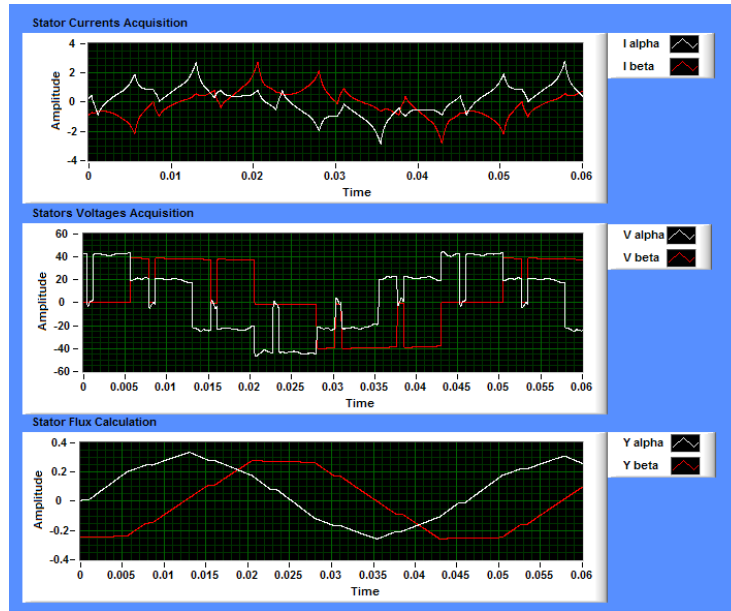


Figura 10.59: Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 3 pulsos.

### 10.4.2. PWM senoidal

Una mejor técnica de modulación en un PWM senoidal debido a que se presenta una señal con un espectro de frecuencia más limpio cerca de la fundamental ya que las armónicas son desplazadas a altas frecuencias de acuerdo a el número de pulsos que se utilice. Para ver el efecto del PWM senoidal se presenta las pruebas realizadas con 3, 5, 6 y 7 pulsos para este tipo de PWM.

En la prueba con 3 pulsos como se muestra en la figura 10.59 se puede observar las señales en el tiempo de las componentes de los vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator y como primera punto a notar es la forma del PWM en el voltaje que resulta y que es un poco parecida a la forma del PWM de conducción de 120 grados, por lo cual podría esperarse un resultado parecido que a este caso.

De estas formas de onda se obtienen los vectores para el modelo referido al estator y en la figura 10.60 se puede observar el comportamiento de los vectores de corriente y flujo, en donde el más importante a destacar es el del flujo, pues como se puede observar se obtiene un trayectoria hexagonal y en la corriente se obtienen seis picos que deben de corresponder a las seis diferentes conmutaciones del inversor en un ciclo.

También es importante observar el comportamiento del vector del flujo del rotor como se muestra en el figura 10.61 en donde además se observa el comportamiento del vector de corriente del rotor en el modelo referido al estator. En este caso es importante notar como el flujo del rotor presenta una forma más circular que el flujo del estator lo cual es muy notable en las esquinas del hexágono.

También es importante el mostrar el resultado del par como otra de las variables



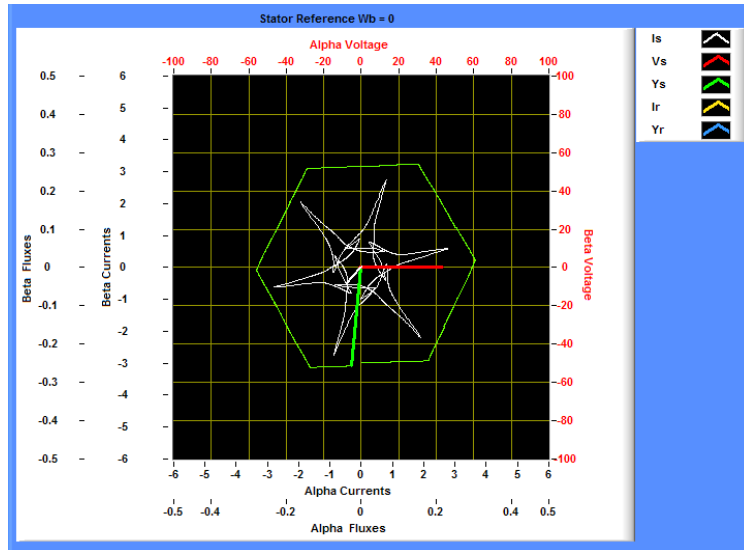


Figura 10.60: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 3 pulsos.

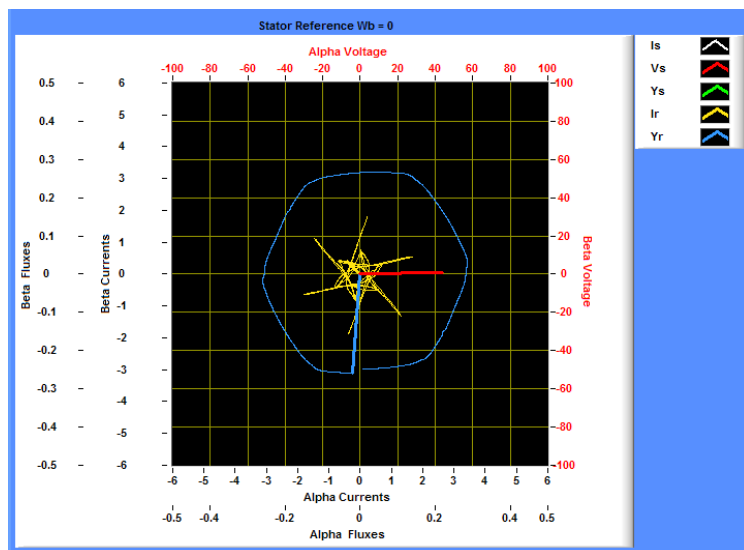


Figura 10.61: Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 3 pulsos.

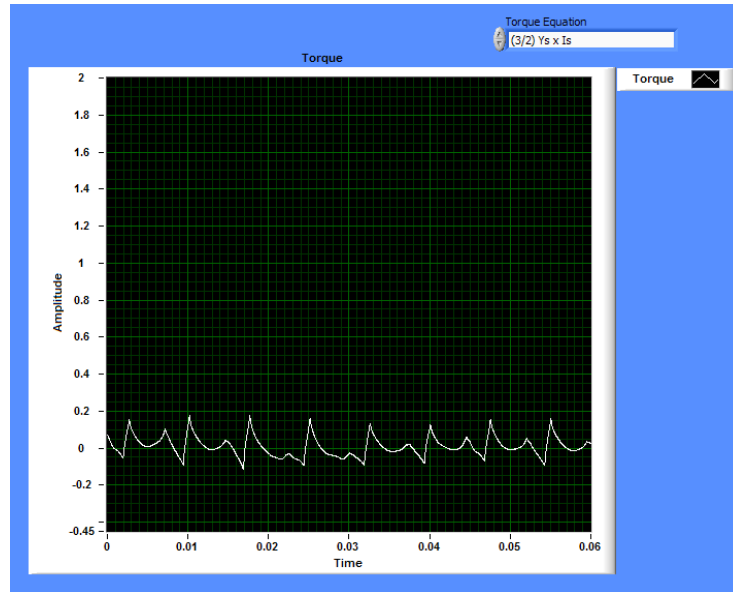


Figura 10.62: Par del motor con un PWM senoidal de 3 pulsos.

importantes y para observar la forma de onda con este tipo de modulación y con 3 pulsos se muestra en la figura 10.62 el resultado en este caso.

La prueba realizada con 5 pulsos para un PWM senoidal es la siguiente mostrada, donde primeramente hay que observar en la figura 10.63 la forma de onda de las componentes de los vectores en el tiempo de voltaje, corriente y flujo del estator, y principalmente del voltaje para observar como se forma el PWM en las componentes del vector del voltaje y como la forma del flujo es parecida a la de 3 pulsos pero con algunos picos más marcados en algunas partes de la señal del flujo en el tiempo.

Estas señales originan un comportamiento vectorial en flujo del estator como es que se muestra en la figura 10.64 donde se puede destacar como hay una forma tipo hexagonal en el flujo pero con unos picos muy marcados y deformando las esquinas del hexágono cuando hay 5 pulsos.

Por otra parte en el flujo en el rotor se muestra en la figura 10.65 y se puede observar una forma más hexagonal con algunas pequeñas deformaciones en sus lados.

Este PWM senoidal con 5 pulsos puede producir una señal de par como la que se muestra en la figura 10.66 en donde se encuentra una señal bastante irregular del par casi como una forma triangular.

La prueba con 6 pulsos en un PWM senoidal se muestra a continuación donde primeramente se pueden observar en la figura 10.67 las señales en el tiempo de las componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator en donde principalmente hay que ver la señal de voltaje del PWM que va la forma de onda de la señal del flujo que a simple vista se mira como una señal muy parecida a una senoidal en sus componentes.

Estas componentes vista en el espacio vectorial dibujan una trayectoria del vector

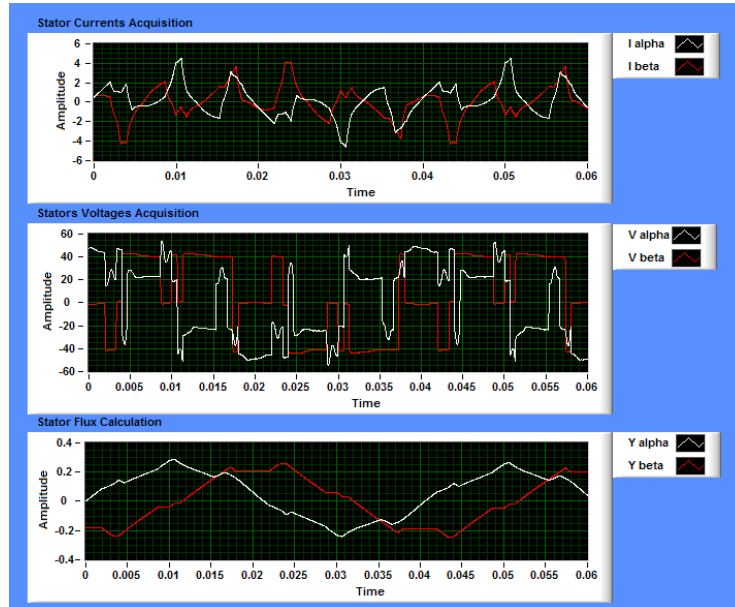


Figura 10.63: Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 5 pulsos.

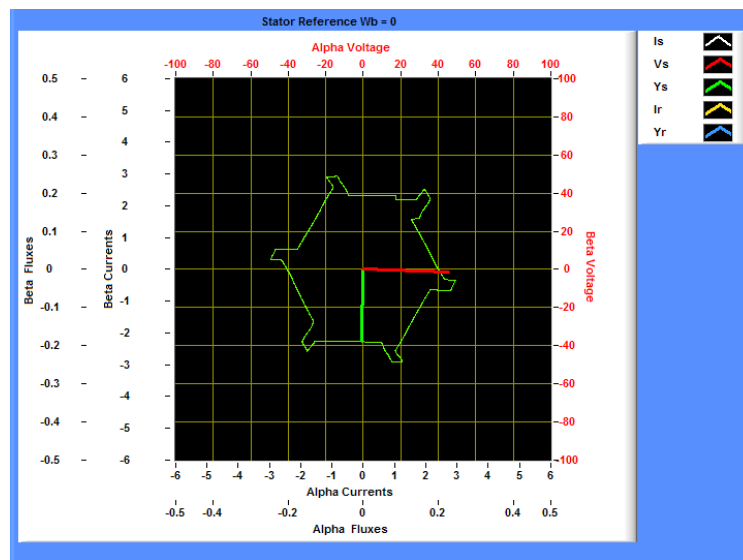


Figura 10.64: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 5 pulsos.

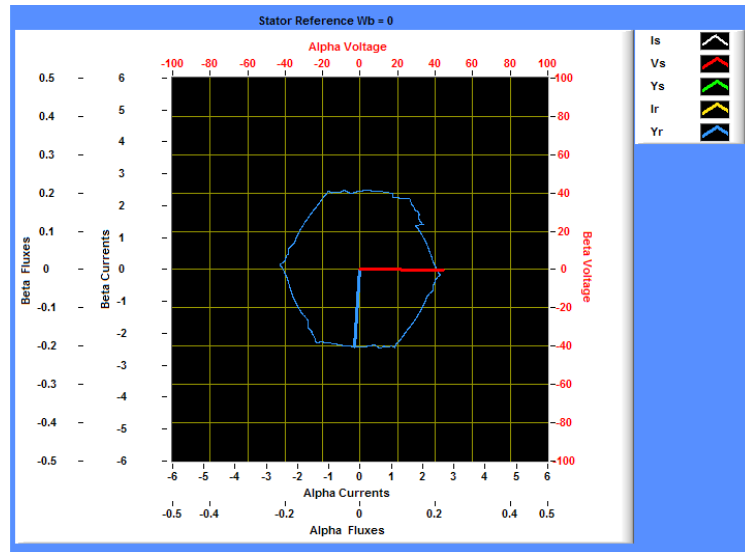


Figura 10.65: Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 5 pulsos.

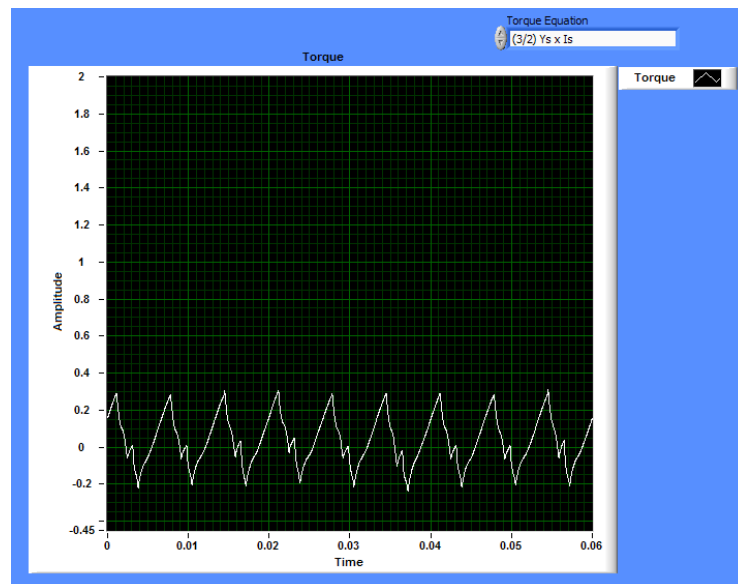


Figura 10.66: Par del motor con un PWM senoidal de 5 pulsos.

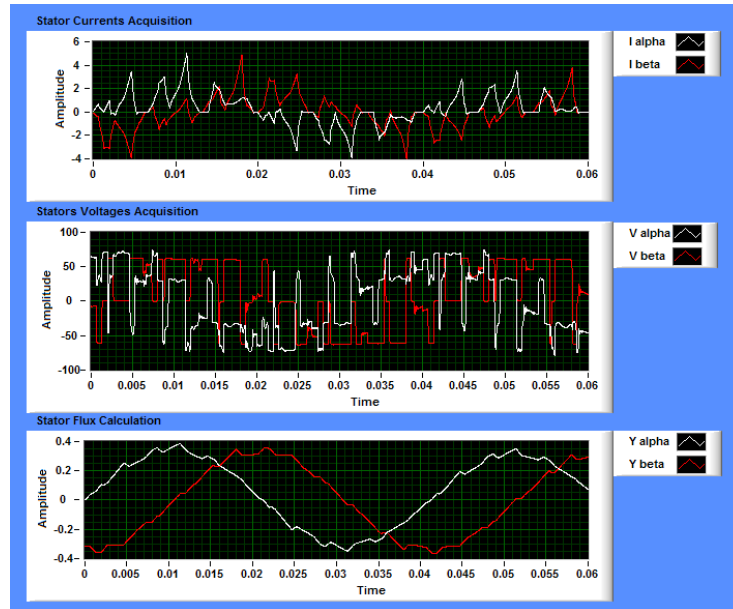


Figura 10.67: Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 6 pulsos.

de flujo en el estator como la que se muestra en la figura 10.68 que nos permite ver una trayectoria bastante más parecida a la circular que las anteriores mostradas, lo cual es muy importante a destacar pues con seis pulsos en un PWM senoidal se obtiene una forma de flujo bastante aceptable a diferencia de un PWM de pulso simple por ejemplo.

En cuanto al comportamiento del vector del flujo en el rotor este se presenta en la figura 10.69 en donde se puede observar como la trayectoria de este tiene una tendencia bastante circular a diferencia de los otros casos de 3 y 5 pulsos este presenta un comportamiento en su trayectoria más deseable en un motor que los otros casos mencionados.

En base a estos comportamiento de flujo y 6 pulsos en el PWM senoidal se obtiene una gráfica en el par como la que se muestra en la figura 10.70 donde el par presenta mayor cantidad de picos en su forma de onda que en los casos anteriores pero con una tendencia a estar más en la parte positiva que por ejemplo en el caso del 5 y 2 pulsos por ejemplo.

Otra prueba realizada es la de 7 pulsos en un PWM senoidal y a continuación se presentan resultados. Primero hay que observar las señales en el tiempo de las componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator como se muestran en la figura 10.71 para apreciar como se observa el PWM en el voltaje principalmente y como se genera un flujo con una forma de onda tipo senoidal que tuviera una pequeña componente ruido y que a comparado con el flujo generado con 6 pulso se puede decir que con 7 pulsos se obtiene un flujo menos senoidal que con un flujo de 6 pulsos.

En el espacio vectorial el flujo en el estator forma un trayectoria como la que se puede observar en le figura 10.72 donde se tiene una trayectoria del vector de flujo

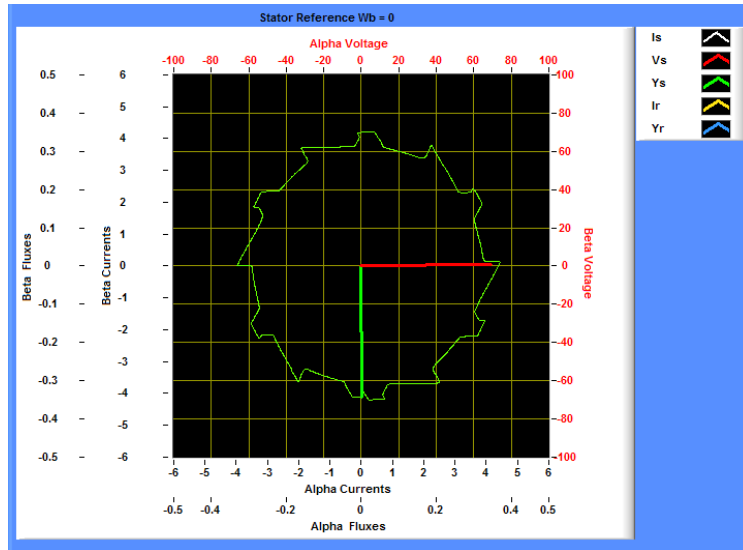


Figura 10.68: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 6 pulsos.

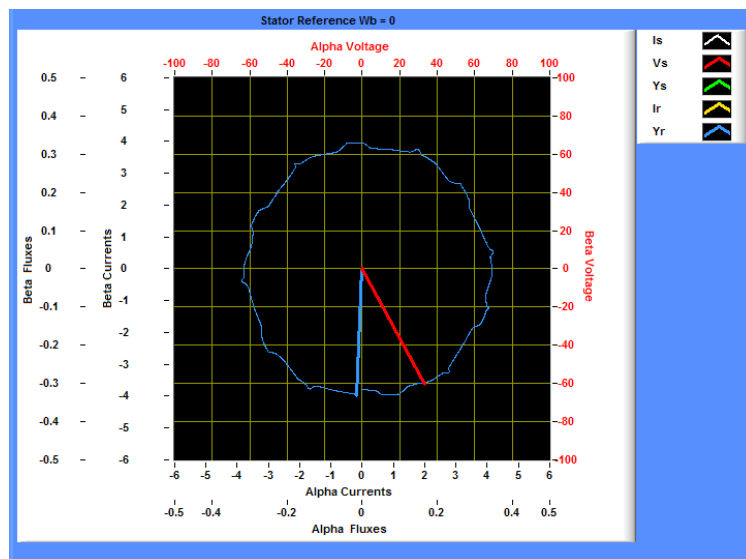


Figura 10.69: Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 6 pulsos.

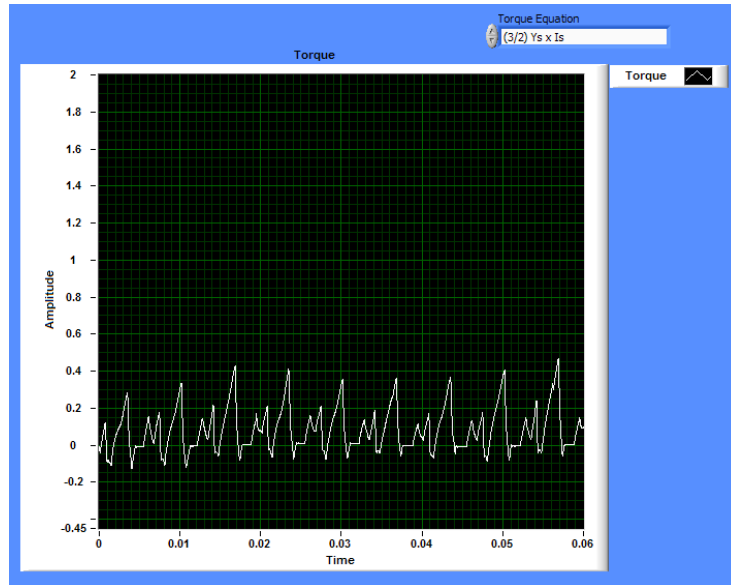


Figura 10.70: Par del motor con un PWM senoidal de 6 pulsos.

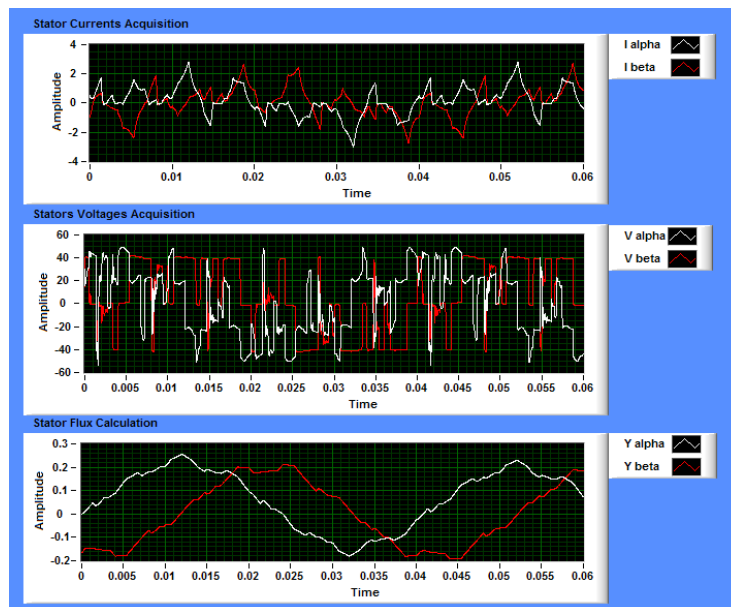


Figura 10.71: Componentes de los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator con PWM senoidal de 7 pulsos.

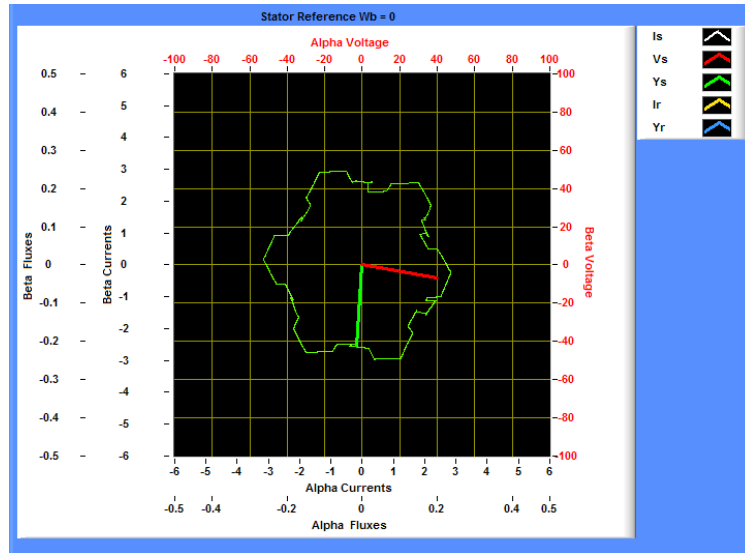


Figura 10.72: Trayectoria del vector flujo del estator con un PWM senoidal de 7 pulsos.

en el estator tendiendo más a una forma hexagonal con deformaciones en los lados y esquinas, y en comparación con el caso de 6 pulsos se podría decir que la trayectoria del flujo está más deformada con 7 pulsos. Esto permite darnos cuenta como en un PWM trifásico es recomendable utilizar un número de pulsos múltiplo de 3 pues se presentan mejores trayectorias en los flujos.

También si se observa la forma en el flujo del rotor como se muestra en la figura 10.73 se puede notar como el flujo en el rotor tiene una tendencia a ser como un hexágono con las esquinas redondeadas y un pequeñas deformaciones en la trayectoria. También hay que mencionar que como la trayectoria con 7 pulsos tiende a ser más hexagonal y peor en comparación a la trayectoria con 6 pulsos donde el flujo del rotor era más circular.

En cuanto al par desarrollado para un PWM senoidal de 7 pulso este tiene una forma de onda como la que se muestra en la figura 10.74 en donde hay pequeñas variaciones en la señal con algunos picos de par más marcados que otros.



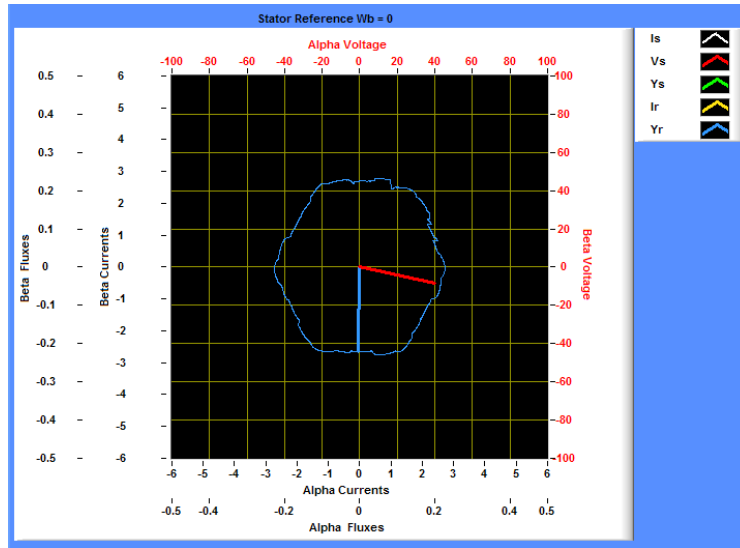


Figura 10.73: Trayectoria del vector flujo del rotor con un PWM senoidal de 7 pulsos.

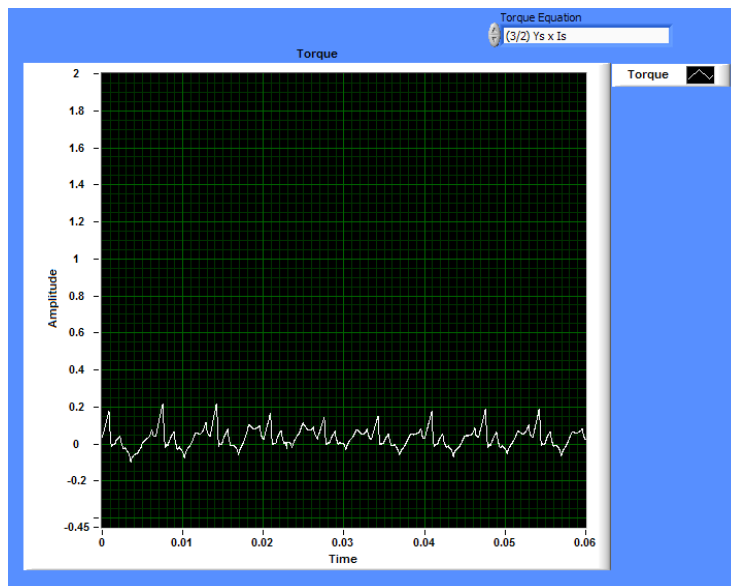


Figura 10.74: Par del motor con un PWM senoidal de 7 pulsos.

## 10.5. Señales de PWM senoidal de un variador de frecuencia

Un caso más real y más crítico para en cuanto al tipo de señales que se pueden encontrar en un motor es cuando hay un PWM senoidal, ya que a fin de cuentas para controlar un motor se tiene que utilizar un inversor que realice algún tipo de modulación de ancho de pulso. Por esta razón se selecciono hacer una prueba de un motor alimentado por un variador de frecuencia del cual se obtendrá un PWM senoidal. En esta prueba se utilizó un variador de frecuencia a una frecuencia de 60 Hz, y hay que mencionar que este variador trabaja a frecuencias de conmutación de 2.9 kHz y el motor no tenía ninguna carga acoplada.

### 10.5.1. Resultados en la computadora del PWM senoidal

Primero hay que observar las señales que se adquieren y para esto en la figura 10.75 se muestran las componentes de los vectores de voltaje, corriente y flujo en el estator en el tiempo que se despliegan y calculan en la computadora, en donde se puede observar como con un PWM senoidal las señales de corriente y voltaje tienen una componente de alta frecuencia que ayuda a que se consiga un flujo en el estator más senoidal. Aquí se puede observar como gracias al tipo de modulación que se realiza las componentes del vector de corriente en el estator tiene una forma senoidal pero con picos pequeños de alta frecuencia que son debido a la forma de onda de voltaje que como se muestra sobretodo en la componente beta del vector de voltaje es un PWM senoidal. El flujo en el estator que producen las señales alimentadas al motor tiene una forma muy senoidal a pesar de alimentar una señal cuadrada al motor pero se puede apreciar un pequeño ruido de alta frecuencia que es a causa del PWM senoidal.

En la figura 10.76 se muestran los vectores de voltaje en el estator, corriente y flujo en el estator y rotor en el plano complejo y en un sistema de referencia fijo al estator, en donde se puede observar la trayectoria que describen las corriente y flujos, y que los flujos de rotor y estator son prácticamente circulares a pesar de que las corriente presentan algunas oscilaciones. También hay que destacar que en un PWM senoidal se omite la trayectoria del voltaje debido a que hay básicamente seis posiciones del vector de voltaje y no hay en una trayectoria continua como la del flujo o corriente, sino que es un cambio repentino de posición del vector de voltaje. En esta figura es importante observar como se observan todas las señales juntas pues más adelante se muestran por separado y también ver que en cierto instante de tiempo el vector de corriente es igual a  $2,756\angle -79,69^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $220,05\angle 0,052^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,5523\angle -90,31^\circ$  y hay un vector de corriente de rotor  $0,8566\angle -53,25^\circ$  y un vector de flujo del rotor de  $0,5359\angle -90,93^\circ$ .

Después con más detalle en la figura 10.77 se muestra la corriente en el estator con referencia al estator y se puede observar como la figura que forma la trayectoria del vector de corriente cuando hay un PWM senoidal. En la figura 10.78 se puede observar

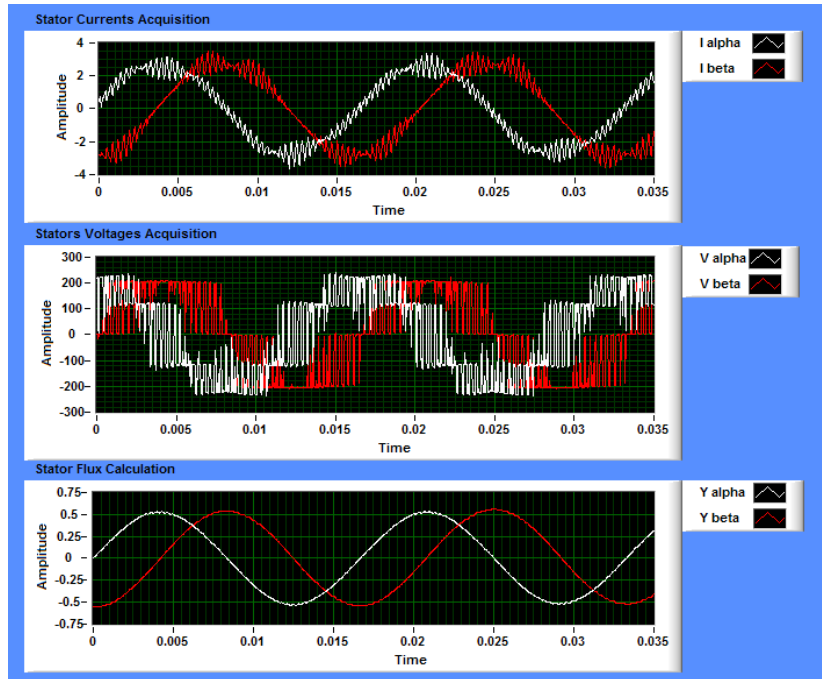


Figura 10.75: Componentes de vectores en el tiempo de voltaje, corriente y flujo en el estator con un PWM senoidal en un motor.

la corriente en el rotor que tiene una forma parecida a la corriente en el estator pero en menor tamaño pues el vector de corriente en el rotor tiene una magnitud menor que el vector de la corriente en el estator. En la figura 10.79 se muestran los flujos de estator y rotor en este mismo sistema de referido al estator y permite observar como con un PWM de una alta frecuencia se puede conseguir un flujo en el estator y en el rotor casi circular que es lo que idealmente se busca.

En la figura 10.80 se puede observar el resultados de desplegar los vectores en un marco de referencia fijo al campo en un determinado momento, donde puede haber pequeñas variaciones de corriente y voltaje debido a los transitorios en las conmutaciones, como se puede observar en las trayectorias de las corrientes y en el voltaje también se presentan pero su trayectoria se omite porque. Pero los vectores en este marco de referencia no giran pues el sistema de ejes se mueve con una velocidad de  $\omega_s$  de  $120\pi$ .

Para ver con más detalle los vectores en la figura 10.81 se muestra la corriente en el estator con referencia al campo y se puede ver como el vector de corriente describe una trayectoria como una estrella con muchos picos y no es más que el efecto de las conmutaciones en la corriente cuando se tiene como referencia el campo. En la figura 10.82 se muestra la corriente en el rotor que tiene una trayectoria también como una estrella de mucho picos pero con un tamaño menor que la corriente del estator y en otra posición. En la figura 10.83 se muestran los flujos de estator y rotor en referencia al campo y no presentan trayectoria de que muestre que se muevan tanto los flujo como

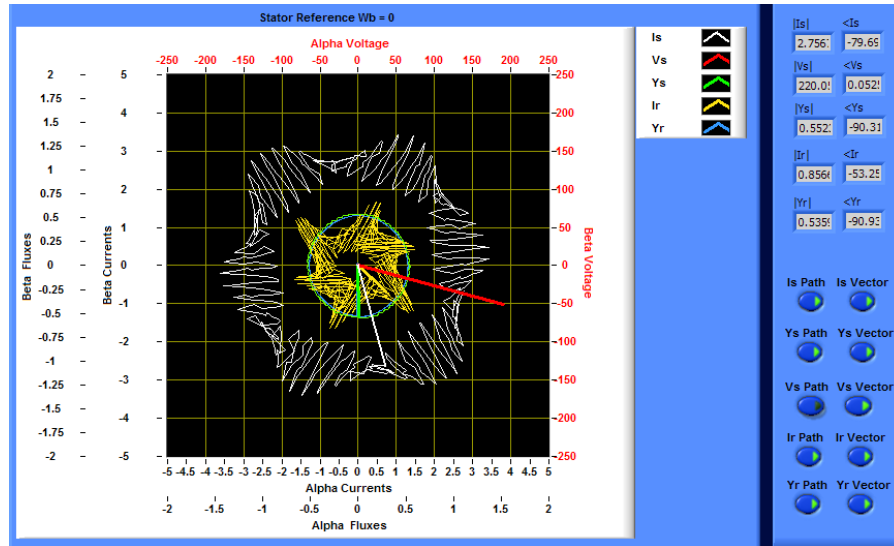


Figura 10.76: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor.

en el caso de las corrientes y es porque es flujo es la variable con un comportamiento más uniforme y aparte en el sistema de referencia al flujo es de esperarse el observa el flujo prácticamente sin movimiento.

En la figura 10.84 se puede observar el resultado de calcular el modelo dinámico del motor con referencia al rotor, donde hay se establece la velocidad en flecha del motor en  $\omega_m$  a 350 rad/s por lo tanto se tendrá una frecuencia de las variables del rotor  $\omega_r$  aproximadamente igual a 27 rad/s. En este sistema de referencia los vectores giran más lento y es más fácil observar los cambios en los transitorios en comparación con el sistema fijo al estator. Pero como se puede observar conviene mostrar las trayectorias de los vectores por separado como se muestra a continuación, aquí simplemente esta como se visualiza todos los vectores y todas las trayectorias en general.

Par ver con más detalle los vectores en la figura 10.85 se muestra la corriente en el estator con referencia al rotor y permite observar como se describe un círculo con la trayectoria que describía este mismo vector cuando estaba con referencia al campo. En la figura 10.86 se muestra el vector de corriente en el rotor y también tiene una forma en su trayectoria parecida a la del estator pero más pequeña. En la figura 10.87 se muestran los vectores de los flujos de estator y rotor en referencia al rotor para observar como en este sistema de referencia se forma en la trayectoria de los vectores un círculo pero con una línea más gruesa que es el pequeño ruido que se puede observar en la señal en el tiempo del flujo.

En la figura 10.88 se muestra el resultado de desplegar las señales de alimentación trifásicas de voltaje y corriente en el estator, en donde se puede observar como las señales de voltaje y corriente se comportan y ver que las señales de voltaje se bien balanceadas y en el caso de las corrientes, en la fase a hay un pequeño desbalance.

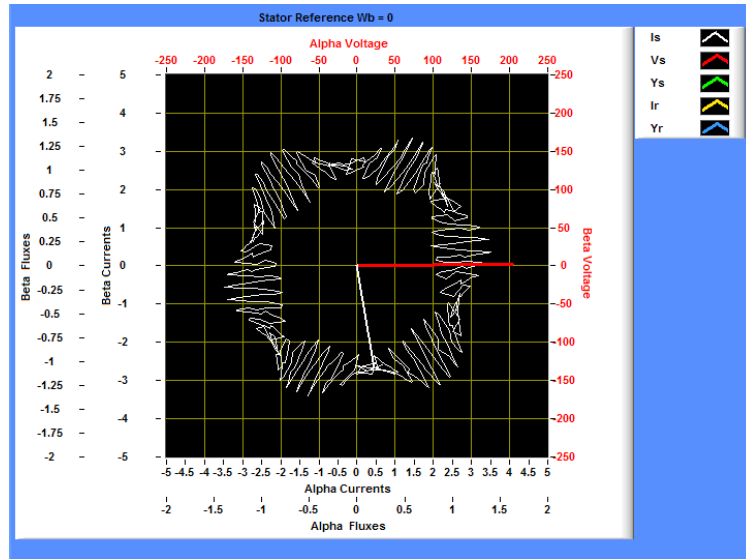


Figura 10.77: Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor.

En la figura 10.89 se puede observar el resultado de representar la transformación vectorial de corriente en el estator, en donde es interesante en esta gráfica el poder observar en la animación de la transformación vectorial como se comportan las corrientes de cada fase y como el efecto del PWM en la corriente de cada fase ocasiona un vector resultante de corriente con el comportamiento que describe la trayectoria del vector de corriente.

En la figura 10.90 se puede observar el par desarrollado por el motor y calculado en la computadora cuando se utiliza el variador de frecuencia y nos permite de ver una forma de onda casi con un parecido muy notable con la forma de onda de corriente pero con una forma que tiende a ser constante con un valor que oscila entre 0 y 0.35 Nm.

En la figura 10.91 se puede observar el espectro de frecuencias de la unión de las componentes alfa y beta de voltaje y corriente, en donde se puede observar como en el variador de frecuencias las armónicas empiezan a aparecer a frecuencias muy altas tanto en la corriente como en el voltaje debido a la frecuencia de conmutación del PWM, ya que se puede observar en ambos casos paquetes de armónicas muy marcados cerca de los 3 kHz.

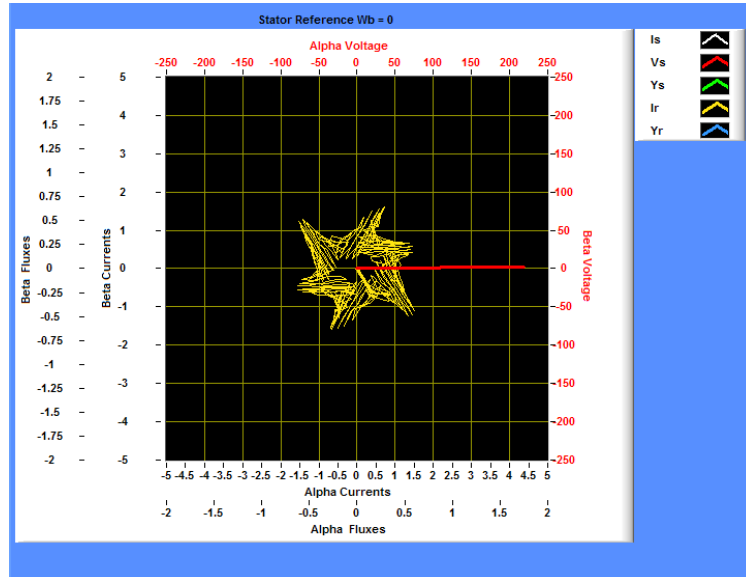


Figura 10.78: Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor.

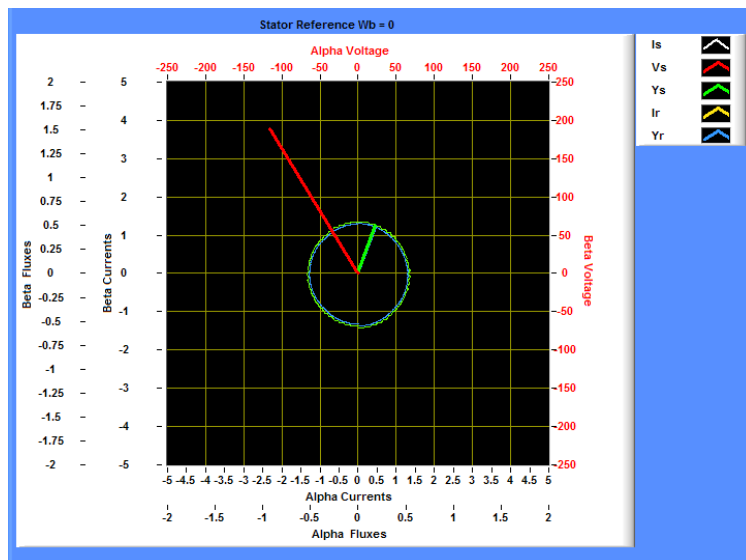


Figura 10.79: Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al estator con un PWM senoidal en un motor.

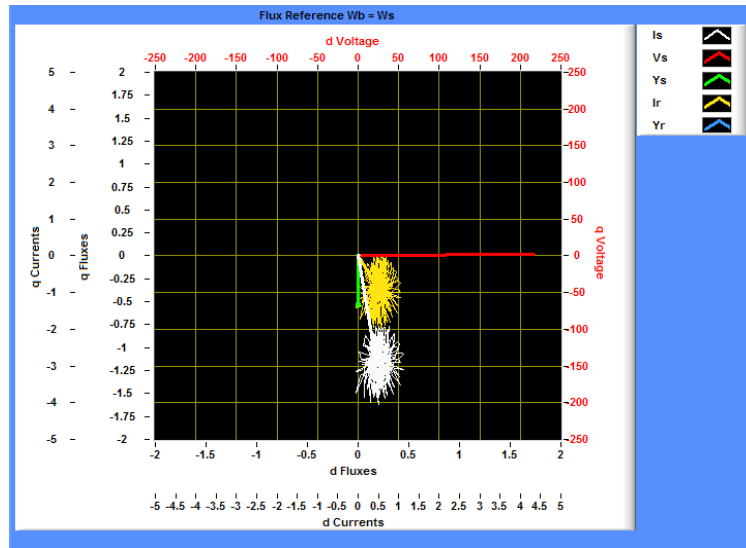


Figura 10.80: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor.

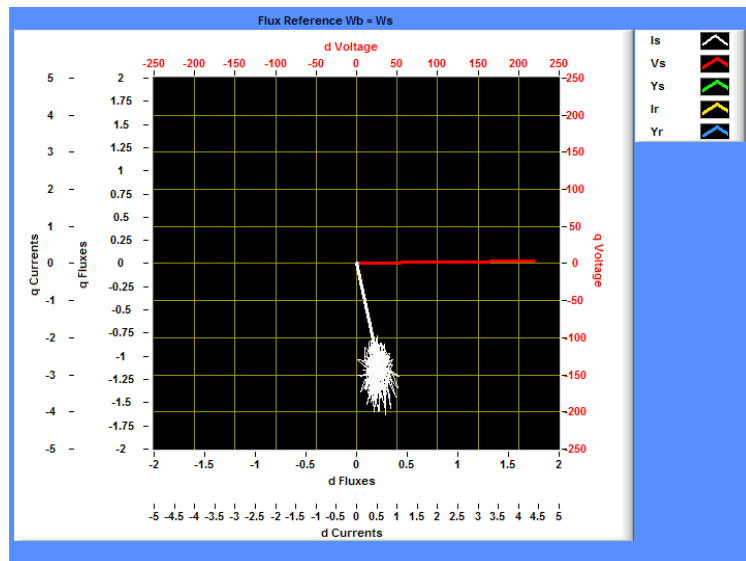


Figura 10.81: Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor.

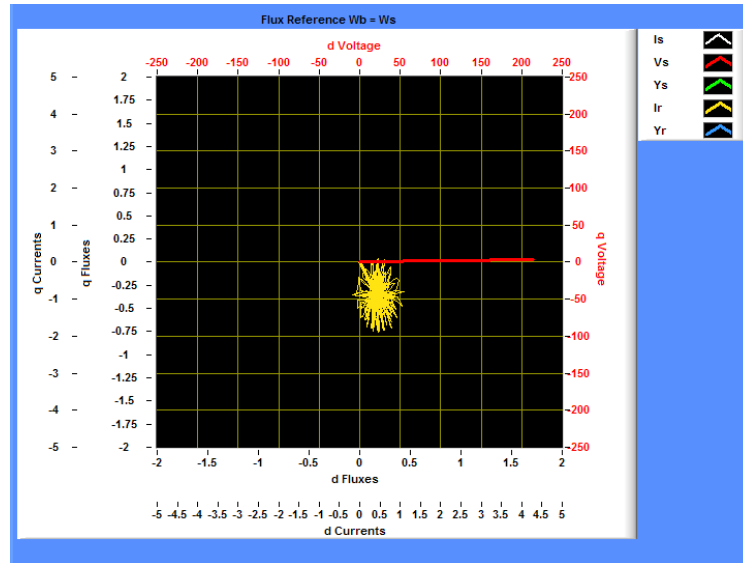


Figura 10.82: Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor.

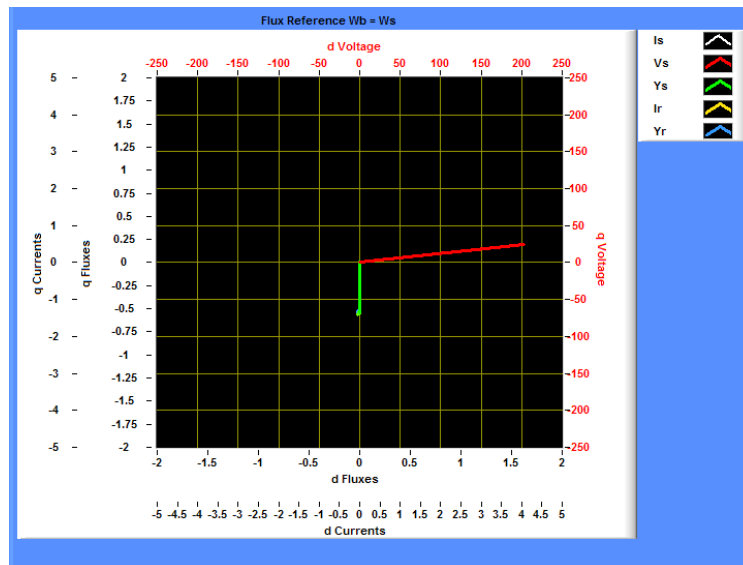


Figura 10.83: Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor.



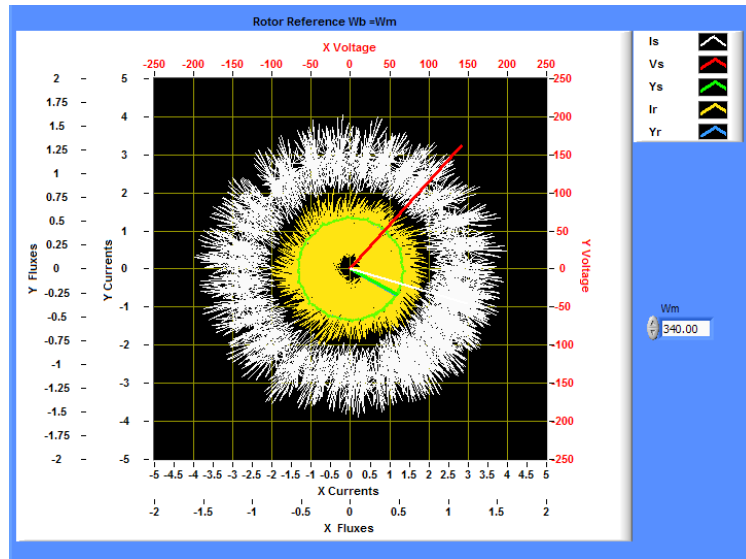


Figura 10.84: Vectores del motor en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor.

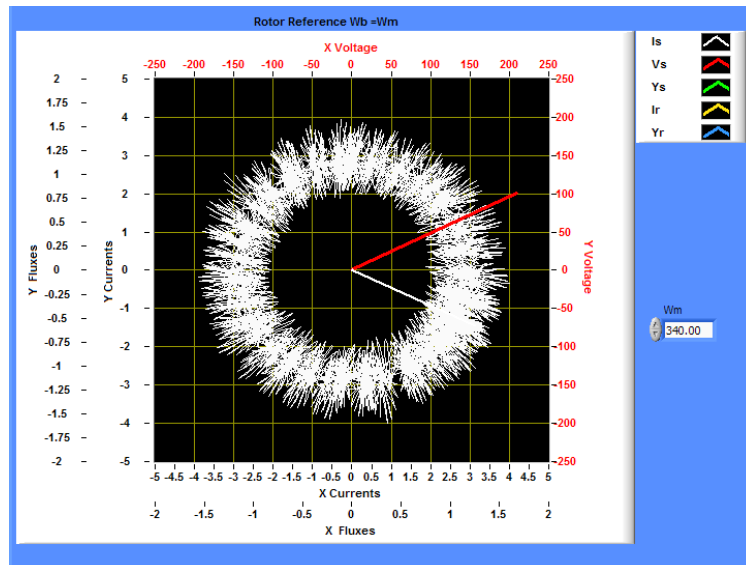


Figura 10.85: Vector de corriente en el estator en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor.

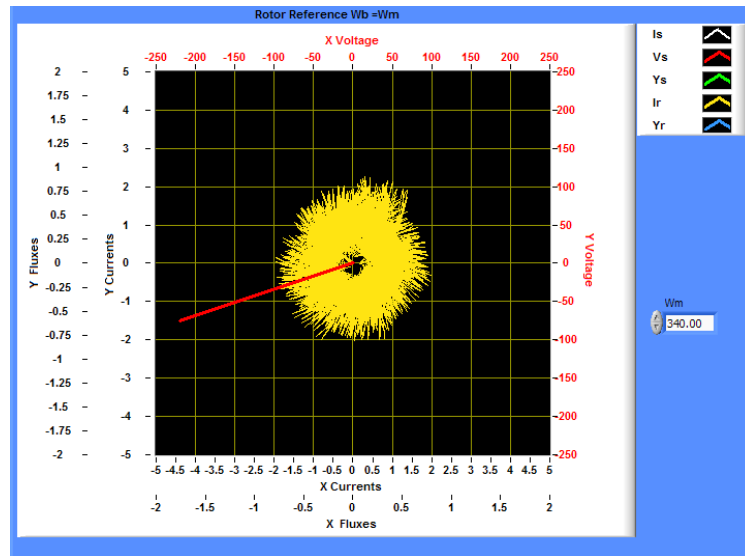


Figura 10.86: Vector de corriente en el rotor en un sistema de referencia fijo al rotor con un PWM senoidal en un motor.

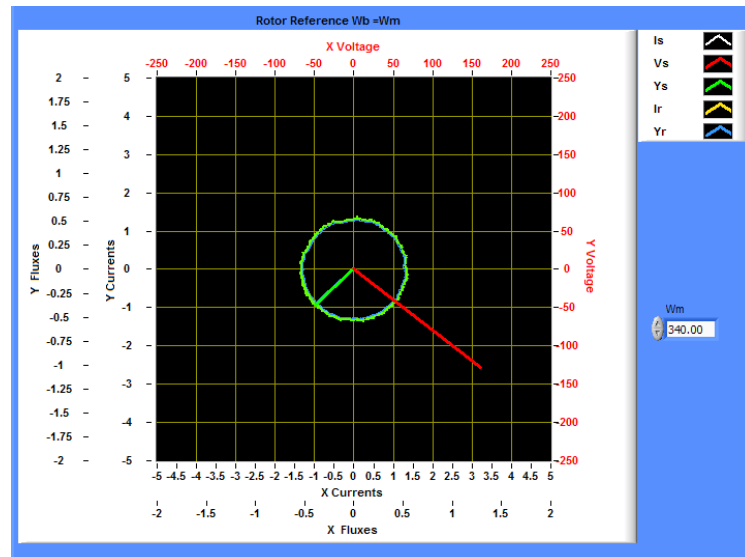


Figura 10.87: Vectores de flujo en el estator y rotor en un sistema de referencia fijo al campo con un PWM senoidal en un motor.

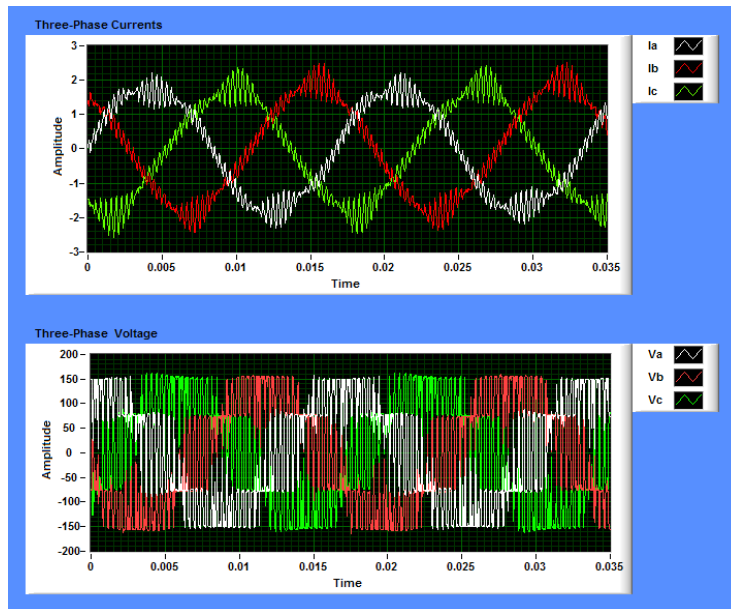


Figura 10.88: Señales trifásicas en el tiempo de corriente y voltaje en el estator con un PWM senoidal en un motor.

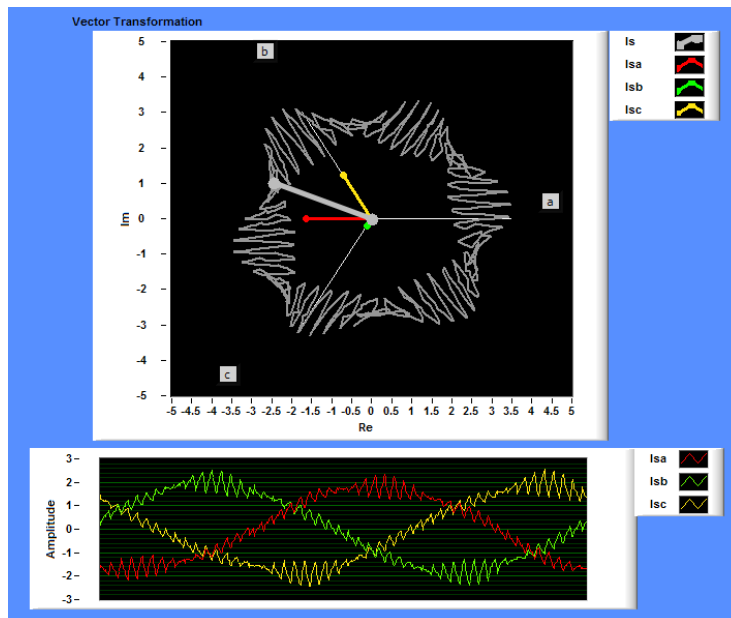


Figura 10.89: Transformación vectorial de la corriente en el estator con un PWM senoidal en un motor.

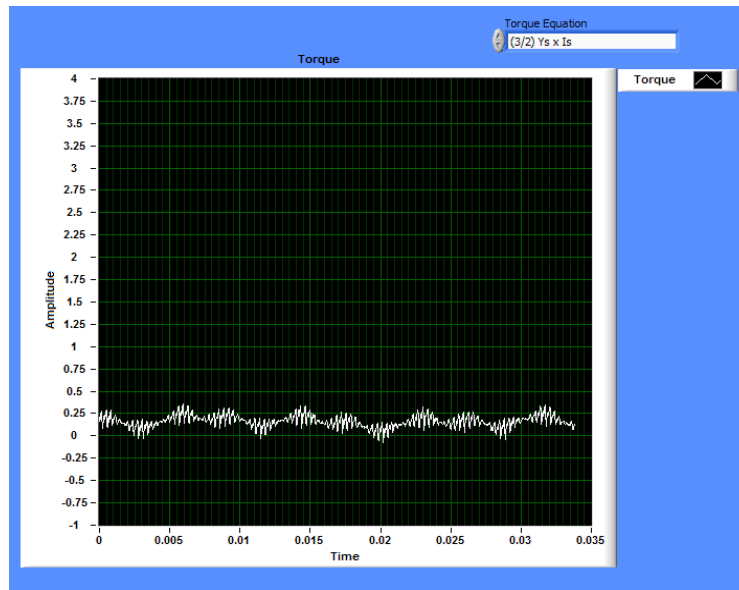


Figura 10.90: Par calculador en la computadora con un PWM de pulso múltiple en un motor.

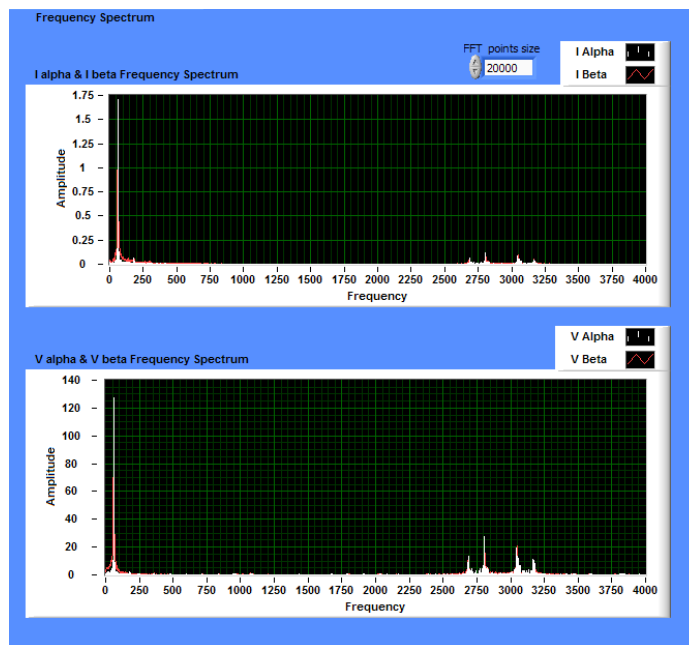


Figura 10.91: Espectro de frecuencia de las componentes de los vectores de corriente y voltaje en el estator con un PWM senoidal en un motor.

## 10.5.2. Resultados en el FPGA del PWM senoidal

Los resultados obtenidos de los cálculos del modelo dinámico del motor efectuados en el FPGA se presentan a continuación. En la figura 10.92 se pueden observar las señales en el tiempo de las componentes de los vectores calculados por el FPGA con un sistema de referencia fijo al estator, en donde se puede observar como los cálculos del FPGA coinciden con los cálculos de la computadora y que efectivamente están siendo correctos, aunque en estos resultados se puede observar como en el FPGA las señales de los flujos presentan un poco más de ruido que la señal calculada en la computadora y puede ser debido a la precisión del FPGA. A pesar de esto se tiene un resultado bastante aproximado como se puede observar aunque a medida que se aumenta la frecuencia del PWM se tiene una diferencia un poco más grande en resultados como por ejemplo para este caso en el flujo del rotor que tiene una magnitud de 0.473 en el FPGA y en la computadora el vector de flujo tiene una magnitud de 0.5359 que ya es una diferencia de 0.0629 que es un 11 % con respecto al resultado de la computadora. Esto ya puede ser algo considerable como para decir que el sistema para calcular el modelo dinámico del motor en cuanto al algoritmo implementado en el FPGA esta llegando a sus límites un PWM a frecuencias de 2.9 kHz.

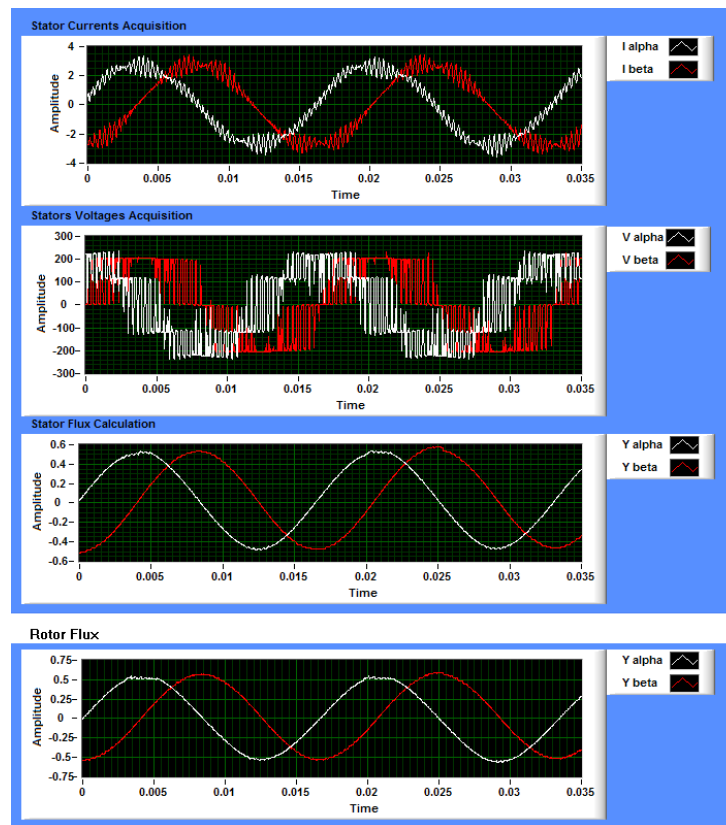


Figura 10.92: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al estator calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

En la figura 10.93 se puede observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al estator y se puede notar como la trayectoria del flujo es prácticamente circular con algún ruido pequeño debido a las altas frecuencias de conmutación, Hay una pequeña deformación en el cálculo del flujo que puede deberse a las limitante de precisión del FPGA. De este ejemplo se puede ver como en cierto instante de tiempo el vector de corriente es igual a  $2,8915 \angle -80,07^\circ$ , el vector de voltaje igual a  $221,15 \angle 0,166^\circ$  se produce un vector de flujo en el estator de  $0,4925 \angle -90,59^\circ$ . Como se describió antes hay una diferencia ya cerca del 10 % en los cálculos de los flujos y también se puede percibir un poco en la trayectoria del flujo que si forma un círculo pero con una leve deformación.

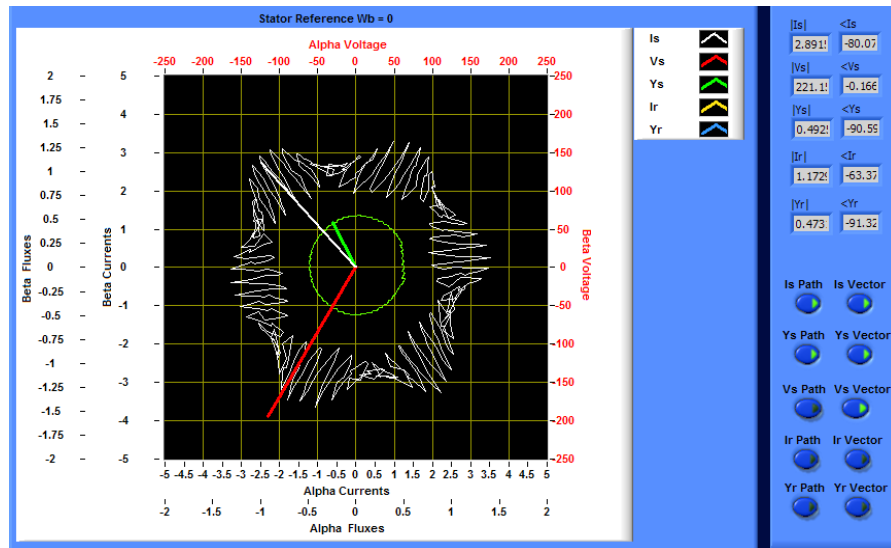


Figura 10.93: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al estator calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

En la figura 10.94 se muestran las componentes de los vectores en el tiempo en un sistema de referencia fijo al campo, en donde se puede observar como hay un señal prácticamente constante con un poco de ruido de alta frecuencia en cada vector, donde hay que notar como en el tiempo se puede apreciar sobre todo en las ondas de corriente y voltaje picos debido a las múltiples conmutaciones y en las señales de flujo que calculó el FPGA con respecto al campo se puede observar pequeñas variaciones pero una forma prácticamente constante.

En la figura 10.95 se pueden observar los vectores de corriente, voltaje y flujo del estator, con referencia al campo, en donde se puede observar que el ruido de alta frecuencia que se observaba en la figura 10.94, tiene un efecto en que los vectores tenga pequeños movimientos pero manteniéndose prácticamente en la misma posición. También el vector de voltaje presenta variaciones debido al transitorio en las conmutaciones. A pesar de que esta señal presenta más complicaciones para ser resulta adecuadamente en tiempo real en el FPGA los vectores presentan trayectorias como las obtenidas en la

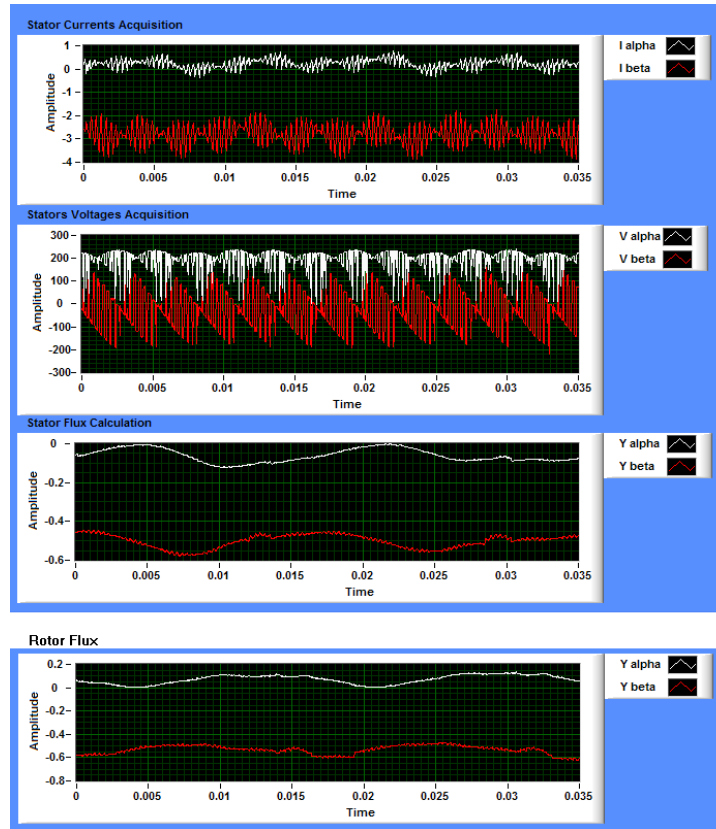


Figura 10.94: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al campo calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

computadora que indican que se obtuvo un buen cálculo de los vectores con referencia al campo.

En la figura 10.96 se muestran las componentes de los vectores calculados en el FPGA en el tiempo en un sistema de referencia fijo al rotor, en donde se puede observar como las señales van variando en el tiempo con una frecuencia de baja y también tiene una componente de alta frecuencia debida a las conmutaciones. La frecuencia  $\omega_r$  es aproximadamente de 26.2 rad/s, la misma condición que en la computadora y se puede notar en el tiempo de estas señales una pequeña parte del periodo que proviene de la frecuencia de las variables del rotor.

En la figura 10.97 se muestran los vectores de corriente, voltaje y flujo en el estator calculados en el FPGA con referencia al rotor, y se puede observar como los vectores describen una pequeña trayectoria que es menor en comparación con la trayectoria de un sistema fijo ya que en el mismo tiempo los vectores avanzan menos con referencia al rotor que en comparación a vectores con referencia al estator. Pero en la figura se puede observar como la forma de las trayectorias de corriente y flujo del estator coincide en la parte que se alcanza a graficar con la forma calculada en la computadora, por lo cual se puede decir que los resultados en el FPGA cuando se tiene como referencia el rotor

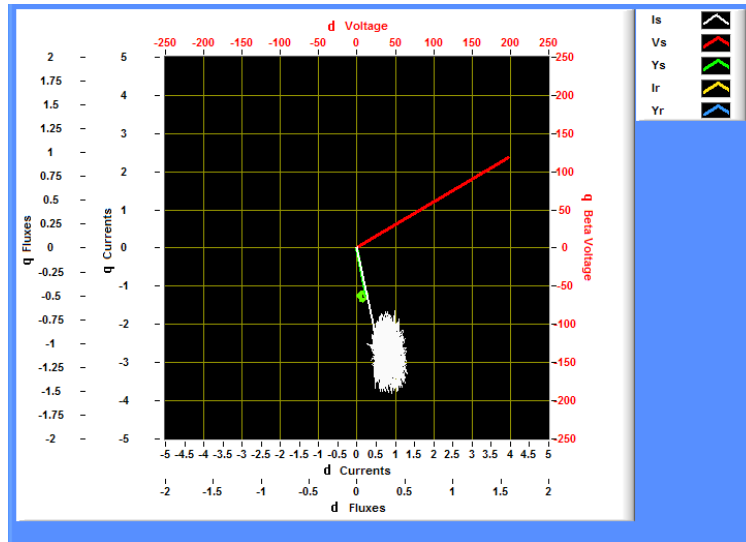


Figura 10.95: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al campo calculados en el FPGA con un PWM de pulso múltiple en un motor.

se están realizando correctamente.

En la figura 10.98 se muestra el resultado del cálculo del par efectuado en el FPGA y teniendo un resultado prácticamente igual que en la computadora un valor que oscila entre 0.4 y 0 Nm, con una forma de onda parecida a la de la computadora donde influye se observar un rizado debido a tener conmutaciones a altas frecuencias del orden de unos cuantos kilohertz.



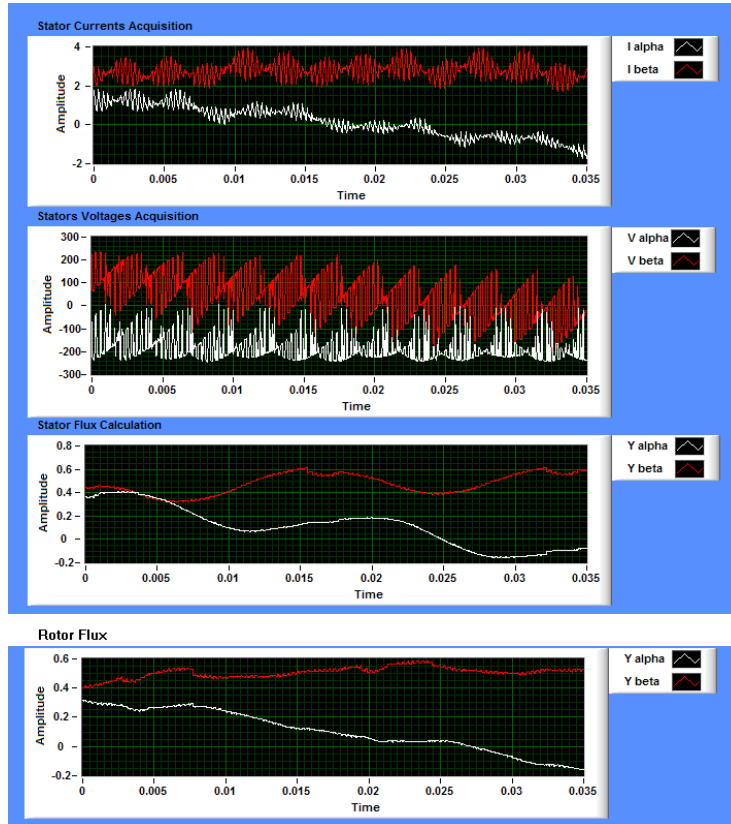


Figura 10.96: Componentes de vectores en el tiempo con referencia al rotor calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

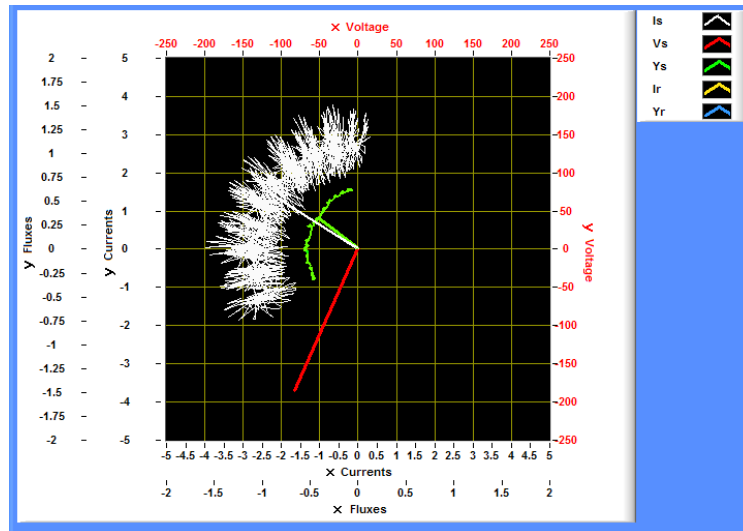


Figura 10.97: Vectores  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{\Psi}_s$  y  $\vec{v}_s$  en un sistema de referencia fijo al rotor calculados en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

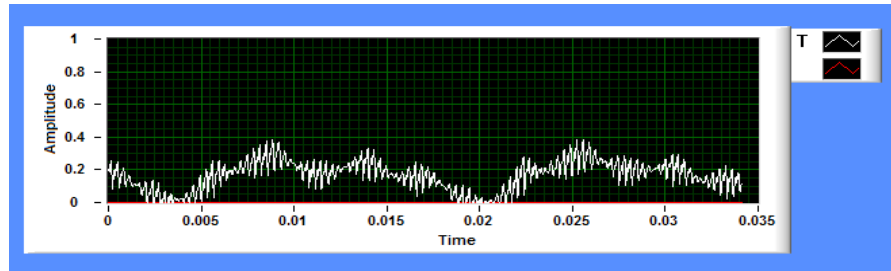


Figura 10.98: Par calculado en el FPGA con un PWM senoidal en un motor.

## 10.6. Comentarios de los resultados

Todos las pruebas implementadas han logrado probar algún punto importante para el desarrollo de un sistema que resuelva el modelo dinámico del motor basado en la transformación vectorial ya que primeramente se tiene una comprobación de resultados por la computadora donde es posible hacer otro tipo de análisis a las señales que se reciben del motor. El sistema se ha probado progresivamente con pruebas cada vez más reales para ir verificando y corrigiendo posibles errores.

Primero los cálculos que se realizan en la computadora se verificaron exitosamente con simulaciones que el mismo programa en la computadora puede realizar y después se hizo una prueba similar con señales senoidales que provienen del generador como se observo en las imágenes y se obtuvieron resultados muy parecidos entre los cálculos en la computadora y los cálculos en el FPGA, aparte de servir estos resultados para verificar los resultados con la teoría de transformación vectorial y el modelo dinámico del motor. En general los resultados con el generador fueron excelentes tanto para la computadora como para el FPGA y así como también para comprobar de manera práctica la teoría.

Los resultados de las pruebas hechas con el generador alimentando un PWM fueron muy buenos tanto para la computadora como para el FPGA, donde se tuvo que observar como serían las señales que se encontrarían en un motor real como en la pruebas de un PWM del mismo tipo del que se alimenta al generador pero ahora en un motor real, donde se observaron como son en realidad las formas de onda de corriente, voltaje, flujo y par cuando no se tiene un sistema ideal sino muy real. Estos resultados del PWM con un generador y con señales reales de un motor fueron muy parecidos tanto para el FPGA como para la computadora pero siguen siendo señales lejos de lo que se puede encontrar en la realidad. Estas pruebas sirven para tener una referencia de como se comporta el modelo dinámico del motor con un PWM simple para observar mejor como se comporta el flujo ante los cambios en el voltaje debido al PWM, también observar como afecta la forma de la señal del par el PWM y ver como a pesar de que el voltaje es una señal que se controla con muy pocos estados en el flujo se observar una

señal continua mientras que se puede decir que en el voltaje, sobretodo en el vector, hay una señal que se puede ver como discreta.

En la prueba de un PWM senoidal hecho con un variador de frecuencia controlando un motor se obtuvieron resultados que un poco de variaciones, pero considerando las altas frecuencias a las que trabaja el variador de frecuencia que es alrededor de 3 kHz y la frecuencia de muestreo utilizada en este caso que fue de 40 kHz se obtuvieron muy buenos resultados en la computadora y un poco diferentes en el FPGA pero hasta cierto punto era de esperarse pues en el FPGA hay otro limitante importante en la precisión que es el utilizar datos de tipo entero para sacrificar cifras significativas pero ganar en velocidad, ya que hay que definir menos hardware y hace que el algoritmo sea más rápido.

## Capítulo 11

### Conclusiones

De acuerdo a los objetivos planteados de la presente tesis se obtuvo una exitosa implementación del sistema de análisis del modelo dinámico complejo del motor trifásico de inducción por medio de la transformación vectorial en un sistema con la capacidad de obtener los vectores del modelo dinámico del motor en tiempo real, gracias a la implementación realizada en un FPGA.

El análisis de la transformación vectorial y del modelo dinámico del motor se facilita más cuando se cuenta con herramientas de análisis que presenten la información de manera gráfica y más amigable a un usuario. Esta implementación logra aprovechar las herramientas de desarrollo utilizadas para diseñar una interfaz gráfica que permite analizar de forma más fácil el modelo de un motor en base a la transformación vectorial y como se comporta un motor en alguno de los tres principales sistema de referencias para el modelo dinámico del motor.

La arquitectura del sistema propuesto ha demostrado tener mucha flexibilidad para realizar una implementación en tiempo real, puesto que claramente se puede delimitar las diferentes tareas a realizar en cada dispositivo en base al grado de prioridad del proceso. Esta arquitectura debe contener un dispositivo muy rápido como un FPGA, también un dispositivo de tiempo de respuesta cercano del dispositivo más rápido que en este caso fue un microprocesador para aplicaciones de tiempo real y finalmente se cuenta con un dispositivo que puede responder más lento pero que cuenta con más recursos para realizar mejores presentaciones gráficas de la información.

La implementación de la parte de modelado dinámico del motor implementada en el FPGA, ha servido para ver que un FPGA es un dispositivo con muy buena respuesta para aplicaciones de respuesta en tiempo real. Pues tiene como principal ventaja la capacidad de poder definir operaciones en paralelo.

Los resultados obtenidos son muy útiles para tener referencias del funcionamiento del modelo dinámico del motor en diferentes escenarios, uno ideal con puras senoidales, y sobretodo escenarios que involucran modulaciones de ancho de pulso en un inversor con un motor. Estos resultados son muy importantes pues pueden servir de referencia a la hora de analizar el comportamiento de un motor por ejemplo o para analizar que tipo de control esta realizando un motor y de que forma lo hace.

## 11.1. Líneas futuras de investigación

Este trabajo de investigación puede ser continuado hacia el área de control de motores basado en la transformación vectorial, principalmente en cuanto a ver la posibilidad de buscar si la implementación se puede continuar con la misma arquitectura y elementos o si es posible acoplar algún otro elementos de procesamiento para la implementación de la parte de control. Por los resultados obtenidos y los tiempos de respuesta observados se puede decir que es posible implementar estrategias de control en el microprocesador y si es un algoritmo muy pequeño en tamaño puede hasta ser implementado en el mismo FPGA.

Un área de oportunidad y que es recomendable para poner mucha atención en caso de utilizar un FPGA para la implementación, es tener en cuenta el desarrollar una unidad de punto flotante para poder manejar datos de punto flotante, ya que la precisión en el cálculo del modelo dinámico del motor es un aspecto muy importante para un control vectorial.

El trabajo más marcado para ser continuado es el utilizar este sistema tal cual fue implementado para realizar una aplicación de control vectorial. Gracias a la arquitectura desarrollada el microprocesador es un elemento de procesamiento que en la implementación actual realiza tareas muy sencillas y se dejó en esta arquitectura pensando en que ahí se implementen los reguladores de par, velocidad o flujo para realizar una implementación de control vectorial. El estado actual de la implementación permite seguir en la línea de implementación de control vectorial partiendo de que el modelo dinámico vectorial ya se resuelve en tiempo real.

## Bibliografía

- [1] Aleman-Nieto, A.; Raouf, K.; Quezel G.;. “Vector control implementation of an induction motor with a 16 bit DSP card,” *Electrotechnical Conference. MELECON '96., 8th Mediterranean* (1996).
- [2] Bernieri, A.;Di Stefano, R; Liguori C.;Scarano M. “ADVANCED ARCHITECTURES FOR ON LINE MEASUREMENT AND CONTROL TESTING PERFORMANCES IN ASYNCHRONOUS DRIVE CONTROL,” *Computers in Power Electronics, 1994., IEEE 4th Workshop on* (1994).
- [3] Boldea, Ion;Ñasar, S.A. *Electric drives* (Second edition Edition). Taylor y Francis, 2005.
- [4] Bonet-Madurga, J. Diez-Gonzalez, A. “Design of a multiprocessor architecture for high performance AC drive control,” *Advanced Motion Control, 1998. AMC '98-Coimbra., 1998 5th International Workshop on* (29 June-1 July 1998).
- [5] Bryner, Roger; Parnell, Karen. “Comparing and Contrasting FPGA and Microprocessor System Design and Development,” *Xilinx, Inc.* (2004).
- [6] Burden, Richard L.; Faires, J. Douglas. *Análisis numérico*. Grupo Editorial Iberoamérica, 1991.
- [7] Chang, Jie. “High-frequency and precision three-phase sine/PWM controller with near-zero frequency of MPU intervention-novel design supporting distributed AC drive systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions* (2005).
- [8] Dieck Assad, Graciano. *Instrumentación, acondicionamiento electrónico y adquisición de datos*. Trillas, 2000.
- [9] Fitzgerald, A. E.; Kingsley, Charles Jr.; Umans-Stephen D. *Máquinas eléctricas* (Sexta edición Edition). McGraw-Hill, 2004.
- [10] Franco, Sergio. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits* (Third edition Edition). McGraw Hill, 2003.
- [11] Instruments, National, “CompactRIO.” <http://www.ni.com/compactrio/>.
- [12] Instruments, National, “CompactRIO Real-Time Embedded Controllers.” [http://www.ni.com/pdf/products/us/6358\\_crio\\_rt\\_controllers.pdf](http://www.ni.com/pdf/products/us/6358_crio_rt_controllers.pdf).

- [13] LEM, “Current Transducer LA 100-P.” Hoja de datos.
- [14] LEM, “Voltage Transducer LV 25-P.” Hoja de datos.
- [15] Leonhard, Werner. *Control of electrical drives*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 1985.
- [16] Mendoza, Alberto E. Herrera, “Control vectorial para un motor de inducción utilizando autocontrol,” 1996.
- [17] Peracaula, J.; Bordonau, J. “Microprocessor and transputer implementation of AC motor vectorial control,” *Power Electronics Specialists Conference. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE* (1992).
- [18] Prats, M.Ángeles Martín. *Nuevas Técnicas De Modulación Vectorial Para Convertidores Electrónicos De Potencia Multinivel*. PhD dissertation, Universidad de Sevilla, 2003.
- [19] Rashid, Muhammad H. *Electronica de Potencia. Tercera edición*. Pearson educación, 2004.
- [20] Tzou, Shih-Liang Jung; Meng-Yueh Chang; Jin-Yi Jyang; Li-Chia Yeh; Ying-Yu. “Design and Implementation of an FPGA-Based Control IC for AC-Voltage Regulation,” *Power Electronics, IEEE Transactions* (1999).
- [21] Vas, Peter. *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford University Press, 1998.
- [22] Ying-Shieh Kung, Member, IEEE and Ming-Hung Tsai. “FPGA-Based Speed Control IC for PMSM Drive With Adaptive Fuzzy Control,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 22, NO. 6*, (NOVEMBER 2007).