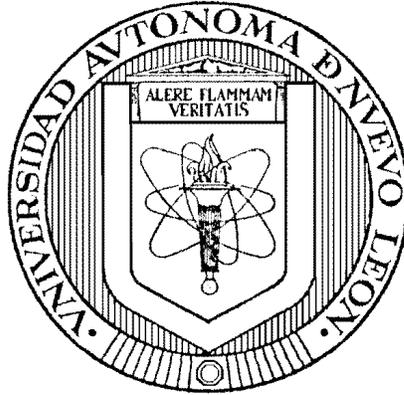


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



CONTROL DIRECTO DEL PAR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN,
USANDO UN CONVERTIDOR MULTINIVEL

POR

ING. JOSÉ RAÚL GARCÍA LUGO

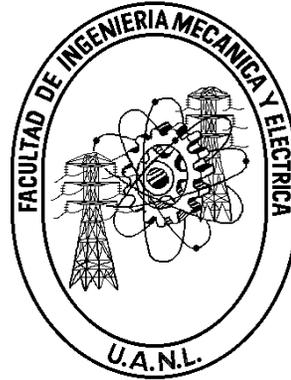
TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA
INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD
EN POTENCIA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

AGOSTO DEL 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



CONTROL DIRECTO DEL PAR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN,
USANDO UN CONVERTIDOR MULTINIVEL

POR

ING. JOSÉ RAÚL GARCÍA LUGO

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA
INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD
EN POTENCIA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

AGOSTO DEL 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

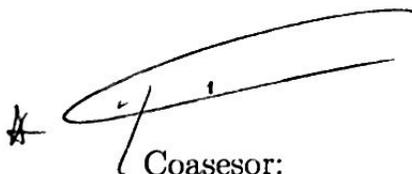
Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "Control Directo del Par de un Motor de Inducción, usando un Convertidor Multinivel" realizada por el alumno Ing. José Raúl García Lugo, matrícula número 1243493 sea aceptada por su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con Especialidad en Potencia Eléctrica.

El Comité de Tesis



Asesor

Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez



Coasesor:

Dr. Alberto Cavazos González

Coasesor:

Dr. Hugo Rodríguez Cortés

Vo. Bo.

Dr. Moisés Hinojosa Rivera

División de Estudios de Posgrado

Cd. Universitaria, a Agosto del 2013

Este trabajo se lo dedico a...

RESUMEN

Publicación No. _____

Nombre del Alumno: José Raúl García Lugo,

M.C. en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2013

Profesor Asesor: Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez

En la presente tesis se desarrollan estrategias para el control del par de una máquina de inducción usando convertidores estáticos de tipo multinivel. Para ello, se realiza un análisis de los requerimientos impuestos por el esquema denominado Control Directo del Par (DTC, por sus siglas en inglés). Este esquema explota directamente los estados del convertidor que alimenta la máquina para controlar el flujo y el par.

Primeramente se presenta una revisión bibliográfica acerca de los trabajos relacionados con el control de las máquinas de inducción mediante el uso de convertidores estáticos de tipo multinivel. Se decide trabajar con el esquema DTC, por las ventajas que presenta sobre otros esquemas en términos de respuesta dinámica, y por su relación directa con los estados de conmutación de los convertidores. Uno de los retos impuestos por el uso de convertidores multinivel para el control directo del par se tiene al momento de decidir las Tablas de Conmutación. Esto debido al gran número de estados de conmutación que presentan los inversores multinivel. Algunas de las investigaciones analizadas no dan información acerca de como se definieron las estrategias de conmutación. En este trabajo se desarrollan estrategias para el control directo del par, usando inversores de 3, 4 y 5 niveles. En la medida de lo posible, se explica la metodología seguida para la selección de los vectores de tensión que configuran las Tablas de Conmutación. Es de destacar que las estrategias de conmutación desarrolladas son independientes del tipo de

convertidor utilizado, se asume que el convertidor tiene la capacidad de proveer el vector de tensión que se le solicite.

El trabajo está estructurado en cinco capítulos, en el primero se mencionan los trabajos previos relacionados con el tema de tesis, haciendo una síntesis de sus desarrollos y las conclusiones a las que llegaron, agrupándolos por tipo de topología multinivel. En este primer capítulo, también se plantean los objetivos principales del trabajo.

En el capítulo dos, se aborda el tema de las máquinas eléctricas, exponiendo sus características principales. Se incluye así mismo un resumen de los métodos más utilizados para su control. Además, se presenta el modelo de la máquina de inducción que será usado en las simulaciones de la presentadas en el capítulo 4.

En el capítulo tres, se presentan los convertidores multinivel, haciendo énfasis en sus ventajas con respecto a los convertidores de 2 niveles. Luego, se detalla la metodología que se siguió para configurar las tablas de conmutación, considerando inversores de 3, 4 y 5 niveles.

En el capítulo cuatro, se compara el desempeño de las estrategias DTC multinivel mediante tres pruebas representativas. En la primera, se demanda un tren de par. En la segunda prueba, se demanda un cambio de signo en el par de referencia; primeramente se lleva a la máquina a una determinada velocidad, para posteriormente invertir el sentido de rotación mediante la inversión del signo del par producido. Finalmente, en la tercera prueba se demanda un tren de velocidades, para lo cual se incorpora un lazo de control de velocidad de tipo proporcional-integral. Se evalúa cada caso y se analizan sus resultados.

En el capítulo cinco, se presentan las conclusiones generales acerca de este trabajo, se hace un resumen de las aportaciones, y se plantean algunos trabajos que pudieran realizarse en base al trabajo expuesto en la tesis.

Índice General

Resumen	IV
Índice General	VI
Índice de Tablas	XI
Índice de Figuras	XIII
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Motivación	5
1.3. Objetivos	7
1.4. Estructura de la Tesis	7
1.5. Conclusiones preliminares	8
2. Control de las Máquinas Eléctricas	9
2.1. Introducción	9
2.2. Máquina de Corriente Directa	10
2.3. Máquinas de Corriente Alterna	11

2.3.1.	Máquina Síncrona	11
2.3.2.	Máquina Asíncrona o de Inducción	12
2.4.	Control de las Máquinas Eléctricas de Corriente Alterna	13
2.4.1.	Control Voltaje/Frecuencia	14
2.4.2.	Control de Campo Orientado	15
2.4.3.	Control Directo del Par	17
2.5.	Modelado de la Máquina de Inducción	23
2.6.	Conclusiones preliminares	26
3.	Convertidor Multinivel - Máquina de Inducción - Control DTC	27
3.1.	Introducción	27
3.2.	Inversor Fuente de Tensión (VSI) en Aplicaciones de Variadores de Velocidad . .	28
3.2.1.	Representación del inversor a través de vectores espaciales	31
3.3.	Máquina - Convertidor 2 Niveles	34
3.3.1.	Error de Flujo e_{ψ_s}	35
3.3.2.	Error de Par e_{T_e}	36
3.3.3.	Ubicación del vector $\overline{\psi}_s$	37
3.3.4.	Tabla de Conmutación 2N	38
3.4.	Máquina - Convertidor Multinivel 3 Niveles	41
3.4.1.	Estado Redundante	41
3.4.2.	Ubicación del vector $\overline{\psi}_s$ 3N	42

3.4.3.	Límite de Velocidad	43
3.4.4.	Inversión del Par	44
3.4.5.	Comprobación del Límite de Velocidad	47
3.4.6.	Tabla de Conmutación 3N	48
3.5.	Máquina - Convertidor Multinivel 4 Niveles	50
3.5.1.	Error del Par e_{T_e} 4N	51
3.5.2.	Ubicación del vector $\bar{\psi}_s$ 4N	52
3.5.3.	Tabla de Conmutación 4N	53
3.6.	Máquina - Convertidor Multinivel 5 Niveles	54
3.6.1.	Error del Par e_{T_e} 5N	55
3.6.2.	Ubicación del vector $\bar{\psi}_s$ 5N	56
3.6.3.	Tabla de Conmutación 5N	57
3.7.	Conclusiones preliminares	60
4.	Análisis de Resultados	61
4.1.	Introducción	61
4.2.	Prueba no.1 – Tren de Par	62
4.2.1.	Par - Velocidad	62
4.2.2.	Error RMS del Par (RMS e_{T_e})	64
4.2.3.	Tensiones en el Estator	67
4.2.4.	Corrientes en el Estator	69

4.2.5.	Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$	70
4.3.	Prueba no.2 – Inversión de Par	72
4.3.1.	Par - Velocidad	73
4.3.2.	Error RMS del Par (RMS e_{T_e})	75
4.3.3.	Tensiones en el Estator	77
4.3.4.	Corrientes en el Estator	79
4.3.5.	Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$	81
4.4.	Prueba no.3 – Tren de Velocidad	82
4.4.1.	Velocidad - Par	83
4.4.2.	Error RMS del Par (RMS e_{T_e})	86
4.4.3.	Tensiones en el Estator	88
4.4.4.	Corrientes en el Estator	90
4.4.5.	Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$	92
4.4.6.	Análisis por intervalos	94
4.5.	Conclusiones preliminares	98
5.	Conclusiones y Recomendaciones	100
5.1.	Introducción	100
5.2.	Conclusiones	101
5.3.	Aportaciones	101
5.4.	Trabajos Futuros	102

A. Validación del modelado de la Máquina de Inducción	103
A.1. Validación	103
Bibliografía	106

Índice de Tablas

3.1. Resumen de las influencias de los vectores V_s sobre el ψ_s y T_e	40
3.2. Tabla de Conmutación-Convertidor de 2N	40
3.3. Tabla de conmutación-convertidor de 3N para $ \omega_1 < \omega_r $	50
3.4. Tabla de Conmutación-Convertidor de 4N, parte 1. Para $ \omega_r \geq \omega_2 $	54
3.5. Tabla de Conmutación-Convertidor de 4N, parte 2. Para $ \omega_r \geq \omega_2 $	55
3.6. Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 1. Para $ \omega_r \geq \omega_3 $	58
3.7. Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 2. Para $ \omega_r \geq \omega_3 $	59
3.8. Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 3. Para $ \omega_r \geq \omega_3 $	59
4.1. Tabla de parámetros de simulación.	62
4.2. Tabla valores promedio del error RMS de par y % de reducción con respecto al caso base de 2N, prueba 1.	65
4.3. Tabla de valores promedio del error RMS de par y % de reducción con respecto al caso base 2N, prueba 2.	75

4.4. Errores RMS promedios de e_{T_e} , y % de reducción con respecto al caso base 2N – Prueba no.3.	86
4.5. Tabla comparativa de resultados no.1 – (* indica multiplicar por $1x10^3$)	94
4.6. Tabla comparativa de resultados no.2 – (* indica multiplicar por $1x10^3$)	94
A.1. Tabla valores nominales Máquina de Inducción	104

Índice de Figuras

2.1. Comportamiento de la amplitud vs la frecuencia de la tensión del estator para el control de tipo $v/f=\text{constante}$	15
2.2. Esquema básico <i>FOC</i> para máquinas de ca.	17
2.3. Esquema básico <i>DTC</i> para máquinas de ca.	18
2.4. Desplazamiento del vector $\overline{\psi}_s$ por la aplicación de un vector de tensión en el estator, resultando en un incremento del par.	20
2.5. Posibilidades de selección de \overline{V}_s usando un inversor trifásico de 2 niveles.	21
2.6. Movimiento del flujo estático resultante de la aplicación de los vectores de tensión.	21
2.7. Espacio vectorial y su división en sectores para la estrategia <i>DTC</i> usando inversores de 2 niveles.	22
3.1. Esquema de un <i>VSI</i> trifásico para el control de una <i>MI</i>	29
3.2. Representación gráfica de las seis conexiones de los devanados de una <i>MI</i> al ser conmutados por el <i>VSI</i>	30

3.3. Representación gráfica de las tensiones línea-línea y línea-neutro a través de la carga trifásica alimentada por un VSI.	31
3.4. Vector tensión \bar{V}_s , en plano de fase $d q$	33
3.5. Estados posibles para un inversor VSI de 2 niveles.	34
3.6. Esquema conceptual para la obtención de e_{ψ_s}	35
3.7. Diagrama a bloques para obtener la variable de error de flujo.	36
3.8. Definición gráfica de la variable de error de par.	36
3.9. Esquema Error del Par	37
3.10. Esquema para determinar el sector de ubicación $\bar{\psi}_s$	38
3.11. Sentido de giro del $\bar{\psi}_s$ situados en sector 1	39
3.12. Espacio Vectorial formado por un convertidor de 3 niveles	41
3.13. Representación vectorial de un estado redundante	42
3.14. Gráfica límites de velocidad	44
3.15. Definición gráfica de los puntos de operación durante el proceso de inversión del par.	45
3.16. Comprobación límite de velocidad	48
3.17. Definición gráfica del límite de velocidad, ω_1	49
3.18. Espacio Vectorial formado por un convertidor de 4N	51
3.19. Definición gráfica del error de par para un convertidor de 4 niveles.	52

3.20. Definición gráfica de los límites de velocidad, ω_1 y ω_2	53
3.21. Espacio Vectorial formado por un Convertidor de 5N	56
3.22. Definición de las regiones para determinar el error de par para la estrategia DTC 5N.	57
4.1. Tren de par usado como referencia – Prueba 1.	62
4.2. Par mecánico y velocidad mecánica, 2N – Prueba 1.	63
4.3. Par mecánico y velocidad mecánica, 3N – Prueba 1.	63
4.4. Par mecánico y velocidad mecánica, 4N – Prueba 1.	64
4.5. Par mecánico y velocidad mecánica, 5N – Prueba 1.	64
4.6. Rms e_{T_e} , 2N – Prueba 1.	65
4.7. Rms e_{T_e} , 3N – Prueba 1.	66
4.8. Rms e_{T_e} , 4N – Prueba 1.	66
4.9. Rms error del T_e , 5N – Prueba 1.	67
4.10. Tensiones de salida del convertidor 2N – Prueba 1.	67
4.11. Tensiones de salida del convertidor multinivel 3N – Prueba 1.	68
4.12. Tensiones de salida del convertidor multinivel 4N – Prueba 1.	68
4.13. Tensiones de salida del convertidor multinivel 5N – Prueba 1.	68
4.14. Corrientes de fase convertidor 2N – Prueba 1.	69

4.15. Corrientes de fase convertidor multinivel 3N – Prueba 1.	69
4.16. Corrientes de fase convertidor multinivel 4N – Prueba 1.	70
4.17. Corrientes de fase convertidor multinivel 5N – Prueba 1.	70
4.18. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 1.	71
4.19. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N – Prueba 1.	71
4.20. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N – Prueba 1.	71
4.21. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N – Prueba 1.	72
4.22. Par de referencia – Prueba 2.	72
4.23. Par mecánico y velocidad mecánica, 2N – Prueba 2.	73
4.24. Par mecánico y velocidad mecánica, 3N – Prueba 2.	74
4.25. Par mecánico y velocidad mecánica, 4N – Prueba 2.	74
4.26. Par mecánico y velocidad mecánica, 5N – Prueba 2.	75
4.27. RMS e_{T_e} , 2N – Prueba 2.	76
4.28. RMS e_{T_e} , 3N – Prueba 2.	76
4.29. RMS e_{T_e} , 4N – Prueba 2.	77
4.30. RMS e_{T_e} , 5N – Prueba 2.	77
4.31. Tensiones de salida convertidor, 2N – Prueba 2.	78
4.32. Tensiones de salida convertidor multinivel, 3N – Prueba 2.	78

4.33. Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 2.	78
4.34. Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 2.	79
4.35. Corrientes de fase convertidor, 2N – Prueba 2.	79
4.36. Corrientes de fase convertidor multinivel, 3N – Prueba 2.	80
4.37. Corrientes de fase convertidor multinivel, 4N – Prueba 2.	80
4.38. Corrientes de fase convertidor multinivel, 5N – Prueba 2.	80
4.39. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 2.	81
4.40. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N – Prueba 2.	81
4.41. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N – Prueba 2.	82
4.42. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N – Prueba 2.	82
4.43. Velocidad de referencia – Prueba 3.	83
4.44. Par de referencia – Prueba 3.	83
4.45. Velocidad mecánica y par mecánico, 2N – Prueba 3.	84
4.47. Velocidad mecánica y par mecánico, 4N – Prueba 3.	84
4.46. Velocidad mecánica y par mecánico, 3N – Prueba 3.	85
4.48. Velocidad mecánica y par mecánico, 5N – Prueba 3.	85
4.49. Rms e_{T_e} , 2N – Prueba 3.	86
4.50. Rms e_{T_e} , 3N – Prueba 3.	87

4.51. Rms e_{T_e} , 4N – Prueba 3.	87
4.52. Rms e_{T_e} , 5N – Prueba 3.	88
4.53. Tensiones de salida convertidor, 2N – Prueba 3.	88
4.54. Tensiones de salida convertidor multinivel, 3N – Prueba 3.	89
4.55. Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 3.	89
4.56. Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 3.	89
4.57. Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 3 (acercamiento Fig. 4.55).	90
4.58. Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 3 (acercamiento Fig. 4.56).	90
4.59. Corrientes de fase convertidor, 2N – Prueba 3.	91
4.60. Corrientes de fase convertidor multinivel, 3N – Prueba 3.	91
4.61. Corrientes de fase convertidor multinivel, 4N – Prueba 3.	91
4.62. Corrientes de fase convertidor multinivel, 5N – Prueba 3.	92
4.63. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 3.	92
4.64. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N – Prueba 3.	93
4.65. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N – Prueba 3.	93
4.66. $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N – Prueba 3.	93
4.67. %THD Ia, intervalo 1 – Prueba 3.	95
4.68. %THD Va, intervalo 1 – Prueba 3.	95

4.69. %THD Ia, intervalo 2 – Prueba 3.	96
4.70. %THD Va, intervalo 2 – Prueba 3.	96
4.71. %THD Ia, intervalo 3 – Prueba 3.	97
4.72. %THD Va, intervalo 3 – Prueba 3.	97
4.73. %THD Ia, intervalo 4 – Prueba 3.	98
4.74. %THD Va, intervalo 4 – Prueba 3.	98
A.1. Máquina de Inducción 3HP.	104
A.2. Máquina de Inducción 50HP.	104
A.3. Máquina de Inducción 500HP.	105
A.4. Máquina de Inducción 2250HP.	105

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

La energía eléctrica, convertida en trabajo mecánico usando máquinas eléctricas, juega un rol muy importante en la actualidad. Es por ello que las máquinas eléctricas son uno de los principales dispositivos que consumen la energía eléctrica en toda sociedad industrializada. Numerosos estudios han sido enfocados a su diseño, su control y su optimización. Actualmente, el control automático de las máquinas eléctricas permite lograr altos desempeños, y muchos de estos logros han sido posibles gracias a la incorporación de convertidores estáticos en el control de las máquinas eléctricas [1]-[2].

Por otra parte, los convertidores estáticos de potencia han evolucionado a medida que nuevos semiconductores aparecen en el mercado, permitiendo el desarrollo de nuevas topologías [3]-[4]. Entre las topologías más recientes, y apropiadas para el control de máquinas eléctricas, se encuentran los convertidores de tipo multinivel. Estos sintetizan formas de onda de más de dos niveles de tensión, y permiten manejar niveles de tensión más elevados que los que podrían manejar los semiconductores de potencia de manera individual. Así, el control de las máquinas eléctricas se ve beneficiado por la disponibilidad de un mayor número de niveles discretos de

tensión, y a su vez los devanados son sometidos a un menor estrés dieléctrico gracias a la disminución del gradiente de tensión que se les aplica. Además, los convertidores multinivel habilitan el uso de la electrónica de potencia en aplicaciones de media y alta tensión.

En varios trabajos se han estudiado los beneficios que se obtienen al incorporar inversores multinivel para el control de máquinas eléctricas. Muchos de estos trabajos están enfocados al estudio del Control Directo de Par (Direct Torque Control, DTC) usando las tres principales topologías de convertidores multinivel.

Por ejemplo, en [11] se realiza un estudio comparativo entre un inversor de tres niveles –tipo Neutro Fijo por Diodos (Neutral Point Clamped, NPC [5])– contra un inversor de 2 niveles, para el control de una Máquina de Inducción (MI), donde el objetivo principal es la reducción del rizo del par mecánico; para esto, proponen la implementación de dos periodos de muestreo –uno para la captura de datos y estimación de velocidad, par y flujo, y el otro para procesar los errores de velocidad, par y flujo–, logrando una reducción del 40 % en el rizo, y menores niveles de armónicos en la tensión y en la corriente; las pruebas se realizan a 750 rpm.

En [14], evalúan y comparan el DTC general contra una técnica que anida la modulación vectorial (Space Vector Modulation, SVM) y el DTC general, usando un inversor de 3 niveles. Usando los errores de par, velocidad y flujo, y un controlador PI (Proporcional Integral, por sus siglas en inglés) se genera el vector de tensión para el control de la máquina. El desempeño del sistema es mejorado optimizando el valor de referencia para el flujo del estator de 0.75 Wb a 0.989 Wb, a una velocidad de referencia de 1440 rpm.

En [15], se presenta una evaluación y comparación entre un inversor de 2 niveles y uno de 5 niveles en una MI. La generación de los vectores de tensión se da mediante una Tabla de Conmutación, par el caso del convertidor de 2 niveles; en cuanto al convertidor de 5 niveles, se incorpora un controlador PI, teniendo como entrada los errores del par y del flujo. Se obtiene

una reducción del 30 % sobre el rizo del par, y se reduce el THD (Total Harmonic Distortion) de la tensión y de la corriente.

En [18], logran una reducción de alrededor de 50 % en el rizo de par con un inversor de 3 niveles. La selección del vector de tensión se lleva a cabo con Tablas de conmutación. A diferencia del control clásico -2 niveles- en este trabajo utilizan 4 niveles de comparadores para las señales de error del par y flujo del estator.

Siguiendo con la segunda topología llamada Puentes H en Cascada (Cascaded H-Bridge, CHB [7]), en [8], presentan una nueva estrategia de control para un convertidor de 7 niveles, que es añadida a la SVM, llamada Desplazamiento de Fase (Phase-Shifting), en la que cada módulo individual sintetiza dos vectores de tensión de igual amplitud y desfasados 180° entre ellos -izquierdo y derecho-, resultando así, dos grupos de tres vectores por cada nivel en el convertidor trifásico. Se obtiene un vector resultante por cada grupo de vectores, en donde la resta entre estos dos vectores proporciona el vector óptimo de tensión. Los resultados presentan una mejora en el desempeño del control de la velocidad y reducción en el rizo del par, aunque no presentan cuantificación de los mismos.

En [9], utilizan un inversor de 81 niveles en configuración asimétrica (que se utiliza para escalar el valor de los niveles de tensión, reducir o eliminar niveles redundantes en la salida del inversor, maximizar el número de niveles generados por el mismo, y lograr la misma calidad del voltaje de salida con menos semiconductores), que dada la gran cantidad de niveles dificulta la selección de los vectores de tensión para la implementación del control DTC tradicional. Por ello, utilizan el error del par para generar un ángulo de carga como referencia y corregir el comportamiento de la MI, eliminando así las Tablas de Conmutación. Analizan también el nivel de tensión en los super-condensadores (siendo de los pocos trabajos donde se estudia la fuente CD del inversor). Se obtiene un alto desempeño en la regulación del par y del flujo reduciendo sus fluctuaciones, además de que se mejora la calidad de las formas de onda, y se reducen las

perdidas por conmutación. Las pruebas realizadas se hacen a 2500 rpm.

En [10], se presenta un inversor de 27 niveles en configuración asimétrica para el control de una MI sin la necesidad de usar sensores. Se usan dos lazos de control adicionales: (1) un control inhibidor de corrientes negativas (INC, que resuelve el problema de la regeneración de voltaje al utilizar fuentes unidireccionales), y (2) un controlador PI para las tensiones de cd (mantienen el valor del voltaje al valor de referencia en los condensadores). Estas estrategias trabajan con señales PWM (Pulse Width Modulation). Adicionalmente, utilizan un estimador en lazo cerrado para el cálculo de la velocidad. Realizan dos fases experimentales: la primera, donde se compara el control con estimación y sin estimación de la velocidad; y la segunda, habilitando y deshabilitando el control INC. Se logra un control de alta precisión para la velocidad y el par, con un error en el flujo del 0.01 Wb.

En [13], se realiza una aplicación para vehículos eléctricos o híbridos empleando un inversor de 7 niveles, la obtención de los vectores de tensión se basa en Tablas de Conmutación, en la que desplazan el hexágono central a través de todo el espacio vectorial, para manejar solo 6 sectores. Haciendo una comparación contra un inversor de 2 niveles, y posteriormente con uno de 5 niveles, obteniendo mejores resultados en el análisis armónico (Fast Fourier Transform, FFT), rizo del par y formas de onda (no se muestran resultados cuantitativos acerca de las comparaciones experimentales).

En otros trabajos comparan configuraciones simétricas y asimétricas. Por ejemplo en [16], realizan una comparación entre un inversor de 5 niveles y uno de 7 niveles en configuración simétrica y asimétrica, respectivamente. Estas son evaluadas en un vehículo eléctrico (prototipo montando en laboratorio). Los resultados verifican un mejor desempeño con el inversor de 7 niveles, incluyendo: disminución de la pérdidas por conmutación, reducción sobre el rizo del par y mejoras en la calidad de las tensiones de salida (dejando al lector la corroboración de los resultados visualmente).

En [17], elaboran una aplicación para el control de una MI, con un inversor de 5 y 9 niveles en configuración simétrica y asimétrica, respectivamente. La selección del vector óptimo se lleva a cabo en tres pasos: primero, localizar el triángulo (formados en el espacio vectorial) donde se encuentra el vector flujo del estator; segundo, calcular el tiempo de encendido para el vector óptimo; y tercero, calcular tres vectores (largo, mediano y corto) para optimizar las conmutaciones por dispositivo, y dependiendo de estos se selecciona el mejor vector. Los resultados demuestran que el inversor de 9 niveles obtiene mejores resultados sobre el de 5 niveles, en cuanto a rizo del par, calidad de las formas de onda –la velocidad de referencia utilizada fué de 1800 rpm–, los resultados mostrados son en forma gráfica, tanto del análisis FFT como de las formas de onda.

Por último en [12], se ha explorado la capacidad de reducir el voltaje de modo común en un inversor de 5 niveles, tipo Capacitores Flotantes (Flying Capacitor, FC [6]), logrando con el algoritmo propuesto una reducción del 33 % contra su homólogo estándar -de dos niveles-, a una velocidad de referencia de 1430 rpm.

1.2. Motivación

En los trabajos mencionados, se han presentado diversas estrategias para implementar el control de tipo DCT en máquinas de inducción, alimentadas con convertidores multinivel. Por ejemplo: en [11]-[14]-[18], implementan estrategias de control para convertidores de 3 niveles, de los cuales, el primero utiliza dos periodos de muestreo para la captura y procesamiento de errores y de ahí derivar el vector óptimo; los dos últimos, utilizan Tablas de Conmutación para la selección del vector óptimo de tensión, apoyándose la última con cuatro niveles en los comparadores de histéresis. En [15]-[12], realizan una comparación entre un inversor de 5 niveles contra uno de 2 niveles, donde las estrategias de conmutación se implementan con

Tablas. En [8] utilizan inversores de 7 niveles, empleando una técnica llamada desplazamiento de fase, en la cual eliminan las Tablas de Conmutación; en [13], realizan una comparación entre un convertidor de 5 y uno de 2 niveles para aplicaciones en vehículos eléctricos; siguiendo con la misma aplicación, en [16], elaboran un estudio sobre el desempeño entre una configuración asimétrica y simétrica, en un convertidor de 7 y 5 niveles, respectivamente. En [17]-[10]-[9], presentan convertidores de 9, 27 y 81 niveles, debido a la cantidad de niveles eliminan las Tablas de Conmutación, desarrollando nuevas estrategias de selección, con la ayuda de la configuración asimétrica en CHB.

Como puede apreciarse, los estudios realizados comprenden diversos aspectos relacionados con el uso de inversores multinivel en el control de máquinas eléctricas –los estudios se enfocan principalmente a las máquinas de inducción, por su conocida importancia en aplicaciones industriales. Pero uno de los puntos principales, y comunes a todos estos trabajos, es la parte relacionada con el uso óptimo de los estados de conmutación del inversor. Esta tarea se vuelve muy compleja a medida que se incrementa el número de niveles. Manteniendo la filosofía original del control DTC, las Tablas de Conmutación siguen siendo una opción viable, solo que su configuración se vuelve una tarea complicada al aumentar el número de niveles de tensión en los inversores. En este trabajo, nos proponemos desarrollar una metodología para la configuración de las Tablas de Conmutación, en las cuales se explote la totalidad de los vectores de tensión disponibles. Para ello se propone el uso de Tablas extras que incluyan vectores de los niveles inferiores, lo cual supone una mejora en el control a bajas velocidades. El desempeño de dichas estrategias es evaluando en inversores de 5, 4, y 3 niveles, y comparado contra los resultados obtenidos usando inversores de 2 niveles.

1.3. Objetivos

- Evaluar el desempeño del conjunto Convertidor Multinivel-Motor de Inducción, cuando se implementa una estrategia de Control Directo del Par.
- Optimizar una estrategia de conmutación multinivel para el Control Directo del Par de una Máquina de Inducción.

1.4. Estructura de la Tesis

La Tesis está compuesta por cinco capítulos. En el **Capítulo uno**, se exploran algunos de los trabajos previos relacionados con el tema de la tesis, lo cual nos ayuda a enmarcar nuestro trabajo.

En el **Capítulo dos**, se abordan conceptos generales sobre diferentes tipos de máquinas eléctricas, mencionando así mismo los controles más utilizados para el control de las mismas. Además, se presenta el modelado de la máquina de inducción, el cual será empleado en las pruebas por simulación realizadas.

En el **Capítulo tres**, se desarrollan las estrategias de control para la adaptación del concepto convertidor-máquina de inducción, llevándolo desde un convertidor de 2 niveles hasta un convertidor multinivel de 5 niveles. Para la configuración de las Tablas se toma en cuenta la velocidad de la máquina, en función de la cual se decide que tablas se utilizan, al variar el punto de operación. Se muestra la estrategia para determinar los diferentes límites de velocidad, utilizándolos para la entrada y salida de las diferentes Tablas de Conmutación. En este capítulo también se incluye una estrategia de control para manejar el proceso de conmutación cuando se requiere un cambio de signo en el par de referencia.

En el **Capítulo cuatro**, se realizan las pruebas usando un banco de pruebas en simulación numérica. Con ellas se evalúa el desempeño de de las estrategias propuestas, sometiéndolos a tres pruebas representativas. Aquí mismo se presenta el análisis de los resultados obtenidos a partir de las simulaciones realizadas.

En el **Capítulo cinco**, se presentan las conclusiones generales y los trabajos a futuro que se podrían emprender a partir de este trabajo.

1.5. Conclusiones preliminares

En este capítulo se presentaron los antecedentes de los trabajos previos acerca del tema a tratar, realizando una síntesis de algunas de las propuestas encontradas en la literatura afín al tema tratado. A partir de estos, se explica la motivación para realizar este trabajo, se plantean los objetivos, y se resume la estructuración de la tesis.

Capítulo 2

Control de las Máquinas Eléctricas

2.1. Introducción

En este capítulo se hace una breve reseña acerca de las principales máquinas eléctricas, su constitución y su relación con el sector industrial en aplicaciones de velocidad variable. También, se explican los principales esquemas de control usados, destacando sus características principales, y haciendo énfasis en el Control Directo del Par (DTC) empleado en máquinas de corriente alterna.

Además, se presenta el modelado de la Máquina de Inducción, cuyo modelo será usado en las simulaciones realizadas.

2.2. Máquina de Corriente Directa

Las máquinas de corriente directa se pueden utilizar en aplicaciones donde se requiera una velocidad de operación variable, por lo tanto, son empleadas –o mas bien fueron las más empleadas en dichas aplicaciones, ya que en la actualidad están siendo desplazadas por máquinas de corriente alterna, debido a las ventajas que estas ofrecen con respecto a las máquinas de corriente directa– en una amplia gama del sector industrial. Esto se debe principalmente a la facilidad para controlar su velocidad (mediante el ajuste del voltaje de armadura, de campo o ambos), y a su excelente par de arranque (que es requerido para impulsar ciertas clases de máquinas difíciles de poner en marcha con carga).

La máquina de cd está constituida por:

- Carcasa o Estator, donde se sustenta la máquina y se encuentra el devanado de armadura.
- Rotor, es la parte móvil y es donde se encuentra el devanado de campo.
- Conmutador, es donde se realiza la conversión de la cd en ca en un motor, y de ca a cd en un generador.
- Escobillas, son las encargadas de recoger y entregar la corriente al devanado de armadura.

Algunos de los motivos por los cuales han perdido popularidad son: 1) requieren un mantenimiento preventivo periódico, 2) su rendimiento se degrada ante ambientes donde el polvo juega un papel importante, 3) la fabricación de las máquinas de cd de gran capacidad resulta ser más costosa que la fabricación de máquinas de ca, y 4) no son tan robustas como estas últimas.

2.3. Máquinas de Corriente Alterna

Entre las máquinas de corriente alterna se tiene:

- Máquinas síncronas.
- Máquinas asíncronas o de inducción.

2.3.1. Máquina Síncrona

Las máquinas síncronas trabajan a velocidad síncrona (es decir, la velocidad del rotor y la velocidad del campo magnético del estator son iguales, no existe deslizamiento entre ellas), por lo tanto, para aplicaciones industriales son empleadas en trabajos donde se requieren velocidades constantes. Para su operación se aplica una tensión de ca al estator, mientras que en el rotor se aplica una tensión cd. Generalmente las encontramos como generadores de corriente alterna en todo tipo de centrales productoras de electricidad. Por su construcción, no presentan par de arranque, por lo que se emplean diferentes métodos para arrancarlas y acelerarlas hasta la velocidad de trabajo nominal.

La máquina síncrona está constituida por:

- Carcasa, es la parte fija donde se encuentran alojados los devandos estáticos.
- Rotor, parte móvil donde se encuentra alojado el devanado de excitación, puede ser de rotor liso o de polos salientes.
- Devanado de excitación, es alimentado por una fuente de cd, mediante el uso de anillos deslizantes.
- Excitatriz, se localiza en el rotor y es donde se genera cd.

- Devanado amortiguador, es un devanado adicional cuyo propósito es el aporte de un par mecánico durante el arranque, y el amortiguamiento de oscilaciones.

2.3.2. Máquina Asíncrona o de Inducción

Es llamada asíncrona o de inducción (MI), debido a que el flujo en el devanado del estator (alimentado por una fuente ca) induce una corriente en el rotor provocando el movimiento del mismo, y por efecto de esta inducción, la velocidad del campo magnético del estator es diferente a la velocidad angular eléctrica del rotor, lo que provoca un deslizamiento entre ellos, dejándolos fuera de sincronía. En especial, el tipo rotor jaula de ardilla, al no contener colectores, anillos rozantes ni contactos móviles, hace de esta máquina una máquina muy robusta. Entre sus ventajas podemos mencionar: *a)* requiere de muy poco mantenimiento, *b)* puede ser empleada en lugares inaccesibles, y *c)* tiene la capacidad de trabajar en ambientes adversos al polvo y materiales abrasivos. Es utilizada en aplicaciones donde se requiere trabajar a diferentes velocidades o cambios bruscos en el par. En cambio, el tipo de rotor devanado, es una máquina especial por lo que su construcción es más cara, siendo empleada solamente: *a)* cuando se precisan pares de arranque mayores, *b)* cuando se desea el control de la velocidad, y *c)* cuando se desea introducir una tensión exterior en el rotor.

La máquina asíncrona está constituida:

- Carcasa, es la parte fija donde se encuentran los devandos estatóricos.
- Rotor, es la parte móvil donde se localiza el devanado de campo. Este puede ser de tipo jaula de ardilla ó de tipo rotor devanado.

Con la llegada de la electrónica de potencia, las máquinas eléctricas de ca han tomado importancia en aplicaciones antes dominadas por las máquinas de cd (como en aplicaciones

de potencia y de tracción), ya que el uso de convertidores estáticos permiten la realización de esquemas de control para regular sus variables electromecánicas de manera precisa. Este trabajo se enfoca principalmente en este tipo de máquinas.

2.4. Control de las Máquinas Eléctricas de Corriente Alternativa

El control de las máquinas de corriente alterna ha evolucionando rápidamente. Esto ha sido posible gracias al avance en varias disciplinas, tales que la electrónica de potencia, la microelectrónica, los sistemas de control, los materiales magnéticos, el software, etc. Los inicios del control aplicado a las máquinas eléctricas, se remonta a los trabajos de Harry Ward-Leonhard [19], quien desarrolló dispositivos para variar la velocidad de las máquinas eléctricas.

En un inicio, el control de la velocidad en máquinas de ca se basaba principalmente en el comportamiento eléctrico del sistema, es decir, solamente en aquellos parámetros accesibles de medir en la máquina (voltaje y frecuencia), siendo así como surge el control escalar v/f . Hasta los 70's éste era el mejor método conocido para el control de máquinas de ca, presentaba un buen desempeño, aunque producía una respuesta lenta en el par de la máquina. Fue hasta 1971 que F. Blaschke presentó la primera investigación basada en el Control del Campo Orientado (Field Oriented Control, FOC) para motores de inducción [20]. Para la siguiente década, I. Takahashi propone una nueva técnica para el control del par en un motor de inducción llamada Control Directo del Par (Direct Torque Control, DTC) [21]-[23] y M. Depenbrock desarrolla otra técnica llamada Auto Control Directo (Direct Self Control, DSC) [24]-[26]. Estas técnicas se destacan por su simplicidad, buen desempeño y robustez, actuando directamente sobre el estado electromagnético de la máquina. De ellas, la técnica DSC es preferida en aplicaciones de alta potencia, donde se usan inversores con baja frecuencia de conmutación –minimizan las

pérdidas por conmutación—, y las corrientes con alta distorsión pueden ser toleradas [27].

Así, podemos dividir los principales controles para máquinas de ca en dos grupos:

Control Escalar:

- Voltaje/Frecuencia (v/f).

Control Vectorial:

- Control del Campo Orientado (FOC).
- Control Directo del Par (DTC).

2.4.1. Control Voltaje/Frecuencia

Es un control diseñado para mantener constante el flujo del entrehierro, ajustando la magnitud del voltaje del estator y la frecuencia en proporciones constantes [28]. La ecuación que modela al circuito de entrada de la máquina es

$$v_s(t) = i_s(t)R_s + d\frac{\psi_s}{dt} \quad (2.4.1)$$

donde $v_s(t)$, $i_s(t)$, R_s y ψ_s son la tensión, la corriente, la resistencia y el flujo del estator respectivamente. Observando la ecuación 2.4.1, para mantener el flujo constante se debe variar el voltaje en proporción a la frecuencia, esto se corrobora si se despeja el valor del flujo ϕ .

Como $\psi_s = N \cdot \phi$, y el voltaje $v_s(t) = v_p \text{sen}(\omega t)$, sustituyendo en la ecuación 2.4.1 y despreciando las pérdidas, obtenemos:

$$d\frac{\phi}{dt} = \frac{v_p}{N} \text{sen}(\omega t) \quad (2.4.2)$$

de la ecuación 2.4.2, para $\omega = 2\pi \cdot f$, el valor del flujo magnético es:

$$\phi = \frac{v_p}{(2\pi f N)} \cos(2\pi f t) \quad (2.4.3)$$

En la ecuación 2.4.3 se aprecia que el flujo es constante sólo si v_p y f varían proporcionalmente. Siendo este el principio fundamental de este control.

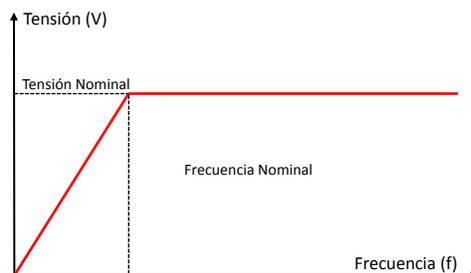


Figura 2.1: Comportamiento de la amplitud vs la frecuencia de la tensión del estator para el control de tipo $v/f=\text{constante}$.

Este control presenta una respuesta transitoria pobre, debido a que no regula por separado la corriente que produce el flujo y la que produce el par. Los problemas se acentúan al trabajar en altas y bajas velocidades. Es por esto que no es aconsejable para aplicaciones que exijan cambios dinámicos drásticos y/o una muy buena precisión.

2.4.2. Control de Campo Orientado

Se basa en la descomposición de las corrientes instantáneas del estator en una componente de la corriente asociada al flujo, y otra componente de la corriente asociada al par mecánico. Esto garantiza la óptima orientación del vector de corriente en el estator con respecto al flujo. Este es el principio básico del control FOC [29]. La implementación de este control requiere el conocimiento de la magnitud y de la posición del vector flujo del rotor.

A su vez, este tipo de control se divide en dos enfoques: 1) indirecto, donde se requiere un sensor de posición de alta resolución, como un encoder o “resolver”, para determinar la posición

del vector flujo del rotor; 2) y el directo, que determina la magnitud y posición del vector flujo del rotor por medición directa o por métodos computacionales basados en mediciones de voltajes y corrientes.

El principio básico del FOC se basa en una transformación de coordenadas que permite controlar por separado el flujo y el par de la máquina. En un marco de referencia fijo al flujo del rotor, tenemos

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} + \frac{1}{\tau_r}\psi_{rd} = \frac{M}{\tau_r}i_{sd} \quad (2.4.4)$$

$$T = \frac{3}{2}P\frac{M}{L_r}\psi_{rd}i_{sq} \quad (2.4.5)$$

En las ecuaciones 2.4.4 y 2.4.5 –básicas para el control FOC–, se aprecia la separación de las corrientes del estator, en corriente relacionada con la producción de flujo, i_{sd} , y la relacionada con la producción de par, i_{sq} . Para determinar los flujos se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s\bar{i}_s \quad (2.4.6)$$

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{M}(\bar{\psi}_s - \sigma L_s\bar{i}_s) \quad (2.4.7)$$

En la figura 2.2, se muestra el diagrama de bloques del esquema de control FOC. De las tensiones trifásicas que alimentan al motor –siendo dos de ellas medidas–, se procede a cambiar de un marco de referencia $(a\ b\ c)$ a un marco de referencia $(d\ q\ 0)$, con la finalidad de pasar de un sistema trifásico a uno bifásico, y así controlar la cantidad de corriente que va dirigida hacia la producción del flujo ψ_s , y la que se emplea para la producción del par mecánico T_e . Las dos corrientes son reguladas al valor de referencia, por un algoritmo de control –en el caso de la Figura mostrada se usa un controlador de tipo PI– a partir del cual se generan las tensiones requeridas en los ejes de directa y cuadratura. Este valor se cambia de un marco de referencia $(d\ q\ 0)$ a un marco de referencia $(\alpha\ \beta\ 0)$, para ser ingresadas al módulo PWM, donde se lleva a cabo la generación de las señales de conmutación para los dispositivos-semiconductores, que se encuentran alojados al interior del inversor.

Con esta técnica se mejora el comportamiento transitorio de las máquinas de ca, aunque al ocurrir variaciones en los parámetros de las mismas su comportamiento dinámico se puede deteriorar. Este sistema de control se puede mejorar al incorporar esquemas de control que incluyan la identificación y adaptación de parámetros en tiempo real.

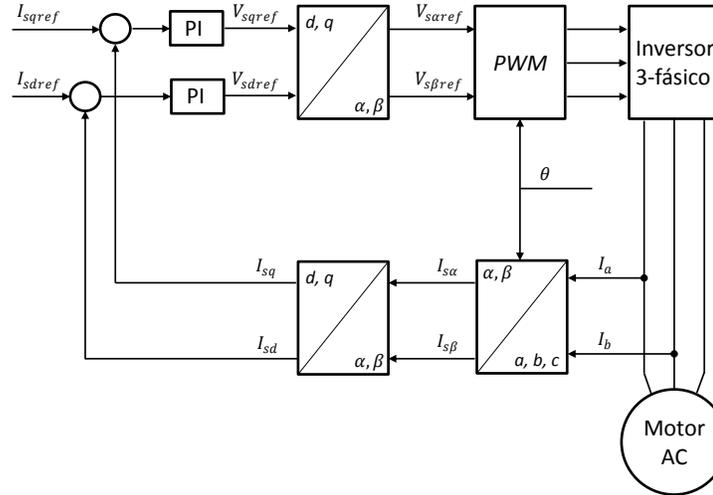


Figura 2.2: Esquema básico *FOC* para máquinas de ca.

2.4.3. Control Directo del Par

Este control se basa en los valores instantáneos del par y del flujo, calculados a partir de las mediciones de las corrientes y de las tensiones en el estator de la máquina. Mediante la selección óptima de los vectores de tensión del inversor –aplicados al estator de la máquina– se puede controlar de forma directa e independiente el par y el flujo. La figura 2.3 muestra el diagrama de bloques del esquema de control DTC. A partir de las mediciones de las corrientes y de las tensiones en el estator, se calcula el par mecánico, T_e , y el vector flujo magnético del estator, $\overline{\psi}_s$. Estos valores son comparados contra los valores de referencia –preestablecidos–, obteniendo a la salida valores discretos de dos niveles para el error del flujo e_{ψ_s} , y de tres niveles para el error del par e_{T_e} . Entonces, tomado en cuenta la ubicación de $\overline{\psi}_s$ en el plano $\alpha - \beta$ se realiza la selección

del vector, \overline{V}_s , que suministrará el convertidor para el control de la máquina, eliminando así el módulo PWM, y a su vez reduciendo la carga computacional requerida.

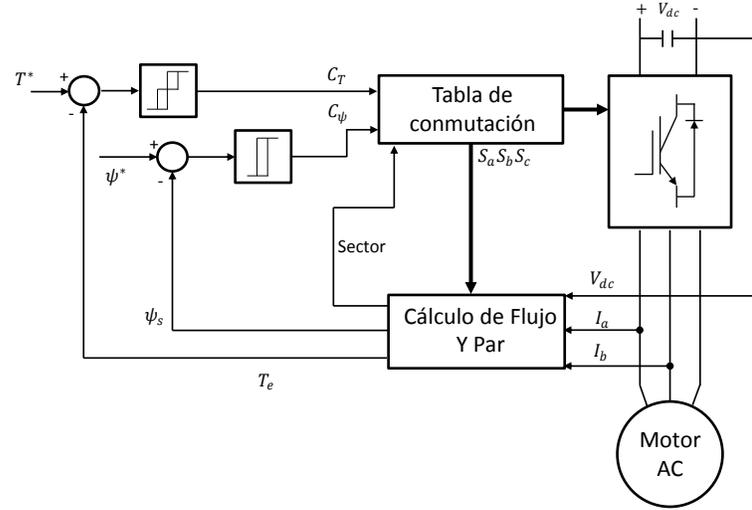


Figura 2.3: Esquema básico *DTC* para máquinas de ca.

Para detallar un poco más el principio de operación del DTC, consideremos las ecuaciones que rigen el comportamiento de la máquina,

$$\overline{\psi}_s = \int (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (2.4.8)$$

$$\overline{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} S_c] \quad (2.4.9)$$

$$T_e = K_L |\psi_s| |\psi_r| \text{Sen} \gamma \quad (2.4.10)$$

K_L es una constante, definida como

$$K_L = \frac{3 PL_M}{2 \sigma L_s L_r} \quad (2.4.11)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r} \quad (2.4.12)$$

donde:

I_s = Corriente del estator

L_M = Inductancia mutua

L_s = Inductancia del estator

L_r = Inductancia del rotor

P = Número de Polos

R_s = Resistencia del estator

S_a, S_b, S_c = Estados de conmutación

V_s = Vector de tensión

V_{cd} = Voltaje de cd

$\bar{\psi}_s$ = Vector flujo del estator

$\bar{\psi}_r$ = Vector flujo del rotor

γ = Ángulo entre $|\bar{\psi}_s|$ y $|\bar{\psi}_r|$

σ = Coeficiente de dispersión

En (2.4.10) se aprecia que considerando la magnitud de $|\bar{\psi}_s|$ y $|\bar{\psi}_r|$ constantes, entonces el par es determinado por el ángulo entre estos dos vectores. Por otra parte, de (2.4.8) se puede ver que $\bar{\psi}_s$, está determinado por el vector de tensión aplicado al estator, considerando que la resistencia del estator, R_s , es despreciable. Por lo tanto, el par y el flujo del motor pueden ser controlados por medio de los vectores de tensión –discretos– aplicados al estator, ya que controlan la magnitud, la posición y la velocidad del vector flujo, y en consecuencia el par producido.

En la Fig. 2.4 se explica gráficamente la interacción entre los flujos. Para empezar, el vector flujo del rotor $\bar{\psi}_r$ (azul) va atrasado con respecto al vector flujo del estator $\bar{\psi}_s$ (rojo) –esto se debe al efecto de inducción–, siendo la magnitud del $\bar{\psi}_s$ cuasiconstante. El par producido es

proporcional al ángulo entre estos. De acuerdo a la ecuación 2.4.8, despreciando la resistencia del estator R_s , \bar{V}_s provoca un $\Delta\bar{\psi}_s$, que al sumarlo con la magnitud del $\bar{\psi}_s$ existente, se obtiene un nuevo vector de igual magnitud pero en una posición diferente, induciendo un cambio al $\bar{\psi}_r$ en la misma dirección, y a su vez, genera un cambio en el ángulo γ . El cambio en γ se debe a la diferencia de velocidad en los vectores de flujo. Mientras que la velocidad del $\bar{\psi}_s$ esta determinada por la magnitud del \bar{V}_s , la velocidad del $\bar{\psi}_r$ está prácticamente determinada –al menos en estado estable– por la velocidad del rotor. Entonces, este cambio en γ produce un cambio en el par (ver la ecuación 2.4.10).

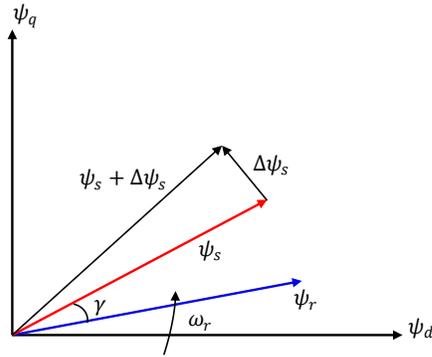


Figura 2.4: Desplazamiento del vector $\bar{\psi}_s$ por la aplicación de un vector de tensión en el estator, resultando en un incremento del par.

En cuanto a la selección del \bar{V}_s , se dispone de 8 posibles vectores –en un inversor de dos niveles– de los cuales se escoge aquel que cumpla con los objetivos del control: (1) guiar el flujo en su trayectoria de referencia, y (2) mantener el par dentro de la banda deseada de operación. Estas posibilidades se ilustran gráficamente en la Fig. 2.5. En la Fig. 2.6 se ilustra como se comportaría el flujo al guiar su trayectoria por medio de los vectores de tensión aplicados al estator de la máquina.

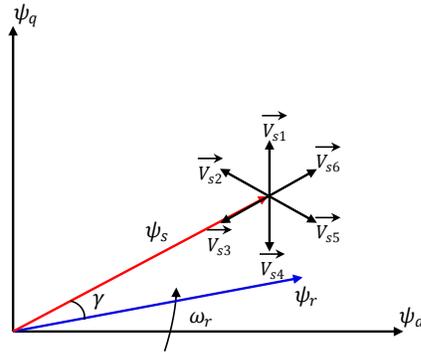


Figura 2.5: Posibilidades de selección de \overline{V}_s usando un inversor trifásico de 2 niveles.

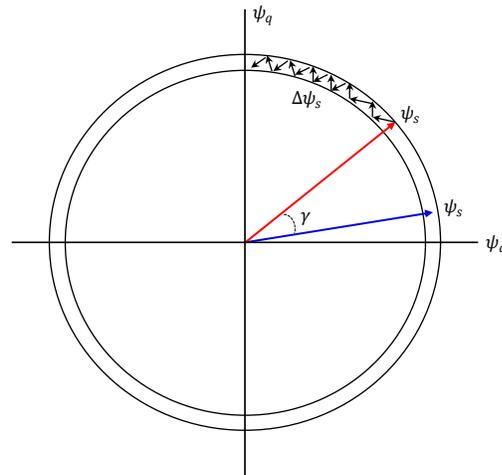


Figura 2.6: Movimiento del flujo estático resultante de la aplicación de los vectores de tensión.

Entonces, a partir de los indicadores discretos de los errores de flujo y de par –dos y tres niveles, respectivamente–, y de la ubicación del $\overline{\psi}_s$ en el plano $\alpha - \beta$, se recurre a Tablas de conmutación para almacenar el vector óptimo en función de las variables antes mencionadas. Donde, el objetivo será seleccionar al \overline{V}_s más tangente a la trayectoria de $\overline{\psi}_s$ ($\overline{V}_s \perp \overline{\psi}_s$), logrando así, generar un movimiento controlado, secuenciado y que guíe el flujo en su trayectoria circular, a una velocidad tal que regule el ángulo γ para mantener la regulación del par de la máquina.

En la figura 2.7 se muestra el espacio vectorial típico de un inversor de 2 niveles, en el cual

se indica una división del plano en sectores de 60° para la ubicación de ψ_s . Cada vector está formado por la suma vectorial de las tensiones en las tres fases ($a b c$) indicando “uno” para el estado de encendido y “cero” para el estado apagado, por ejemplo: para el vector V_1 (100) indica que solo la fase “a” está energizada.

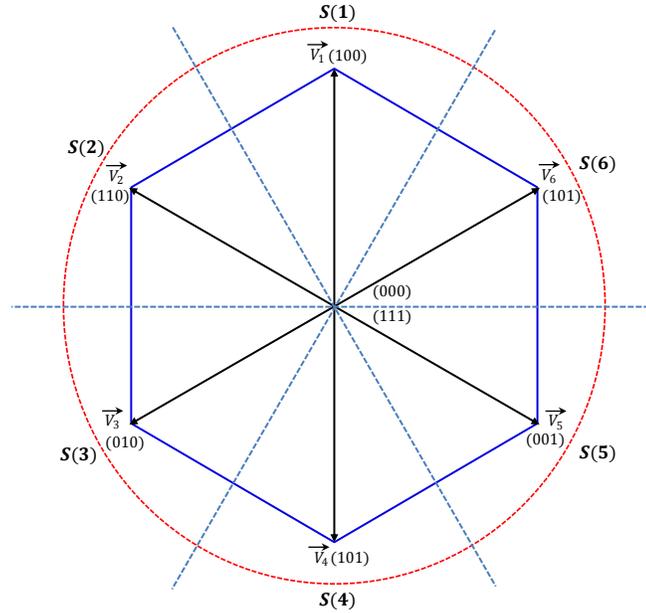


Figura 2.7: Espacio vectorial y su división en sectores para la estrategia DTC usando inversores de 2 niveles.

El esquema de control DTC se caracteriza, en comparación con el FOC, por la ausencia de:

- 1) Reguladores PI.
- 2) Transformación de coordenadas.
- 3) Reguladores de Corriente.
- 4) Módulos generadores de señales PWM.

Por otro lado, el DTC presenta algunas desventajas, que hasta el momento siguen siendo objeto de estudio, se pueden resumir en los siguientes puntos:

- 1) Dificultad a bajas velocidades, para el control del flujo y par.
- 2) Alto rizo en la corriente y el par.
- 3) Comportamiento variable de la frecuencia de conmutación.

2.5. Modelado de la Máquina de Inducción

En esta sección se presenta el modelo de la máquina de inducción, el cual será utilizado en las simulaciones numéricas de validación. El modelado se da en un marco de referencia arbitrario en coordenadas “ $d q 0$ ” [30]. La MI la podemos separar en dos partes: *a*) parte eléctrica, y *b*) parte mecánica. Para la nomenclatura de las ecuaciones los subíndices “*s*” y “*r*” se refieren al estator y rotor, respectivamente.

Las ecuaciones diferenciales 2.5.1 - 2.5.6 describen el comportamiento eléctrico de la MI, mediante ellas se realiza el cálculo de los flujos del estator y del rotor.

$$\psi_{qs} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (2.5.1)$$

$$\psi_{ds} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.5.2)$$

$$\psi_{0s} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{0s} - \frac{r_s}{X_{ls}} \psi_{0s} \right] \quad (2.5.3)$$

$$\psi_{qr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{qr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{dr} + \frac{r_r}{X_{lr}} (\psi_{mq} - \psi_{qr}) \right] \quad (2.5.4)$$

$$\psi_{dr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{qr} + \frac{r_r}{X_{lr}} (\psi_{md} - \psi_{dr}) \right] \quad (2.5.5)$$

$$\psi_{0r} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{0r} - \frac{r_r}{X_{lr}} \psi_{0r} \right] \quad (2.5.6)$$

Las corrientes del estator y del rotor, son calculadas a través de las ecuaciones 2.5.7 - 2.5.12:

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (2.5.7)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}}(\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (2.5.8)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}}\psi_{0s} \quad (2.5.9)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{X_{lr}}(\psi_{qr} - \psi_{mq}) \quad (2.5.10)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{X_{lr}}(\psi_{dr} - \psi_{md}) \quad (2.5.11)$$

$$i_{0r} = \frac{1}{X_{lr}}\psi_{0r} \quad (2.5.12)$$

La saturación de la MI es representada por la ecuaciones 2.5.13 - 2.5.15.

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left(\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{qr}}{X_{lr}} \right) \quad (2.5.13)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left(\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{dr}}{X_{lr}} \right) \quad (2.5.14)$$

$$X_{aq} = X_{ad} = \left(\frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X_{lr}} \right)^{-1} \quad (2.5.15)$$

En cuanto a la parte mecánica, con la ecuación 2.5.16 se calcula el par mecánico, y con la ecuación 2.5.17 obtenemos la velocidad del rotor.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{1}{\omega_b} \right) (\psi_{qr}i_{dr} - \psi_{dr}i_{qr}) \quad (2.5.16)$$

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) p\omega_r + T_L \quad (2.5.17)$$

donde:

ψ = Flujo Magnético.

ψ_{mq} y ψ_{md} = Representan la saturación de la MI.

J = Inercia de la máquina.

p = Operador diferencial.

P = Número de polos.

r = Resistencia.

T_e = Par Mecánico.

T_L = Par de carga.

ω = Velocidad del marco de referencia.

ω_b = Velocidad base.

ω_r = Velocidad del rotor.

v = Voltaje de alimentación.

X_l = Inductancia del embobinado.

X_M = Inductancia de magnetización.

Existen al menos tres tipos de marcos de referencia para describir el comportamiento de la máquina de inducción, y son: *a*) marco de referencia estacionario, *b*) marco de referencia rotórico, y *c*) marco de referencia sincrónicamente rotatorio. Las ecuaciones de voltaje para estos marcos de referencia se obtienen asignando la velocidad correspondiente, (ω), para dichos marcos. Para el estacionario le corresponde $\omega = 0$, para el rotórico $\omega = \omega_r$ y para el de rotación sincrónica $\omega = \omega_e$.

Se trabaja con el marco de referencia estacionario, debido a que al realizar la transformación de *a b c* a *d q 0* se requiere que vallan ancladas, esto quiere decir, que la fase de referencia (fase *a*) no tenga desplazamiento angular con respecto a la fase de referencia de dicha transformación (fase *q*), para este marco le corresponde $\omega = 0$ y como $\omega = d\theta/dt$, por lo tanto, no tiene desplazamiento angular entre la transformación.

La validación del modelo de la MI se presenta en el anexo A.

2.6. Conclusiones preliminares

En este capítulo, se presentó una reseña general acerca de las máquinas eléctricas, su comportamiento y su constitución. También se abordaron diferentes estrategias de control, y se presentó el modelo dinámico de una máquina de inducción. De lo expuesto se concluye lo siguiente:

- Por las características que ofrece la MI tipo rotor jaula de ardilla, hacen de ella una máquina muy robusta, siendo este tipo de máquina la que hemos seleccionado como objeto de estudio para ser evaluada en un esquema de control DTC, alimentada a través de un inversor multinivel.
- Se mencionan las diferentes técnicas para el control de máquinas eléctricas. El esquema denominado DTC, se caracteriza por una excelente respuesta dinámica, además de que se acopla de manera natural al uso de convertidores estáticos.
- El modelo presentado, contiene todos los elementos necesarios para llevar a cabo las validaciones a través de simulaciones numéricas.

Capítulo 3

Convertidor Multinivel - Máquina de Inducción - Control DTC

3.1. Introducción

En el capítulo anterior se definieron las características generales de diferentes tipos de máquinas eléctricas, además, se trataron algunos esquemas de control para las mismas, haciendo énfasis en el esquema de control DTC. Por último, se presentó un modelo dinámico para la MI el cual será usado en la simulaciones numéricas.

En este capítulo, después de presentar un recordatorio sobre los inversores de tensión y su representación usando vectores espaciales, se presenta la definición de las estrategias de conmutación para implementar un control de tipo DTC usando inversores de 3, 4 y 5 niveles. La estrategias desarrolladas se presentan como Tablas de Conmutación.

Como se verá mas adelante, a medida que se aumenta el número de niveles de tensión en

los inversores, crece así mismo el espacio vectorial que se puede definir a partir de un modelado con vectores espaciales. Es por ello que la selección del vector óptimo para la estrategia DTC multinivel es una tarea complicada. En este trabajo proponemos una estrategia que toma en cuenta la velocidad de la máquina y el par demandado al momento de configurar las Tablas de Conmutación. También, la partición en sectores del espacio vectorial se incrementa a medida que se incrementa el número de niveles disponibles. Así, las estrategias propuestas tratan de hacer un uso óptimo de todos los vectores disponibles para regular el flujo y el par de la máquina. Además, a través del uso de vectores redundantes se asegura, en la mayoría de los casos, que los cambios de tensión demandados sean entre niveles adyacentes, y necesitando el mínimo de número de conmutaciones.

3.2. Inversor Fuente de Tensión (VSI) en Aplicaciones de Variadores de Velocidad

El tipo de convertidor llamado Inversores con VSI (Voltage Source Inverter) es el más utilizado, éste impone una tensión conmutada a la salida del mismo, donde la tensión del enlace de cd se mantiene aproximadamente constante empleando un condensador de valor elevado. La forma de onda de salida, puede ser de tipo rectangular, o de tipo modulada en ancho de pulso. Los de salida rectangular, operando a bajas frecuencias de conmutación, son usados en aplicaciones de bajo desempeño, o donde se requiere minimizar las pérdidas por conmutación. Para mejorar las formas de onda de tensión y de corriente, se recurre a la modulación de ancho de pulso (PWM), donde la tensión de salida conmuta muchas veces por periodo fundamental, es decir se trabaja con altas frecuencias de conmutación.

La Fig. 3.1 muestra el esquema básico de un VSI trifásico, donde el rectificador conectado a la red de ca es utilizado para obtener la tensión en el lado de cd; se utiliza un condensador

electrolítico de gran capacidad para mantener el enlace de tensión de cd constante, y además soportar los cambios bruscos en las corrientes demandadas por el inversor. El valor de dichos condensadores es determinado por el valor rms del rizo de la onda de corriente. También, es usual incluir alguna reactancia inductiva entre el rectificador y la fuente de ca, limitando la corriente de falla, y reduciendo la severidad de las caídas por conmutación producidas por el rectificador, esta reactancia en serie a su vez es aprovechada para atenuar los picos de tensión que pueden entrar a través del puente rectificador. Los elementos semiconductores que conforman al inversor, deben ser dispositivos con apagado y encendido controlado, pudiendo ser: BJTs, MOSFETs, IGBTs, GTOs o MCTs, por mencionar algunos.

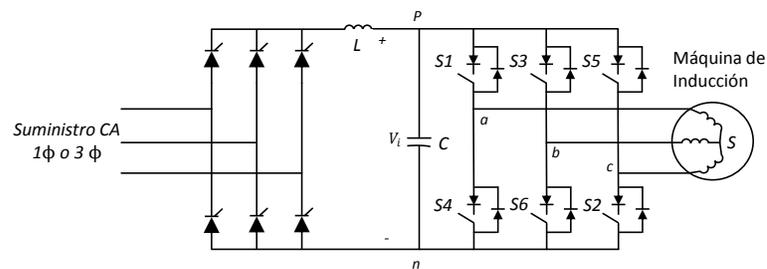


Figura 3.1: Esquema de un VSI trifásico para el control de una MI.

Para comprender la operación básica del inversor trifásico, consideremos que está conformado por seis interruptores ideales. Aunque, es posible energizar una carga trifásica teniendo solo dos interruptores cerrados a la vez, es preferible tener tres interruptores cerrados en cualquier instante, ya que ésta estrategia produce una mayor tensión de salida bajo cualquier condición de operación. Ésta última estrategia impone las formas de onda de tensión mostradas en Fig. 3.2, a las terminales a , b y c referidas al lado negativo del enlace cd. Los números inferiores indican cuales interruptores están cerrados. La secuencia de conmutación se da en este orden 561, 612, 123, 234, 345, 456, y de vuelta al 561.

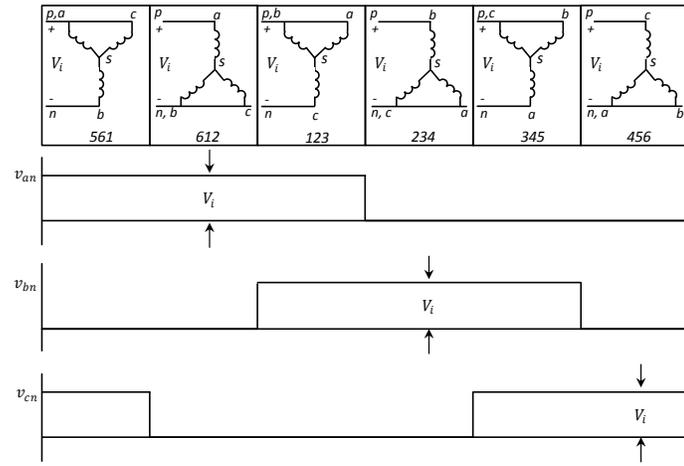


Figura 3.2: Representación gráfica de las seis conexiones de los devanados de una MI al ser conmutados por el VSI.

La Fig. 3.3 muestra los voltajes de línea a línea V_{ac} , V_{bc} , V_{ab} y los voltajes de línea a neutro V_{as} , V_{bs} , V_{cs} , [33].

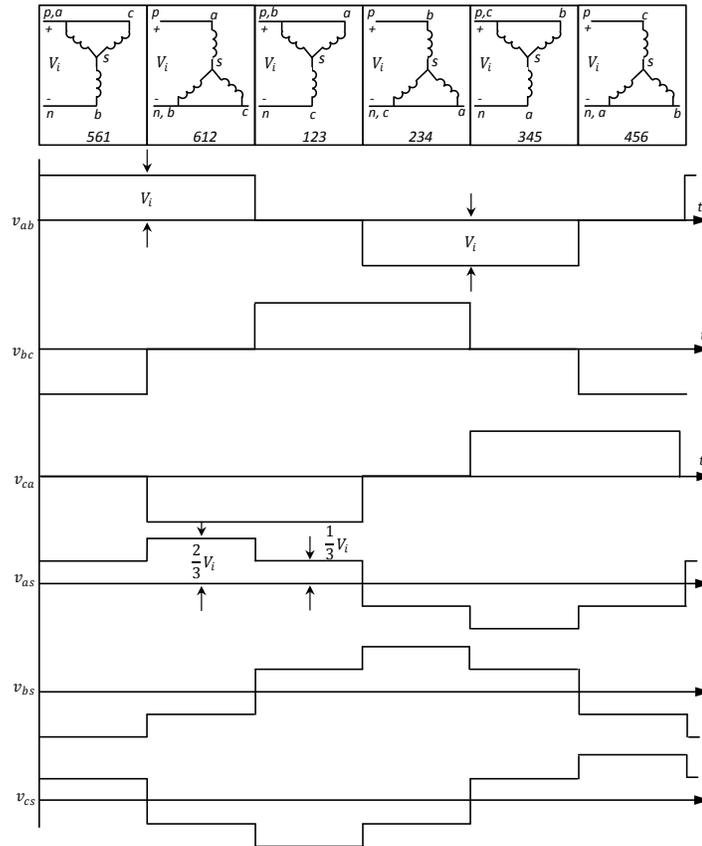


Figura 3.3: Representación gráfica de las tensiones línea-línea y línea-neutro a través de la carga trifásica alimentada por un VSI.

3.2.1. Representación del inversor a través de vectores espaciales

Para incluir al inversor trifásico en un análisis formal del sistema del cual forma parte, es necesario que se le pueda representar –o modelar– a través de una expresión matemática, que sea apropiada para el análisis total del sistema. La representación vectorial de la tensión de salida del inversor –también se le conoce como representación con vectores espaciales– es una herramienta comúnmente usada para el estudio de convertidores estáticos y de máquinas eléctricas.

La idea de la representación vectorial de un inversor trifásico la podemos resumir como sigue. Asumimos que las tres tensiones de salida del inversor forman un sistema trifásico, donde los ejes de cada fase están localizados espacialmente a una distancia de 120 grados. Entonces, tomando en cuenta esa distribución espacial, la idea es representar las tres cantidades de fase como un vector.

Dicho vector se puede descomponer en dos cantidades en cuadratura. El cambio del sistema de tres ejes a uno de dos ejes, se lleva a cabo mediante la transformada $a b c - d q 0$, dada por la ecuación 3.2.1, donde f puede representar cualquier variable del sistema, ya sea tensiones (v), corrientes (i) o flujos (ψ).

$$\begin{pmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{0s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{pmatrix} \quad (3.2.1)$$

En un inversor trifásico de dos niveles, las tensiones de cada fase pueden tomar 2 valores diferentes. Esto permite ocho posibles combinaciones para su configuración; la representación vectorial de dichas configuraciones se muestra en la Fig. 3.4. Dos de estos estados ($\overline{SV_0}$ y $\overline{SV_7}$) corresponden a la aplicación de la misma tensión en las tres fases –resultando en una tensión nula–, mientras los otros seis estados producen tensiones diferentes de cero y se denominan estados activos. La Fig. 3.5, muestra las ocho combinaciones que representan a los vectores estacionarios en el plano $d q$.

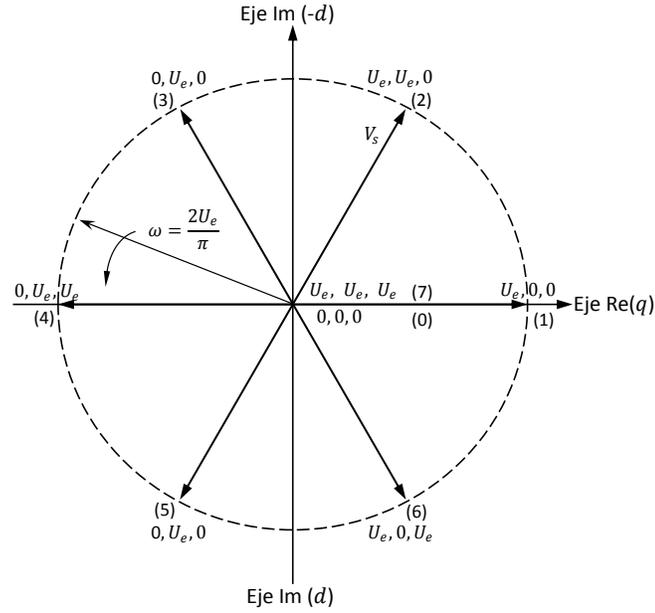


Figura 3.4: Vector tensión \overline{V}_s , en plano de fase $d q$

Para determinar los valores de las tensiones en los seis estados activos, tomaremos el caso de \overline{SV}_3 . Se observa como en el interruptor S_3 conecta la fase b a la terminal positiva, mientras que en los interruptores S_4 y S_2 conectan las fases c y a a la terminal negativas de la fuente de cd. Asumiendo una conexión-estrella de la carga, la tensión en la fase b recibe dos tercios de la tensión DC de línea-línea, y la conexión en paralelo de las fases c y a reciben un tercio de ésta tensión [32]. Respetando la polaridad, las tensiones $d q$, de 3.2.1, obtenemos:

$$v_{qs} = -\frac{2}{3}V_{dc} \quad y \quad v_{ds} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{2}{3}V_{dc} - \frac{4}{3}V_{dc}\right) = -\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \quad (3.2.2)$$

Siendo la magnitud de dicho vector:

$$|\overline{SV}_3| = \sqrt{v_{qs}^2 + v_{ds}^2} = \sqrt{\left(\frac{2}{3}V_{dc}\right)^2 + \left(\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}\right)^2} = \frac{4}{3}V_{dc} \quad (3.2.3)$$

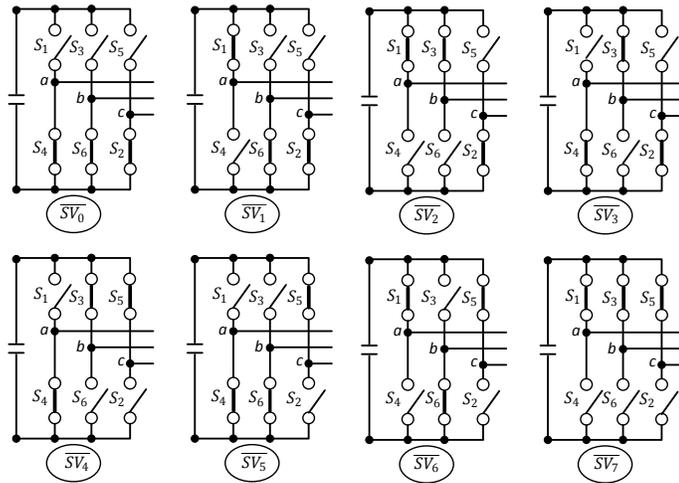


Figura 3.5: Estados posibles para un inversor VSI de 2 niveles.

Es de destacar que con una configuración multinivel –donde en cada fase se tienen más de dos niveles de tensión disponibles–, el número de vectores de tensión será mayor.

3.3. Máquina - Convertidor 2 Niveles

Como se explicó en el capítulo anterior, el control DTC aplica directamente los vectores de tensión –disponibles en el inversor– al estator de la máquina. Con ello se logra guiar la trayectoria del flujo, y regular el par producido por la máquina. Para seleccionar el vector óptimo se toman en cuenta tres variables: *a*) error del par $-e_{Te}$, *b*) error de flujo $-e_{\psi_s}$, y *c*) la ubicación del $\bar{\psi}_s$, y en base a ello se accede a una Tabla de Conmutación donde se tiene almacenada la configuración óptima del inversor para controlar las variables de la máquina.

3.3.1. Error de Flujo e_{ψ_s}

Esta variable discreta indica si el flujo de la máquina es mayor o menor al flujo de referencia. Se obtiene al usar un comparador de dos niveles, teniendo como salida los valores discretos -1 y 1 . La salida está determinada por el conjunto de ecuaciones de 3.3.1, donde se compara la magnitud del vector flujo del estator $|\overline{\psi}_s|$ (calculado) contra un valor de flujo de referencia ψ_N (valor deseado). El objetivo principal es mantener la magnitud del vector $\overline{\psi}_s$ cuasi-constante en el valor de referencia. La Fig. 3.6 ilustra esta idea.

$$e_{\psi_s} = \begin{cases} -1 & \text{if } (|\overline{\psi}_s| < \psi_N) \\ 1 & \text{if } (|\overline{\psi}_s| \geq \psi_N) \end{cases} \quad (3.3.1)$$

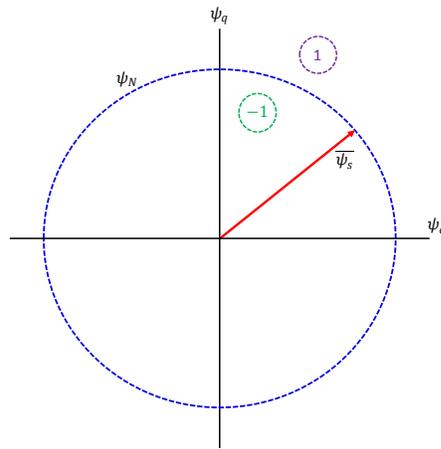


Figura 3.6: Esquema conceptual para la obtención de e_{ψ_s}

En Fig. 3.7 se muestra el diagrama de bloques para la obtención de la variable e_{ψ_s} . Teniendo como entrada el valor de la magnitud del vector $|\overline{\psi}_s|$ se compara contra el valor del ψ_N , si el valor de la $|\overline{\psi}_s|$ está por debajo o por encima de la referencia, proporciona a la salida -1 y 1 , respectivamente. En primera instancia, la MI es fluxada hasta llevar el flujo al valor de referencia, mediante la aplicación de una tensión en la fase a , al llegar a dicho valor el algoritmo de control DTC toma el control de la máquina.

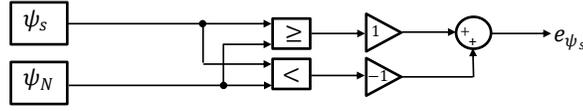


Figura 3.7: Diagrama a bloques para obtener la variable de error de flujo.

3.3.2. Error de Par e_{T_e}

Al igual que en el caso e_{ψ_s} , se utiliza un comparador para obtener esta variable, la diferencia radica en el número de sus salidas discretas, contando este con tres: -1 , 0 y 1 . El valor de la variable está determinado por el conjunto de ecuaciones 3.3.2.

$$e_{T_e} = \begin{cases} -1 & \text{if } T_e < (T_{eN} - \frac{\Delta T_e}{2}) \\ 0 & \text{if } T_e \geq (T_{eN} - \frac{\Delta T_e}{2}) \wedge T_e \leq (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{2}) \\ 1 & \text{if } T_e > (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{2}) \end{cases} \quad (3.3.2)$$

En la Fig. 3.8 se muestra la definición gráfica de dicha variable; teniendo T_{eN} como el par de referencia (o deseado), la zona (-1) indica que el par generado por la máquina, (T_e), está por debajo del par deseado, la zona (0) indica que el T_e se localiza dentro de la banda preestablecida (con un ancho ΔT , en la cual se desea mantener al par), y por último la zona (1) indica que el T_e se encuentra por encima del par deseado.

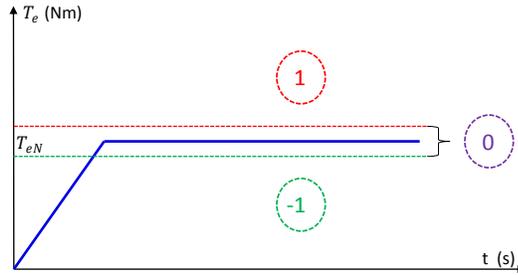


Figura 3.8: Definición gráfica de la variable de error de par.

En la Fig. 3.9 se visualiza el diagrama esquemático para la implementación del controlador, obteniendo a la salida el e_{T_e} . Como entradas se tiene el par generado por la MI, el par de referencia T_{eN} y el ΔT_e (proporciona el ancho de banda deseado); después de los comparadores lógicos se obtienen las salidas discretas que indican la condición del par.

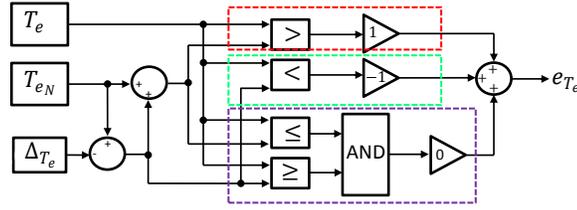


Figura 3.9: Esquema Error del Par

3.3.3. Ubicación del vector $\overline{\psi}_s$

Para guiar la trayectoria del flujo del estator $\overline{\psi}_s$, es necesario conocer su ubicación en el plano $\alpha - \beta$.

Teniendo como entrada el ángulo α del $\overline{\psi}_s$, el siguiente paso es ubicar el sector donde se localiza el $\overline{\psi}_s$. El sector de ubicación es otra de las entradas a la Tabla de Conmutación de la estrategia de control DTC. El conjunto de ecuaciones 3.3.3 define al sector en función de la posición angular del $\overline{\psi}_s$

$$Sector = \begin{cases} 1 & \text{if } (60 < \alpha \leq 120) \\ 2 & \text{if } (120 < \alpha \leq 180) \\ 3 & \text{if } (180 < \alpha \leq 240) \\ 4 & \text{if } (240 < \alpha \leq 300) \\ 5 & \text{if } (300 < \alpha \leq 360) \\ 6 & \text{if } (360 < \alpha \leq 60) \end{cases} \quad (3.3.3)$$

En la Fig. 3.10 se muestra el diagrama a bloques para determinar el sector de ubicación del $\overline{\psi}_s$.

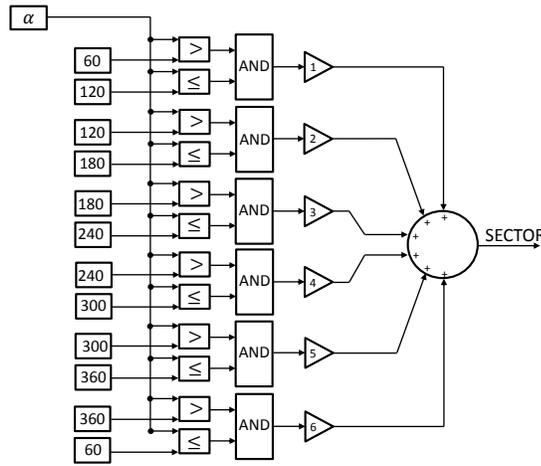


Figura 3.10: Esquema para determinar el sector de ubicación $\overline{\psi}_s$

Una vez definidas las tres variables: error de flujo, error de par y el sector, entonces se puede seleccionar al mejor vector para cumplir con los objetivos de control; los objetivos de control son: guiar la trayectoria del flujo del estator y controlar el par producido por la máquina. Para ello se escoge uno de los 8 vectores disponible en el inversor. Recordar que el espacio vectorial de un inversor trifásico de 2 niveles está definido por los tres vectores correspondientes a las tres fases ($a b c$) correspondiéndoles los vectores ($V_1 V_3 V_5$) respectivamente, y los vectores ($V_2 V_4 V_6$) son el resultado de la suma vectorial de los vectores adyacentes correspondientes a las fases, mientras que los vectores ($V_0 V_7$) corresponden a los casos en que las tres fases están apagadas y encendidas, respectivamente –la aplicación directa de los vectores de tensión al estator de la máquina para controlar la trayectoria y velocidad del flujo del estator es el principio básico de la estrategia de control DTC–.

3.3.4. Tabla de Conmutación 2N

Para implementar la estrategia de control DTC se recurre al uso de Tablas de Conmutación, donde se almacenan los vectores óptimos para alimentar el estator de la máquina, en función de

los errores de flujo y del par. Las Tablas de Conmutación deben de considerar ambos sentidos de rotación. A continuación se describe el procedimiento para la configuración de las Tablas de conmutación. Primeramente, se selecciona el sentido de giro para la rotación del $\overline{\psi}_s$ (ver Fig. 3.11), se puede tener un movimiento sinistrósum (movimiento hacia la izquierda) el cual genera un par positivo o un movimiento dextrósum (movimiento hacia la derecha) donde genera un par negativo, eso dependerá de los requerimientos del sistema.

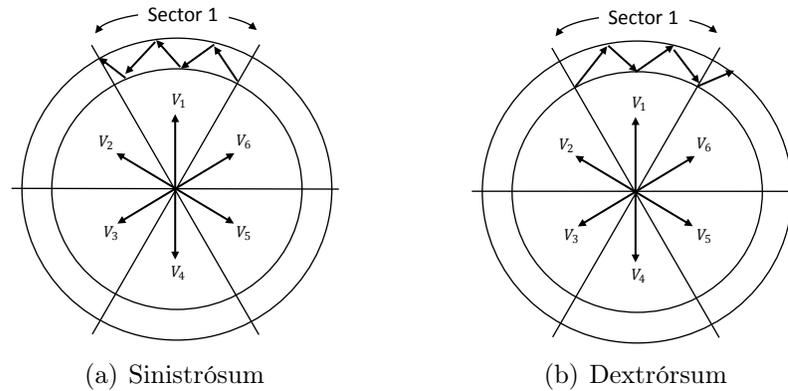


Figura 3.11: Sentido de giro del $\overline{\psi}_s$ situados en sector 1

La Tabla de Conmutación consta de seis filas por seis columnas, donde las entradas son el error de flujo e_{ψ_s} , el cual puede tomar dos valores discretos (1,-1)), y el error de par, e_{T_e} , que puede tomar tres valores discretos (-1, 0 ,1). Otra variable requerida es el sector donde se localiza el vector de flujo. Enseguida, tomando en cuenta el efecto de cada vector sobre la trayectoria del flujo y sobre el par, se deberá de configurar una Tabla seleccionando los vectores que se consideren óptimos para el control de la máquina. En la Tabla 3.1 se muestra, para una ubicación del vector flujo en el sector 1, el efecto cualitativo de cada uno de los vectores de tensión sobre el flujo y sobre el par.

Vector V_s	$\Delta\psi_s$	ΔT_e
V_1	++	0
V_2	+	+
V_3	-	++
V_4	--	+
V_5	-	--
V_6	+	-
$V_0 - V_7$	0	-

Tabla 3.1: Resumen de las influencias de los vectores V_s sobre el ψ_s y T_e

Analizando la Tabla 3.1, al aplicar el vector de tensión V_1 , genera un incremento abrupto en la magnitud del flujo, pero un efecto despreciable en el par. El vector V_2 logra incrementar el flujo y el par, y el vector V_3 decrementa el flujo y aumenta el par. El efecto de los vectores activos se resume de la misma forma en la Tabla 3.1. Los vectores inactivos, V_7 y V_8 , simplemente detienen al vector flujo del estator, lo cual provocará una disminución del par como consecuencia de la disminución del ángulo entre los vectores de flujo del estator y del rotor –note que el vector flujo del rotor se mueve, principalmente, como consecuencia de la velocidad angular del rotor–.

Para configurar la Tabla de Conmutación, también se debe de considerar que el cambio de un vector a otro se lleve a cabo con un mínimo de conmutaciones en el inversor. La Tabla 3.2 muestra la Tabla de Conmutación para el DTC cuando se utiliza un inversor de 2 niveles.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector					
		$S(1)$	$S(2)$	$S(3)$	$S(4)$	$S(5)$	$S(6)$
1	1	5	6	1	2	3	4
	0	0	7	0	7	0	7
	-1	3	4	5	6	1	2
-1	1	6	1	2	3	4	5
	0	7	0	7	0	7	0
	-1	2	3	4	5	6	1

Tabla 3.2: Tabla de Conmutación-Convertidor de 2N

3.4. Máquina - Convertidor Multinivel 3 Niveles

Es llamado convertidor multinivel, porque la forma de onda de la tensión de salida puede tener más de dos niveles discretos de tensión. Por lo tanto, en el espacio vectorial –mostrado en Fig. 2.7– se agrega un nivel de tensión adicional. La Fig. 3.12 muestra el espacio vectorial para un inversor de 3 niveles, donde se observan los nuevos vectores generados al contar con un nivel adicional de tensión (hexágono azul), correspondientes a los vectores de tensión completa, y los vectores del nivel inferior (hexágono rojo) están formados por niveles de media tensión, con sus respectivos *estados redundantes*.

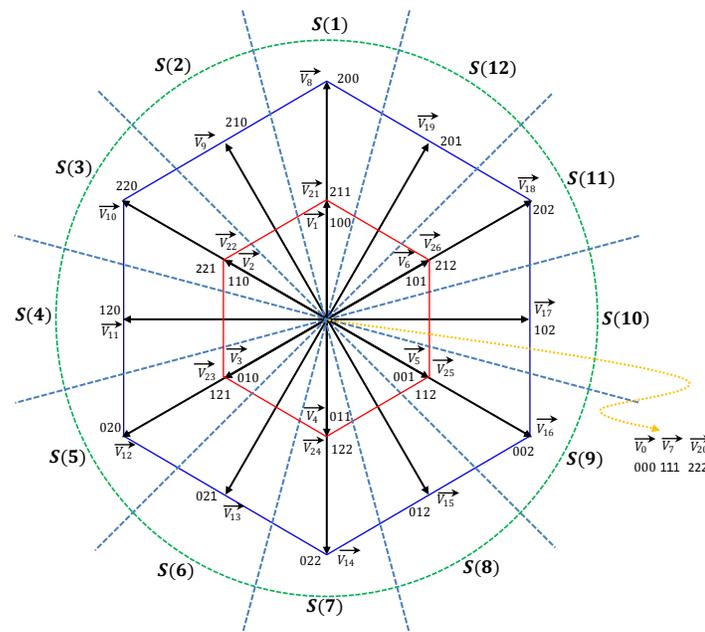


Figura 3.12: Espacio Vectorial formado por un convertidor de 3 niveles

3.4.1. Estado Redundante

Un estado redundante es un estado alternativo para llegar a un mismo vector de tensión – usando solo los vectores elementales (V_1 V_3 V_5). La Fig. 3.13 muestra la representación vectorial de un estado redundante, tomando como muestra el vector V_6 , éste vector está formado por la

energización a media tensión de las fases a y c (101), por lo tanto su estado redundante sería el vector V_{26} (212), ya que es el resultado vectorial al energizar las fases a y c a tensión completa y la fase b a media tensión. Así, en el inversor de 3 niveles algunos de los vectores cuentan con vectores redundantes, los cuales se pueden usar para optimizar la estrategia de conmutación del inversor.

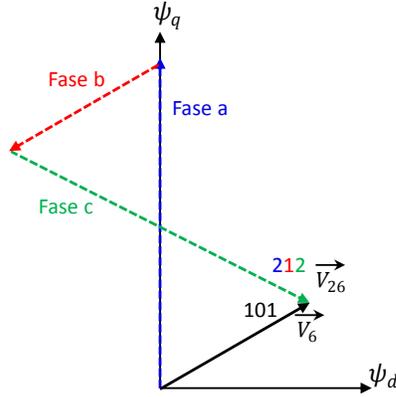


Figura 3.13: Representación vectorial de un estado redundante

Para elaborar la Tabla de Conmutación, tanto el error del flujo (e_{ψ_s}) como el error del par (e_{T_e}) son calculados de la misma forma que en el caso de un convertidor de 2 niveles, solamente la tercer entrada (ubicación del $\bar{\psi}_s$) es modificada, ya que el espacio será dividido en un mayor número de sectores.

3.4.2. Ubicación del vector $\bar{\psi}_s$ 3N

Al extender la cantidad de vectores disponibles, es necesario un mayor número de sectores para optimizar el uso de los mencionados vectores. Ahora no basta con seis sectores, sino que usaremos 12 sectores limitados a 30° por sector. El conjunto de ecuaciones en 3.4.1 definen los sectores en función del ángulo de ubicación angular del vector flujo.

$$SECTOR = \begin{cases} 1 & \text{if } (75 < \alpha \leq 105) & 7 & \text{if } (255 < \alpha \leq 285) \\ 2 & \text{if } (105 < \alpha \leq 135) & 8 & \text{if } (285 < \alpha \leq 315) \\ 3 & \text{if } (135 < \alpha \leq 165) & 9 & \text{if } (315 < \alpha \leq 345) \\ 4 & \text{if } (165 < \alpha \leq 195) & 10 & \text{if } (345 < \alpha \leq 15) \\ 5 & \text{if } (195 < \alpha \leq 225) & 11 & \text{if } (15 < \alpha \leq 45) \\ 6 & \text{if } (225 < \alpha \leq 255) & 12 & \text{if } (45 < \alpha \leq 75) \end{cases} \quad (3.4.1)$$

Para optimizar el uso de los vectores de tensión disponibles, emplearemos dos Tablas, una para velocidad baja, y otra para velocidad alta. Para velocidades por debajo de cierto límite proponemos usar solo los vectores de media tensión (sin utilizar sus vectores redundantes), proporcionando un arranque controlado sin la necesidad de suministrar la tensión nominal completa. A determinada velocidad, los vectores de media tensión ya no serán capaces de mantener el par deseado, puesto que $\bar{\psi}_r$ tendrá una velocidad angular mayor a la velocidad angular del $\bar{\psi}_s$ provocando que el ángulo entre ellos no se pueda mantener, y por ende no se podrá tampoco incrementar el par mecánico en caso de que se requiera. Entonces, en ese punto, se pasa el control a la siguiente Tabla, la cual estará configurada con los vectores de mayor amplitud.

3.4.3. Límite de Velocidad

El límite de velocidad depende tanto de la tensión aplicada como del valor del par de referencia. Así, para determinar el valor para el límite de velocidad se realizaron diversas simulaciones para diferentes valores de la tensión de alimentación y del par de referencia. Por ejemplo, arrancando la máquina en vacío, se procede a dejarla correr hasta localizar el valor de velocidad mecánica donde la tensión aplicada es insuficiente para mantener el par de referencia —el ángulo γ constante corresponde a un par constante—, antes de que el par comience a oscilar y descienda a cero. La tensión se varió en un rango desde $50 V_{cd}$ hasta $400 V_{cd}$, y el par de

referencia desde 10 N-m hasta 70 N-m. En la Fig. 3.14, se muestra la gráfica velocidad mecánica vs tensión de alimentación para diferentes niveles de par. Estos datos son usados para decidir los límites de velocidad que serán usados para la conmutación de las 2 tablas de conmutación de la estrategia DTC de 3 niveles.

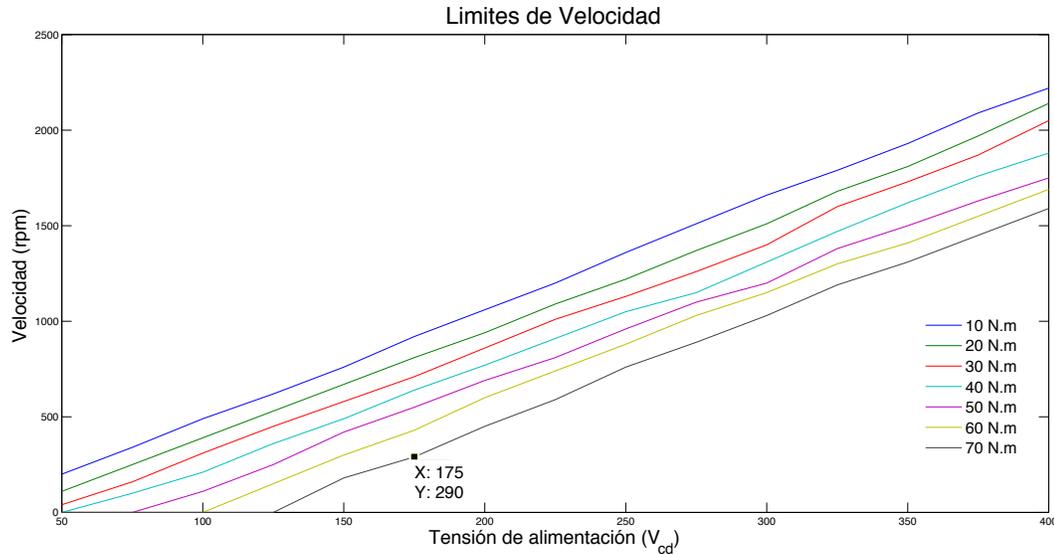


Figura 3.14: Gráfica límites de velocidad

3.4.4. Inversión del Par

Para invertir el par –invertir el sentido del giro de la máquina requiere invertir el par producido–, se requiere cambiar el sentido de giro del vector flujo del estator. En el caso de un motor alimentado por un convertidor de dos niveles, el proceso es sencillo. Para el caso de un convertidor multinivel, este proceso se vuelve más complejo, dada la múltiple cantidad de vectores disponibles. Para optimizar esta tarea, proponemos la aplicación de una secuencia de Tablas de Conmutación durante el proceso de inversión del par, que lleven el proceso de manera óptima. Para ello se propone contar con cuatro regiones de operación (RO) que serán función del signo del par de referencia, del signo de la velocidad, del par producido y

de la velocidad de la máquina. Las regiones de operación contempladas son relacionadas con las siguientes tablas: primera, Tabla Directa; segunda, Tabla Inversa; tercera, Frenado del vector $\bar{\psi}_s$; y cuarta, Tabla de 2N. La Fig. 3.15, muestra la definición gráfica de las cuatro regiones de operación.

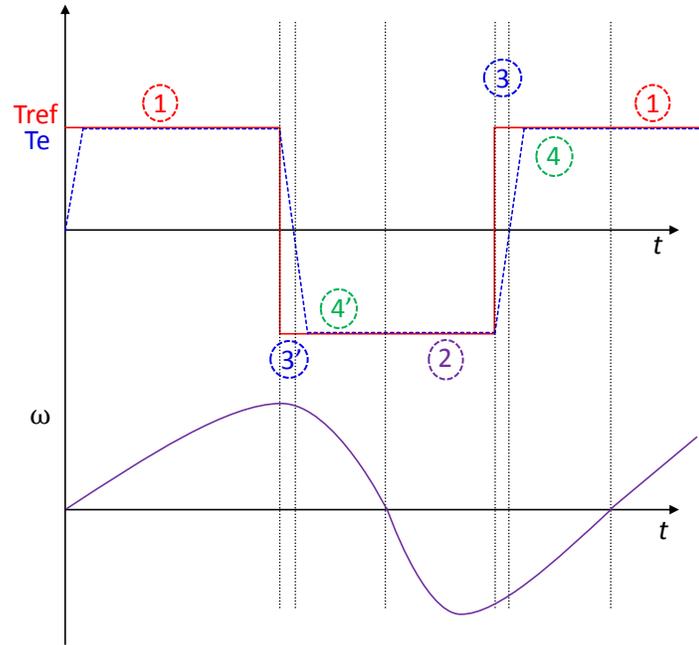


Figura 3.15: Definición gráfica de los puntos de operación durante el proceso de inversión del par.

Durante la región uno, se utiliza la Tabla de Conmutación (operación normal) que nos proporcione un par mecánico positivo; al cambiar de signo el par de referencia, se pasa a la región tres prima 3', en la cual se detiene al vector de flujo hasta que el par llega a cero –para frenarlo y mantener su magnitud, se usa una estrategia basada en 2 niveles, es decir solo seis sectores, en la cual se utilizan los vectores opuestos que se encuentran sobre la bisectriz de los sectores. Una vez que el par llega a cero, se pasa a la región 4', donde se usa de nuevo una estrategia basada en los vectores mas pequeños, correspondiente a una estrategia de 2 niveles. Allí el objetivo es mantener el nivel del flujo y regular el par, hasta que la velocidad llegue a cero. A partir de que la velocidad llega a cero, región 2, entonces usamos una Tabla que produzca

un par negativo, correspondiente a una velocidad negativa, con respecto a la velocidad anterior al cambio de signo del par de referencia. Para el paso de par negativo, a positivo, el proceso es similar.

El conjunto de ecuaciones 3.4.2 –positivo a negativo– y 3.4.3 –negativo a positivo– definen las regiones de operación durante el proceso de inversión del par

$$RO = \left\{ \begin{array}{l} T_{ref} \geq 0 \\ 1 \text{ if } T_e \geq 0 \\ \omega \geq 0 \\ \\ T_{ref} < 0 \\ 3' \text{ if } T_e \geq 0 \\ \omega \geq 0 \\ \\ T_{ref} < 0 \\ 4' \text{ if } T_e < 0 \\ \omega \geq 0 \\ \\ T_{ref} < 0 \\ 2 \text{ if } T_e < 0 \\ \omega < 0 \end{array} \right. \quad (3.4.2)$$

$$RO = \left\{ \begin{array}{l} T_{ref} < 0 \\ 2 \text{ if } T_e < 0 \\ \omega < 0 \\ \\ T_{ref} \geq 0 \\ 3 \text{ if } T_e < 0 \\ \omega < 0 \\ \\ T_{ref} \geq 0 \\ 4 \text{ if } T_e \geq 0 \\ \omega < 0 \\ \\ T_{ref} \geq 0 \\ 1 \text{ if } T_e \geq 0 \\ \omega \geq 0 \end{array} \right. \quad (3.4.3)$$

3.4.5. Comprobación del Límite de Velocidad

En Fig. 3.16, se suministra una tensión de 350 V_{cd} a la MI, para observar su comportamiento al demandar un T_{ref} de 70(N-m) y solo utilizando la Tabla de Conmutación con los vectores de media tensión –por lo cual, les corresponden 175 V_{cd} –; en la parte superior se muestra el T_e desarrollado por la máquina, observando que al llegar a 0.045(s) comienza a oscilar y a descender; en la parte inferior se localiza que un tiempo de 0.045(s) la máquina alcanza una velocidad aproximada de 295.7(rpm). Corroborando en Fig. 3.14, se aprecia para un T_{ref} de 70(N-m) y una tensión de 175 V_{cd} , le corresponde un límite de velocidad de 290(rpm), lo cual, asegura la interacción entre las dos Tablas de Conmutación, sin que presente oscilaciones o brincos en el T_e .

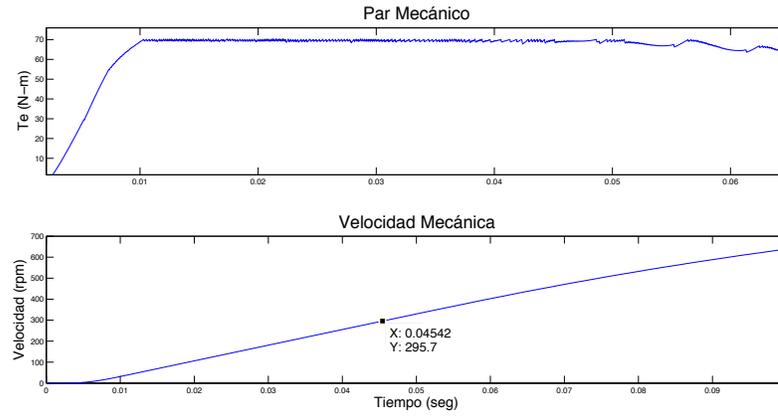


Figura 3.16: Comprobación límite de velocidad

3.4.6. Tabla de Conmutación 3N

De acuerdo a lo planteado en las secciones anteriores, para la estrategia DTC con inversor de 3 niveles se emplearán dos Tablas de Conmutación. El uso de las Tablas estará determinado por la velocidad de la máquina y por la referencia del par. La primera Tabla de Conmutación corresponde a bajas velocidades, y se emplea la misma Tabla que se utiliza en un convertidor de 2N, en donde los vectores son definidos por el nivel medio de tensión. La expresión 3.4.4 define las condiciones de uso de una u otra Tabla en función de la velocidad de la máquina.

$$Tabla = \begin{cases} 3.2 & \text{if } |\omega_r| < |\omega_1| \\ 3.3 & \text{if } |\omega_r| \geq |\omega_1| \end{cases} \quad (3.4.4)$$

donde ω_1 es el límite de velocidad y ω_r es la velocidad mecánica del rotor. Al tener el valor del T_{ref} y el de la tensión de alimentación, V_{cd} , se ingresa a la Fig. 3.14, de donde se obtienen los límites de velocidad, obteniendo el límite apropiado por redondo inferior.

En Fig. 3.17 se muestra la representación gráfica del área de trabajo que le corresponde al límite de velocidad ω_1 , donde ω_n es la velocidad nominal de la máquina y ω_r la velocidad

mecánica desarrollada por el rotor.

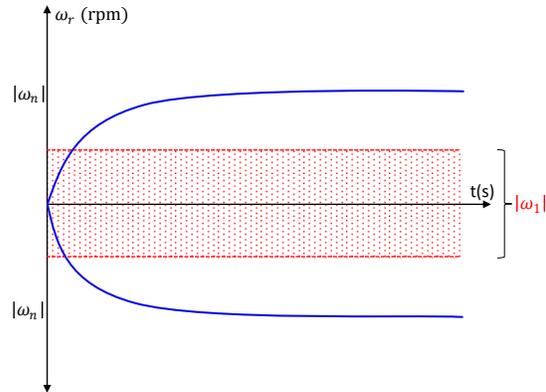


Figura 3.17: Definición gráfica del límite de velocidad, ω_1 .

La toma del vector óptimo debe de cumplir con las características de las condiciones a la salida del e_{T_e} y teniendo la ubicación del sector del $\bar{\psi}_s - Sec_n$, descritas por 3.4.5.

$$Vector\ de\ tension = \begin{cases} salida\ e_{T_e} & =\ seleccion\ V_s \\ 1 & =\ V_{s+3} \\ 0 & =\ V_{media\ tension} \\ -1 & =\ V_s \perp Sec_n \end{cases} \quad (3.4.5)$$

La Tabla 3.3 corresponde a la condición $|\omega_1| < |\omega_r|$

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector											
		$S(1)$	$S(2)$	$S(3)$	$S(4)$	$S(5)$	$S(6)$	$S(7)$	$S(8)$	$S(9)$	$S(10)$	$S(11)$	$S(12)$
1	1	15	16	17	18	19	8	9	10	11	12	13	14
	0	23	4	4	25	25	6	6	21	21	2	2	23
	-1	11	12	13	14	15	16	17	18	19	8	9	10
-1	1	13	14	15	16	17	18	19	8	9	10	11	12
	0	2	2	23	23	4	4	25	25	6	6	21	21
	-1	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	8	9

Tabla 3.3: Tabla de conmutación-convertidor de 3N para $|\omega_1| < |\omega_r|$.

3.5. Máquina - Convertidor Multinivel 4 Niveles

En el convertidor de 4 niveles, los vectores de tensión de base, ubicados sobre los ejes del sistema trifásico, cuentan ahora con cuatro niveles discretos de tensión, incluyendo el nivel cero. La Fig. 3.18 muestra el espacio vectorial formado por un inversor de 4 niveles, donde es evidente el incremento del número de vectores de tensión y sus vectores redundantes.

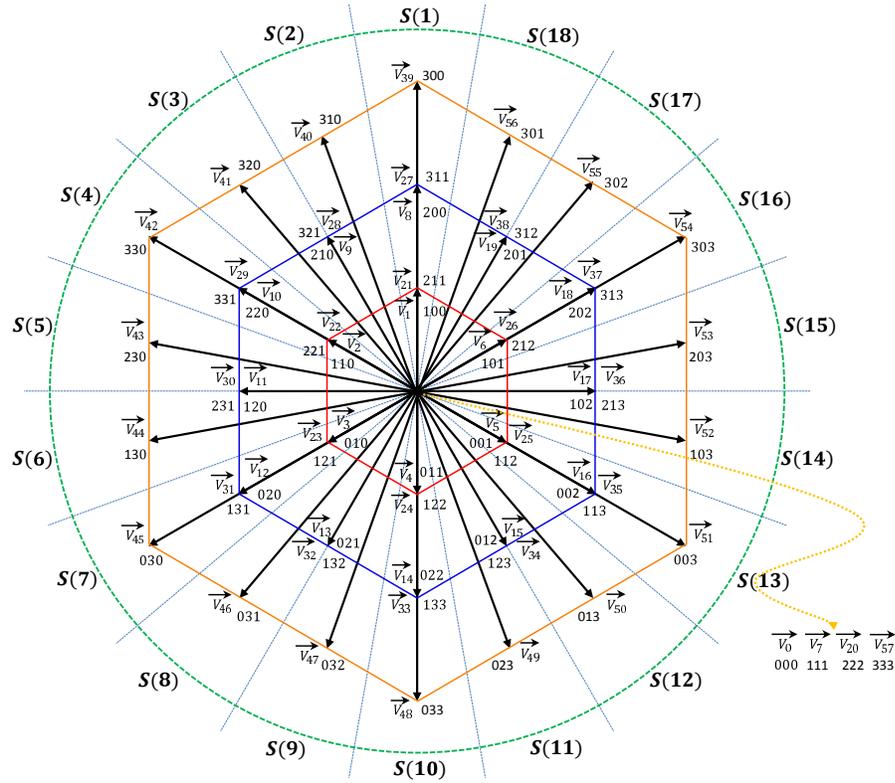


Figura 3.18: Espacio Vectorial formado por un convertidor de 4N

Ahora, para la configuración de las Tablas de Conmutación para la estrategia DTC, es notorio el incremento del grado de dificultad para la selección de los vectores de tensión. Procederemos de acuerdo a lo siguiente. Para la obtención del e_{ψ_s} , se realiza el mismo procedimiento que para el caso de 2 niveles. Sin embargo, para evitar el salto entre más de dos niveles de tensión se modifica la obtención del e_{T_e} , y el criterio de la ubicación del $\bar{\psi}_s$.

3.5.1. Error del Par e_{T_e} 4N

La definición del error de par se basa en 4 regiones, que nos indican que tan alejado está el par del valor de referencia deseado. La Fig. 3.19 muestra la representación gráfica de las regiones que definen el error del par, e_{T_e} , siendo T_{eN} el par nominal de la máquina.

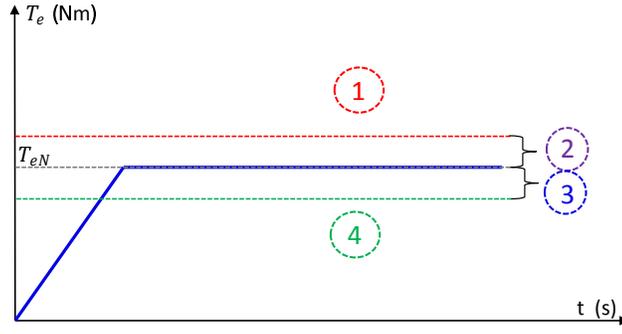


Figura 3.19: Definición gráfica del error de par para un convertidor de 4 niveles.

La definición del error de par queda definido por,

$$e_{T_e} = \begin{cases} 4 & \text{if } T_e < (T_{eN} - \frac{\Delta T_e}{2}) \\ 3 & \text{if } T_{eN} - (\frac{\Delta T_e}{2}) \leq T_e < T_{eN} \\ 2 & \text{if } T_{eN} \leq T_e \leq (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{2}) \\ 1 & \text{if } T_e > (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{2}) \end{cases} \quad (3.5.1)$$

3.5.2. Ubicación del vector $\overline{\psi}_s$ 4N

Para optimizar el uso de los vectores disponibles, el espacio vectorial será seccionado en 18 sectores de 20° . El conjunto de ecuaciones en 3.5.2 define cada uno de los sectores utilizados para la estrategia de 4 niveles.

$$SECTOR = \begin{cases} 1 & \text{if } (80 < \alpha \leq 100) & 10 & \text{if } (260 < \alpha \leq 280) \\ 2 & \text{if } (100 < \alpha \leq 120) & 11 & \text{if } (280 < \alpha \leq 300) \\ 3 & \text{if } (120 < \alpha \leq 140) & 12 & \text{if } (300 < \alpha \leq 320) \\ 4 & \text{if } (140 < \alpha \leq 160) & 13 & \text{if } (320 < \alpha \leq 340) \\ 5 & \text{if } (160 < \alpha \leq 180) & 14 & \text{if } (340 < \alpha \leq 360) \\ 6 & \text{if } (180 < \alpha \leq 200) & 15 & \text{if } (360 < \alpha \leq 20) \\ 7 & \text{if } (200 < \alpha \leq 220) & 16 & \text{if } (20 < \alpha \leq 40) \\ 8 & \text{if } (220 < \alpha \leq 240) & 17 & \text{if } (40 < \alpha \leq 60) \\ 9 & \text{if } (240 < \alpha \leq 260) & 18 & \text{if } (60 < \alpha \leq 80) \end{cases} \quad (3.5.2)$$

3.5.3. Tabla de Conmutación 4N

Al igual que para la estrategia de 3 niveles, se utilizan límites de velocidad que son función del par y de magnitud del vector tensión. Para ello se determinan los límites de velocidad para un tercio y dos tercios de la tensión nominal.

Las ecuaciones de 3.5.3, definen las Tablas de Conmutación que serán usadas un 4 niveles en función de los límites de velocidad establecidos.

$$Tabla = \begin{cases} 3.2 & \text{if } |\omega_r| < |\omega_1| \\ 3.3 & \text{if } |\omega_1| \leq |\omega_r| < |\omega_2| \\ 3.4 - 3.5 & \text{if } |\omega_r| \geq |\omega_2| \end{cases} \quad (3.5.3)$$

Siendo ω_1 y ω_2 los límites de velocidad para un tercio y dos tercios de la tensión nominal, respectivamente, y ω_r la velocidad mecánica rotor.

En Fig. 3.20 se muestra la representación gráfica de la nueva distribución para las áreas de trabajo correspondientes a los límites de velocidad ω_1 y ω_2 .

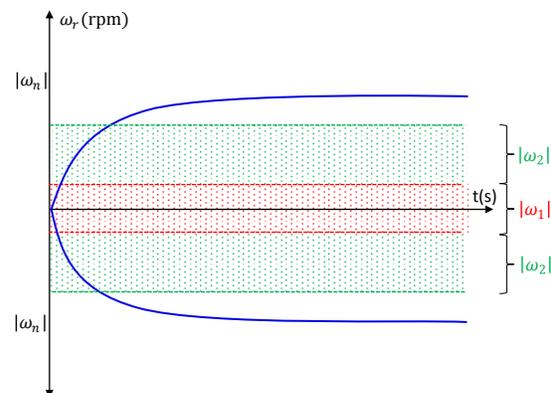


Figura 3.20: Definición gráfica de los límites de velocidad, ω_1 y ω_2 .

Utilizando la misma metodología, como en el caso de 3 niveles, y anexando un nivel extra. El conjunto de ecuaciones de 3.5.4, describe el criterio para la selección de los vectores de tensión. Tomando el valor b de 4 o 5, dependiendo de las condiciones, para aproximar el criterio de perpendicularidad.

$$\text{Vector de tension} = \begin{cases} \text{salida } e_{T_e} = \text{seleccion } V_s \\ 1 = V_{s+b} \perp V_s \\ 2 = V_{2/3} \text{ tension nominal} \\ 3 = V_{2/3} \text{ tension nominal} \\ 4 = V_s \perp Sec_n \end{cases} \quad (3.5.4)$$

Siguiendo el procedimiento para la elaboración de la Tabla de Conmutación 2N, se genera la Tabla de Conmutación para un inversor de 4 niveles, para altas velocidades, mostrada en dos partes en las Tablas 3.4 - 3.5.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector								
		$S(1)$	$S(2)$	$S(3)$	$S(4)$	$S(5)$	$S(6)$	$S(7)$	$S(8)$	$S(9)$
1	1	48	34	50	51	36	53	54	19	56
	2	23	23	23	24	24	24	25	25	25
	3	31	31	32	14	14	34	35	35	36
	4	44	45	46	47	48	49	50	51	52
-1	1	47	48	34	50	51	36	53	54	19
	2	22	23	23	23	24	24	24	25	25
	3	10	10	30	31	31	32	14	14	34
	4	43	44	45	46	47	48	49	50	51

Tabla 3.4: Tabla de Conmutación-Convertidor de 4N, parte 1. Para $|\omega_r| \geq |\omega_2|$.

3.6. Máquina - Convertidor Multinivel 5 Niveles

Por último, definiremos una estrategia DTC empleando un inversor de 5 niveles, cuyo espacio vectorial se muestra en la Fig. 3.21.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector								
		$S(10)$	$S(11)$	$S(12)$	$S(13)$	$S(14)$	$S(15)$	$S(16)$	$S(17)$	$S(18)$
1	1	39	40	41	42	30	44	45	32	47
	2	26	26	26	21	21	21	22	22	22
	3	18	18	19	27	27	28	10	10	30
	4	53	54	55	56	39	40	41	42	43
-1	1	56	39	40	41	42	30	44	45	32
	2	25	26	26	26	21	21	21	22	22
	3	35	35	36	18	18	19	27	27	28
	4	52	53	54	55	56	39	40	41	42

Tabla 3.5: Tabla de Conmutación-Convertidor de 4N, parte 2. Para $|\omega_r| \geq |\omega_2|$.

Tomando en cuenta el aumento de los vectores de tensión disponibles, se procede a una definición de sectores que permita un uso óptimo de todos los vectores. Así mismo, se redefine el criterio para determinar el e_{T_e} , agregando una nueva región. En cuanto a la determinación del e_{ψ_s} , no se hace modificación alguna con respecto a los casos anteriores.

3.6.1. Error del Par e_{T_e} 5N

Para determinar la condición del error de par e_{T_e} , se propone usar 5 regiones. La Fig. 3.22 define gráficamente las regiones usadas para determinar la condición del error de par; cabe mencionar que las regiones 2, 3 y 4 cuentan con el mismo ancho de banda (correspondiente a $1/3 \Delta_T$).

La definición del error de par, e_{T_e} , queda determinado por las siguientes ecuaciones

$$e_{T_e} = \begin{cases} 5 & \text{if } T_e < (T_{eN} - \frac{\Delta T_N}{2}) \\ 4 & \text{if } (T_{eN} - \frac{\Delta T_e}{2}) \leq T_e < (T_{eN} - \frac{\Delta T_N}{6}) \\ 3 & \text{if } (T_{eN} - \frac{\Delta T_e}{6}) \leq T_e < (T_{eN} + \frac{\Delta T_N}{6}) \\ 2 & \text{if } (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{6}) \leq T_e \leq (T_{eN} + \frac{\Delta T_e}{2}) \\ 1 & \text{if } T_e > (T_{eN} + \frac{\Delta T_N}{2}) \end{cases} \quad (3.6.1)$$

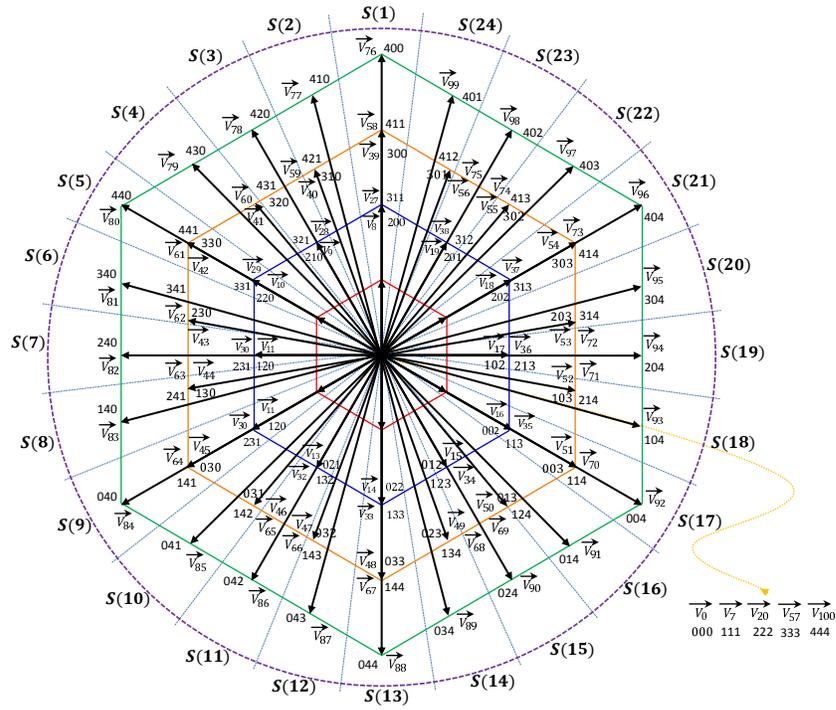


Figura 3.21: Espacio Vectorial formado por un Convertidor de 5N

3.6.2. Ubicación del vector $\bar{\psi}_s$ 5N

Para optimizar el uso de los vectores disponibles, el espacio vectorial será seccionado en 24 sectores de 15° . El conjunto de ecuaciones en 3.6.2 define cada uno de los sectores utilizados para la estrategia de 5 niveles.

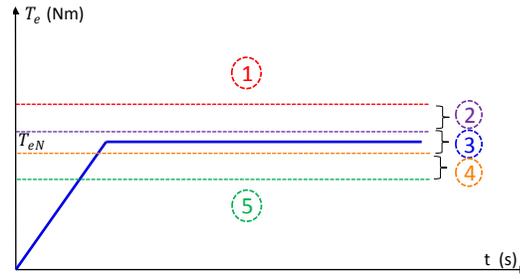


Figura 3.22: Definición de las regiones para determinar el error de par para la estrategia DTC 5N.

$$SECTOR = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{if } (82.5 < \alpha \leq 97.5) \\ 2 & \text{if } (97.5 < \alpha \leq 112.5) \\ 3 & \text{if } (112.5 < \alpha \leq 127.5) \\ 4 & \text{if } (127.5 < \alpha \leq 142.5) \\ 5 & \text{if } (142.5 < \alpha \leq 157.5) \\ 6 & \text{if } (157.5 < \alpha \leq 172.5) \\ 7 & \text{if } (172.5 < \alpha \leq 187.5) \\ 8 & \text{if } (187.5 < \alpha \leq 202.5) \\ 9 & \text{if } (202.5 < \alpha \leq 217.5) \\ 10 & \text{if } (217.5 < \alpha \leq 232.5) \\ 11 & \text{if } (232.5 < \alpha \leq 247.5) \\ 12 & \text{if } (247.5 < \alpha \leq 262.5) \\ 13 & \text{if } (262.5 < \alpha \leq 277.5) \\ 14 & \text{if } (277.5 < \alpha \leq 292.5) \\ 15 & \text{if } (292.5 < \alpha \leq 307.5) \\ 16 & \text{if } (307.5 < \alpha \leq 322.5) \\ 17 & \text{if } (322.5 < \alpha \leq 337.5) \\ 18 & \text{if } (337.5 < \alpha \leq 352.5) \\ 19 & \text{if } (352.5 < \alpha \leq 7.5) \\ 21 & \text{if } (7.5 < \alpha \leq 22.5) \\ 21 & \text{if } (22.5 < \alpha \leq 37.5) \\ 22 & \text{if } (37.5 < \alpha \leq 52.5) \\ 23 & \text{if } (52.5 < \alpha \leq 67.5) \\ 24 & \text{if } (67.5 < \alpha \leq 82.5) \end{array} \right. \quad (3.6.2)$$

3.6.3. Tabla de Conmutación 5N

Al igual que para las estrategias de 3 y 4 niveles, se utilizan límites de velocidad, que están función del par y de magnitud del vector tensión. Para ello se determinan los límites de velocidad para un cuarto (nivel 1), un medio (nivel 2) y tres cuartos (nivel 3) de la tensión nominal.

Las ecuaciones de 3.6.3, definen las tablas de conmutación que serán usadas con 5 niveles, en

función de los límites de velocidad establecidos. Donde ω_1 , ω_2 y ω_3 son los límites de velocidad por nivel, y ω_r es la velocidad mecánica del rotor.

$$Tabla = \begin{cases} 3.2 & \text{if } |\omega_r| < |\omega_1| \\ 3.3 & \text{if } |\omega_1| \leq |\omega_r| < |\omega_2| \\ 3.4 - 3.5 & \text{if } |\omega_2| \leq |\omega_r| < |\omega_3| \\ 3.6 - 3.8 & \text{if } |\omega_r| \geq |\omega_3| \end{cases} \quad (3.6.3)$$

La selección del vector \bar{V}_s para cada sector y cada nivel proveniente del e_{T_e} , debe de cumplir con 3.6.4.

$$Vector\ de\ tension = \begin{cases} salida\ e_{T_e} = seleccion\ V_s \\ 1 & = V_{s+6} \\ 2 & = V_{1/2\ tension\ nominal} \\ 3 & = V_{1/2\ tension\ nominal} \\ 4 & = V_{3/4\ tension\ nominal} \\ 5 & = V_s \perp \bar{\psi}_s \end{cases} \quad (3.6.4)$$

Las Tablas 3.6 - 3.8, muestran la Tabla de Conmutación desarrollada para la estrategia DTC con el inversor de 5 niveles, para altas velocidades.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector							
		$S(1)$	$S(2)$	$S(3)$	$S(4)$	$S(5)$	$S(6)$	$S(7)$	$S(8)$
1	1	88	89	90	91	92	93	94	95
	2	31	32	32	32	14	34	34	34
	3	31	32	32	32	14	34	34	34
	4	63	64	64	46	47	48	48	49
	5	82	83	84	85	86	87	88	89
-1	1	87	88	89	90	91	92	93	94
	2	28	10	30	30	30	31	32	32
	3	10	30	30	30	31	32	32	32
	4	63	64	64	46	47	48	48	49
	5	81	82	83	84	85	86	87	88

Tabla 3.6: Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 1. Para $|\omega_r| \geq |\omega_3|$.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector							
		$S(9)$	$S(10)$	$S(11)$	$S(12)$	$S(13)$	$S(14)$	$S(15)$	$S(16)$
1	1	95	97	98	99	76	77	78	79
	2	35	36	36	36	18	38	38	38
	3	35	36	36	36	18	38	38	38
	4	69	70	70	52	53	54	54	55
	5	90	91	92	93	94	95	96	97
-1	1	95	95	97	98	99	76	77	78
	2	32	14	34	34	34	35	36	36
	3	14	34	34	34	35	36	36	36
	4	69	70	70	52	52	53	54	54
	5	89	90	91	92	93	94	95	96

Tabla 3.7: Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 2. Para $|\omega_r| \geq |\omega_3|$.

e_{ψ_s}	e_{T_e}	Sector							
		$S(17)$	$S(18)$	$S(19)$	$S(20)$	$S(21)$	$S(22)$	$S(23)$	$S(24)$
1	1	80	81	82	83	84	85	86	87
	2	27	28	28	28	10	30	30	30
	3	27	28	28	28	10	30	30	30
	4	75	58	58	40	41	42	42	43
	5	98	99	76	77	78	79	80	81
-1	1	79	80	81	82	83	84	85	86
	2	36	18	38	38	38	27	28	28
	3	18	38	38	38	27	28	28	28
	4	55	75	58	58	40	41	42	42
	5	97	98	99	76	77	78	79	80

Tabla 3.8: Tabla de Conmutación-Convertidor de 5N, parte 3. Para $|\omega_r| \geq |\omega_3|$.

3.7. Conclusiones preliminares

En este capítulo se desarrollaron estrategias de control DTC usando inversores multinivel de 3, 4 y 5 niveles. A medida que se aumentó el número de niveles fue necesario redefinir algunas de las variables (como la ubicación del $\overline{\psi}_s$ y la obtención del e_{T_e}), con el fin de optimizar el uso del sistema multinivel. En base a lo presentado se concluye lo siguiente:

- Se complica el criterio para la selección del \overline{V}_s en la elaboración de la Tabla de Conmutación, a medida que aumenta el nivel en el convertidor multinivel.
- El uso de los estados redundantes de algunos vectores, mejora el desempeño del control evitando el brinco no desado entre niveles de tensión.
- El incremento de áreas de trabajo (en la obtención del e_{T_e}), abre un camino para el control de la MI, a un alto costo, ya que aumenta la dificultad para la selección del \overline{V}_s .
- La velocidad mecánica de la máquina sirvió como un parámetro adicional que nos permitió usar todos los niveles de tensión disponibles; a bajas velocidades se usan los vectores de menor magnitud, y a medida que la velocidad aumenta se pasa a vectores de mayor magnitud. Esto a su vez permite un mejor control en bajas velocidades.
- Los límites de velocidad se determinaron a partir de pruebas para diferentes valores de tensión de entrada y par demandado. De las pruebas (en simulación), se logró fijar los límites de velocidad para el uso de las diferentes Tablas de Conmutación.
- Durante la inversión del sentido de giro (inversión del signo del par) hubo necesidad de proveer una estrategia adicional para optimizar el funcionamiento del sistema, ya que hay modos de operación no contemplados en las Tablas normales.

Capítulo 4

Análisis de Resultados

4.1. Introducción

En el capítulo anterior se desarrollaron las estrategias de conmutación para implementar un control DTC empleando inversores multinivel, de 3, 4 y 5 niveles. En este capítulo se presentan las pruebas por simulación a las estrategias propuestas, y se analizan los resultados obtenidos. Para ello se realizaron las siguientes pruebas: primero se probará con un par de referencia tipo escalera, enseguida se probaran las estrategias ante un cambio de signo del par (inversión del sentido de giro), y finalmente se probará con un tren de velocidades.

La Tabla A.1, contiene los datos que se utilizaron en las simulaciones. Los datos de la MI se encuentran en el apéndice A.

Para la realización de las simulaciones y el análisis de los resultados, se utilizaron los programas MATLAB y PSIM.

Datos	Cantidad
MI (HP)	3
Fuente de Tension (V_{cd})	350
Periodo de Muestreo (s)	40×10^{-6}
ΔT_e (N - m)	± 1
Par de Carga T_L (N - m)	30
K_p (PI - Control de velocidad)	2
K_i (PI - Control de velocidad)	1

Tabla 4.1: Tabla de parámetros de simulación.

4.2. Prueba no.1 – Tren de Par

En esta prueba se evalúa la respuesta del control ante un tren de par de referencia. Se demanda una secuencia de par de 70 - 50 - 30 - 40 - 60 N-m, con un intervalo de 0.1s entre cada cambio de magnitud. Esta secuencia de par se muestra en la Fig. 4.1.

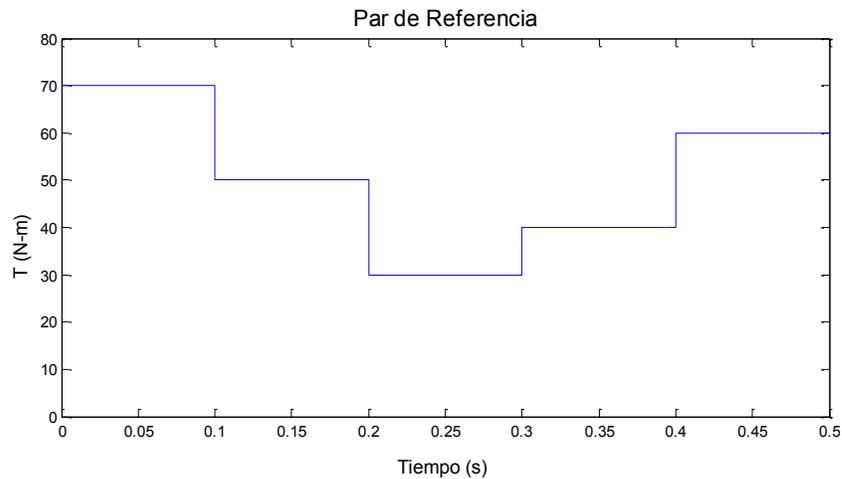


Figura 4.1: Tren de par usado como referencia – Prueba 1.

4.2.1. Par - Velocidad

A continuación, en las Figs. 4.2 - 4.5, se muestran las gráficas de par y velocidad correspondientes a las simulaciones para el seguimiento del par mecánico ante cambios de tipo escalón

en la referencia de par. Observamos que al demandar un cambio en la magnitud del par, la respuesta es casi inmediata en el caso de 2N, esto es debido a la aplicación de tensión completa, por contener solo dos niveles; a medida que aumenta el número de niveles de aprecia un pequeño incremento en el tiempo de respuesta. En esta prueba la velocidad final es de 1000 rpm aproximadamente, en un tiempo de 0.5 s.

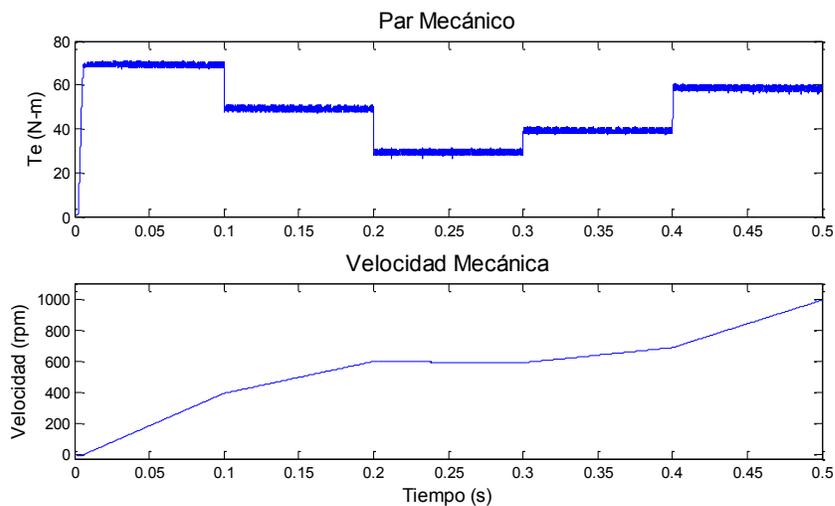


Figura 4.2: Par mecánico y velocidad mecánica, 2N – Prueba 1.

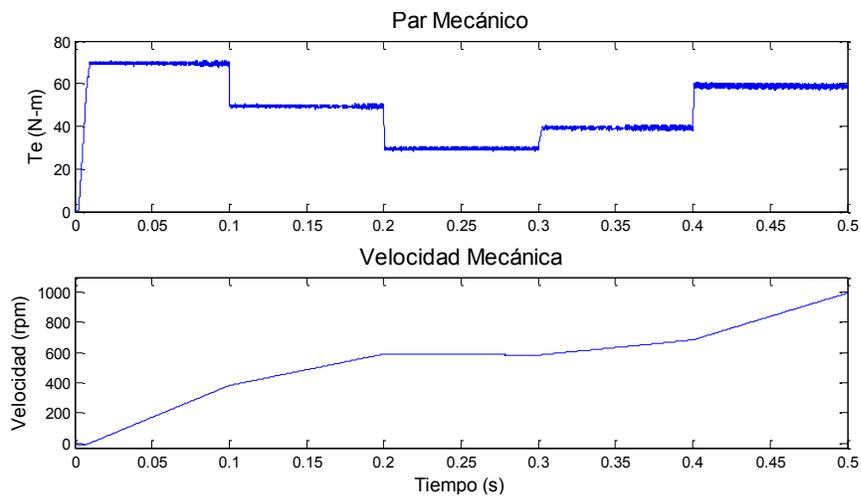


Figura 4.3: Par mecánico y velocidad mecánica, 3N – Prueba 1.

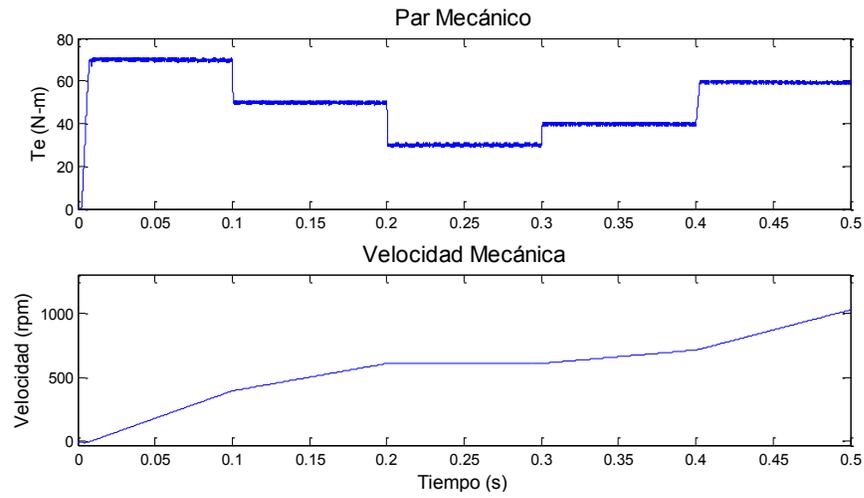


Figura 4.4: Par mecánico y velocidad mecánica, 4N – Prueba 1.

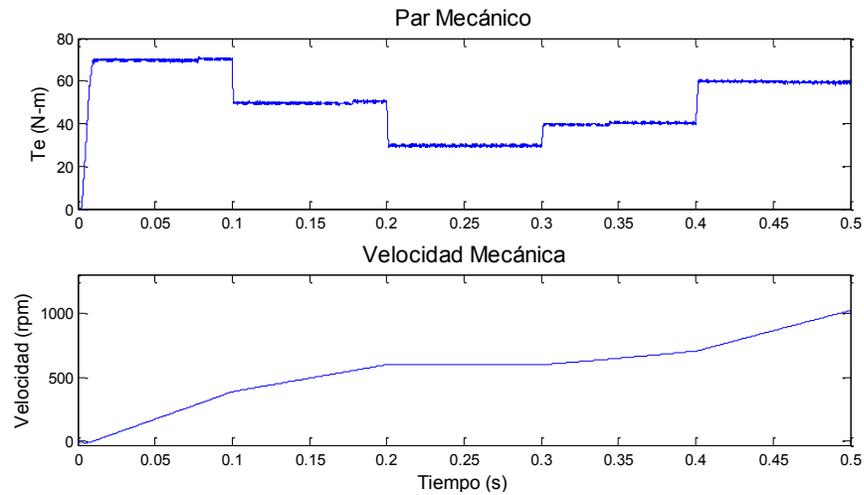


Figura 4.5: Par mecánico y velocidad mecánica, 5N – Prueba 1.

4.2.2. Error RMS del Par ($\text{RMS } e_{T_e}$)

La Fig. 4.6 muestra el error RMS del par obtenido con el convertidor de dos niveles; éste será tomado como base para las comparaciones. Luego, en las Figs. 4.7 - 4.9 se muestran los errores RMS del par obtenidos con los convertidores de 3, 4 y 5 niveles, respectivamente. En la Tabla

4.2 se resumen los resultados numéricos de los errores RMS promedio de par, y se comparan con los obtenidos con el convertidor de 2 niveles. Se observa que a medida que aumenta el número de niveles, el valor RMS del error disminuye, obteniendo la máxima reducción, 61 %, al utilizar el convertidor de 5 niveles.

Convertidor	RMS e_{T_e}	% Reducción
2 - Niveles	1.115	Base
3 - Niveles	0.745	33.102
4 - Niveles	0.488	56.211
5 - Niveles	0.429	61.482

Tabla 4.2: Tabla valores promedio del error RMS de par y % de reducción con respecto al caso base de 2N, prueba 1.

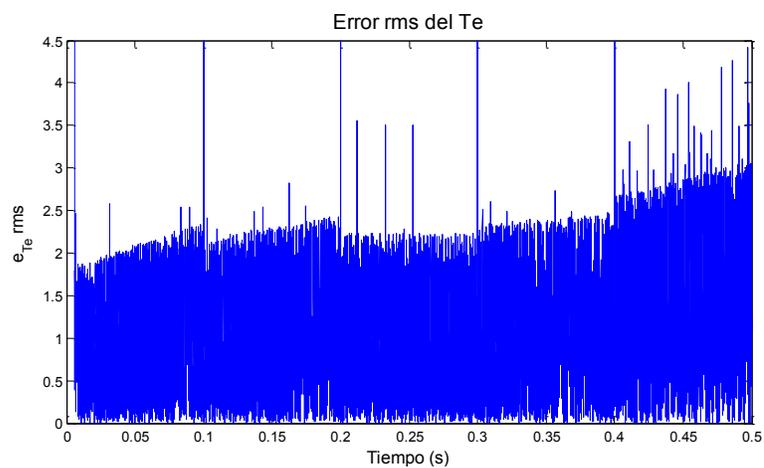


Figura 4.6: Rms e_{T_e} , 2N – Prueba 1.

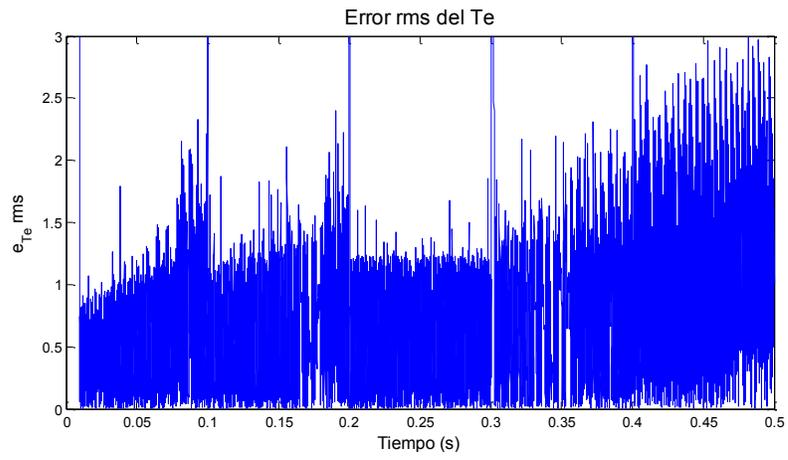


Figura 4.7: Rms e_{T_e} , 3N – Prueba 1.

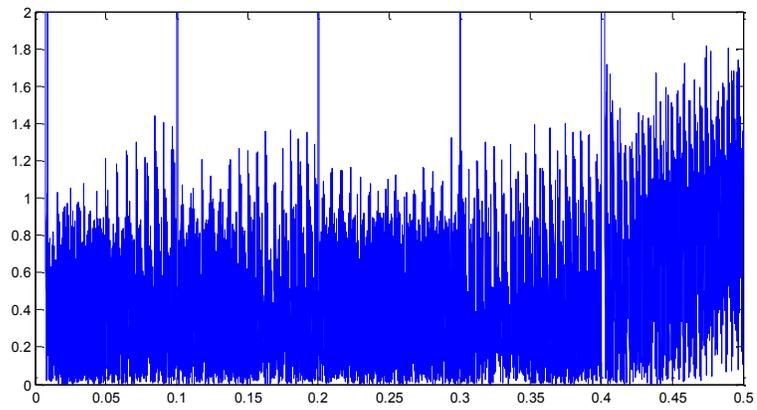


Figura 4.8: Rms e_{T_e} , 4N – Prueba 1.

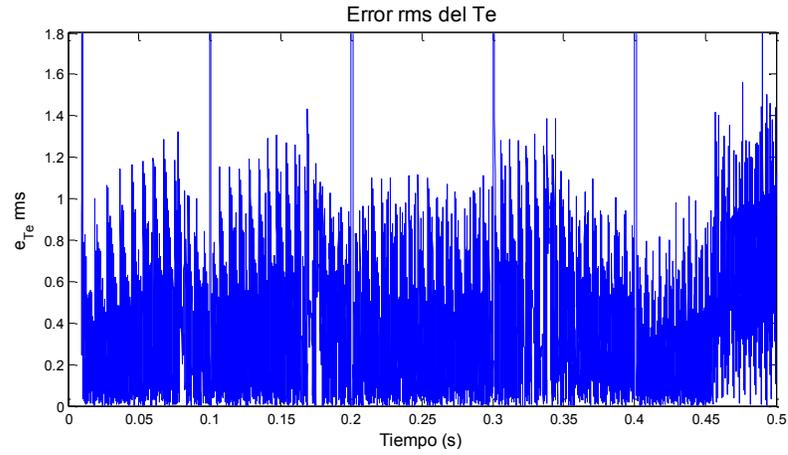


Figura 4.9: Rms error del Te, 5N – Prueba 1.

4.2.3. Tensiones en el Estator

Continuando con el análisis, en las Figs. 4.10 - 4.13 se muestran las tensiones de salida del inversor (tensión de fase con respecto a la referencia de DC) para cada tipo de inversor. En estas se aprecian los diferentes niveles discretos de tensión de acuerdo al tipo de inversor usado. Es evidente que el gradiente de tensión visto por los devanados de la máquina disminuye al aumentar el número de niveles del inversor. Note que los cambios de nivel son siempre entre niveles adyacentes, lo cual se tomó en cuenta al momento de diseñar las Tablas de Conmutación.

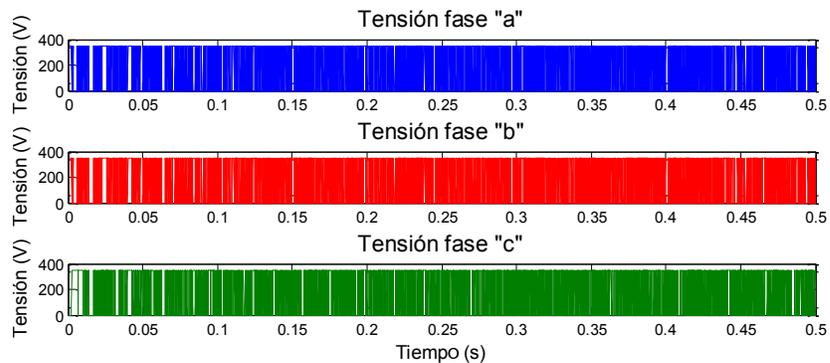


Figura 4.10: Tensiones de salida del convertidor 2N – Prueba 1.

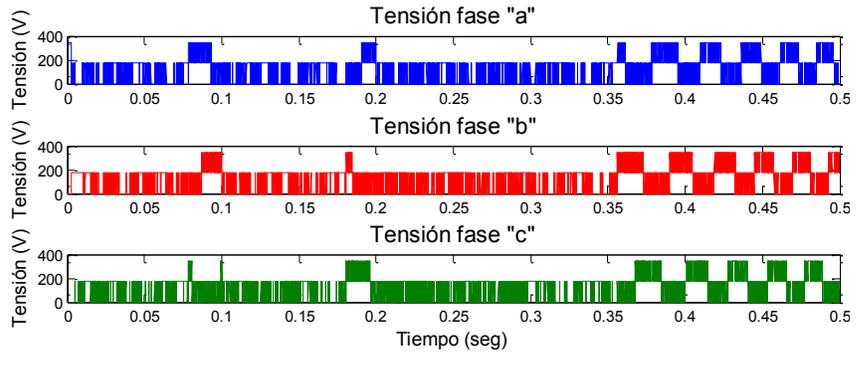


Figura 4.11: Tensiones de salida del convertidor multinivel 3N – Prueba 1.

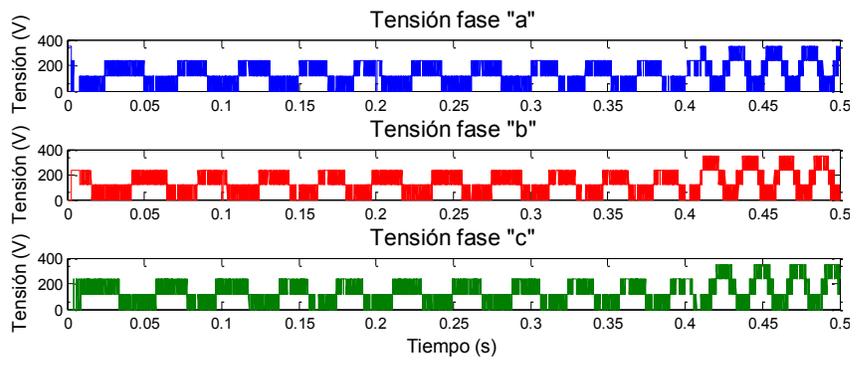


Figura 4.12: Tensiones de salida del convertidor multinivel 4N – Prueba 1.

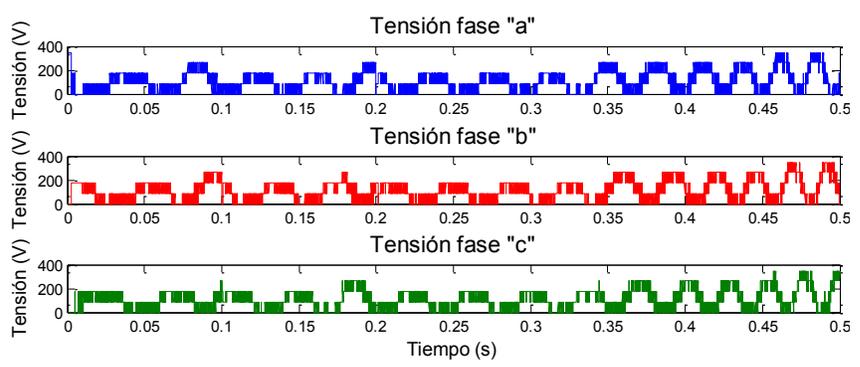


Figura 4.13: Tensiones de salida del convertidor multinivel 5N – Prueba 1.

4.2.4. Corrientes en el Estator

En las Figs. 4.14 - 4.17, se muestran las corrientes de fase en el estator, se observa que son sinusoidales, y se aprecia el aumento de frecuencia al aumentar la velocidad de la máquina. Mas adelante presentaremos un análisis del contenido armónico total (THD), para tener una apreciación cuantitativa de sus características.

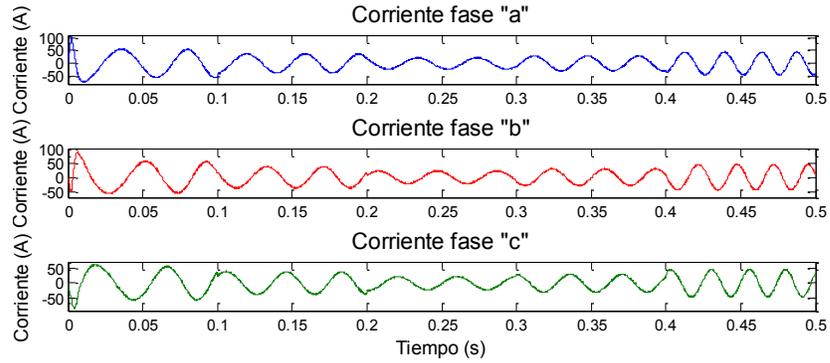


Figura 4.14: Corrientes de fase convertidor 2N – Prueba 1.

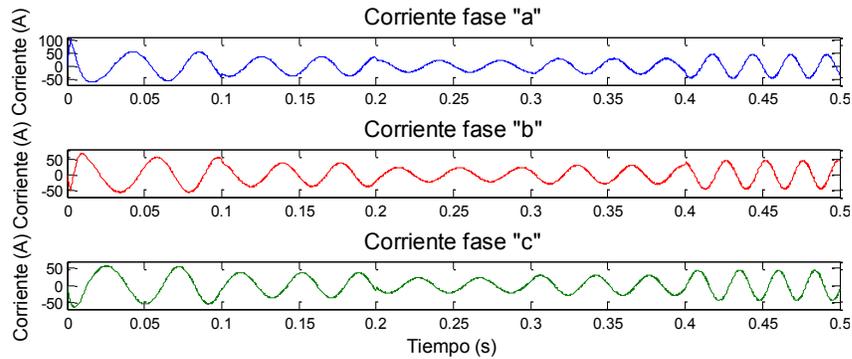


Figura 4.15: Corrientes de fase convertidor multinivel 3N – Prueba 1.

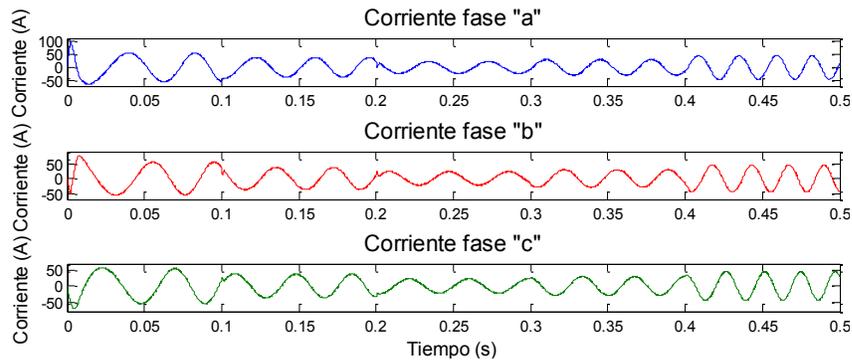


Figura 4.16: Corrientes de fase convertidor multinivel 4N – Prueba 1.

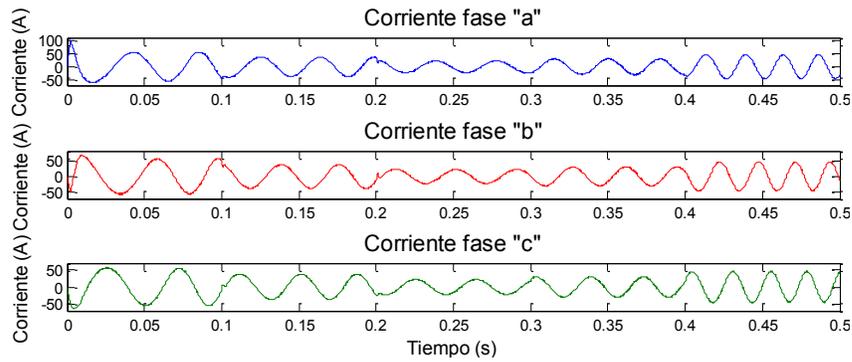


Figura 4.17: Corrientes de fase convertidor multinivel 5N – Prueba 1.

4.2.5. Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$

Por último, en las Figs. 4.18 - 4.21 se presentan las gráficas del comportamiento de los flujos del estator, $\bar{\psi}_s$, y del rotor, $\bar{\psi}_r$, en el plano $\alpha - \beta$. Note que estos presentan una trayectoria circular, lo cual corrobora que las corrientes del estator son sinusoidales, y que el flujo ha sido, en todos los casos, regulado en su valor de referencia.

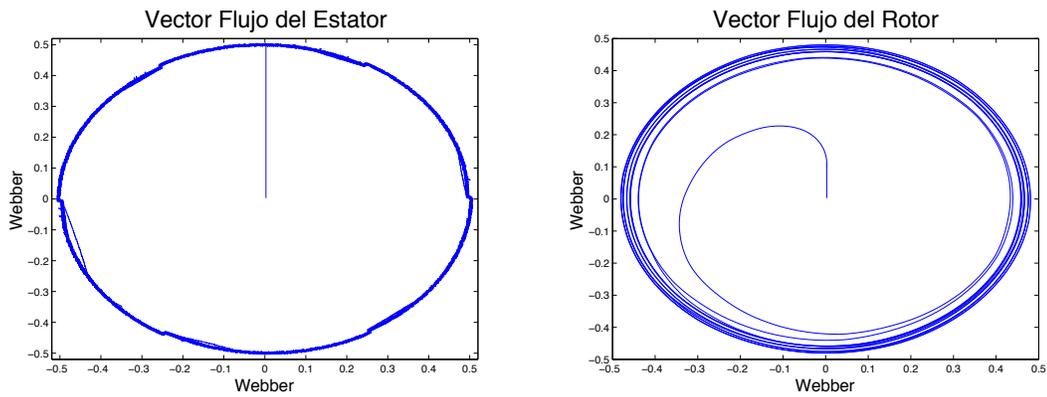


Figura 4.18: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 1.

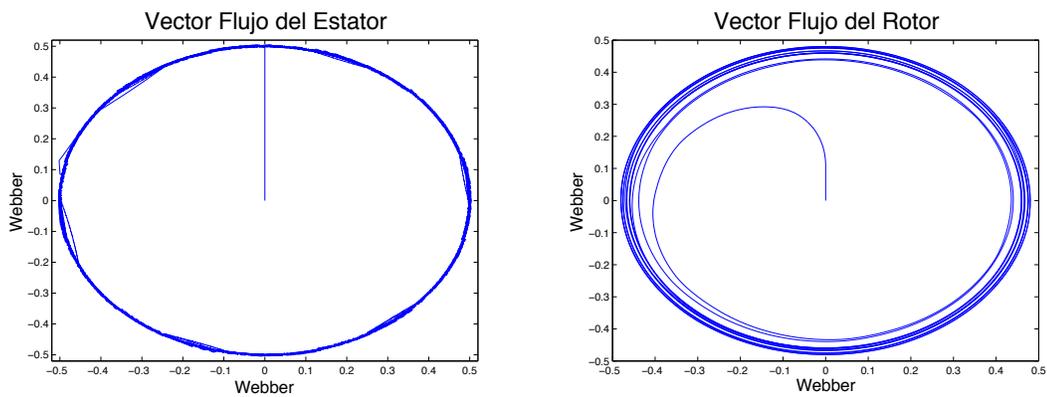


Figura 4.19: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N – Prueba 1.

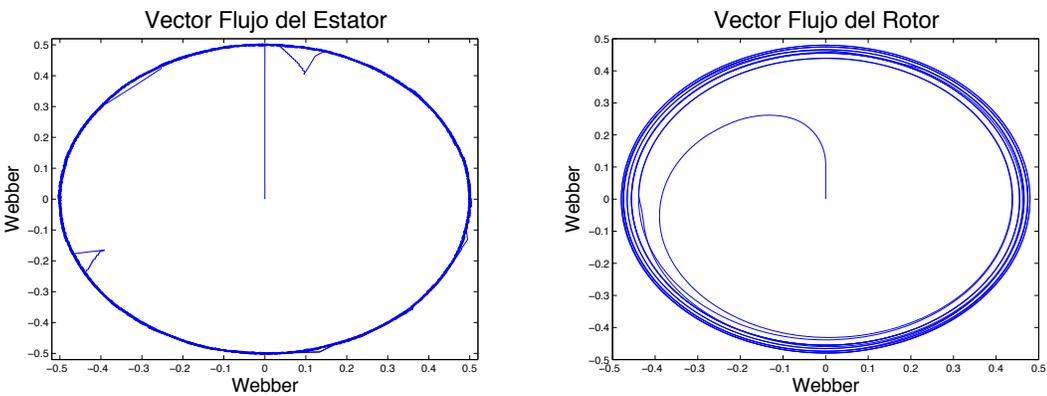


Figura 4.20: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N – Prueba 1.

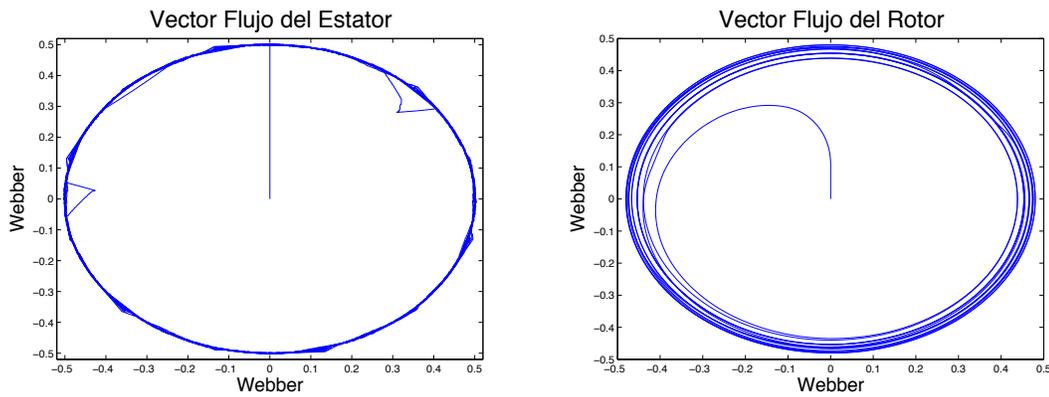


Figura 4.21: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N – Prueba 1.

4.3. Prueba no.2 – Inversión de Par

La segunda prueba, consiste en un cambio de signo en el par de referencia (inversión del sentido de giro). Se inicia con un par de referencia de 70 N-m, y en $t=0.25$ s la referencia de par se cambia a -70 N-m. Esto frenará al motor e invertirá el sentido de giro. En la Fig. 4.22 se muestra la gráfica del par de referencia utilizado.

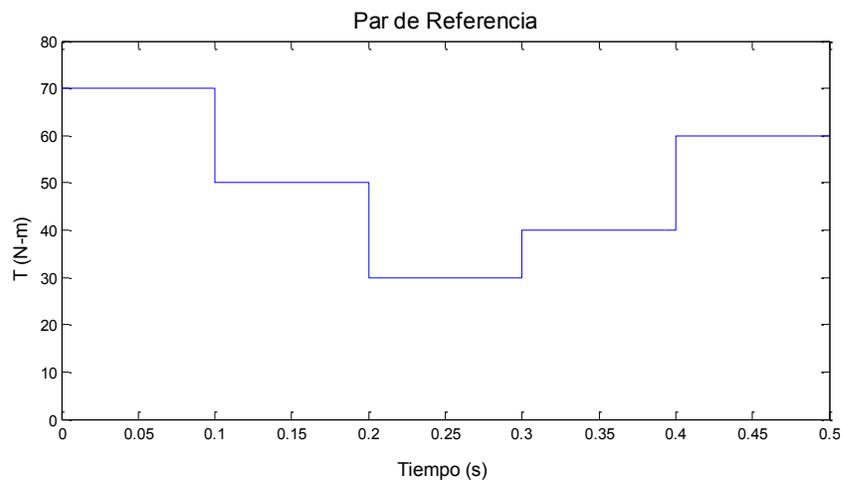


Figura 4.22: Par de referencia – Prueba 2.

4.3.1. Par - Velocidad

En las Figs. 4.23 - 4.26 se muestra el desempeño de las diferentes estrategias ante el cambio de signo en el par de referencia. Las gráficas muestran que las estrategias de control propuestas controlan el par al valor demandado, tanto con signo positivo como con signo negativo. Con par positivo se alcanza una velocidad positiva máxima de aproximadamente 1000 rpm, y al invertir el signo del par de referencia, la máquina invierte su giro y alcanza, en el intervalo de simulación, una velocidad aproximada de -1000 rpm.

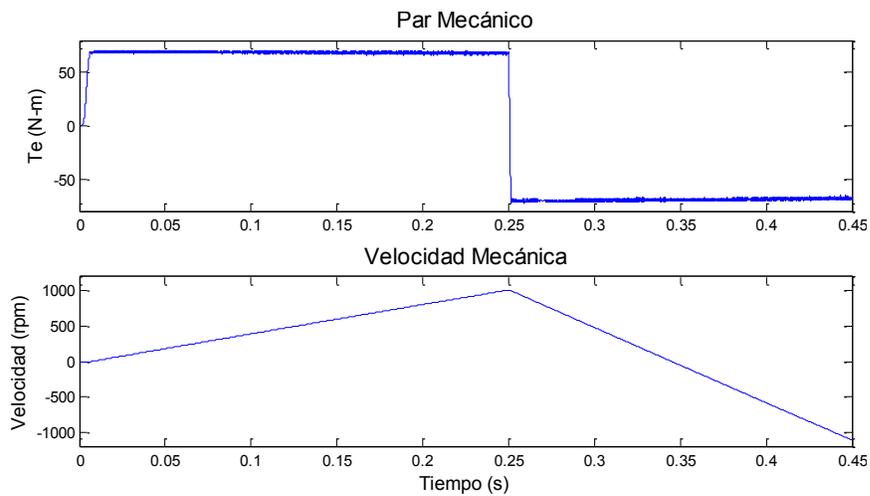


Figura 4.23: Par mecánico y velocidad mecánica, 2N – Prueba 2.

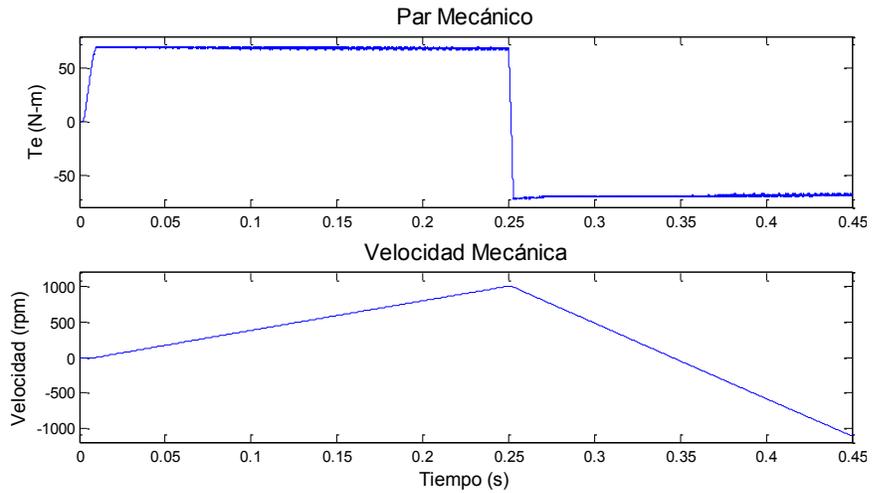


Figura 4.24: Par mecánico y velocidad mecánica, 3N – Prueba 2.

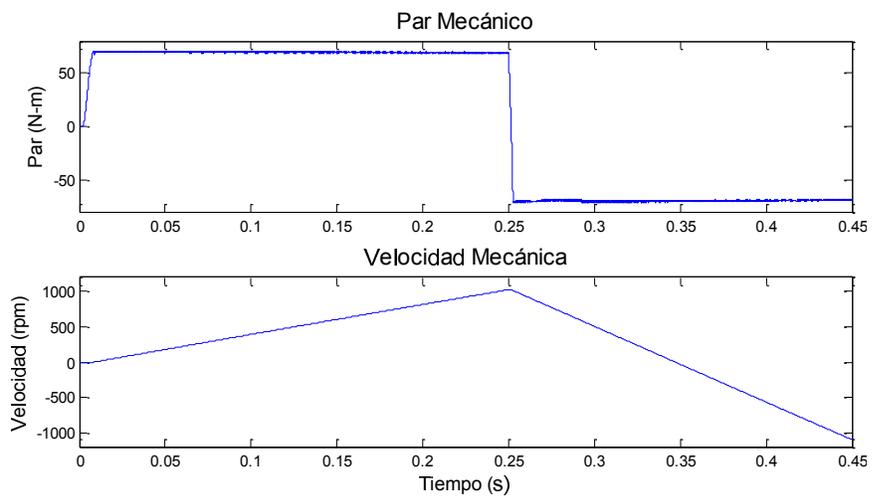


Figura 4.25: Par mecánico y velocidad mecánica, 4N – Prueba 2.

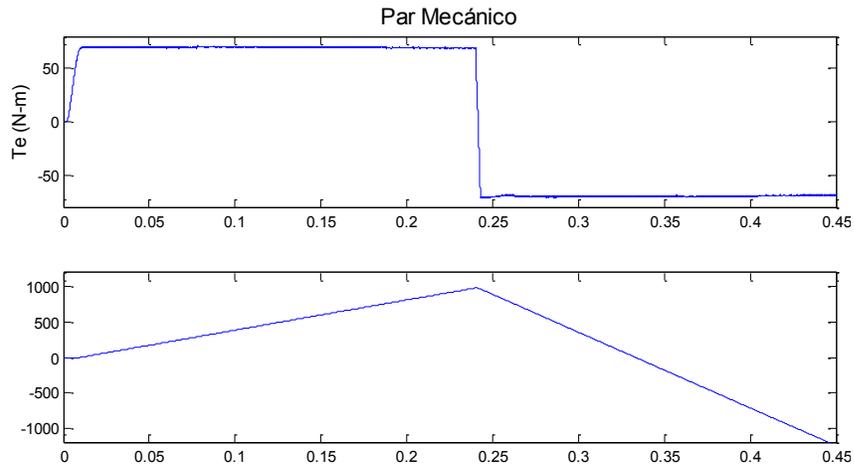


Figura 4.26: Par mecánico y velocidad mecánica, 5N – Prueba 2.

4.3.2. Error RMS del Par (RMS e_{T_e})

Igual que en la primera prueba, se hace un análisis del error RMS del par. Las Figs. 4.27 - 4.30, muestran el error RMS, RMS e_{T_e} , para cada tipo de convertidor. Para obtener el porcentaje de reducción, con respecto al caso base 2N, se saca el valor promedio de los errores RMS y se compara con respecto al valor base. La Tabla 4.3 muestra un resumen de los valores numéricos de los errores RMS promedio, y su porcentajes de reducción. Los valores obtenidos son consistentes con los obtenidos en la primera prueba.

Convertidor	RMS e_{T_e}	% Reducción
2 - Niveles	1.180	Base
3 - Niveles	0.872	26.039
4 - Niveles	0.608	48.480
5 - Niveles	0.463	60.702

Tabla 4.3: Tabla de valores promedio del error RMS de par y % de reducción con respecto al caso base 2N, prueba 2.

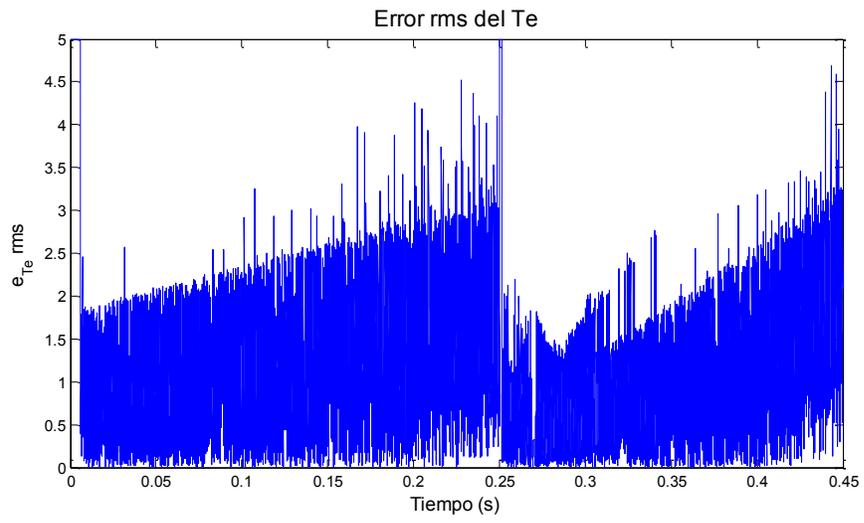


Figura 4.27: RMS e_{T_e} , 2N – Prueba 2.

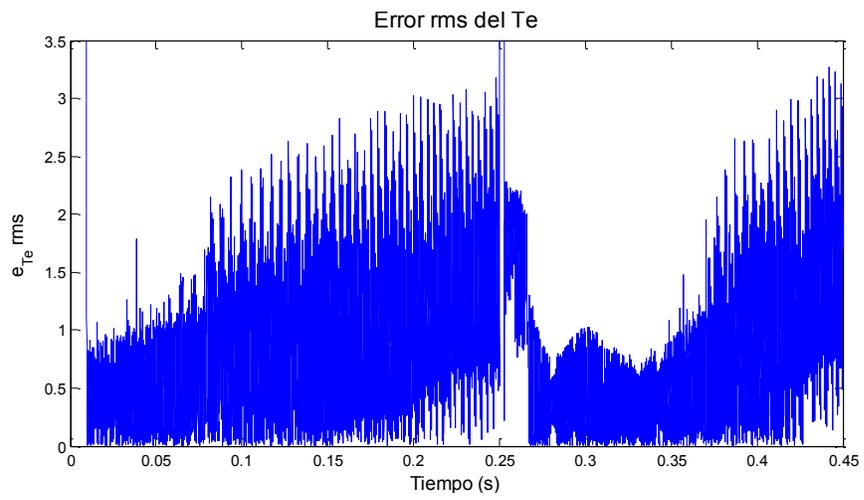


Figura 4.28: RMS e_{T_e} , 3N – Prueba 2.

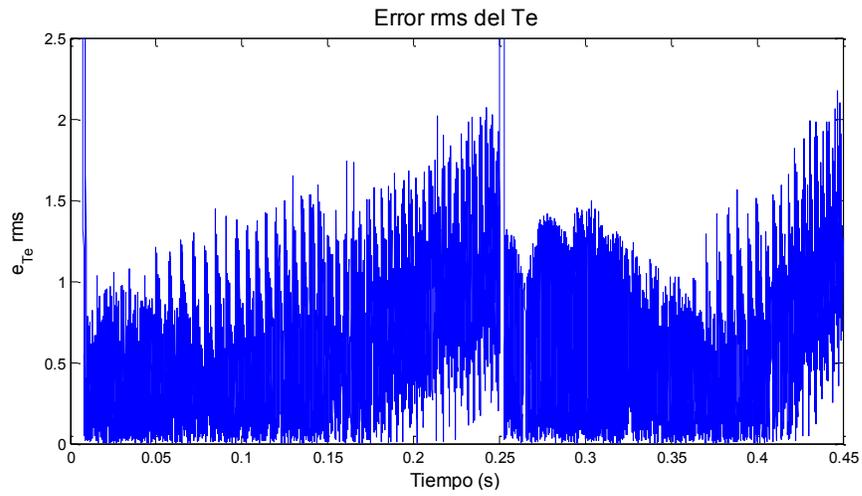


Figura 4.29: RMS e_{T_e} , 4N – Prueba 2.

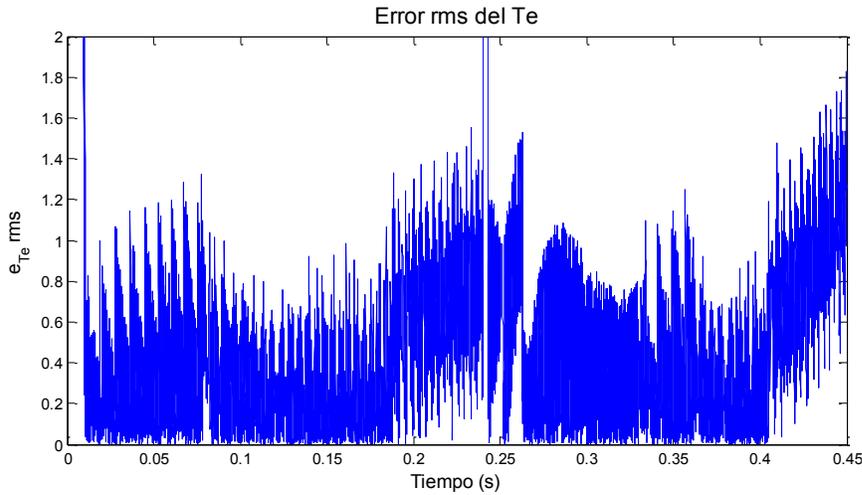


Figura 4.30: RMS e_{T_e} , 5N – Prueba 2.

4.3.3. Tensiones en el Estator

En las Figs. 4.31 - 4.34, se muestran las tensiones de salida para cada tipo de convertidor. Se observa la aparición de los diferentes niveles discretos de tensión, según el tipo de convertidor. Recordar que las estrategias de conmutación toman en cuenta la velocidad de la máquina y el

el par, para determinar el uso de los diferentes niveles de tensión. Entonces, de los resultados mostrados, se aprecia que la configuración de las Tablas de Conmutación está trabajando de manera apropiada ya que las conmutaciones de nivel son siempre entre niveles adyacentes.

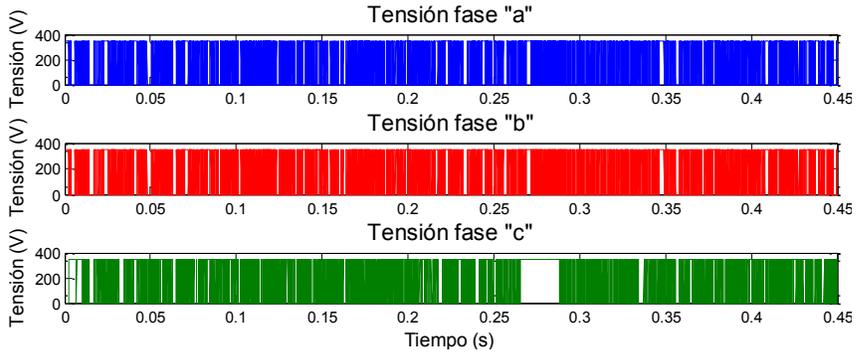


Figura 4.31: Tensiones de salida convertidor, 2N – Prueba 2.

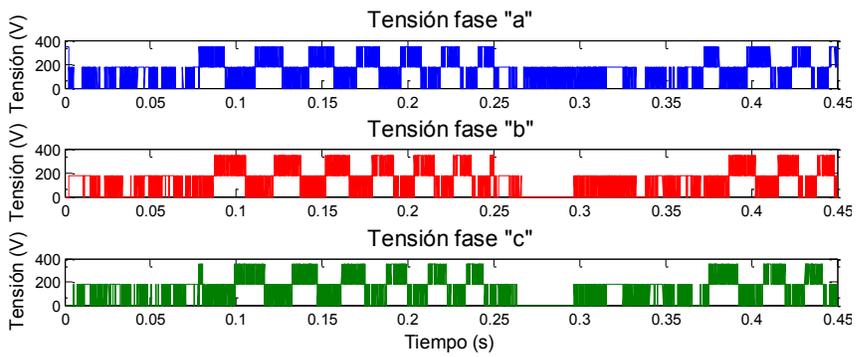


Figura 4.32: Tensiones de salida convertidor multinivel, 3N – Prueba 2.

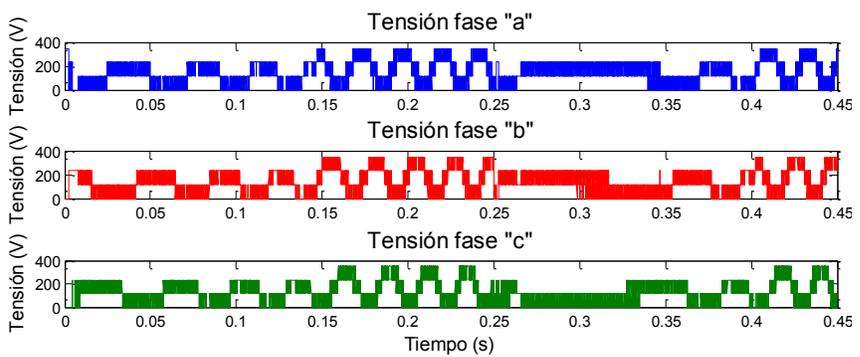


Figura 4.33: Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 2.

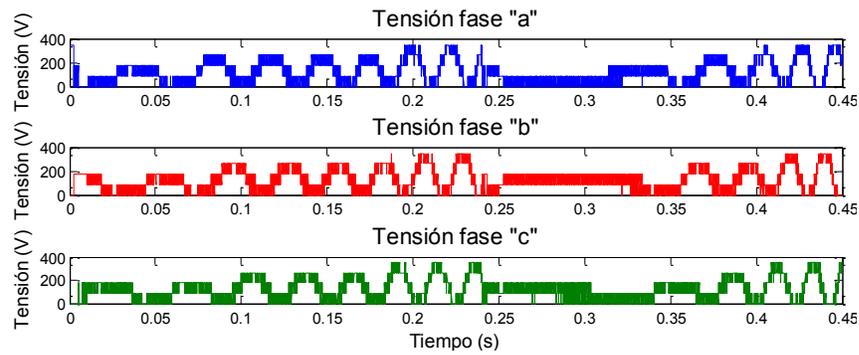


Figura 4.34: Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 2.

4.3.4. Corrientes en el Estator

En las Figs. 4.35 - 4.38, se muestra el comportamiento de las corrientes, apreciando claramente la disminución de la frecuencia y la inversión de su secuencia al momento de demandar la inversión del par.

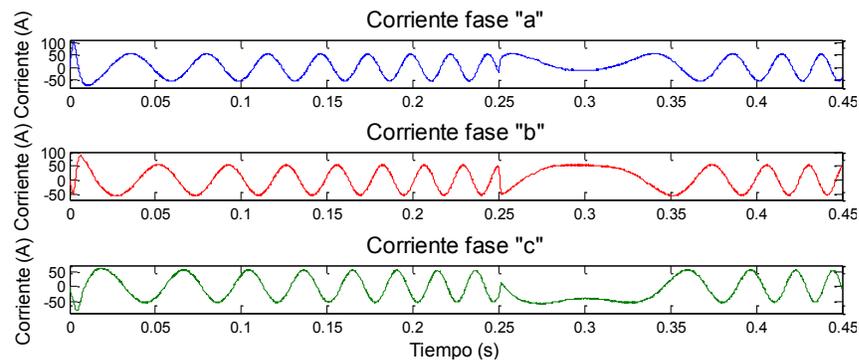


Figura 4.35: Corrientes de fase convertidor, 2N – Prueba 2.

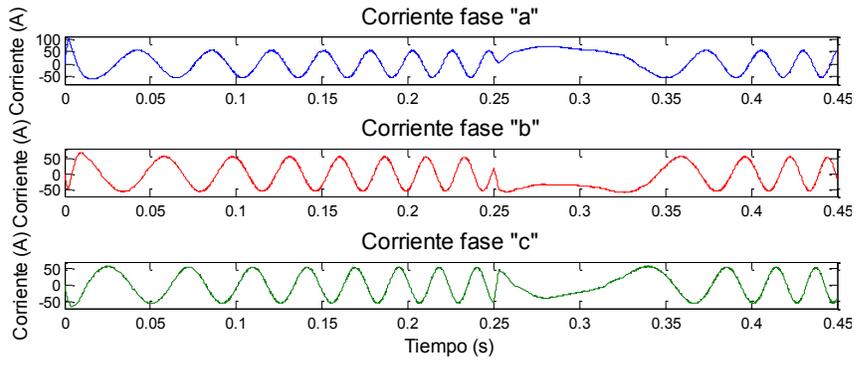


Figura 4.36: Corrientes de fase convertidor multinivel, 3N – Prueba 2.

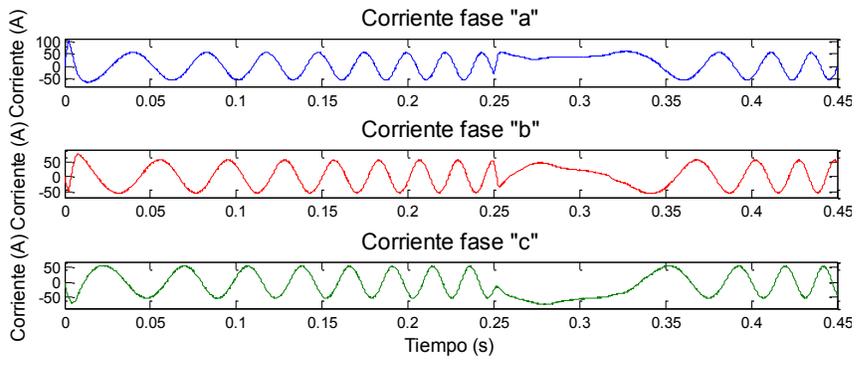


Figura 4.37: Corrientes de fase convertidor multinivel, 4N – Prueba 2.

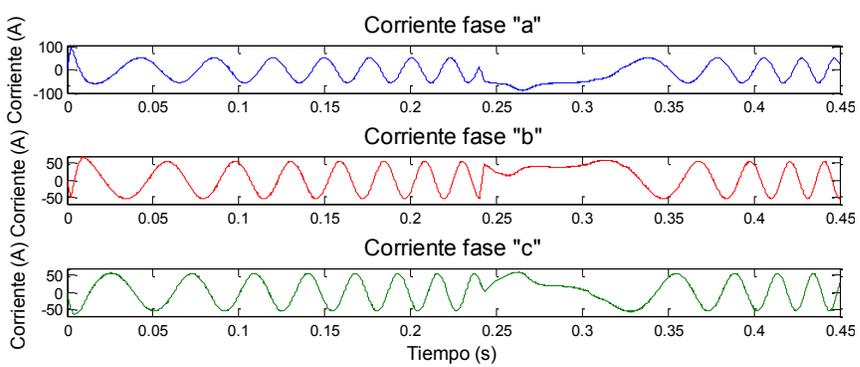


Figura 4.38: Corrientes de fase convertidor multinivel, 5N – Prueba 2.

4.3.5. Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$

En las Figs. 4.39 - 4.42 se muestra la trayectoria de los flujos $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$. Se aprecia un efecto transitorio al momento de invertir su sentido de giro; particularmente en los caso 3N, 4N y 5N. Durante este transitorio, la magnitud del flujo disminuye, pero después del periodo transitorio su trayectoria vuelve a ser circular de acuerdo con el valor de referencia.

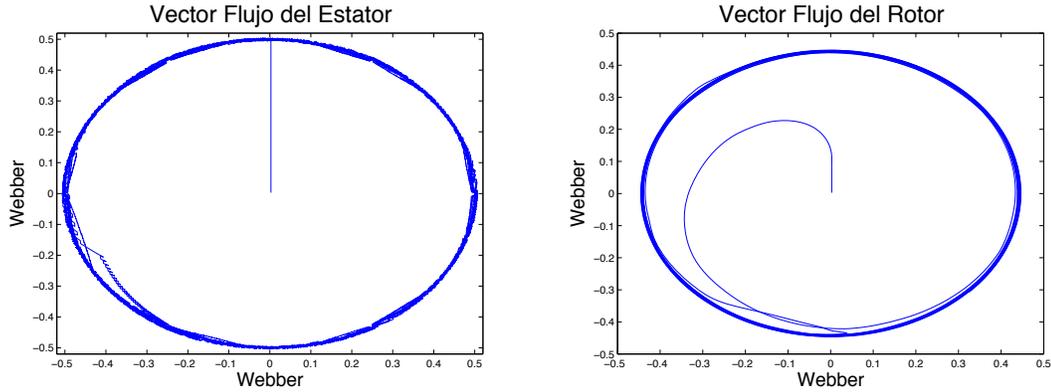


Figura 4.39: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 2.

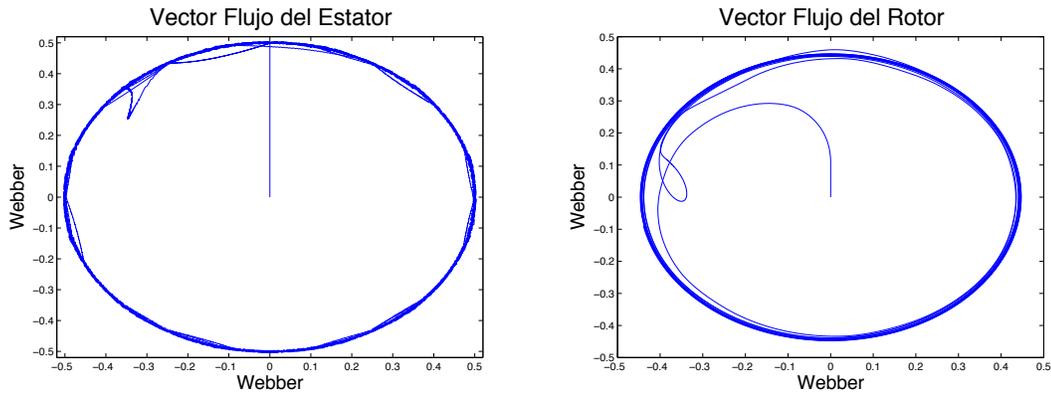


Figura 4.40: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N – Prueba 2.

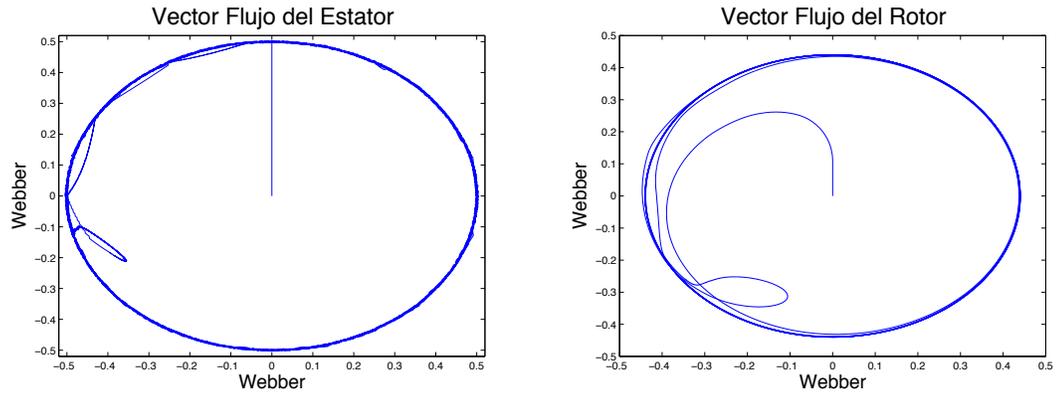


Figura 4.41: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N – Prueba 2.

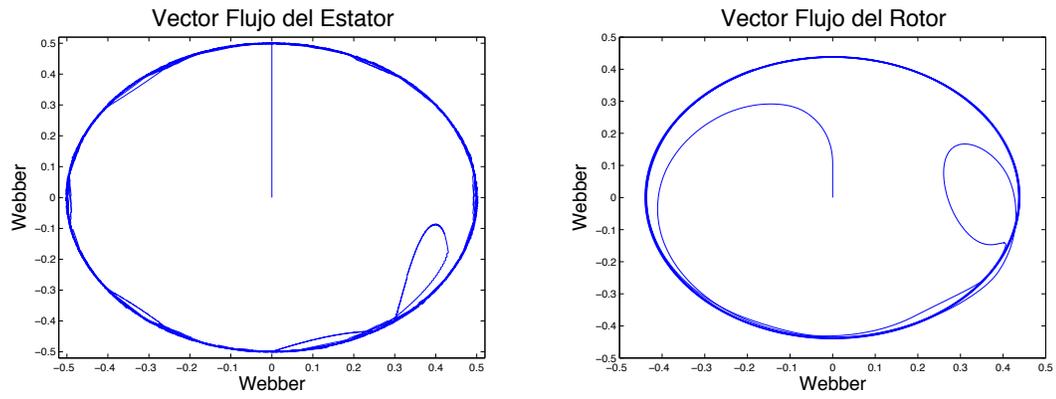


Figura 4.42: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N – Prueba 2.

4.4. Prueba no.3 – Tren de Velocidad

En esta prueba, las estrategias de control DTC serán evaluadas con un lazo de control de velocidad de tipo PI, donde la velocidad de referencia será cambiada de forma escalonada. La Fig. 4.43 , muestra de manera gráfica la velocidad de referencia que se utiliza. Durante los primeros dos segundos la velocidad de referencia es de 100 rpm, luego se aumenta a 400 rpm durante 1 s y medio; posteriormente se piden 1200 rpm durante 1.5s, y finalmente se disminuye

la referencia a 900 rpm durante el último segundo de la prueba. El par de carga es mantenido constante en un valor de 30 N-m, durante toda la prueba.

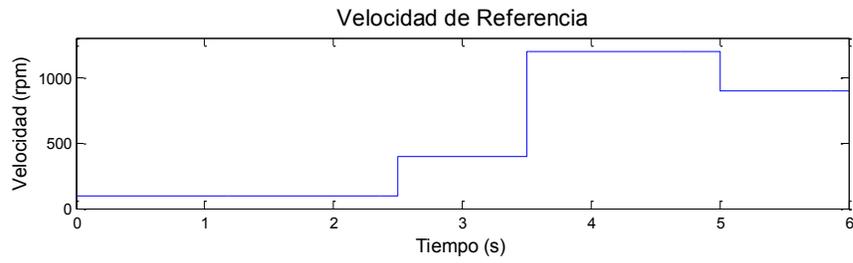


Figura 4.43: Velocidad de referencia – Prueba 3.

La Fig. 4.44, muestra el par de referencia al demandar el tren de velocidades de la mencionada prueba.

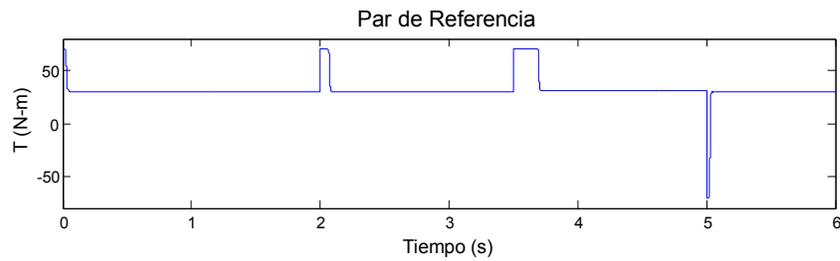


Figura 4.44: Par de referencia – Prueba 3.

4.4.1. Velocidad - Par

En las Figs. 4.45 - 4.48, se presenta la velocidad y el par desarrollados por la máquina durante la prueba.

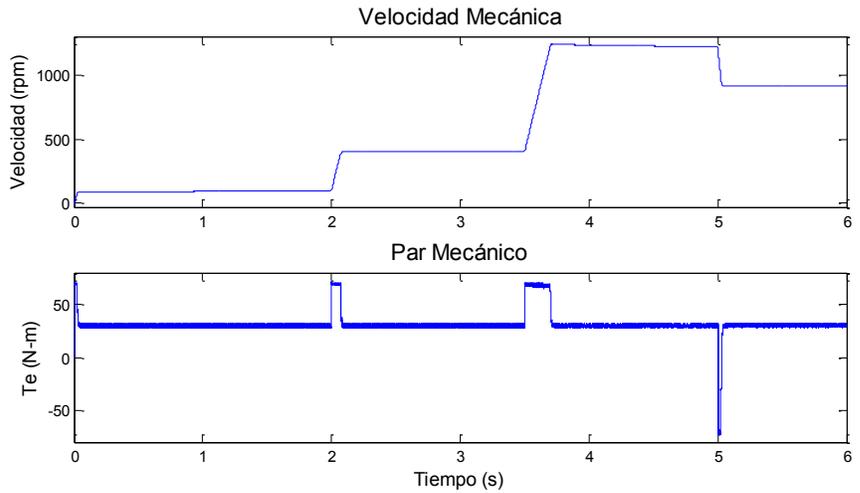


Figura 4.45: Velocidad mecánica y par mecánico, 2N – Prueba 3.

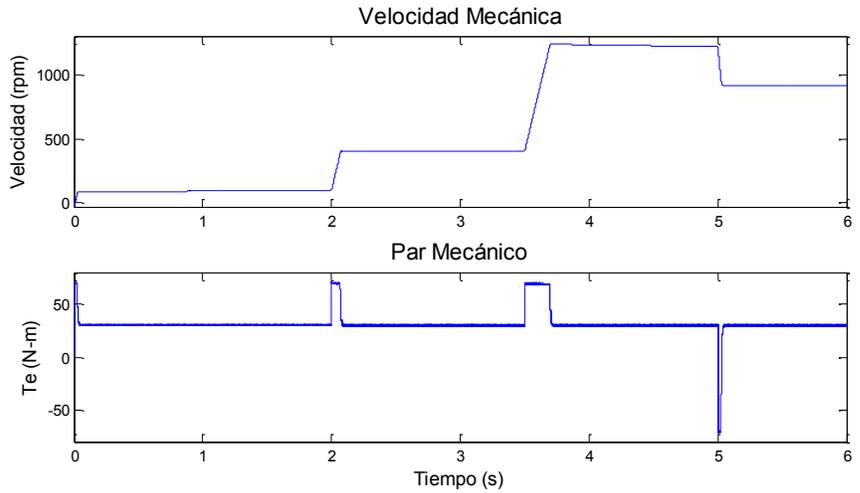


Figura 4.47: Velocidad mecánica y par mecánico, 4N – Prueba 3.

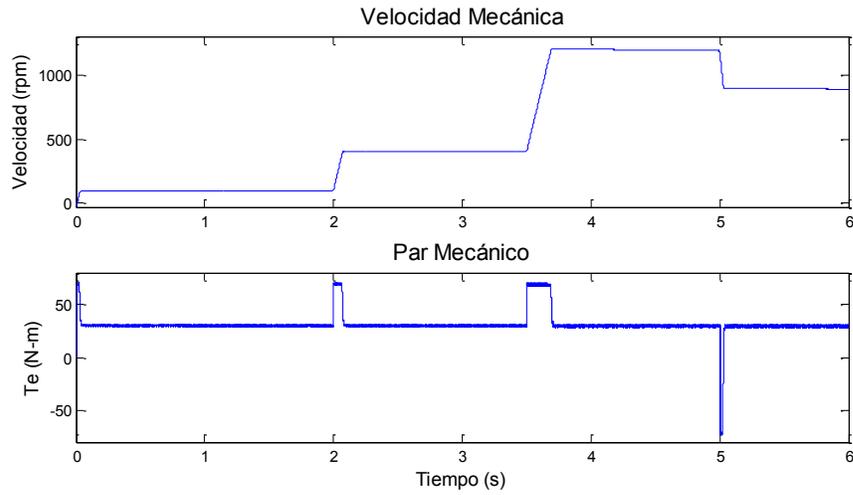


Figura 4.46: Velocidad mecánica y par mecánico, 3N – Prueba 3.

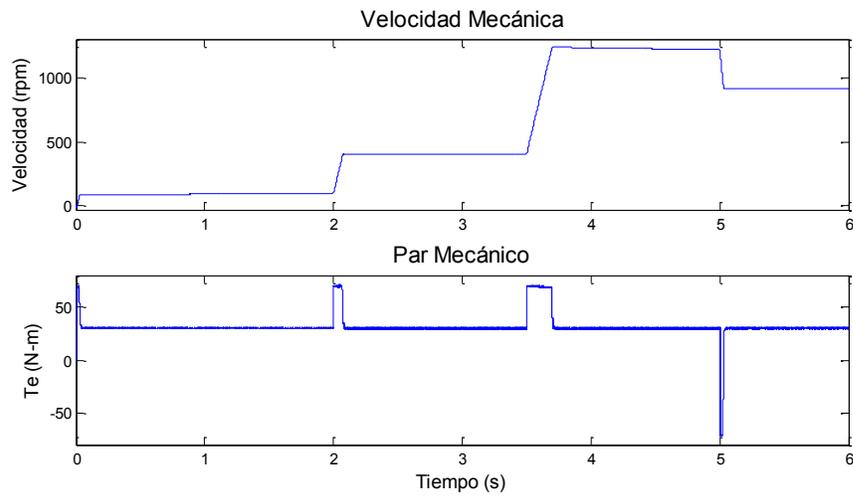


Figura 4.48: Velocidad mecánica y par mecánico, 5N – Prueba 3.

Como se puede apreciar en las figuras (4.45 - 4.48), ante un cambio en escalón de la velocidad, el controlador demanda un escalón de par, el cual es rápidamente proporcionado por los algoritmos de control DTC. En todos los casos se observa el buen desempeño de los algoritmos propuestos, es decir, se tiene una rápida respuesta en el par, lo cual es una característica distintiva de los controles de tipo DTC.

4.4.2. Error RMS del Par (RMS e_{T_e})

Al igual que en las pruebas 1 y 2, se realiza un análisis del error RMS del par. En las Figs. 4.49 - 4.52, se observa una disminución del RMS e_{T_e} conforme aumenta el número de niveles del inversor, mejorando así el control de dicha variable. En la Tabla 4.4 se presenta un resumen de los valores numéricos del error promedio y de la reducción lograda para los diferentes tipos de inversores utilizados.

Convertidor	RMS e_{T_e}	% Reducción
2 - Niveles	1.417	Base
3 - Niveles	0.862	39.159
4 - Niveles	0.583	58.832
5 - Niveles	0.405	71.365

Tabla 4.4: Errores RMS promedios de e_{T_e} , y % de reducción con respecto al caso base 2N – Prueba no.3.

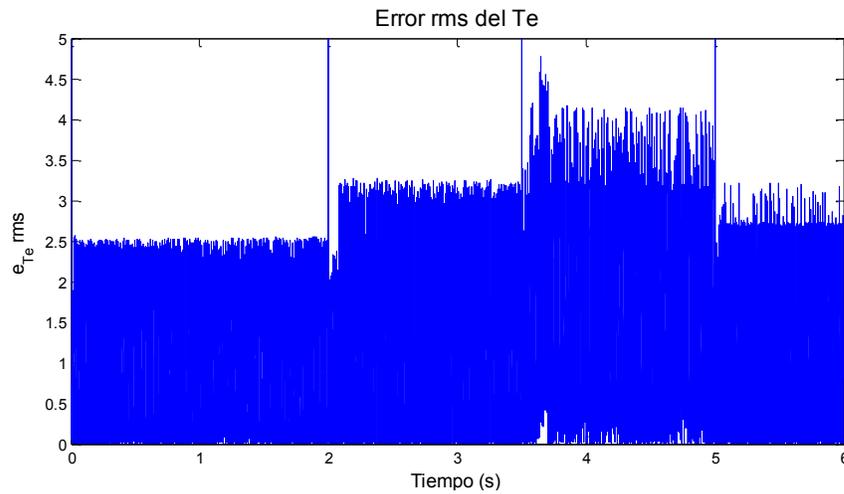


Figura 4.49: Rms e_{T_e} , 2N – Prueba 3.

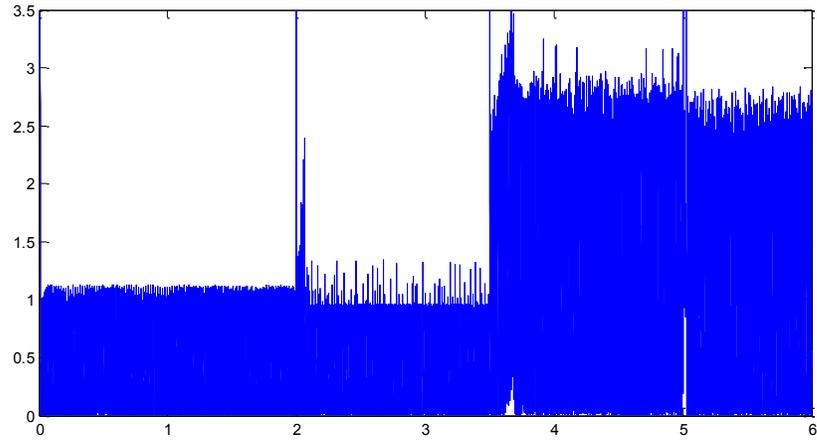


Figura 4.50: Rms e_{Te} , 3N – Prueba 3.

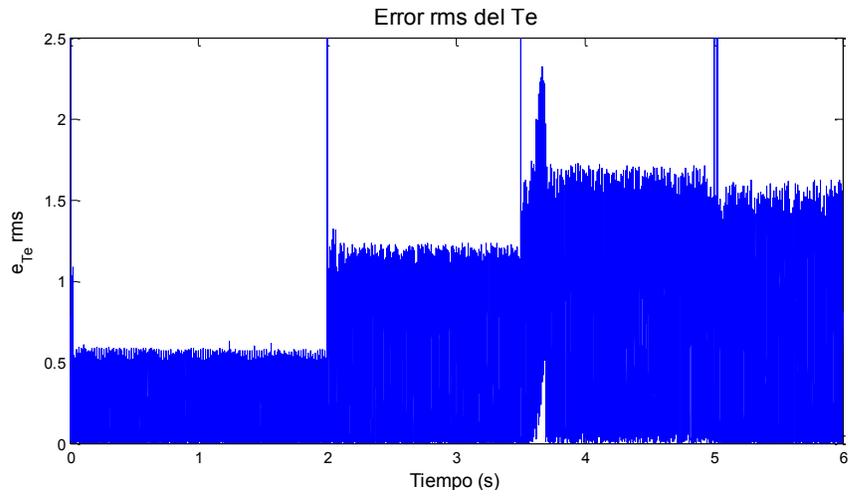


Figura 4.51: Rms e_{Te} , 4N – Prueba 3.

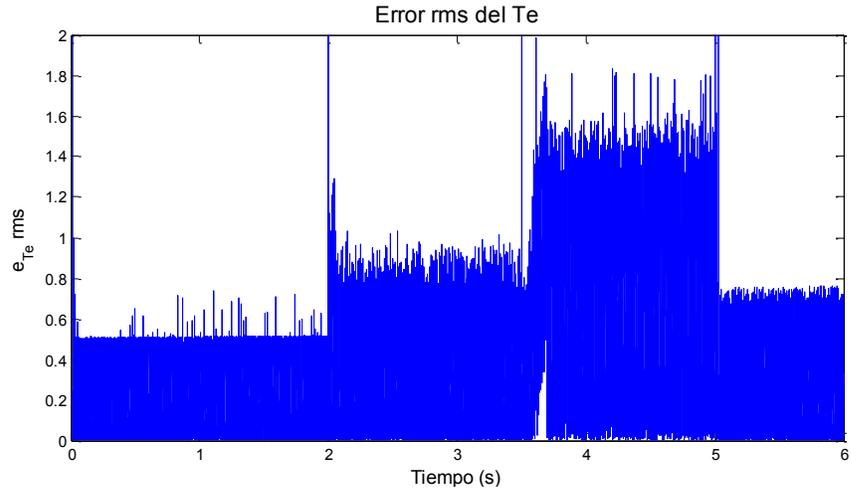


Figura 4.52: Rms e_{T_e} , 5N – Prueba 3.

4.4.3. Tensiones en el Estator

En las Figs. 4.53 - 4.56 se muestran las tensiones de salida de los diferentes tipos de convertidores. Al igual que en las pruebas anteriores, las tensiones de salida están compuestas por niveles discretos de tensión adyacentes.

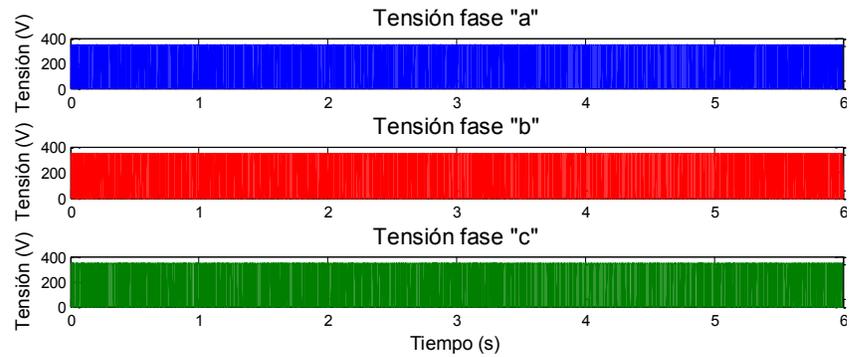


Figura 4.53: Tensiones de salida convertidor, 2N – Prueba 3.

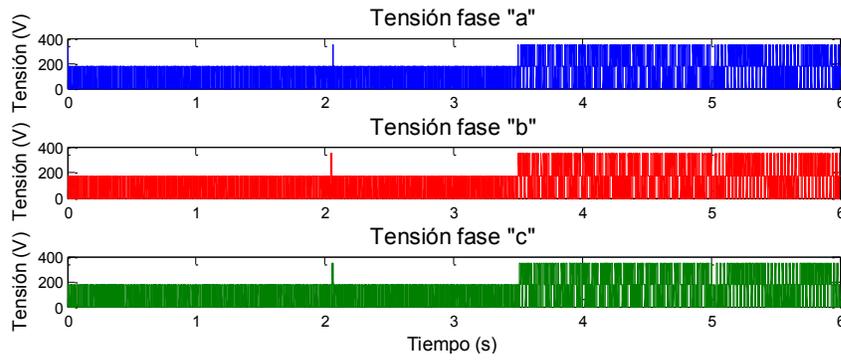


Figura 4.54: Tensiones de salida convertidor multinivel, 3N – Prueba 3.

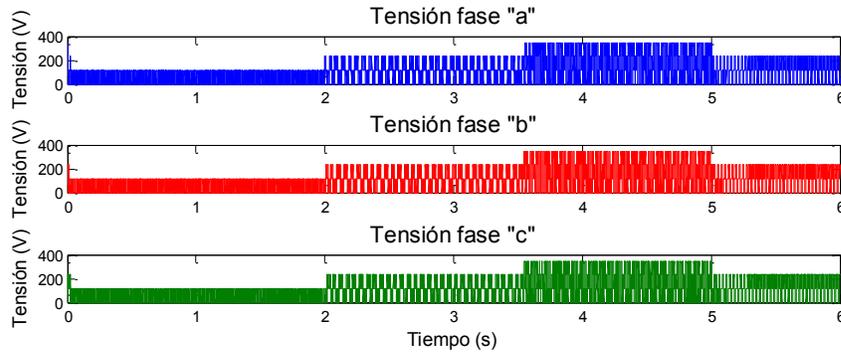


Figura 4.55: Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 3.

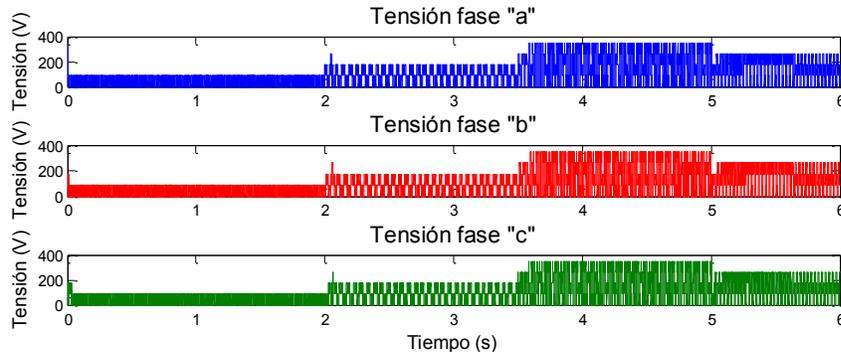


Figura 4.56: Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 3.

Para una mejor apreciación, en las Figs. 4.57 - 4.58 se hace un acercamiento a las tensiones de salida de los inversores 4 y 5 niveles, respectivamente. Se aprecia la composición de las

tensiones por los niveles discretos de tensión adyacentes. Note que para apreciar el intervalo de tiempo completo de la prueba, para cada fase se muestra un intervalo diferente, de tal forma de abarcar el intervalo completo de duración de la prueba; para la fase *a*, se muestra de 1.5s a 3s; para la fase *b*, entre 3s - 4.5s, y para la fase *c*, entre 4.5s - 6s.

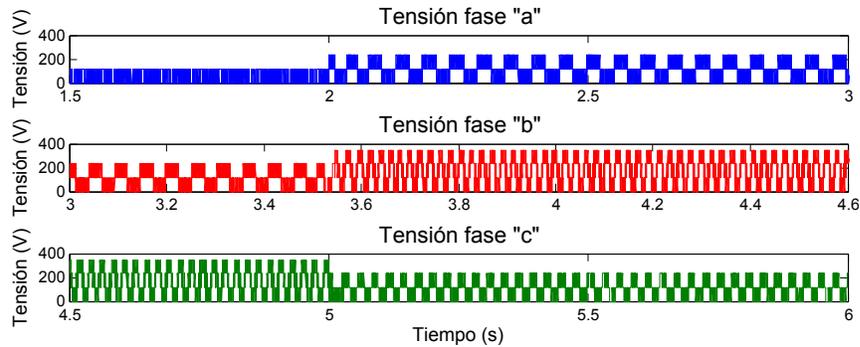


Figura 4.57: Tensiones de salida convertidor multinivel, 4N – Prueba 3 (acercamiento Fig. 4.55).

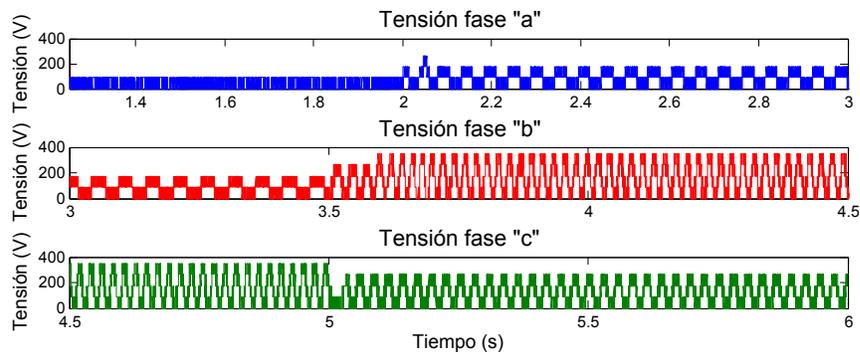


Figura 4.58: Tensiones de salida convertidor multinivel, 5N – Prueba 3 (acercamiento Fig. 4.56).

4.4.4. Corrientes en el Estator

En las Figs. 4.59 - 4.62, se puede observar claramente el cambio tanto de magnitud como de frecuencia en las corrientes del estator, ante un cambio drástico en la velocidad de referencia.

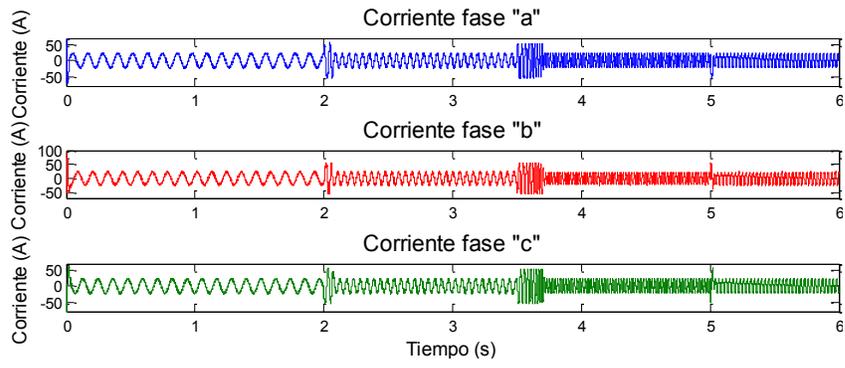


Figura 4.59: Corrientes de fase convertidor, 2N – Prueba 3.

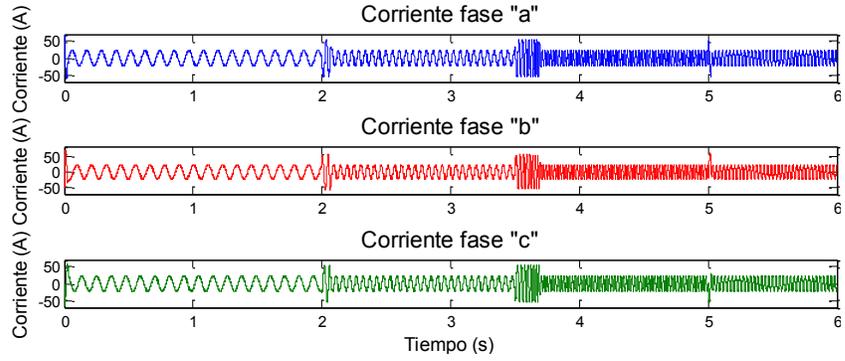


Figura 4.60: Corrientes de fase convertidor multinivel, 3N – Prueba 3.

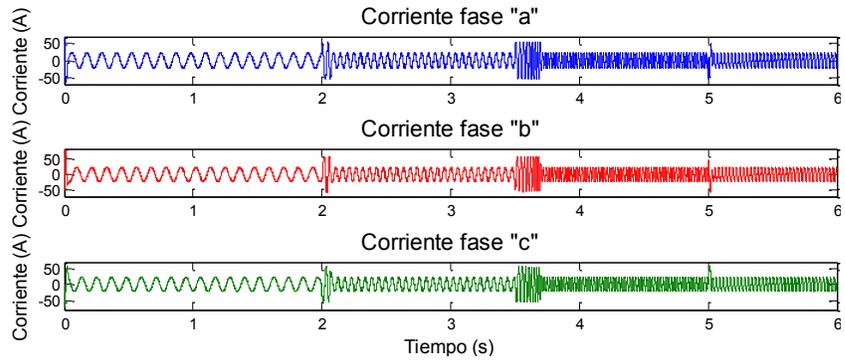


Figura 4.61: Corrientes de fase convertidor multinivel, 4N – Prueba 3.

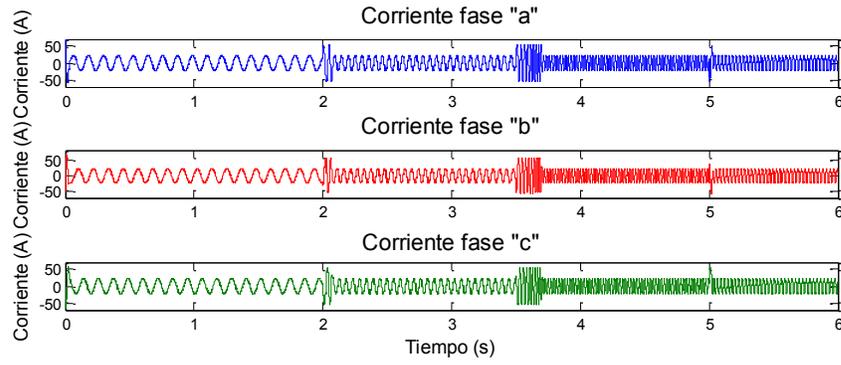


Figura 4.62: Corrientes de fase convertidor multinivel, 5N – Prueba 3.

4.4.5. Vectores de Flujo $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$

La trayectoria de los flujos del estator, $\bar{\psi}_s$, y del rotor, $\bar{\psi}_r$, en el plano $\alpha - \beta$, se muestran en las Figs. 4.63 - 4.66. Se puede apreciar que al cambiar la magnitud de las corrientes del estator, cambia también la magnitud de $\bar{\psi}_r$.

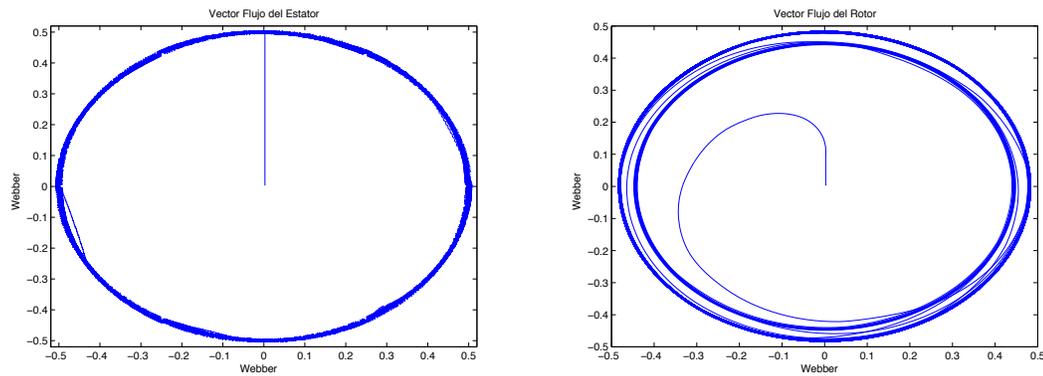


Figura 4.63: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 2N – Prueba 3.

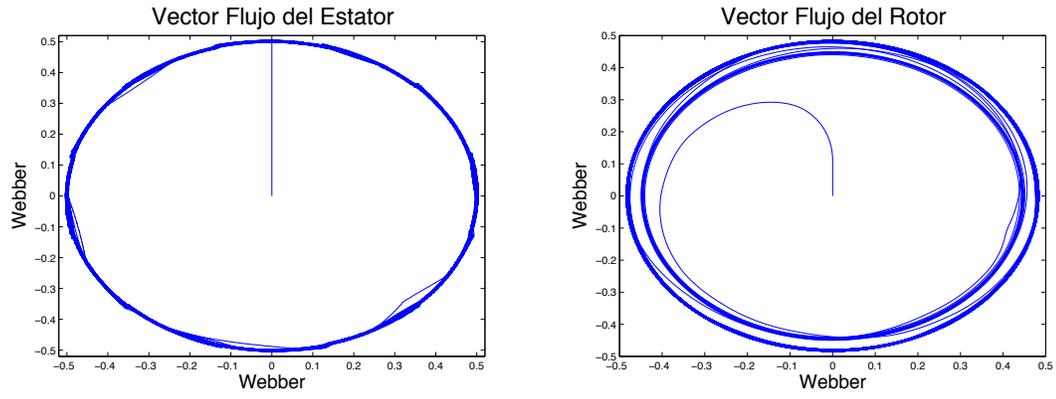


Figura 4.64: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 3N - Prueba 3.

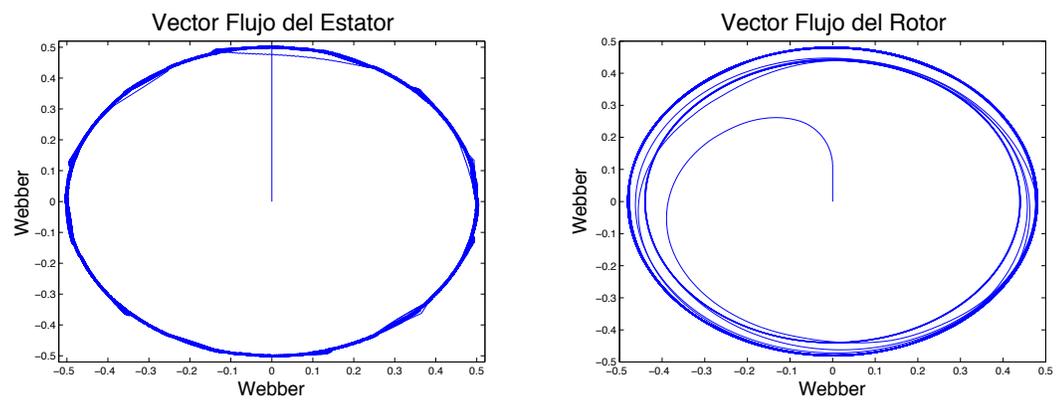


Figura 4.65: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 4N - Prueba 3.

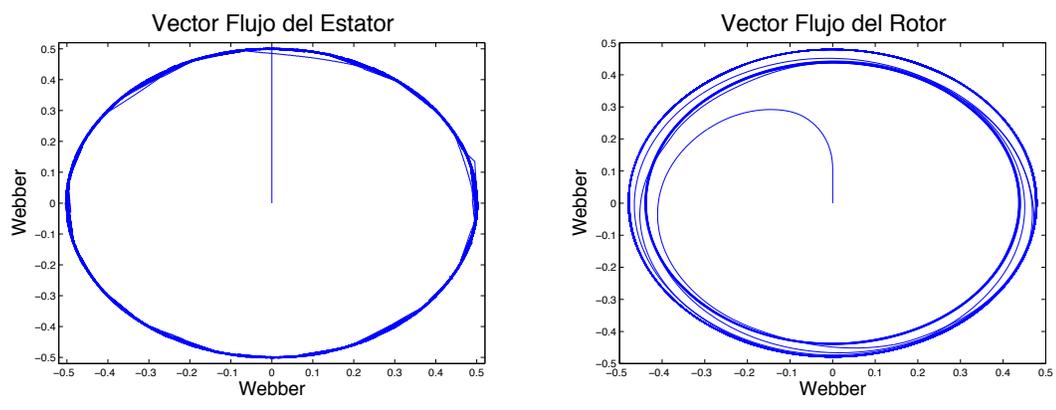


Figura 4.66: $\bar{\psi}_s$ y $\bar{\psi}_r$ en el plano $\alpha - \beta$, 5N - Prueba 3.

4.4.6. Análisis por intervalos

En esta sección se analizan las variables del sistema tomando la parte de estado estable de cada uno de los intervalos considerados en la prueba. Se calcula el porcentaje de distorsión armónica total, %THD, de la corriente de fase, el %THD de tensión y el RMS e_{Te} promedio; todos los resultados se basan solamente en datos obtenidos de la fase a . Los resultados son presentados en las Tablas 4.5 y 4.6.

Intervalo (s)	0.07 - 1.99				2.1 - 3.49			
Inversor	$2N_1$	$3N_1$	$4N_1$	$5N_1$	$2N_2$	$3N_2$	$4N_2$	$5N_2$
%THD I_a	6.516	4.997	1.257	1.111	5.036	2.613	2.348	1.737
*%THD V_a	1.051	0.441	0.300	0.209	0.545	0.225	0.272	0.202
RMS e_{Te}	1.078	0.521	0.326	0.261	1.136	0.496	0.519	0.346

Tabla 4.5: Tabla comparativa de resultados no.1 – (* indica multiplicar por 1×10^3)

Intervalo(seg)	3.7 - 4.99				5.07 - 5.99			
Inversor	$2N_3$	$3N_3$	$4N_3$	$5N_3$	$2N_4$	$3N_4$	$4N_4$	$5N_4$
%THD I_a	4.892	3.508	2.542	1.795	5.664	4.258	3.592	2.704
*%THD V_a	0.201	0.182	0.181	0.155	0.281	0.240	0.148	0.176
RMS e_{Te}	1.937	1.340	0.868	0.720	1.522	1.101	0.620	0.295

Tabla 4.6: Tabla comparativa de resultados no.2 – (* indica multiplicar por 1×10^3)

Intervalo 1. Para el primer intervalo, de 0.07 - 1.99 (seg), las Figs. 4.67 y 4.68 muestran gráficamente el comportamiento del %THD I_a y del %THD V_a , respectivamente, para cada tipo de inversor. Se aprecia que al aumentar el número de niveles, ambos índices disminuyen, lo cual es de esperarse, dada la discretización más fina de los niveles de tensión aplicados a la máquina.

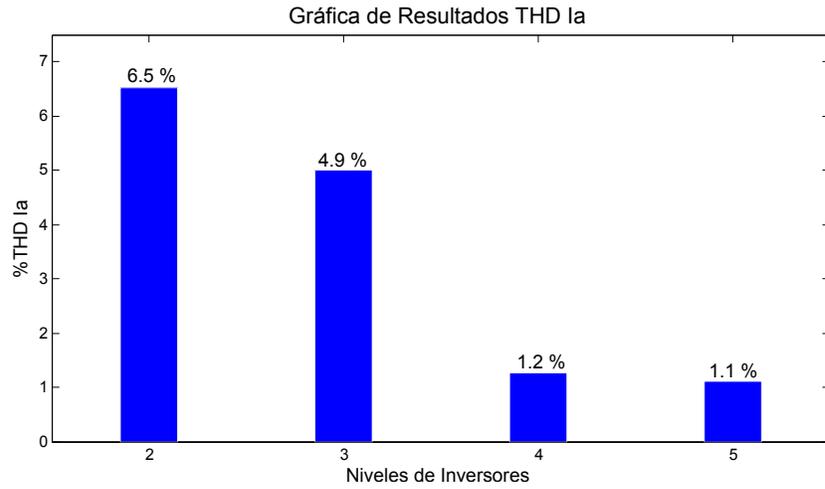


Figura 4.67: %THD Ia, intervalo 1 – Prueba 3.

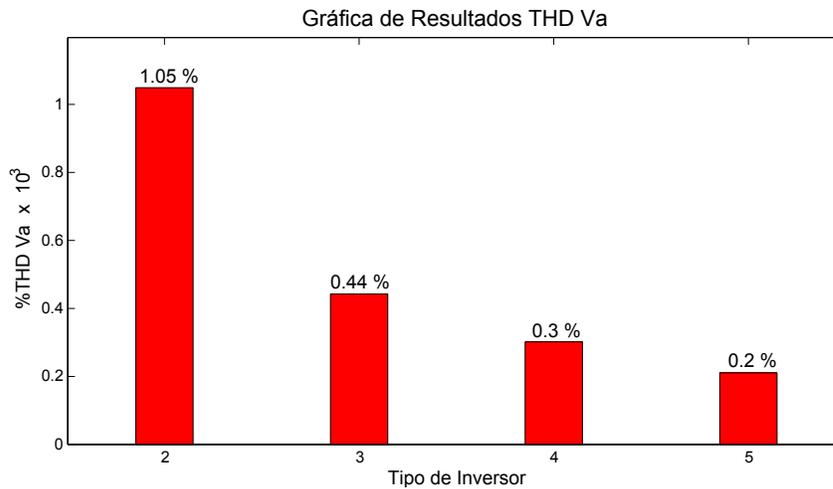


Figura 4.68: %THD Va, intervalo 1 – Prueba 3.

Intervalo 2. Durante el intervalo de tiempo de 2.1s - 3.49s, se nota la misma tendencia que en el intervalo 1; solo cabe resaltar que el convertidor de 3N tiene mejores resultados sobre el convertidor de 4N en cuanto al %THD V_a , esto es debido a que el primero ocupa solo la mitad de tensión para alimentar a la MI, mientras que el segundo, ocupa dos tercios de la tensión para el mismo proceso, lo cual tiene como resultado un incremento en el %THD V_a –ver en Figs. 4.69 y 4.70–. Sin embargo, en todos los casos, por el escalonamiento de la forma de onda de tensión,

existe una reducción en el %THD I_a , al aumentar número de niveles.

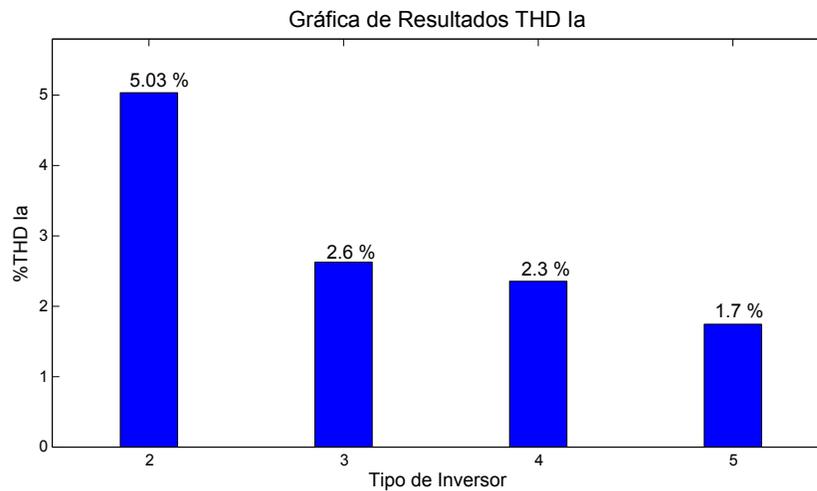


Figura 4.69: %THD I_a , intervalo 2 – Prueba 3.

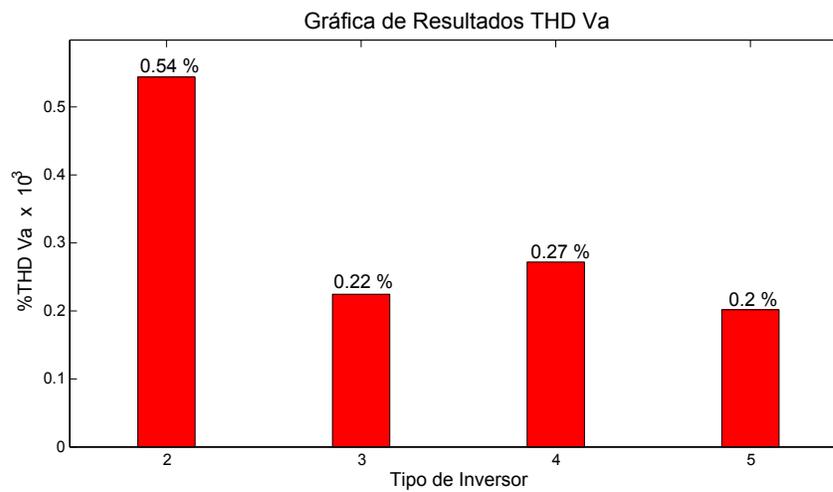


Figura 4.70: %THD V_a , intervalo 2 – Prueba 3.

Intervalo 3. Las Figs. 4.71 y 4.72 muestran los resultados para el intervalo de tiempo de 3.7 s- 4.99 s. Los resultados coinciden con los ya mostrados en los casos anteriores. Obteniendo una reducción en todos los índices a medida que aumenta el número de niveles.

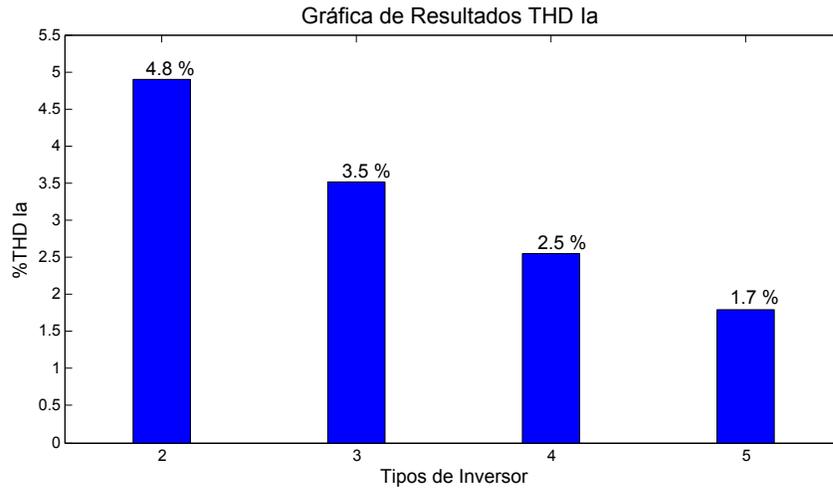


Figura 4.71: %THD Ia, intervalo 3 – Prueba 3.

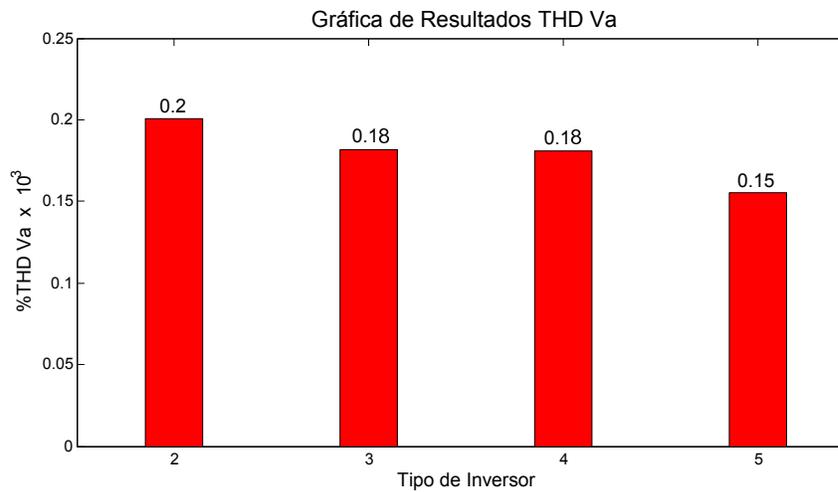


Figura 4.72: %THD Va, intervalo 3 – Prueba 3.

Intervalo 4. En las Figs. 4.67 y 4.68 se muestran los resultados gráficos para el intervalo de tiempo de 5.07 s - 5.99 s. Se observa que los resultados son consistentes con los intervalos anteriores.

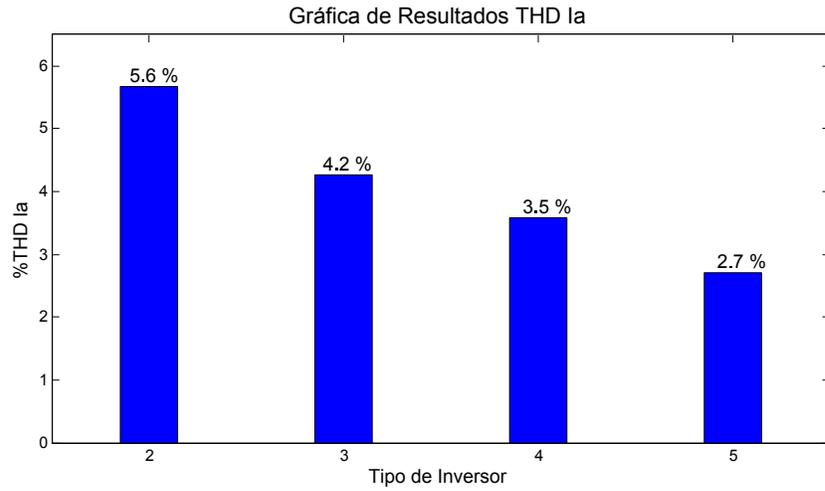


Figura 4.73: %THD Ia, intervalo 4 – Prueba 3.

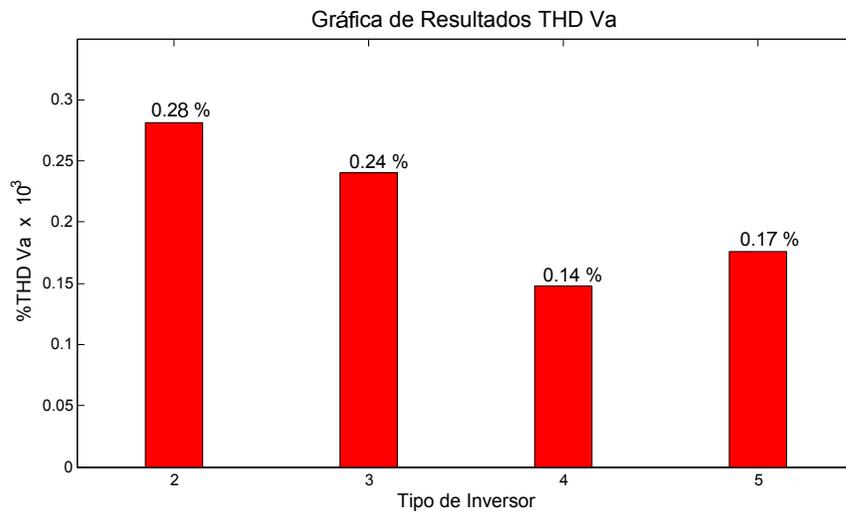


Figura 4.74: %THD Va, intervalo 4 – Prueba 3.

4.5. Conclusiones preliminares

En este capítulo se analizaron las estrategias de control DTC propuestas usando inversores de 3, 4 y 5 niveles de tensión. Los resultados se compararon con respecto a una estrategia usando un convertidor de 2 niveles. Las pruebas realizadas consideraron diferentes escenarios

de operación, como son tren de par, inversión del sentido de giro, y escalones de velocidad. De los resultados obtenidos, podemos concluir lo siguiente:

- Se comprueba que el incremento en el número de niveles del convertidor, mejora el desempeño de las variables del sistema.
- Se disminuye el estrés dieléctrico en los devanados del rotor, debido a la disminución del gradiente de tensión aplicado a los devanados de la máquina. A mayor número de niveles menor es el gradiente de la tensión aplicada a los devanados de la máquina.
- Al tener un número mayor de niveles, tiende a dar como resultado una forma de onda de tensión cuasi-sinusoide, reduciendo el THD de la mencionada onda, y por lo tanto la disminución del THD de la corriente.
- Se logra un mejor control a bajas velocidades –usando rangos de velocidad para la configuración de las Tablas de Conmutación– sin la necesidad de suministrar la tensión total a la MI.
- El grado de complejidad para la elaboración de las Tablas de Conmutación y el control, se incrementa a medida que se incrementa el número de niveles, abriendo la posibilidad de tener diferentes estrategias para la selección del vector óptimo.
- Se comprobó que las Tablas de Conmutación propuestas trabajan apropiadamente para las diferentes condiciones de operación que se consideraron en las pruebas realizadas.

Capítulo 5

Conclusiones y Recomendaciones

5.1. Introducción

Entre las diversas aplicaciones que se le pueden dar a los convertidores multinivel, el control de las máquinas eléctricas es un campo que ha ganado mucho interés. De lo anterior, es debido al menor contenido armónico de las formas de onda multinivel, que tienen como consecuencia el aumento de rendimiento, y a largo plazo el aumento de la vida útil de los equipos. Además, en aplicaciones de media y alta tensión, los inversores multinivel son los únicos que se pueden emplear ventajosamente para el control de grandes máquinas.

Por otra parte, las estrategias de Control Directo del Par (DTC) se caracterizan por una excelente respuesta dinámica, y además su principio de operación es simple y adaptado al uso de inversores conmutados al hacer uso directo de los estados, sin tener que usar una modulación en ancho de pulso. Sin embargo, la incorporación de los inversores multinivel en dichas aplicaciones plantea algunos retos al aumentar la complejidad de sistema de control. La complejidad se deriva principalmente del aumento del número de vectores de tensión, lo cual requiere de un esfuerzo adicional para configurar las Tablas de Conmutación.

5.2. Conclusiones

En este trabajo se desarrollaron estrategias de control DTC basadas en inversores multinivel de 3, 4 y 5 niveles. De lo expuesto se puede concluir lo siguiente:

- A mayor número de niveles, la tarea de configurar las Tablas de Conmutación es más compleja.
- A mayor número de niveles, se mejora el desempeño del sistema en términos de las variables controlada. El convertidor multinivel de 5 niveles, logra el mejor desempeño comparado con inversores de menor número de niveles.
- Para facilitar el uso de todos los niveles de tensión disponibles es necesario incorporar otros parámetros para la toma de decisiones. Por ejemplo, límites de velocidad, que definen una área de trabajo, que ayuda a cambiar de nivel para diferentes intervalos de velocidad y par demandado.
- Al contar con más niveles se logra un mejor control para bajas velocidades, sin la aplicación de la tensión completa, ya que se utilizan las Tablas de Conmutación que usan vectores de tensión de magnitud reducida.

5.3. Aportaciones

A continuación se presentan las aportaciones principales de este trabajo.

- Las estrategias desarrolladas son generales, y pudieran ser aplicadas con cualesquiera de las topologías de conversión multinivel que existen –Capacitores Flotantes, Neutro Fijo por Diodos Fijos o Puentes H-en Cascada–.

- Se propuso la modificación de la definición del error de par, aumentando las zonas de trabajo a medida que se aumentan los niveles.
- Se propuso el aumento de los sectores del espacio vectorial cuando aumenta el número de niveles. Además, a través del uso de los vectores redundantes se logró que los cambios de niveles de tensión fueran, en la mayoría de los casos, entre niveles adyacentes.
- Se realiza una estrategia para el control de la inversión de giro, frenando a la máquina paso a paso mediante las diversas Tablas de Conmutación que se configuraron.
- Se logra la selección apropiada del límite de velocidad de manera automática, la cual, se encuentra delimitada por la tensión de entrada y el límite del par de referencia.

5.4. Trabajos Futuros

En base a los resultados obtenidos y los objetivos alcanzados en el presente trabajo de tesis, se hacen las siguientes recomendaciones para trabajos a futuro.

- Incorporar más niveles al convertidor, tomando en cuenta que para la generación del e_{T_e} será más compleja, por lo que se debe de buscar otra alternativa paralela, sin alterar el objetivo principal.
- Usar una topología multinivel, para evaluar el desempeño del lazo de control y el efecto de éste en la dinámica interna del convertidor.
- Llevar el control a fase experimental y comparar los resultados con las simulaciones mostradas.

Apéndice A

Validación del modelado de la Máquina de Inducción

El objetivo de este apéndice es validar el modelo de la máquina de inducción que se utilizó para la realización de las simulaciones.

A.1. Validación

La máquina de inducción se encuentra modelada en un marco de referencia arbitrario en coordenadas $d q 0$, tomando el modelo de [30]. Para la validación se comparó contra dos modelos; el primero, del paquete de Simulink-Matlab; el segundo, del programa PSIM. Los parámetros nominales de la máquina de inducción son dados en Tabla A.1, donde cada máquina es de 4 polos, 60-Hz, 3-fases.

Las Figs. A.1 - A.4, muestran el par mecánico y la velocidad mecánica al encenderla en vacío. La máquina de PSIM se presenta en color rojo, la de SIMULINK en color verde y la máquina modelada en color azul; observando el mismo comportamiento que sus semejantes, validando la misma.

HP	Volts	rpm	r_s	X_{ls}	X_M	r_r	X_{lr}	J
			(ohms)	(ohms)	(ohms)	(ohms)	(ohms)	($kg.m^2$)
3	220	1710	0.435	0.754	26.13	0.816	0.754	0.089
50	460	1705	0.087	0.302	13.08	0.228	0.302	1.662
500	2300	1773	0.262	1.206	54.02	0.187	1.206	11.06
2250	2300	1786	0.435	0.754	26.13	0.816	0.754	0.089

Tabla A.1: Tabla valores nominales Máquina de Inducción

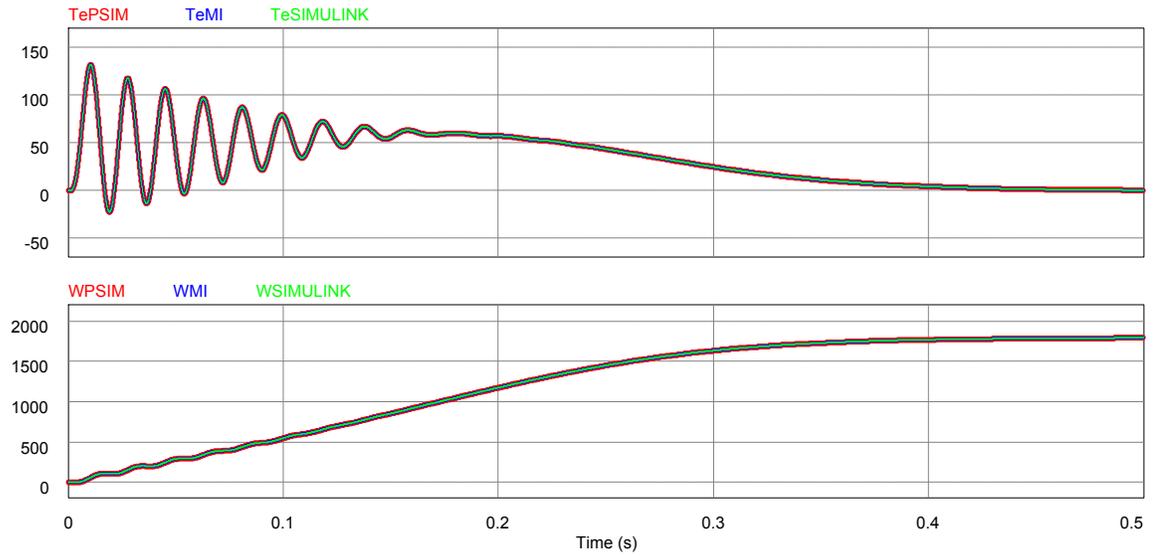


Figura A.1: Máquina de Inducción 3HP.

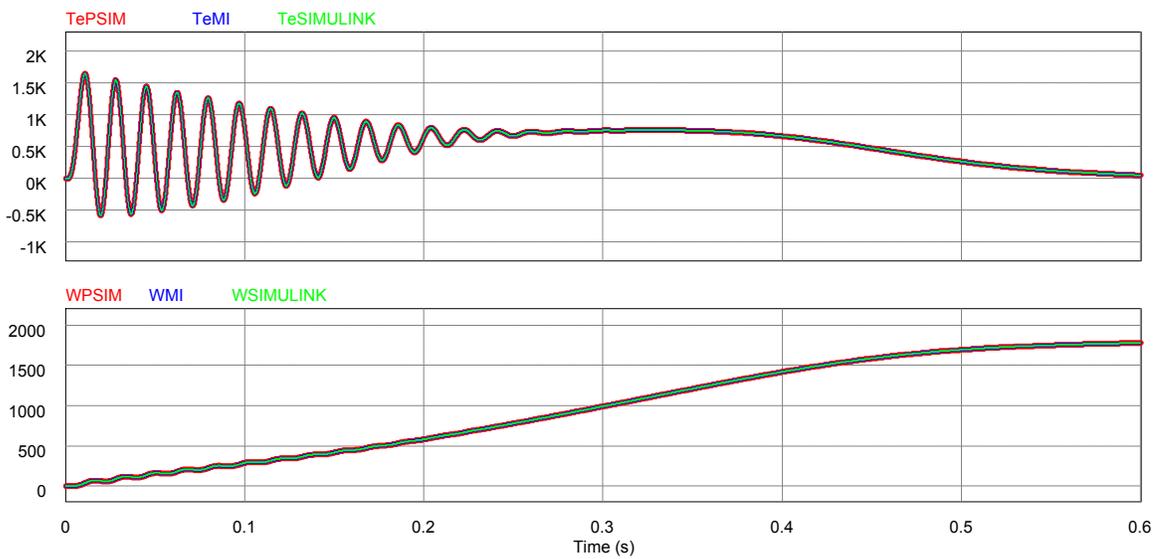


Figura A.2: Máquina de Inducción 50HP.

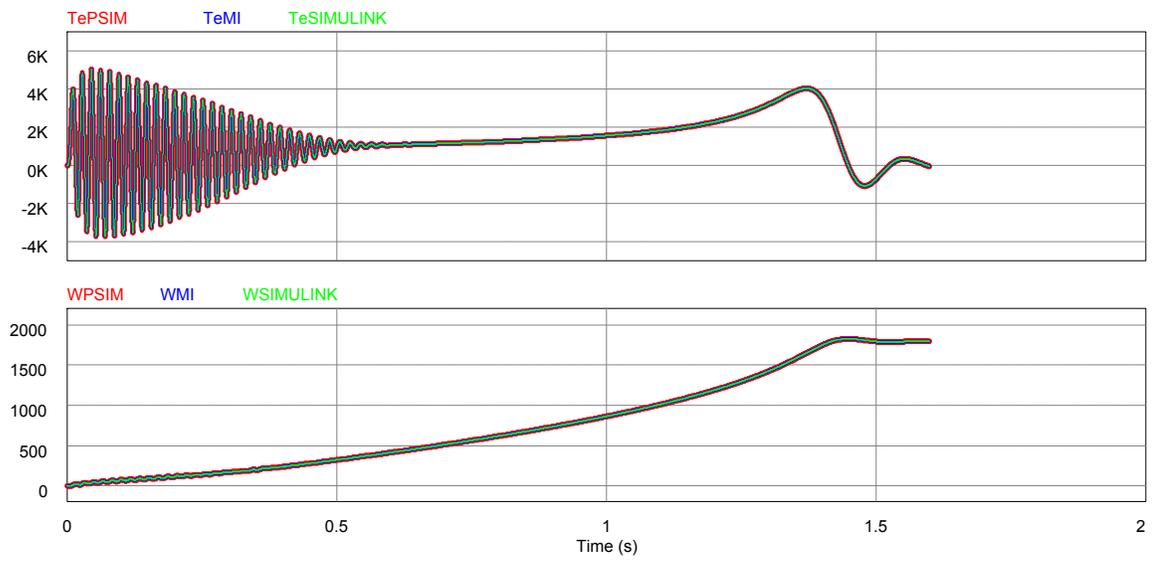


Figura A.3: Máquina de Inducción 500HP.

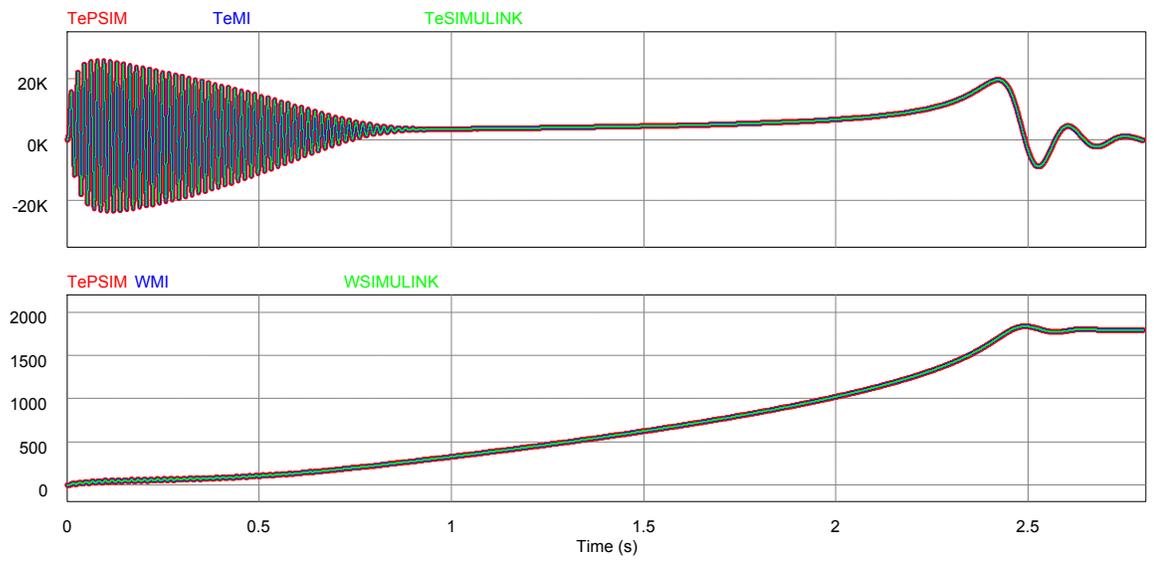


Figura A.4: Máquina de Inducción 2250HP.

Bibliografía

- [1] L. Ounoubker, M. T. Lamchich *Direct Torque Control of three phase asynchronous motor supplied by static converters*, Multimedia Computin and Systems. ICMCS'09. International Conference on, April 2009, pp. 334-340.
- [2] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai and D. Xie *Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation with Adaptive Stator Flux Observer fo Induction Motors*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 8, August 2010, pp. 3133-3136.
- [3] A. Cabello, J. Restrepo, V. Guzmán, M. Giménez, J.Lara, J. Aller *Control Directo de Par del Motor de Inducción Usando un Convertidor Puente Asimétrico*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), Septiembre 2007, pp. 177-181.
- [4] P. Brockerhoff, M. Ebert, R. Marquardt *A Novel Converter Topology for Permanent Magnet Drive Systems*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2008, pp. 4657-4661.
- [5] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi *A new neutral-point clamped PWM inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no.5, pp. 518-523, Sep. 1981.
- [6] T. A. Meynard and H. Foch *Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 397-403, Jul. 1992.
- [7] F. Z. Peng and J. S. Lai *A multilevel voltage-source converter with separate DC sources for static var generation*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no.5, pp. 1130-1138, Sep. 1996.
- [8] Y. Wang, H. Li, X. Shi *Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Invertes*, IEEE Industrial Electronics, IECON 32nd Annual Conference, November 2006, pp. 1575-1579.
- [9] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. A. Silva, J. Rodríguez *High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors*, IEEE Industrial Electronics, IECON 32nd Annual Conference, November 2006, pp. 805-810.

- [10] J. Pereda, J. Dixon, M. Rotella *Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives Using an Improved H-Bridge Multilevel Inverter*, IEEE Industrial Electronics, IECON 35th Annual Conference, November 2009, pp.1110-1115.
- [11] S. N. Pandya, J. K. Chatterjee *A Multilevel Carrier Space Vector Modulation DTC based IM Drive: A Novel Approach for Torque Ripple Minimization*, IEEE Annual India Conference (INDICON), December 2009, pp.1-4.
- [12] M. Arasteh, A. Rahmati, Sh. Farhangi, A. Abrishamifar *Common mode Voltage Reduction in a Flying Capacitor Inverter*, 1st Power Electronic and Drive Systems and Technologies Conference, February 2010, pp. 212-217.
- [13] F. Khoucha, S. M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui, M. E. Hachemi *Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Induction-Motor- Drive Direct Torque Control for Automotive Applications*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.57, No.3, March 2010, pp.892-899.
- [14] J. M. Rao, S. Ganesh, *Three Level Diode Clamped Inverter for DTC-SVM of Induction Motor*, Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) and Power India Join International Conference, December 2010, pp. 1-6.
- [15] U. V. Patil, H. M. Suryawanshi, M. M. Renge *Direct Torque Control of Induction Motor: Simulation Results using Two-Level and Diode Clamped Multilevel Inverter*, Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) and Power India Join International Conference, December 2010, pp.1-5.
- [16] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, M.E. Hachemi *A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives*, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.26, No.1, March 2011, pp.64-72.
- [17] J. Gholinezhad, R. Norozian, *Application of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter in DTC-SVM Based Induction Motor Drive*, Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)3rd, February 2012, pp.127-132.
- [18] D. H. Ganatra, S. N. Pandya *Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control based Induction Motor Drive Using Multilevel Inverter*, IEEE Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), Student's Conference, March 2012, pp. 1-5.
- [19] H. W. Leonhard *Volts vs Ohms; Speed Regulation of Electric Motors*, IEEE Journals and Magazines, Vol.13, 1896, pp.373-386.
- [20] F. Blaschke *A New Method for the Structural Decoupling of A.C. Induction Machines*, in Conf. Rec. IFAC, Duesseldorf, Germany, October 1971, pp. 1-15.
- [21] T. Noguchi, I. Takahashi *Quick Torque Response Control of an Induction Motor Based on a New Concept*, IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach., vol.RM84-76, September 1984, pp. 61-70.
- [22] I. Takahashi, T. Noguchi *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Machine*, IEEE Trans. Ind. Application, vol.22, September 1986, pp. 820-827.

- [23] I. Takahashi, Y. Ohmori *High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*, IEEE Trans. Ind. Application, vol.25, March 1989, pp. 257-264.
- [24] M. Depenbrock *Direkte selbstregelung (DSR) für hochdynamische drehfeldantriebe mit stromrichterspeisung*, (German), ETZ Archive, no.7, 1985, pp. 211-218.
- [25] M. Depenbrock *Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine*, IEEE Trans. Power Electron., vol.3, October 1988, pp. 420-429.
- [26] M. Depenbrock, A. Steimel *High Power Traction Drives and Convertors*, in Proc. Elect. Drives Symp. Capri, 1990, pp. 1-9.
- [27] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani *FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.17, no.5, September 2002, pp. 779-787.
- [28] F. H. M. Sarmiento, J. J. G. López, *Control Escalar en Motores de Inducción Monofásicos*, Tecnura ISSN, vol.10, no.19, 2006, pp.29-37.
- [29] Marla Erika Ramírez Sánchez *Simulación del Control de Velocidad por Campo Orientado de un Motor de Inducción Utilizando un Estimador de Velocidad basado en Observadores de Flujo*, Tesis de Maestría, Instituto Politécnico Nacional, Mayo 2003.
- [30] Paul C. Krause *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2da Edición, IEEE series on Power Engineering, 2002.
- [31] Muhammad H. Rashid *Electrónica de Potencia*, 3ra Edición, Pearson Prentice Hall, 2004.
- [32] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE series on Power Engineering, 2003.
- [33] Novotny D. W., Lipo T. A. *Vector Control And Dynamics of AC Drives*, OXFORD University Press, 2003.