

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA  
SEDE CUENCA**

**CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Trabajo de titulación previo a la obtención del título de  
INGENIERO ELÉCTRICO

**Proyecto Técnico con Enfoque Investigativo:  
“CONTROL DE VELOCIDAD DE LA  
MÁQUINA DE INDUCCIÓN MONOFÁSICA A  
FRECUENCIA VARIABLE”**

Autores:

Juan Diego Loja Bravo  
Juan Diego Ochoa Juca

Tutor:

Ing. José Manuel Aller Castro PhD.

Cuenca - Ecuador

2018

## CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR

Nosotros Juan Diego Loja Bravo con documento de identificación N° 0105495519 y Juan Diego Ochoa Juca con documento de identificación N° 0105953913, manifestamos nuestra voluntad y cedemos a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos los autores del trabajo de titulación: “Control de Velocidad de la Máquina de Inducción Monofásica a Frecuencia Variable”, mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero Eléctrico, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en nuestra condición de autores nos reservamos los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscribimos este documento en el momento que hacemos la entrega del trabajo final en formato impreso y digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, mayo de 2018



Juan Diego Loja B.  
CI: 0105495519



Juan Diego Ochoa J.  
CI:0105953913

# CERTIFICACIÓN

Yo declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: “Control de Velocidad de la Máquina de Inducción Monofásica a Frecuencia Variable” realizado por: Juan Diego Loja Bravo y Juan Diego Ochoa Juca, obteniendo el Proyecto Técnico con Enfoque Investigativo, que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, mayo de 2018

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'José Manuel Aller Castro', with a stylized flourish at the end.

Ing. José Manuel Aller Castro PhD.

CI: 0151561800

## DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

Nosotros Juan Diego Loja Bravo con CI: 0105495519 y Juan Diego Ochoa Juca CI: 0105953913, autores del trabajo de titulación “Control de Velocidad de la Máquina de Inducción Monofásica a Frecuencia Variable” certificamos que el total contenido de este Proyecto Técnico con Enfoque Investigativo es de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría.

Cuenca, mayo de 2018



Juan Diego Loja B.

CI: 0105495519



Juan Diego Ochoa J.

CI:0105953913

Cuenca, mayo de 2018

## DEDICATORIA

*Dedico el presente trabajo a mis padres Fabian Loja y Rosa Bravo, por su apoyo y sacrificio incondicional durante toda mi vida. A mis hermanos Christian y Paula, por su cariño, aprecio y sabios consejos que en cada momento supieron brindarme. A mi abuelito Augusto quien fue un pilar fundamental en mi vida y me cuida desde el cielo. A mi abuelita Rosa por todo su amor y entrega que siempre me demuestra. Finalmente a mi sobrina Valeria por su ternura y cariño incondicional.*

*Loja*

Cuenca, mayo de 2018

## DEDICATORIA

*Dedico este trabajo a mi querida madre Rosa A. Juca por su apoyo incondicional y sacrificio puesto en todo momento de mi vida, además siendo el pilar para la culminación de mis estudios. A mis hermanos John Fernando y Javier Santiago por su paciencia y buenos consejos que me supieron dar. A mis tíos y abuelos que me supieron apoyar con un granito de arena para cumplir mis metas. A mis amigos y docentes que siempre nos acompañaron y enseñaron en toda la carrera estudiantil. Finalmente al Sr. Carlos H. Andrade, además de ser un buen amigo, lo veo como un padre por los buenos consejos y apoyo incondicional que me supo dar a lo largo de mi carrera estudiantil.*

Ochoa

Cuenca, mayo de 2018

## AGRADECIMIENTOS

*Agradecemos a Dios por brindarnos salud y sabiduría para terminar la carrera de Ingeniería Eléctrica y a nuestros padres por todo el sacrificio que significó ésta.*

*A nuestro tutor, Dr. José Manuel Aller Castro quien supo orientarnos adecuadamente y nos brindó siempre un apoyo incondicional para la culminación de este proyecto.*

*Al Dr. Julio Viola por su contribución y apoyo durante el desarrollo del proyecto.*

*Juan D. Loja B.*

*Juan D. Ochoa J.*

# RESUMEN

El presente proyecto tiene como finalidad evaluar técnicas de control de velocidad para la máquina de inducción monofásica y proponer una estrategia diferente enfocada en una optimización del control DTC clásico a base de tabla. Para alimentar la máquina de inducción se hace uso de un puente inversor trifásico CC a CA, que permite obtener hasta siete vectores espaciales a través de la conmutación de sus dispositivos de interrupción, para iniciar con el proceso de aceleración de la máquina, sin la necesidad de utilizar el condensador de arranque. Para comparar el rendimiento de la máquina a partir del control DTC Predictivo, se desarrollaron dos tipos de controles diferentes fundamentados en un control DTC clásico y un control escalar V/f constante. Las simulaciones utilizan el modelo de la tensión tras la reactancia y fueron realizadas en el programa MATLAB/SIMULINK, mientras que las pruebas experimentales se efectuaron en el laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana. Los resultados obtenidos demuestran la validez de utilizar estos controladores para accionar la máquina de inducción monofásica, siendo el DTC Predictivo el control más sobresaliente y de mejores características de funcionamiento de todos los analizados.

# ABSTRACT

The purpose of this project is to evaluate speed control techniques for the single-phase induction machine and to propose a different strategy focused on an optimization of the classical DTC control based on a table. To power the induction machine a three-phase inverter bridge DC to AC is used, which allows to obtain up to seven space vectors through the switching of their interruption devices, to start with the acceleration process of the machine, without the need to use the start capacitor. To compare the performance of the machine from the Predictive DTC control, two different types of controls were developed based on a classical DTC control and a constant  $V / f$  scalar control. Simulations use the voltage model after the reactance and were carried out in the MATLAB / SIMULINK program, while the experimental tests were carried out in the laboratory of "Universidad Politécnica Salesiana". The results obtained demonstrate the validity of using these controllers to operate the single-phase induction machine, with the Predictive DTC being the most outstanding control and with the best operating characteristics of all the analyzed ones.

# PREFACIO

En el presente proyecto de investigación se propone una estrategia de control de velocidad para la máquina de inducción monofásica a partir de puentes inversores convencionales.

Para el desarrollo de este proyecto, primero se realizó una breve investigación bibliográfica de trabajos relacionados a este tema, para posteriormente realizar el modelo matemático de la máquina de inducción monofásica, que resulta siendo un elemento necesario para la implementación del control propuesto. Para alimentar la máquina de inducción se evalúa a continuación, varias topologías de inversores, resultando el inversor de seis pulsos la opción más factible que permite obtener en cada rama o salida de los interruptores electrónicos de potencia una tensión que alimentará a los bobinados de la máquina de inducción, para posteriormente aplicar la estrategia de control DTC Predictivo propuesta para arrancar la máquina. Como tercer punto, se investigaron varias estrategias de control de velocidad existentes, para tener un punto de comparación de resultados simulados y experimentales, con los que se obtuvieron del control propuesto, seleccionando al control DTC clásico y al control V/f constante con modulación PWM. Como último punto se verificó el funcionamiento del control de velocidad de los tres métodos, mediante simulación y pruebas experimentales en el laboratorio, comparando y verificando que los resultados obtenidos son válidos.

# Índice general

INTRODUCCIÓN . . . . .	1
1. Problema de Estudio y Objetivos . . . . .	3
1.1. Problema de Estudio . . . . .	3
1.2. Grupo Objetivo . . . . .	3
1.3. Objetivos . . . . .	4
1.3.1. Objetivo General . . . . .	4
1.3.2. Objetivos Específicos . . . . .	4
1.4. Metodología Aplicada . . . . .	4
2. Fundamentos Teóricos . . . . .	5
2.1. La Máquina de Inducción Monofásica . . . . .	5
2.1.1. Modelo desequilibrado . . . . .	5
2.1.2. Modelo equilibrado . . . . .	6
2.1.3. Desarrollo matemático del modelo de la máquina de inducción monofásica . . . . .	6
2.2. Funcionamiento a velocidad variable . . . . .	10
2.2.1. Inversor de Fuente de Voltaje (VSI) . . . . .	11
2.2.2. Inversor de seis pulsos . . . . .	15
2.2.3. Convertidor CA/CA monofásico . . . . .	16
2.2.4. Ciclo-convertidor AC/AC monofásico . . . . .	17
2.2.5. Inversor PWM monofásico de dos ramas con rectificador de puente completo . . . . .	18
2.2.6. Inversor PWM monofásico de dos ramas con rectificador de diodos de medio puente . . . . .	18
2.3. Control de Velocidad . . . . .	19
2.3.1. Control Escalar V/f . . . . .	19
2.3.2. Control Vectorial . . . . .	20
2.3.3. Control Directo de Par (DTC) . . . . .	21
2.3.4. Control Predictivo DTC . . . . .	24
2.4. Modelo de Tensión detrás de la Reactancia (VBR) . . . . .	24
2.5. Modelo de la MI en Simulink . . . . .	26
2.6. Pruebas de Vacío y de Rotor Bloqueado de la Máquina de Inducción Monofásica . . . . .	29
2.6.1. Prueba en Vacío . . . . .	29
2.6.2. Prueba de Rotor Bloqueado . . . . .	30

3. Resultados . . . . .	31
3.1. Simulación del control de velocidad de la máquina de inducción monofásica . . . . .	31
3.1.1. Control PWM . . . . .	31
3.1.2. Control DTC mediante seis vectores espaciales . . . . .	35
3.1.3. Control DTC utilizando ocho vectores espaciales . . . . .	41
3.1.4. Control DTC Predictivo . . . . .	46
3.2. Ensayos Experimentales . . . . .	52
3.2.1. Control PWM . . . . .	53
3.2.2. Control DTC mediante seis vectores espaciales . . . . .	54
3.2.3. Control DTC Predictivo . . . . .	56
4. Conclusiones y Recomendaciones . . . . .	59
4.1. Conclusiones . . . . .	59
4.2. Recomendaciones . . . . .	61
A. ANEXOS . . . . .	62
A.1. Anexo 1: Modelo VBR, programación del bloque “MATLAB FUNCTION”. . . . .	62
A.2. Anexo 2: Modelo VBR, parámetros de la máquina de inducción introducidos en el bloque. . . . .	63
A.3. Anexo 3: Modelo VBR, máscara del bloque creado de la máquina de inducción monofásica. . . . .	64
A.4. Anexo 4: Programación en MATLAB/SIMULINK del control V/f constante. . . . .	65
A.5. Anexo 5: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales. . . . .	66
A.5.1. Código para el Algoritmo del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales . . . . .	66
A.6. Anexo 6: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales. . . . .	68
A.6.1. Código para el Algoritmo del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales . . . . .	68
A.7. Anexo 7: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC predictivo mediante siete vectores espaciales. . . . .	70
A.7.1. Código para el Algoritmo del control DTC predictivo . . . . .	70
Bibliografía . . . . .	72

# Índice de figuras

2.1.	Modelo desequilibrado de la máquina de inducción monofásica. [1]	5
2.2.	Modelo equilibrado de la máquina de inducción monofásica con desequilibrio externo. [1]	6
2.3.	Esquema de Representación de las Bobinas de la Máquina de Inducción Monofásica.	7
2.4.	a) Diagrama esquemático de las bobinas de la máquina tetrafásica. b) Diagrama esquemático de las bobinas de la máquina bifásica.	9
2.5.	Circuito de potencia VSI monofásico de medio puente [2].	12
2.6.	Forma de onda de la tensión de carga de un VSI monofásico de medio puente [2].	12
2.7.	Circuito de potencia VSI monofásico de puente completo [2].	13
2.8.	Forma de onda de la tensión de carga de un VSI monofásico de puente completo [2].	13
2.9.	VSI de tres ramas. [3]	14
2.10.	Generación de una señal PWM sinusoidal [4].	15
2.11.	Circuito Inversor de seis pulsos [5]	16
2.12.	Convertidor AC/AC para control del motor con condensador de división permanente [6].	17
2.13.	Ciclo-convertidor AC/AC monofásico. [5]	18
2.14.	Inversor PWM monofásico de puente completo [6]	18
2.15.	Inversor PWM monofásico con rectificador de diodos de medio puente [6]	19
2.16.	Diagrama de bloque del Control Directo de Vectores. [5] [7]	20
2.17.	Diagrama de bloque del Control Indirecto de Vectores [5] [7]	21
2.18.	Diagrama Esquemático de la estrategia DTC [8].	22
2.19.	VSI de tres ramas para el control de una máquina de inducción monofásica [9].	22
2.20.	Vectores Espaciales de conmutación divididos en seis sectores [9].	23
2.21.	Vectores espaciales de conmutación divididos en ocho sectores [9].	23
2.22.	Modelo VBR de la máquina de inducción monofásica.	26
2.23.	Bloque del modelo VBR que obtiene las corrientes.	27
2.24.	Bloque del modelo VBR que obtiene la velocidad de la máquina.	27
2.25.	Bloque del modelo VBR que obtiene el enlace de flujo y las fuerzas electromotrices.	28
2.26.	Modelo VBR: Máquina de Inducción Monofásica conectada al puente inversor trifásico.	28
2.27.	Prueba en vacío del motor de inducción. [10]	29
2.28.	Prueba a rotor bloqueado. [10]	30
3.1.	Puente inversor trifásico. [5]	31
3.2.	Principio de modulación de ancho de pulso PWM.	32
3.3.	Corrientes sinusoidales con tensión continua para el suministro de la máquina.	32

3.4.	Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico. . . . .	33
3.5.	Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico. . . . .	34
3.6.	Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico. . . . .	34
3.7.	Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico. . . . .	35
3.8.	Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico. . . . .	35
3.9.	Inversor trifásico CC/CA [5]. . . . .	36
3.10.	Determinación de zonas en el entrehierro de la máquina. . . . .	37
3.11.	Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores. . . . .	38
3.12.	Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores. . . . .	38
3.13.	Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores. . . . .	39
3.14.	Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores. . . . .	39
3.15.	Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores. . . . .	40
3.16.	Conexión de Puentes Inversores de dos ramas para la máquina de inducción monofásica. . . . .	41
3.17.	Vectores aplicados y determinación de zonas. . . . .	42
3.18.	Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores. . . . .	43
3.19.	Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores. . . . .	44
3.20.	Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores. . . . .	44
3.21.	Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores. . . . .	45
3.22.	Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores. . . . .	45
3.23.	Vectores espaciales de tensión del estator producidos por el inversor trifásico. . . . .	46
3.24.	Estimación de velocidad DTC Predictivo. . . . .	47
3.25.	Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico. . . . .	49
3.26.	Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico. . . . .	50
3.27.	Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico. . . . .	50
3.28.	Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico. . . . .	51

3.29. Gráfica obtenida mediante simulación del vector espacial del enlace de flujo resultante de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico. . . . .	51
3.30. Plataforma de Prueba. [11] . . . . .	52
3.31. Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando PWM con un inversor trifásico. . . . .	53
3.32. Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando PWM con un inversor trifásico. . . . .	54
3.33. Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando PWM con un inversor trifásico. . . . .	54
3.34. Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando DTC clásico con un inversor trifásico. . . . .	55
3.35. Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando DTC clásico con un inversor trifásico. . . . .	55
3.36. Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando DTC clásico con un inversor trifásico. . . . .	56
3.37. Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico. . . . .	57
3.38. Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico. . . . .	57
3.39. Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico. . . . .	58
A.1. Programación MATLAB Function presente en la figura. 2.25. . . . .	62
A.2. Modelo VBR Parámetros de la máquina. . . . .	63
A.3. Máscara del bloque VBR de la máquina de inducción monofásica. . . . .	64
A.4. Esquema de Programación del control V/f constante en MATLAB/SIMULINK. . . . .	65
A.5. Esquema de Programación del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales en MATLAB/SIMULINK. . . . .	66
A.6. Esquema de Programación del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales en MATLAB/SIMULINK. . . . .	68
A.7. Esquema de Programación del control DTC predictivo en MATLAB/SIMULINK. . . . .	70

# Índice de cuadros

2.1.	Estados de Switcheo para un VSI trifásico. [12]	15
2.2.	Lógica de Conmutación [9].	24
3.1.	Vectores espaciales de tensión aplicados al puente inversor trifásico.	36
3.2.	Tabla lógica de conmutación para el inversor trifásico.	37
3.3.	Vectores espaciales aplicados a los puentes inversores.	42
3.4.	Tabla lógica de conmutación para dos puentes H.	43
3.5.	Vectores de tensión aplicados a la máquina mediante el inversor trifásico.	47
3.6.	Datos de placa y medidos de la máquina.	48
3.7.	Medidas de la máquina en el laboratorio.	48
3.8.	Parámetros calculados de la máquina.	49

# INTRODUCCIÓN

La mayor parte de energía en el mundo, es transformada mediante máquinas eléctricas, siendo la máquina de inducción la más utilizada para el desarrollo de diferentes procesos industriales [13]. La máquina de inducción monofásica se utiliza ampliamente en aplicaciones de baja potencia, industriales, comerciales y residenciales debido a la accesibilidad de suministro y a que en todo lugar no se dispone de energía eléctrica trifásica [14]. Se estima que en el mundo el 90 % de motores eléctricos son de menos de 1 hp de potencia, resultando ser la mayoría de estos motores monofásicos de inducción [15].

La máquina de inducción monofásica propiamente dicha no puede arrancar de forma autónoma, ya que necesita un devanado auxiliar en cuadratura con el principal para producir par. Para aumentar este par, se utiliza un condensador conectado en serie con el devanado auxiliar, lo cual permite mejorar el factor de potencia, el par de arranque y la eficiencia de la máquina [16]. Sin embargo, su selección es una tarea compleja, debido principalmente a su operación desequilibrada. Además este condensador dificulta la operación del convertidor a frecuencia variable, porque a diferentes frecuencias de alimentación, su comportamiento es diferente e interfiere con los requerimientos de la máquina [17].

El nombre de máquina de inducción monofásica, en realidad hace referencia al suministro de energía que es monofásico. La máquina de inducción monofásica requiere de dos bobinas, una principal, propia de la máquina en sí y una auxiliar, necesaria para producir un campo en cuadratura con el principal y originar un campo magnético elíptico o rotatorio y de esta manera iniciar con el proceso de aceleración de la máquina [18]. Generalmente se utilizan en electrodomésticos y aparatos eléctricos que operen a velocidad constante como por ejemplo: ventiladores, lavadoras, accionamiento de compresores, circuitos de montaje, transporte de materias primas, electrodomésticos, etc.[8] [18]. De manera especial, se utilizan las máquinas de inducción monofásicas con condensador de arranque y con condensador de división permanente debido a su bajo costo y simplicidad [19].

Desde un punto de vista de mejoramiento u optimización del funcionamiento de una máquina de inducción monofásica, una de las alternativas consiste en operarla a velocidad variable para diversas aplicaciones y usos de la máquina. Para poder realizar esto, es necesario utilizar inversores que permitan accionar la máquina. Estos convertidores pueden tener diferentes topologías y número de ramas. En la práctica se pueden utilizar puentes inversores de dos brazos con cuatro dispositivos de conmutación y el tradicional puente inversor trifásico de tres brazos con seis dispositivos de conmutación. Realizando una comparación de estos dos tipos de inversores, se puede establecer que la diferencia entre el número de brazos, el número de dispositivos de conmutación, radica en el número de vectores de tensión de conmutación que pueden ser obtenidos, incluyendo vectores cero, los cuales ofrecen la posibilidad de minimizar las fluctuaciones de las corrientes del motor[9]. Existen también inversores de cuatro brazos con ocho dispositivos de conmutación, pero estos al presentar un mayor número de dispositivos de conmutación aumentan las pérdidas en el sistema por lo que se descartan en el análisis del presente trabajo [8].

Establecer un funcionamiento a velocidad variable en la máquina de inducción monofásica implica una operación con mayor eficiencia y mejor utilización de la máquina

[6]. La operación a velocidad variable de estas máquinas permite además, ofrecer oportunidades para la penetración de los motores de este tipo, en aplicaciones industriales, siendo de menor costo que las máquinas trifásicas, lo cual puede ser una ventaja muy significativa [20] [21].

# 1. Problema de Estudio y Objetivos

## 1.1. Problema de Estudio

La máquina de inducción monofásica se encuentra configurada por una bobina principal y una bobina auxiliar en cuadratura, con el fin de producir par eléctrico durante el proceso de aceleración de la máquina; dichas bobinas, presentan características diferentes en cuanto a su construcción, lo cual produce a partir de una alimentación monofásica, la existencia de dos corrientes diferentes y desfasadas en las dos bobinas. Estas corrientes producen un campo magnético rotatorio de tipo elíptico, el cual puede producir par eléctrico. El desfase en las corrientes de las bobinas se puede incrementar con el uso de inductancias, resistencias o condensadores conectados en serie con la bobina auxiliar. Este esquema dificulta el control de velocidad de estas máquinas, especialmente cuando estas utilizan condensadores de arranque o marcha, debido al cambio de impedancia con la frecuencia de alimentación.

Este trabajo propone una técnica de arranque y control de velocidad de la máquina monofásica de inducción, utilizando puentes inversores trifásicos convencionales, controlados para producir campos magnéticos rotatorios y uniformes en el entrehierro. Esta propuesta elimina la necesidad de incluir en serie con la bobina auxiliar elementos que desfasen las corrientes.

## 1.2. Grupo Objetivo

La importancia de este trabajo radica en la conveniencia de incorporar a la máquina de inducción monofásica en los accionamientos a velocidad variable, debido principalmente a su amplia difusión en la industria, el comercio y el hogar. Debido a la dificultad que introduce la presencia de condensadores para su arranque en el control de velocidad, existen referencias limitadas en la literatura sobre este tema. El desarrollo de esta propuesta tendrá un beneficio para la sociedad en su conjunto, al ofrecer una posibilidad eficiente y práctica para controlar la velocidad de estos motores tan ampliamente utilizados en diversas aplicaciones tales como: ventiladores, bombas y compresores de pequeña potencia. Este tema está en concordancia con los desarrollos y líneas de investigación del Grupo de Investigación en Energías (GIE) de la Universidad Politécnica Salesiana y la propuesta posibilita la exploración de nuevas técnicas de control que tiene un futuro prometedor. Esta investigación beneficia a la industria ecuatoriana y a la sociedad en su conjunto al permitir ahorros de inversión y energía con accionamientos a velocidad variable en las máquinas monofásicas de inducción, utilizando puentes inversores trifásicos convencionales y descartando el uso de condensadores de arranque. La propuesta también tiene un importante impacto en las redes de distribución debido a que el arranque controlado limita las corrientes y reduce la demanda máxima de los usuarios.

## **1.3. Objetivos**

### **1.3.1. Objetivo General**

Proponer una técnica de control de velocidad de máquinas monofásicas de inducción, utilizando puentes convertidores electrónicos convencionales.

### **1.3.2. Objetivos Específicos**

1. Estudiar diferentes esquemas de control de velocidad de máquinas de inducción monofásicas.
2. Desarrollar modelos de la máquina de inducción monofásica en régimen permanente y transitorio compatibles con los convertidores electrónicos de potencia.
3. Analizar los requerimientos de las máquinas monofásicas de inducción para la producción de par eléctrico sobre las fuentes de alimentación de cada una de sus bobinas.
4. Proponer un sistema de control de velocidad de la máquina monofásica de inducción accionada con puentes convertidores convencionales.
5. Validar los resultados obtenidos mediante simulación o ensayos de laboratorio.

## **1.4. Metodología Aplicada**

Este trabajo utiliza las metodologías de investigación que se relacionan con los objetivos propuestos. En primer lugar se emplea el método cualitativo para la recopilación de información bibliográfica sobre las técnicas de control de velocidad de las máquinas de inducción monofásicas, así como de sus diferentes modelos, tipos y condiciones de arranque. Posteriormente, se aplica la metodología de investigación descriptiva para desarrollar la técnica de control propuesta en el proyecto, analizando sus variables y condiciones de funcionamiento en régimen transitorio. Por último, se utilizan los métodos evaluativo-explicativos para determinar y evaluar los resultados obtenidos con la aplicación de la técnica de control de velocidad utilizando puentes inversores trifásicos convencionales a los motores de inducción monofásicos.

## 2. Fundamentos Teóricos

### 2.1. La Máquina de Inducción Monofásica

#### 2.1.1. Modelo desequilibrado

La máquina de inducción monofásica, a pesar de su nombre, requiere dos bobinas fuera de fase espacialmente, una bobina principal y una auxiliar generalmente en cuadratura para poder producir par de arranque. En muchas ocasiones, la bobina auxiliar se utiliza sólo en el proceso de aceleración de la máquina y una vez ésta alcance el 70 o 80 % de su velocidad nominal, se desconecta mediante un interruptor centrífugo y la máquina continúa su funcionamiento en régimen permanente como motor monofásico. Normalmente por razones económicas la bobina auxiliar se diseña con características constructivas diferentes, generalmente tiene un número de vueltas y una sección del conductor diferente al de la bobina principal. Por lo tanto, las bobinas de la máquina de inducción monofásica son desequilibradas, esto permite que, al aplicar tensión monofásica sobre ellas, las corrientes sean diferentes y desfasadas una de la otra en cada bobina. Esto produce un campo elíptico que podría arrancar el motor. Para incrementar el desfasaje entre las corrientes de las bobinas, con la finalidad de incrementar el par eléctrico durante el arranque, se suele conectar un condensador generalmente en serie con el devanado auxiliar. El esquema de este modelo se presenta en la Fig. 2.1 [1].

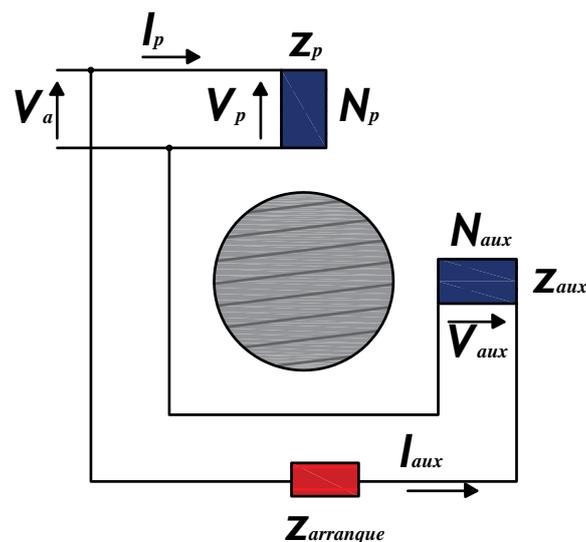
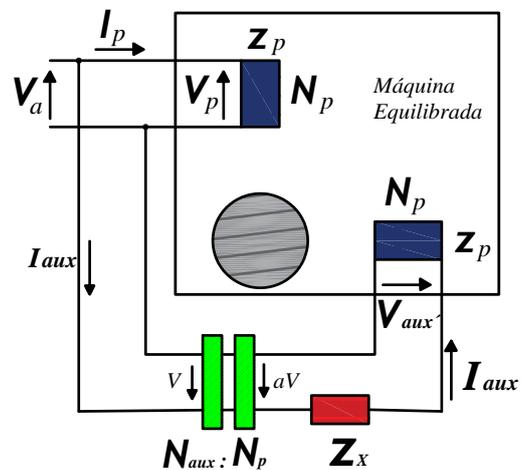


Figura 2.1.: Modelo desequilibrado de la máquina de inducción monofásica. [1]

## 2.1.2. Modelo equilibrado

El análisis de máquinas de inducción se realiza mediante la transformación de componentes simétricas. Esta transformación requiere para su aplicación que el convertidor sea simétrico. Es decir las fases del estator deben ser iguales entre si y lo mismo para los circuitos del rotor. Por este motivo es necesario convertir la topología presentada en la Fig. 2.1 a un equivalente donde la máquina de inducción sea equilibrada y el desequilibrio se traduzca en conexiones externas. El nuevo modelo consiste en transformar la máquina en un convertidor balanceado y utilizar conexiones externas a las bobinas que incluyen un transformador de relación  $a = N_p/N_{aux}$ , donde  $N_p$  es el número de vueltas de la bobina principal y  $N_{aux}$  es el número de vueltas de la bobina auxiliar, y una impedancia conectada en serie a la bobina auxiliar  $Z_x$ , que permite reproducir el desequilibrio de la máquina real, tal como se presenta en la Fig. 2.2 [1].

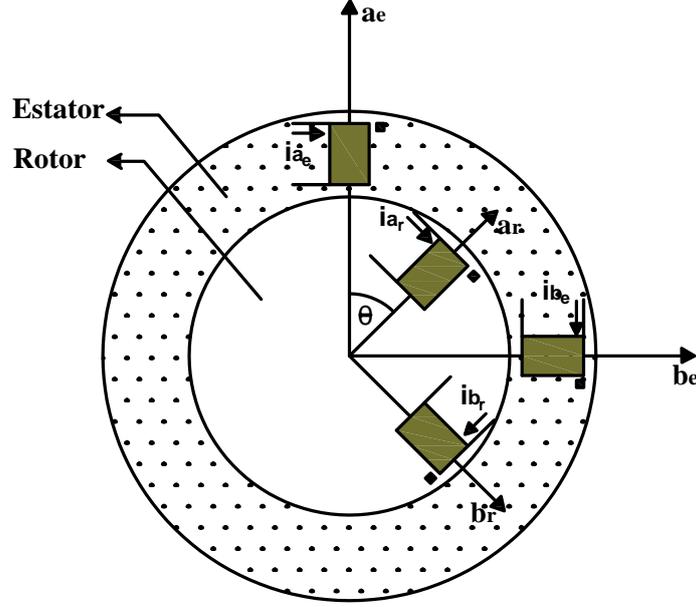


**Figura 2.2.:** Modelo equilibrado de la máquina de inducción monofásica con desequilibrio externo. [1]

## 2.1.3. Desarrollo matemático del modelo de la máquina de inducción monofásica

### 2.1.3.1. Modelo en coordenadas primitivas

La modelación de la máquina de inducción monofásica se plantea en dos bloques, el primero presenta las ecuaciones de tensión de la máquina y el segundo desarrolla la ecuación del par. Según el sistema de referencia propuesto en la Fig. 2.3, estas ecuaciones son:



**Figura 2.3.:** Esquema de Representación de las Bobinas de la Máquina de Inducción Monofásica.

$$[v] = [R] * [i] + [L(\theta)] p(i) + \omega [\tau(\theta)] [i] \quad (2.1)$$

$$T_e - T_m = \frac{1}{2} [i]^T [\tau] [i] - T_m = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.3)$$

Donde:

$$[v] = \begin{bmatrix} v_e \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ae} & v_{be} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} v_{ar} & v_{br} \end{bmatrix}^T \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} [R_{ee}] & [R_{er}] \\ [R_{re}] & [R_{rr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e[I] & [0] \\ [0] & R_r[I] \end{bmatrix};$$

$$[i] = \begin{bmatrix} i_e \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ae} & i_{be} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} \end{bmatrix}^T \end{bmatrix}$$

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{\sigma e}[I] + L_{m e}[S] & L_{er}[C(\theta)] \\ L_{er}[C(\theta)]^T & L_{\sigma r}[I] + L_{m r}[S] \end{bmatrix};$$

$$[\tau(\theta)] = L_{er} \begin{bmatrix} [0] & \frac{d}{d\theta}[C(\theta)] \\ \frac{d}{d\theta}[C(\theta)]^T & [0] \end{bmatrix}$$

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [S] = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 \\ -0,5 & 1 \end{bmatrix}; [0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[C(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix};$$

$$\frac{d}{d\theta}[C(\theta)] = \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ -\text{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & -\text{sen}(\theta) \end{bmatrix}$$

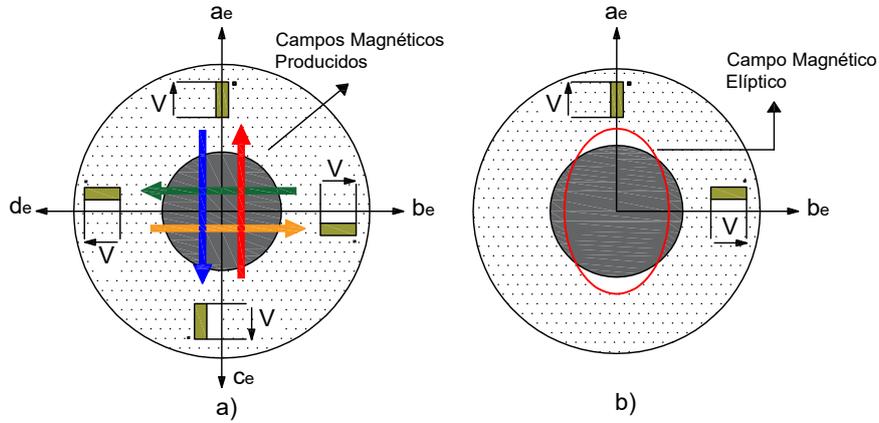
$v_e$	Es la tensión del estator.
$v_{ae}$	Es la tensión de la fase $a$ del estator.
$v_{be}$	Es la tensión de la fase $b$ del estator.
$v_r$	Es la tensión del rotor.
$v_{ar}$	Es la tensión de la fase $a$ del rotor.
$v_{br}$	Es la tensión de la fase $b$ del rotor.
$i_e$	Es la corriente del estator.
$i_{ae}$	Es la corriente de la fase $a$ del estator.
$i_{be}$	Es la corriente de la fase $b$ del estator.
$i_r$	Es la corriente del rotor.
$i_{ar}$	Es la corriente de la fase $a$ del rotor.
$i_{br}$	Es la corriente de la fase $b$ del rotor.
$R_e$	Es la resistencia de cada bobina del estator.
$R_{ee}$	Es la resistencia de relación estator-estator de las fases $a$ y $b$ .
$R_{er}$	Es la resistencia de relación estator-rotor de las fases $a$ y $b$ .
$R_{re}$	Es la resistencia de relación rotor-estator de las fases $a$ y $b$ .
$R_{rr}$	Es la resistencia de relación rotor-rotor de las fases $a$ y $b$ .
$R_r$	Es la resistencia de cada bobina del rotor.
$L_{\sigma e}$	Es la inductancia de dispersión del estator.
$L_{\sigma r}$	Es la inductancia de dispersión del rotor.
$L_{me}$	Es la inductancia de magnetización del estator.
$L_{mr}$	Es la inductancia de magnetización del rotor.
$L_{er}$	Es la inductancia mutua estator-rotor.
$T_m$	Es el valor del Par Mecánico.

### 2.1.3.2. Vectores Espaciales

En el modelo expresado en las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3, se puede observar que existe una fuerte dependencia de la posición angular  $\theta$ , lo cual representa un inconveniente

en cuanto a la representación y procesamiento matemático de este. Por este motivo, resulta conveniente aplicar una transformación de coordenadas que simplifiquen o reduzcan la dependencia de esta variable. Para simplificar el modelo se aplica la transformación a vectores espaciales. Esta transformación se fundamenta en multiplicar las diferentes variables instantáneas de fase por un conjunto de vectores fijos en el espacio, dirigidos en cada una de las orientaciones de las fases del convertidor electromecánico.

El vector espacial para el caso de la máquina de inducción monofásica se fundamenta en el análisis en la máquina de inducción tetrafásica, la cual es el punto de partida para su desarrollo; en la Fig. 2.4 se presenta una representación de los campos magnéticos que produce una máquina tetrafásica y una máquina bifásica [1]. El vector espacial utilizado está dado por la siguiente expresión:



**Figura 2.4.:** a) Diagrama esquemático de las bobinas de la máquina tetrafásica.

b) Diagrama esquemático de las bobinas de la máquina bifásica.

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_{aux} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_{aux} \end{bmatrix} = v_p + jv_{aux} \quad (2.4)$$

donde:

$\alpha = e^{j\frac{\pi}{2}}$ , indica el desplazamiento original de las bobinas de la máquina tetrafásica, cuya conexión fue alterada para llegar a la máquina bifásica.

Con la aplicación del vector espacial  $\vec{v}$  en las ecuaciones 2.1 y 2.2, las ecuaciones de tensión del estator y del rotor resultantes y la del par eléctrico son:

$$\vec{v}_e = R_e \vec{i}_e + p \left\{ (L_{\sigma e} + L_{me}) \vec{i}_e + L_{er} \vec{i}_r e^{j\theta} \right\} \quad (2.5)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + p \left\{ (L_{\sigma r} + L_{mr}) \vec{i}_r + L_{er} \vec{i}_e e^{-j\theta} \right\} \quad (2.6)$$

$$T_e = \frac{L_{er}}{2j} \left[ \vec{i}_e^* \vec{i}_r e^{j\theta} - \vec{i}_e \vec{i}_r^* e^{-j\theta} \right] = L_{er} \Im \left\{ \vec{i}_e \left( \vec{i}_r e^{j\theta} \right)^* \right\} \quad (2.7)$$

Como se puede comprobar en las ecuaciones 2.5 a 2.7, la dependencia de la posición angular  $\theta$  se ha reducido notablemente, mas no se ha eliminado, por esta razón y con el fin de eliminar totalmente la dependencia de esta variable del modelo, se han transferido las variables del rotor hacia el estator, aplicando la siguiente transformación:

$$\vec{x}_r^e \equiv \vec{x}_r e^{j\theta} \quad (2.8)$$

donde:

- $\vec{x}_r^e$  es el vector de la variable del rotor vista desde el estator.
- $\vec{x}_r$  es el vector de la variable del rotor.
- $e^{j\theta}$  representa la expresión que transforma variables del rotor hacia el estator, debido a que, como se aprecia en la Fig. 2.3, los sistemas de referencia del estator y del rotor están separados por la variable  $\theta$ .

Refiriendo todas las variables del rotor hacia el estator en las ecuaciones 2.5 a 2.7, se obtiene un modelo de la máquina de inducción monofásica, donde la dependencia de la posición angular  $\theta$  se ha eliminado completamente, como se presenta a continuación:

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_e \\ \vec{v}_r^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_e \\ \vec{i}_r^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_e & L_{er} \\ L_{er} & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \vec{i}_e \\ \vec{i}_r^e \end{bmatrix} - j\omega \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_{er} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_e \\ \vec{i}_r^e \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$T_e - T_m = L_{er} \Im \{ \vec{i}_e (\vec{i}_r^e)^* \} - T_m = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.10)$$

El desequilibrio ahora es completamente externo a la máquina y se define a través de las relaciones:

$$a = N_p / N_{aux} \quad (2.11)$$

$$\vec{v}_e = v_p + j a v_p \quad (2.12)$$

$$Z_x = a^2 (Z_{aux} - Z_c) - Z_p \quad (2.13)$$

## 2.2. Funcionamiento a velocidad variable

El accionamiento de la máquina de inducción a velocidad variable puede mejorar varias de las características operativas de los equipos en que estos convertidores

son incluidos. Para este fin es necesaria la inclusión de inversores que proporcionen suministro de energía a frecuencia y tensión variable para operar la máquina. Estos convertidores electrónicos pueden tener diferente número de ramas, como es el caso del puente H que tiene dos ramas y los inversores trifásicos con tres ramas. Al comparar estos inversores, se puede establecer que la diferencia entre el número de ramas determina la cantidad y posición de los vectores espaciales de tensión que se pueden configurar. Estos vectores espaciales de tensión pueden controlar el flujo y el par eléctrico del motor [9]. Existen también inversores de cuatro ramas con ocho dispositivos de conmutación, pero estos convertidores al presentar un mayor número de interruptores, aumentan los costos y las pérdidas, por lo que se descartan en el presente trabajo [8].

Existen varias topologías de convertidores electrónicos de potencia que son utilizados para el accionamiento o arranque de motores de inducción monofásicos, que operan generalmente a velocidad variable. En este punto se han expuesto algunas de las nuevas topologías de convertidores de menor costo y alto rendimiento, como por ejemplo se citan los siguientes [22]:

- Inversor de Fuente de Voltaje (VSI)[23].
- Inversor de seis pulsos [24].
- Convertidor CA/CA monofásico [6].
- Ciclo-convertidores [25].
- Inversor PWM monofásico de dos ramas de puente completo [6].
- Inversor PWM monofásico de dos ramas con rectificador de diodos de medio puente [26][6].

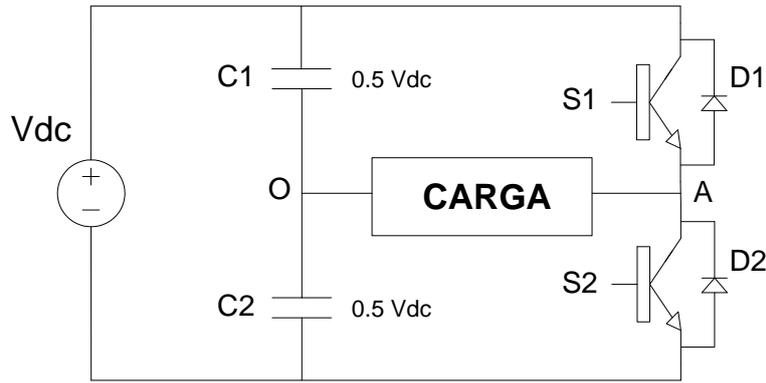
### 2.2.1. Inversor de Fuente de Voltaje (VSI)

Existen varios tipos de inversores de fuente de voltaje, a continuación se citan los más utilizados para el accionamiento de máquinas de inducción:

- VSI monofásico de medio puente [27].
- VSI monofásico de puente completo [27].
- Inversor de fuente de voltaje trifásico[28].
- Inversor controlado por modulación sinusoidal de ancho de pulso (SPWM)[29][30].

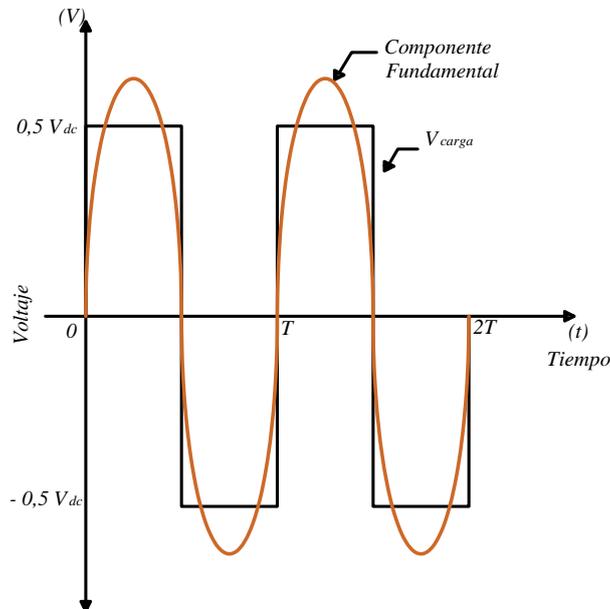
#### 2.2.1.1. VSI monofásico de medio puente

El circuito VSI monofásico de medio puente se presenta en la Fig. 2.5. Esta topología está conformada por una rama de dos dispositivos de conmutación que pueden ser transistores MOSFET o IGBT's u otros relacionados a estos, alimentados por una fuente  $V_{dc}$ . En este de circuito, para alimentar la carga en el punto  $O$ , se divide la fuente de entrada  $V_{dc}$  en dos partes iguales o simétricas, mediante un divisor de tensión capacitivo ideal, mientras que en el lado  $A$  de la carga, se alimenta por medio de dos transistores de potencia, haciendo que la lógica de control para este circuito sea simple [2].



**Figura 2.5.:** Circuito de potencia VSI monofásico de medio puente [2].

La forma de onda que se muestra en la Fig. 2.6 representa la respuesta que se obtiene a la salida del inversor hacia la carga. Si  $S1$  y  $S2$  se encienden alternativamente producen una forma de onda rectangular con un ciclo de trabajo del 50% [2].



**Figura 2.6.:** Forma de onda de la tensión de carga de un VSI monofásico de medio puente [2].

La representación del voltaje en la carga está dada por la siguiente serie de Fourier [2]:

$$V_{AO} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{(2n-1)\pi} \text{sen} [(2n-1)\omega t] \quad (2.14)$$

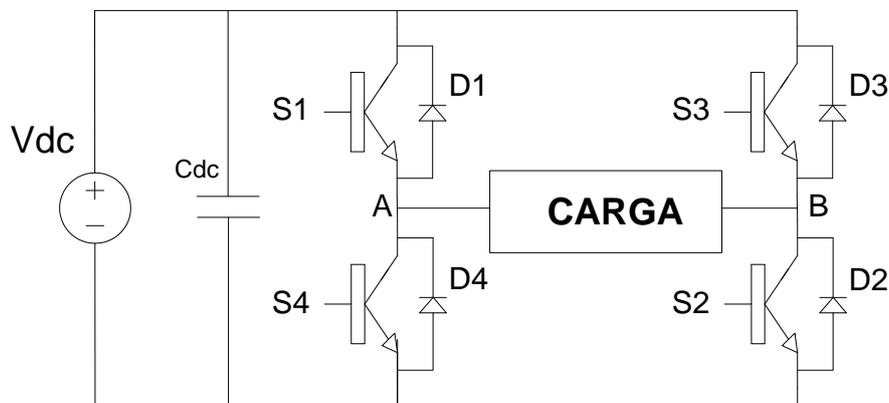
donde  $n$  es el orden armónico.

La ecuación 2.14 representa la tensión en la entrada de la carga, donde todos los armónicos son impares y sus magnitudes son inversamente proporcionales al orden

armónico. Debido a que los armónicos de muy alto orden se vuelven insignificantes, la componente fundamental del voltaje de carga del circuito de medio puente, tiene un valor efectivo de  $V_{DC}/2$ . Generalmente estos tipos de inversores son utilizados en la mayoría de aplicaciones industriales.

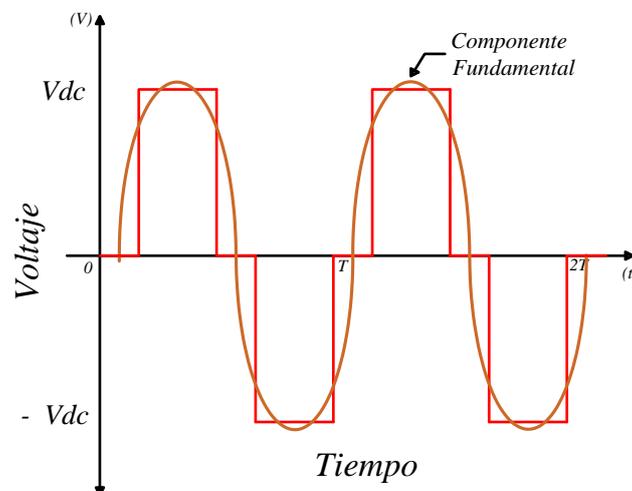
### 2.2.1.2. VSI monofásico de puente completo

La topología del VSI monofásico de puente completo es similar al circuito presentado en la Fig. 2.5, pero este tiene dos dispositivos de conmutación adicionales, tal como se observa en la Fig. 2.7 [2]. Esta topología no requiere de un divisor de tensión capacitivo ideal, debido a que cada entrada de la carga se puede alimentar a través de los transistores de potencia, además requiere de un capacitor de enlace  $C_{dc}$  para mantener la tensión de bus y suministrar potencia reactiva al motor [5].



**Figura 2.7.:** Circuito de potencia VSI monofásico de puente completo [2].

La forma de onda para esta topología se presenta en la Fig. 2.8, si  $S1$ ,  $S2$  y  $S3$ ,  $S4$  se encienden alternativamente se obtendrá a la salida del inversor  $V_{AB}$  una onda rectangular [2].



**Figura 2.8.:** Forma de onda de la tensión de carga de un VSI monofásico de puente completo [2].

La expresión matemática de la tensión en la carga para esta topología, se observa en la ecuación 2.15 [2].

$$V_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{(2n-1)\pi} \{ \text{sen} [(2n-1)\omega t] - \text{sen} (2n-1)[\omega t - \varphi] \} \quad (2.15)$$

Donde  $n$  es del orden armónico,  $\varphi$  es el desplazamiento de fase y  $\frac{\omega}{2\pi}$  es la frecuencia  $f$  de la onda cuadrada generada.

La ecuación 2.15 representa la tensión en la carga que se caracteriza por contener todos los armónicos de nivel impar y sus magnitudes son inversamente proporcionales al orden armónico. La componente fundamental de  $V_{AB}$  se puede escribir de la siguiente forma [2]:

$$V_{AB,1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cos(\omega t - \frac{\varphi}{2}) \text{sen} \frac{\varphi}{2} \quad (2.16)$$

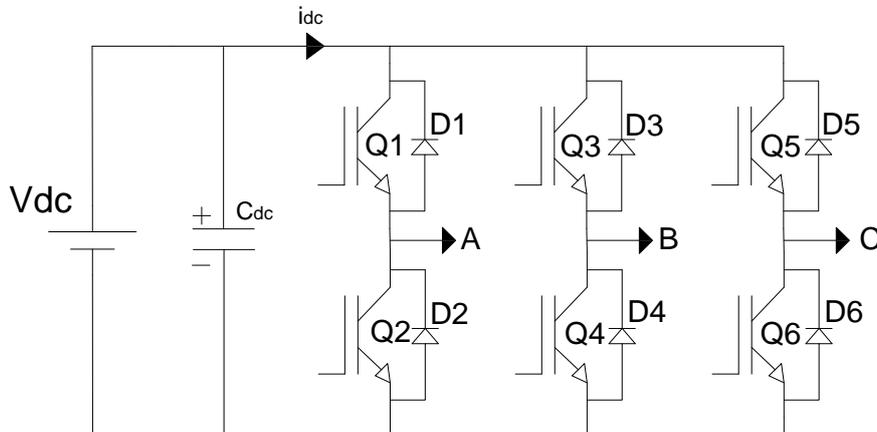
La magnitud rms de la forma de onda de voltaje fundamental se puede escribir como,

$$V_{AB,rms} = 0,9V_{dc} \text{sen} \frac{\varphi}{2} \quad (2.17)$$

En la ecuación 2.17 se puede observar que el ancho de pulso de la onda de tensión varía al aumentar la carga fundamental con el aumento del desplazamiento de fase  $\varphi$  de 0 a 180 grados. Esto quiere decir que la magnitud de voltaje fundamental se puede controlar mediante la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) [2].

### 2.2.1.3. Inversor de fuente de voltaje (VSI) trifásico

Este circuito inversor está compuesto de tres ramas o tres inversores de medio puente, donde la tensión de salida se obtiene de cada una de las ramas. Esto se pueden observar con más detalle en la Fig. 2.9[3].



**Figura 2.9.:** VSI de tres ramas. [3]

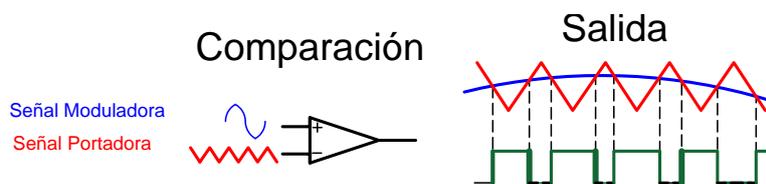
El inversor VSI trifásico presenta una distorsión armónica leve en la tensión de salida, que alimenta una carga de CA de fase a fase. Para la topología observada en la Fig. 2.9, se puede obtener una tabla con los seis estados de conmutación posibles que puede tener el inversor, como se presenta en la tabla 2.1 [12].

**Tabla 2.1.:** Estados de Switcheo para un VSI trifásico. [12]

Estados de Conmutación		Voltajes de fase-fase		
Activo	Inactivo	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
$Q_1 Q_4 Q_6$	$Q_2 Q_3 Q_5$	$V$	$0$	$-V$
$Q_1 Q_3 Q_6$	$Q_2 Q_4 Q_5$	$0$	$V$	$-V$
$Q_2 Q_3 Q_6$	$Q_1 Q_4 Q_5$	$-V$	$V$	$0$
$Q_2 Q_3 Q_5$	$Q_1 Q_2 Q_6$	$-V$	$0$	$V$
$Q_2 Q_4 Q_5$	$Q_1 Q_3 Q_6$	$0$	$-V$	$V$
$Q_1 Q_4 Q_5$	$Q_2 Q_3 Q_6$	$V$	$-V$	$0$

#### 2.2.1.4. Inversor controlado por modulación sinusoidal de ancho de pulso (SPWM)

La señal PWM sinusoidal es utilizada en el control de motores de inducción por su facilidad de implementación, puede obtenerse mediante una simple comparación de señales, definidas como portadora y moduladora. La tensión y la frecuencia dependen exclusivamente de la integración de estas señales. La señal portadora generalmente es una onda triangular de una frecuencia múltiplo de la señal que se desea sintetizar (moduladora). Es semejante a un triángulo isóceles que opera a un valor de frecuencia  $f_c$ , mientras que la señal moduladora es una onda sinusoidal que trabaja al valor de su frecuencia fundamental  $f$ . Los dispositivos de conmutación del puente inversor, como el mostrado en la Fig. 2.9, deben variar su estado conforme se cruzan los puntos de intersección de las ondas moduladora y portadora, produciendo un tren de pulsos, cuyo ancho depende principalmente del ángulo sinusoidal de la señal moduladora [4]. En la Fig. 2.10 se presenta un esquema representativo de una señal PWM sinusoidal.



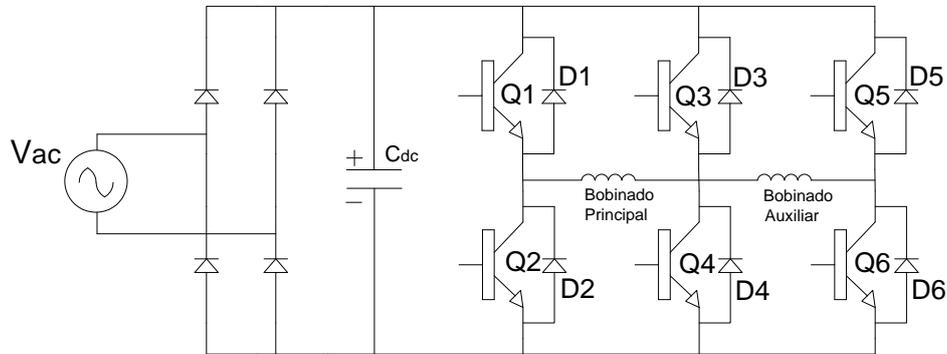
**Figura 2.10.:** Generación de una señal PWM sinusoidal [4].

#### 2.2.2. Inversor de seis pulsos

Esta topología se caracteriza por utilizar transistores, generalmente seis IGBT's para controlar un motor de inducción. En la configuración de motor monofásico con fase auxiliar este puente se puede conectar como se muestra en la Fig. 2.11[5].

Para un control de velocidad variable de amplio rango, los voltajes aplicados a los devanados principal y auxiliar deben ser de frecuencia variable, y de tal magnitud y

orientación de fase, que permitan mantener las corrientes del devanado desfasadas en todo momento. Un enfoque para lograr esto sería utilizar dos puentes "H" monofásicos independientes, uno para cada devanado. Mediante modulación de ancho de pulso (PWM) en cada puente se pueden crear los voltajes de CA requeridos. Sin embargo, esto implicaría el gasto de dos interruptores electrónicos de potencia adicionales, así como de sus respectivos circuitos de disparo [5].

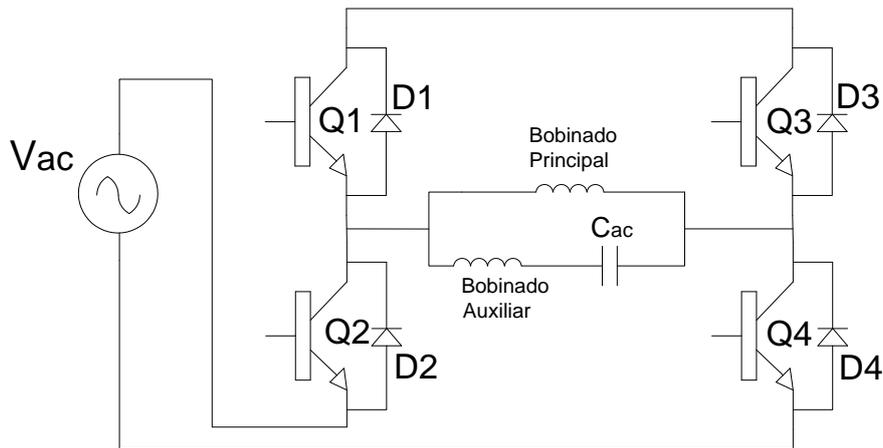


**Figura 2.11.:** Circuito Inversor de seis pulsos [5]

El control para esta topología de seis pulsos es eficiente en cuanto a su funcionamiento, pero su algoritmo de control es algo más complejo [31]. Para accionar un motor monofásico con este tipo de inversor, es necesario estudiar el comportamiento de la máquina cuando se le aplica frecuencia variable en los dos devanados, con el fin de establecer qué estrategia de modulación logrará mantener la corriente de los devanados en cuadratura para cualquier frecuencia fundamental [32].

### 2.2.3. Convertidor CA/CA monofásico

La operación de velocidad variable de un motor de inducción monofásico se puede realizar mediante el control de voltaje utilizando triac's o tiristores en antiparalelo, pero estos generan armónicos en el suministro y un bajo factor de potencia que limita el rango de velocidad del motor. Para minimizar la inyección de armónicos se propone la siguiente topología presentada en la Fig. 2.12[6].



**Figura 2.12.:** Convertidor AC/AC para control del motor con condensador de división permanente [6].

En la Fig. 2.12 se muestra un convertidor compuesto por cuatro transistores IGBT's de distinta configuración que permiten controlar el motor con el método de condensador de división permanente. Este controlador presenta una inestabilidad al conmutar las corrientes de carga inductiva de un interruptor bidireccional a otro, debido a que son operados con PWM [6].

Estos interruptores se pueden operar mediante la “estrategia de conmutación de cuatro pasos” que evita la generación de picos de voltaje a la salida. Para estos circuitos no se requiere de costosos condensadores de bus “DC”, ya que es suficiente utilizar un condensador de CA en paralelo a la fuente de alimentación para eliminar los picos de voltaje que se originan en la fase de alimentación [6].

#### 2.2.4. Ciclo-convertidor AC/AC monofásico

La topología mostrada en la Fig. 2.13, es la extensión de la topología anterior, pero en este caso utiliza diodos para cada transistor IGBT y no requiere un enlace DC intermedio para el almacenamiento de energía, permitiendo controlar con una mejor precisión el voltaje y la frecuencia. En esta topología se puede obtener un mayor par en el motor. Además, con el uso de este convertidor se puede obtener una amplia gama de variación de velocidad, pero presenta problemas cuando su velocidad es muy baja y tampoco se puede utilizar cuando el motor sobrepasa su velocidad nominal [5].

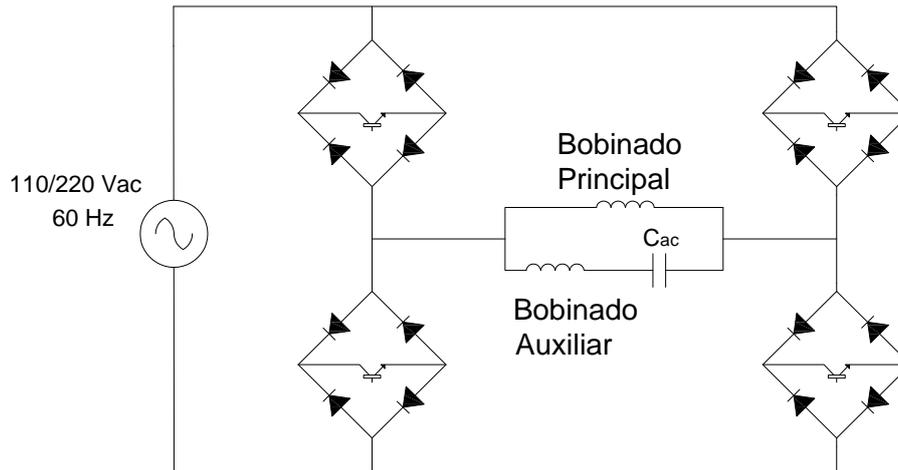


Figura 2.13.: Ciclo-convertidor AC/AC monofásico. [5]

### 2.2.5. Inversor PWM monofásico de dos ramas con rectificador de puente completo

Esta topología se muestra en la Fig. 2.14. El esquema funcional está constituido por un rectificador de diodos de puente completo y un inversor de puente completo conformado por cuatro transistores IGBT's. Este circuito requiere de un condensador de enlace para suministrar la potencia reactiva necesaria para el motor. En este caso no se requiere mucho esfuerzo para controlar la tensión de salida que alimenta el motor [6].

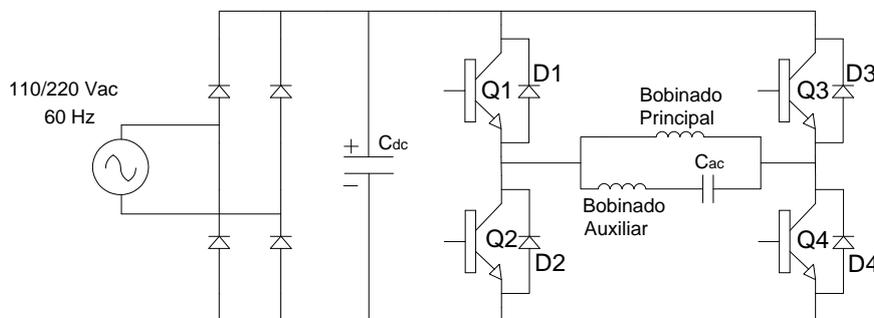
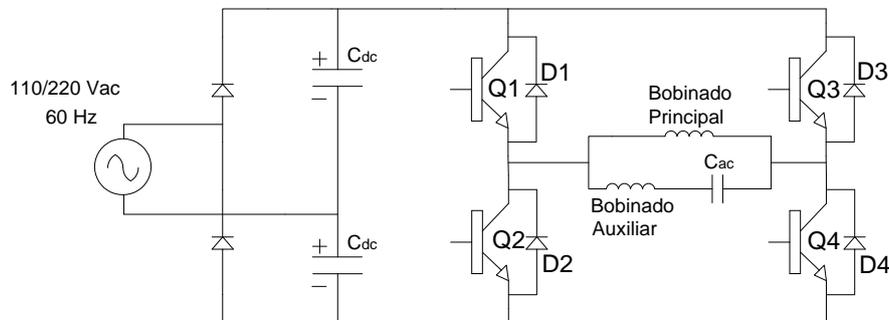


Figura 2.14.: Inversor PWM monofásico de puente completo [6]

### 2.2.6. Inversor PWM monofásico de dos ramas con rectificador de diodos de medio puente

La topología mostrada en la Fig. 2.15, no se diferencia mucho de la presentada en la Fig. 2.14. Utiliza un bus de CC dividido, que requiere de un valor mayor de condensador de filtro de CC para obtener la misma onda de bus de voltaje en CC a la salida. Para esta configuración hay dos formas de operar el motor, una de ellas es como inversor de puente completo operando con el voltaje máximo del motor igual a la tensión suministrada del rectificador. El segundo método consiste en operarlo

como inversor de medio puente, donde los interruptores de cada rama trabajen con una relación de conducción del 50 %, formando un punto medio de bus CC. Para este caso, la tensión máxima del motor será la mitad de la del suministro de entrada del rectificador. En esta topología es posible lograr menor ruido, minimizar la vibración del motor, pero obteniendo un valor de par reducido [6] [33].



**Figura 2.15.:** Inversor PWM monofásico con rectificador de diodos de medio puente [6]

## 2.3. Control de Velocidad

Las técnicas más utilizadas para el control de velocidad de las máquinas de inducción son [5]:

1. El control escalar fundamentado en cambios de frecuencia mientras se mantiene constante la relación  $V/f$
2. El control vectorial por campo orientado (FOC), donde se mantiene constante el flujo de magnetización y se controla la corriente en cuadratura con el campo para ajustar el par del motor en un mecanismo semejante al que se utiliza en las máquinas de corriente continua.
3. El control directo de par (DTC), donde se escoge de una tabla el vector de tensión que reduce el error de par y flujo entre unas referencias y los valores estimados de estas variables.
4. El control predictivo directo de par (PDTC), similar al anterior pero donde se escoge dentro de las posibles, la tensión que minimiza el error de par y flujo en el siguiente paso de tiempo. Este esquema tiene variantes donde se sintetiza el mejor vector de tensión que hace nulos los errores de par y flujo.

A continuación se describen en más detalle algunos de estos esquemas de control de velocidad de las máquinas de inducción.

### 2.3.1. Control Escalar $V/f$

Este esquema se utiliza para controlar la magnitud del voltaje y la frecuencia del motor, pudiendo mantener el par eléctrico cercano al valor del par nominal a diferentes frecuencias y manteniendo prácticamente constante el enlace de flujo  $\lambda$  del entrehierro. Un aumento de la relación  $V/f$ , incrementa el flujo, saturando la

máquina, produciendo pérdidas en el núcleo debido al aumento de la corriente de magnetización [5].

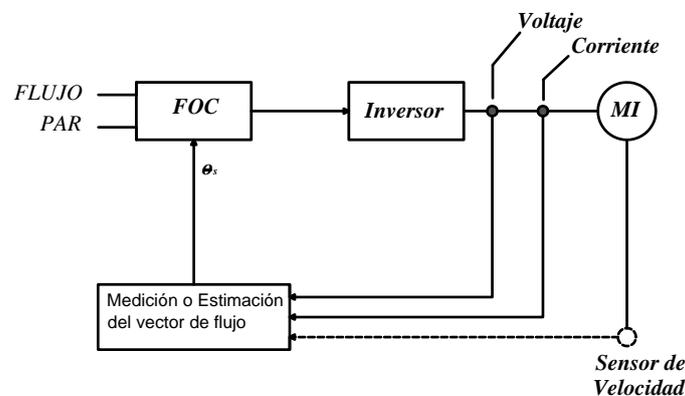
Este control se denomina escalar por que solo se controlan las magnitudes de variables escalares de la fuente, frecuencia y voltaje. También se le llama control escalar debido a que se alimenta con señales de frecuencia variable generadas por un inversor PWM, donde la relación  $V/f$  se mantiene constante. De esta forma al controlar la corriente en el estator se puede obtener un par casi constante durante el arranque de la máquina.

Este control no requiere de dispositivos de retroalimentación (control de lazo abierto), por lo tanto, este tipo de control es más fácil de implementar con un costo reducido. Esta ventaja lo hace ser utilizado en muy diversas aplicaciones [5].

### 2.3.2. Control Vectorial

Dependiendo del método de medición de variables, el control vectorial se divide en dos subcategorías: control vectorial directo y el control vectorial indirecto.

En la Fig. 2.16 se presenta el diagrama de bloques del control vectorial directo, este tipo de control se caracteriza por utilizar bobinas adicionales dentro de la máquina para medir el enlace de flujo en el entrehierro, obteniendo una medición no muy precisa, que no brinda respuestas eficientes para cerrar el ciclo de operación de este control, además resulta ser un método invasivo para la máquina. Por lo tanto, este método no es una técnica de control utilizada regularmente [5].



**Figura 2.16.:** Diagrama de bloques del Control Directo de Vectores. [5] [7]

El segundo método es el control indirecto de vectores, en la Fig. 2.17 se observa su diagrama de bloques. En este método, el ángulo del enlace de flujo no se mide directamente, sino que se estima a partir del modelo del circuito equivalente de la máquina y a partir de las mediciones de la velocidad del rotor, la corriente y la tensión del estator [5]. También es posible establecer con este control, el desacople de las componentes de campo del sistema (par y enlace de flujo), mediante dos corrientes independientes y controladas, las cuales son la corriente portadora de flujo y la corriente generadora de par. A partir de estas corrientes, el par y el flujo se pueden controlar de forma independiente. Este control fue muy utilizado en los 90's, pero la necesidad de estimar adaptativamente los parámetros del modelo de la

máquina para mantener su sintonización, le hizo perder campos de aplicación y en la actualidad se utiliza muy poco [34].

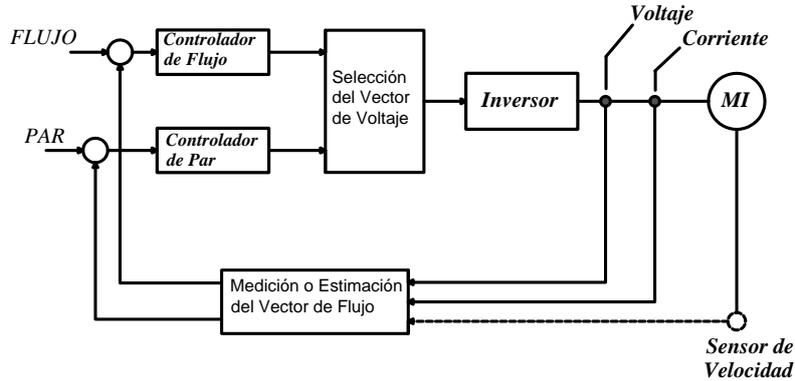
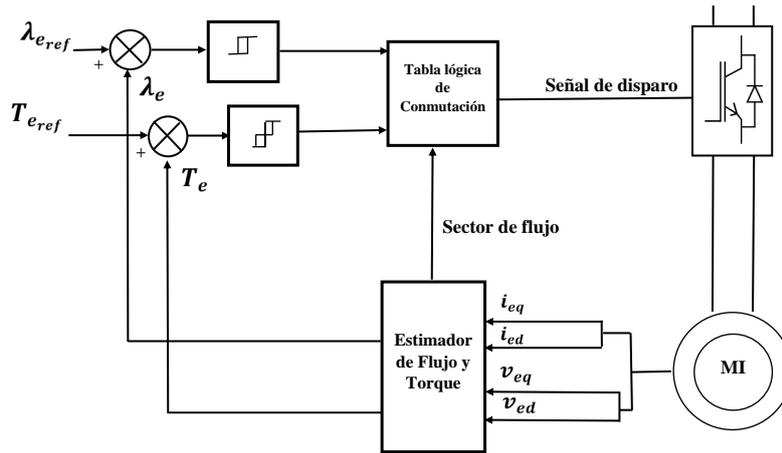


Figura 2.17.: Diagrama de bloque del Control Indirecto de Vectores[5] [7]

### 2.3.3. Control Directo de Par (DTC)

El control directo de par (DTC) fundamenta su funcionamiento en estimar el valor del par y del enlace de flujo de la máquina a partir de mediciones directas en el estator, sin el uso de modelos matemáticos, ni la detección de la posición del rotor. Es decir que no requiere sensores de alto rendimiento o invasivos en el interior de la máquina [35]. En la mayoría de las aplicaciones basadas en controles DTC, el registro de velocidad y el de posición, no son necesarios para poder controlar el par y el enlace de flujo. Además tampoco se requiere del uso de controladores de corriente. Por estos motivos esta técnica resulta ser ampliamente utilizada ya que reduce considerablemente el costo de la implementación [36] [7].

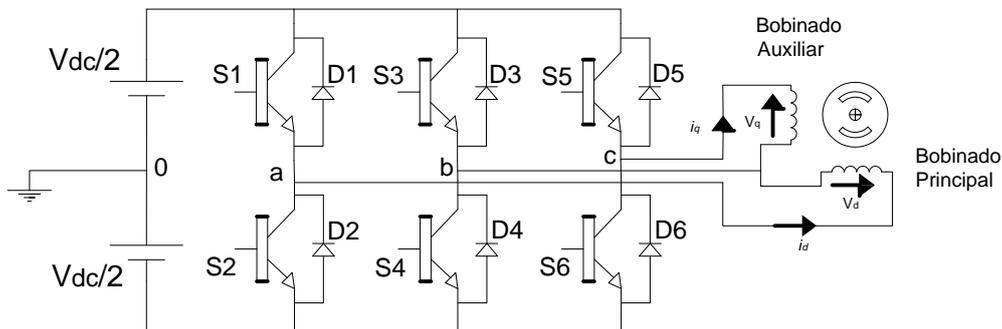
Las variables de control son el flujo de magnetización del motor y el par eléctrico del motor. La señal de referencia de ajuste de velocidad externa, se decodifica para generar el par y la referencia de flujo. Por lo tanto, en el DTC, el par y el flujo del motor se convierten en variables controladas directamente. El esquema representativo de un control DTC se muestra en la Fig. 2.18, la ventaja de esta técnica reside en que se reduce el tiempo de respuesta, se reducen los dispositivos de retroalimentación ya que solo requiere medir dos tensiones y dos corrientes. Como desventajas se tiene que se da una fluctuación de par debido a la histéresis inherente y la aparición de corrientes muy altas en los primeros instantes de funcionamiento, si se solicita par eléctrico cuando aún no se ha magnetizado la máquina [5]. Esta última desventaja puede ser reducida, limitando la referencia de par mientras no esté establecido el enlace de flujo nominal dentro del convertidor electromecánico.



**Figura 2.18.:** Diagrama Esquemático de la estrategia DTC [8].

El esquema básico de DTC consiste en una tabla de conmutación lógica [22], como la presentada en la Tabla 2.2, la cual, define el vector espacial de tensión que se debe aplicar al inversor para obtener la respuesta de par y enlace de flujo más cercana a sus referencias en cada instante. Para esto el control compara los valores de par y flujo de referencia con los valores estimados o medidos del par y el enlace de flujo en la máquina, a partir de esto, construye un error de dicha comparación y conociendo la zona espacial donde se encuentra el enlace de flujo en el entrehierro, se define el vector espacial de la tensión del estator necesaria en cada instante de tiempo [8].

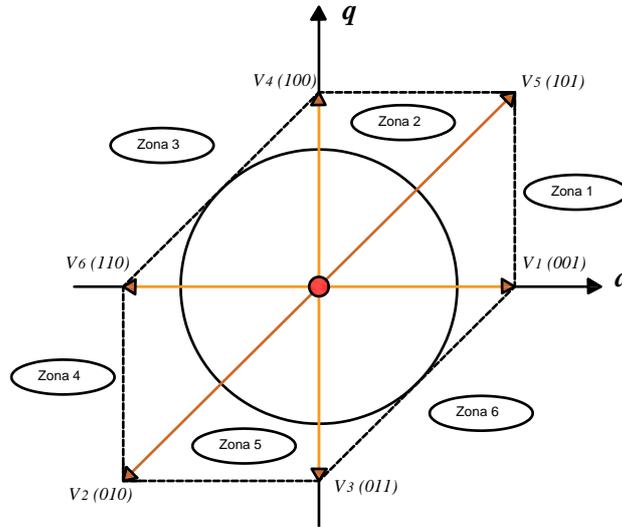
Un ejemplo de control de velocidad mediante la técnica DTC se realiza en [9], utilizando un inversor de fuente de voltaje trifásico, para accionar un motor de inducción monofásico asimétrico. Cada uno de estos interruptores se pueden operar mediante la lógica de control "0" y "1", donde cero significa que el interruptor está abierto y uno que el interruptor se encuentra cerrado. En cada una de las ramas del convertidor, los dos interruptores no pueden adquirir el mismo valor, es decir si el interruptor superior tiene el valor de uno, el interruptor inferior únicamente puede ser de valor cero y viceversa [9].



**Figura 2.19.:** VSI de tres ramas para el control de una máquina de inducción monofásica [9].

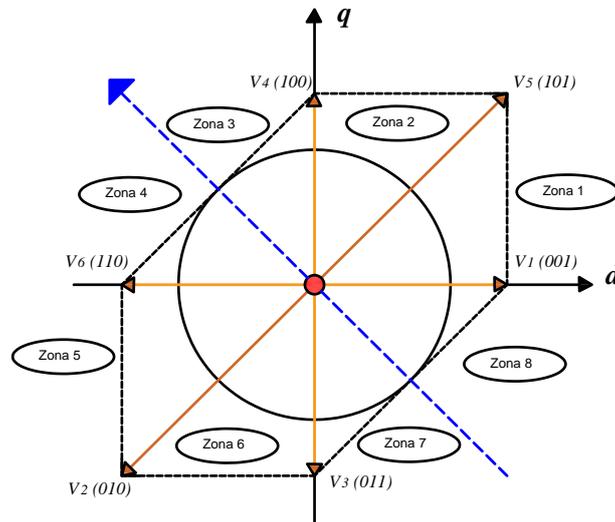
Al operar los seis dispositivos de conmutación se pueden configurar ocho vectores de tensión, donde seis vectores son diferentes de cero y dos vectores son de voltaje cero. Estos ocho vectores de voltaje se pueden representar mediante un hexágono

asimétrico, originando seis sectores de funcionamiento, como se muestra en la Fig. 2.20[9].



**Figura 2.20.:** Vectores Espaciales de conmutación divididos en seis sectores [9].

Se puede observar en la Fig. 2.20 que los vectores espaciales forman seis sectores de aproximadamente 45 grados y dos de 90 grados. En estos últimos puede ocurrir un problema de oscilación cuando el vector atraviere su área. Esta dificultad se puede subsanar aumentado los sectores de seis a ocho, tal como se muestra en la Fig. 2.21, obteniendo la tabla de conmutación que se muestra en la Tabla 2.2 [9]. Los resultados obtenidos en [9], comprueban la validez y eficiencia del DTC.



**Figura 2.21.:** Vectores espaciales de conmutación divididos en ocho sectores [9].

**Tabla 2.2.:** Lógica de Conmutación [9].

$\phi$	$\tau$	$\theta(N)$							
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$	$\theta(7)$	$\theta(8)$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_5$
	$\tau = 0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$
	$\tau = -1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_4$
	$\tau = 0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$
	$\tau = -1$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_2$

### 2.3.4. Control Predictivo DTC

A partir de la estrategia del control DTC clásico a base de tabla, la propuesta para establecer el control de la máquina monofásica se enfoca en establecer la minimización de una función de costo constituida por los errores cuadráticos de par y enlace de flujo. Para cada uno de los posibles vectores espaciales de tensión  $\vec{v}_e$  que pueden configurarse en un puente inversor trifásico, se evalúa el error de par y flujo que tendrían en el próximo tiempo de conmutación del puente convertidor. La estimación del par eléctrico, el enlace de flujo y la función de error se definen como:

$$T_e = \lambda_e \times \vec{i}_e \quad (2.18)$$

$$\vec{\lambda}_e = \int_0^t (\vec{v}_e - R_e \vec{i}_e) d\tau \quad (2.19)$$

$$\Psi = k_1 (T_{real} - T_{referencia})^2 + k_2 (\lambda_{real} - \lambda_{referencia})^2 \quad (2.20)$$

Donde:

$\Psi$  Es la función de costo pre-establecida.

$k_1$  y  $k_2$  Constantes utilizadas para priorizar el error del par o del enlace de flujo en el control.

## 2.4. Modelo de Tensión detrás de la Reactancia (VBR)

La modelación circuital de la máquina monofásica se simplifica notablemente utilizando un modelo de fuente de tensión tras una reactancia (Voltage behind reactance, VBR). Del modelo vectorial de la máquina de inducción monofásica, establecido en

la expresión 2.9 y de la definición de los enlaces de flujo dado por la ecuación 2.21, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \vec{\lambda}_e \\ \vec{\lambda}_r^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_e & L_{er} \\ L_{er} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_e \\ \vec{i}_r^e \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Despejando la corriente del rotor  $\vec{i}_r^e$  de la ecuación 2.21 y reemplazándola en la ecuación del rotor de la expresión 2.9 se obtiene la ecuación de la derivada del enlace de flujo del rotor, dado por la ecuación:

$$p(\lambda_r^e) = -R_r \vec{i}_r^e + j\omega (\vec{\lambda}_r^e) \quad (2.22)$$

De la misma forma se sustituye la corriente del rotor  $\vec{i}_r^e$  de la ecuación 2.21 y se reemplaza en la ecuación del estator de la expresión 2.9, obteniendo la expresión 2.23:

$$\vec{v}_e = \left( R_e + R_r \frac{L_{er}^2}{L_r^2} \right) \vec{i}_e + \left( L_e - \frac{L_{er}^2}{L_r} \right) p(\vec{i}_e) + \frac{L_{er}}{L_r} \left( j\omega - \frac{R_r}{L_r} \right) \vec{\lambda}_r^e \quad (2.23)$$

El tercer término de la ecuación 2.23, se define como la tensión tras la reactancia VBR y se expresa como:

$$\vec{e}_e = \frac{L_{er}}{L_r} \left( j\omega - \frac{R_r}{L_r} \right) \vec{\lambda}_r^e \quad (2.24)$$

Para la determinación del enlace de flujo del rotor, es necesario integrar la ecuación de la corriente del rotor referida al estator que se presenta en la ecuación 2.25, con lo cual se obtiene la expresión 2.26 que define la derivada del enlace de flujo del rotor.

$$\vec{i}_r^e = \frac{1}{L_r} (\vec{\lambda}_r^e - L_{er} \vec{i}_e) \quad (2.25)$$

$$p(\vec{\lambda}_r^e) = \left( \frac{-R_r}{L_r} + j\omega \right) \vec{\lambda}_r^e + R_r \frac{L_{er}}{L_r} \vec{i}_e \quad (2.26)$$

Para poder trabajar en el programa MATLAB/SIMULINK es necesario descomponer las ecuaciones 2.24 y 2.26 en parte real e imaginaria como se presenta a continuación:

$$e_{ex} = \frac{-R_r}{L_r} (\lambda_{rx}^e) - \frac{L_{er}}{L_r} \omega (\lambda_{ry}^e) \quad (2.27)$$

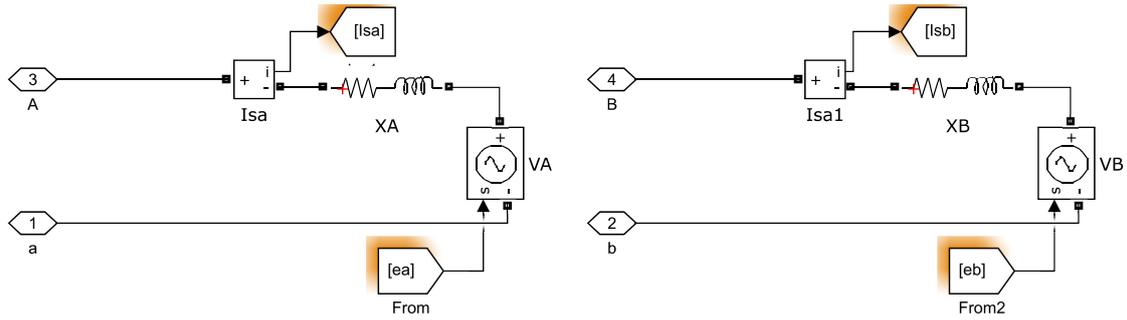
$$e_{ey} = \frac{-R_r}{L_r} (\lambda_{ry}^e) + \frac{L_{er}}{L_r} \omega (\lambda_{rx}^e) \quad (2.28)$$

$$p(\lambda_{rx}^e) = R_r \frac{L_{er}}{L_r} \vec{i}_{ex} - \frac{R_r}{L_r} (\lambda_{rx}^e) - \omega (\lambda_{ry}^e) \quad (2.29)$$

$$p(\lambda_{ry}^e) = R_r \frac{L_{er}}{L_r} \vec{i}_{ey} - \frac{R_r}{L_r} (\lambda_{ry}^e) + \omega (\lambda_{rx}^e) \quad (2.30)$$

## 2.5. Modelo de la MI en Simulink

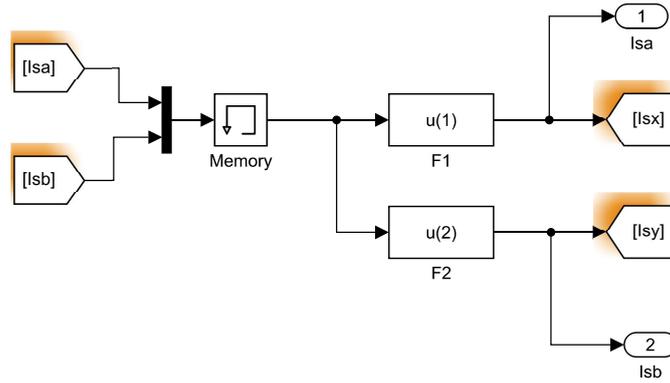
El modelo VBR se fundamenta en la representación de la máquina de inducción monofásica usando dos impedancias con dos fuentes de tensión que se encuentran detrás de estas, es decir, se representa a la máquina de inducción monofásica como si estuviera formada por dos impedancias R-L con dos fuentes de tensión, como se observa en la Fig. 2.22.



**Figura 2.22.:** Modelo VBR de la máquina de inducción monofásica.

El problema que surge ante la definición establecida en la Fig. 2.22 es determinar cuáles son los valores de fuerza electromotriz  $[e_a]$  y  $[e_b]$  que se inducen detrás de las impedancias. Para solucionar este problema se estructuran las combinaciones lógicas de bloques que permitan ir obteniendo cada una de las variables necesarias para determinar el valor de estas fuerzas electromotrices expresadas en las ecuaciones 2.27 y 2.28.

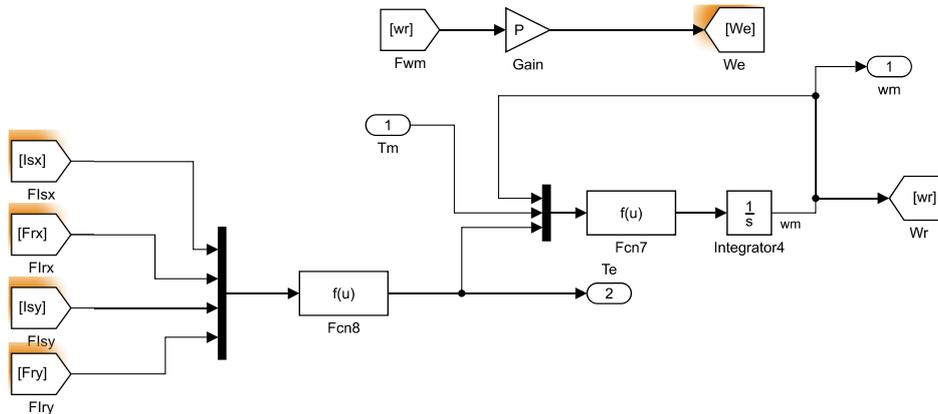
El primer bloque presentado en la Fig. 2.23, mide las dos corrientes en la máquina y las transforma a partir del vector espacial  $\vec{v}_e$  definido en la ecuación 2.4, obteniendo la parte real e imaginaria de la corriente resultante.



**Figura 2.23.:** Bloque del modelo VBR que obtiene las corrientes.

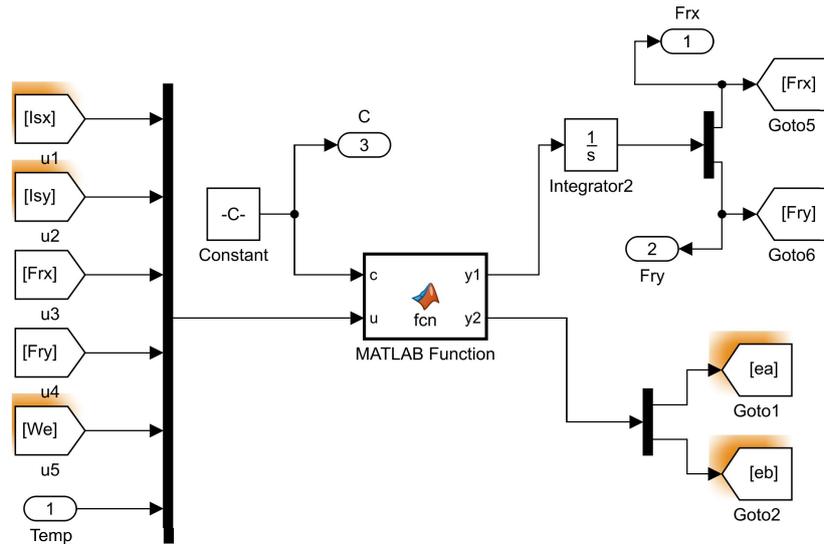
El segundo bloque que se observa en la Fig. 2.24, se encarga de determinar el par eléctrico de la máquina, el cual se define como  $T_e = \vec{\lambda}_e \times \vec{i}_e$ , para establecer la velocidad de la máquina, utilizando la ecuación de Newton que esta dada por la expresión:

$$T_e - T_m = J\ddot{\theta} + p(\dot{\theta}) \quad (2.31)$$



**Figura 2.24.:** Bloque del modelo VBR que obtiene la velocidad de la máquina.

Para poder obtener el valor del flujo representado por  $[F_{rx}]$  y  $[F_{ry}]$  en la Fig. 2.24, se hace uso de un tercer bloque en el cual se tiene una función en la que se van a introducir las variables de estado que son las corrientes, los enlaces de flujo, la velocidad, la temperatura y un grupo de constantes necesarias para transmitir los parámetros de la máquina, tal como se presenta en la Fig. 2.25.

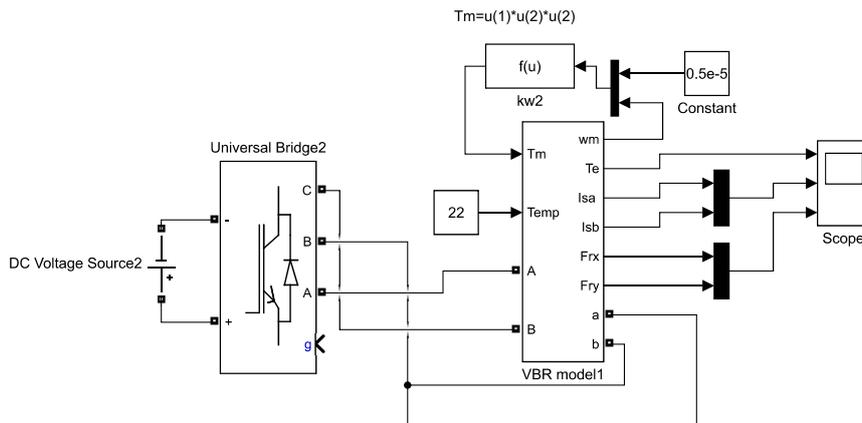


**Figura 2.25.:** Bloque del modelo VBR que obtiene el enlace de flujo y las fuerzas electromotrices.

La parte principal del modelo VBR en realidad se enfoca en la función definida como «MATLAB Function» en la Fig.2.25, donde se calculan las fuerzas electromotrices  $[ea]$  y  $[eb]$ , que deben accionar las impedancias de la Fig. 2.22, así como también se determinará el valor de los flujos denominados como  $[F_{rx}]$  y  $[F_{ry}]$ . Los valores determinados de estas variables se presentaron en las ecuaciones 2.27 a 2.30.

En el Anexo 1, se presenta la programación del bloque «MATLAB Function», aplicando las ecuaciones 2.27 a 2.30, obtenidas mediante el cálculo realizado.

El aspecto general de la representación de la máquina de inducción monofásica, conectada al puente inversor trifásico a partir del modelo VBR, se presenta en la Fig. 2.26, mientras que en el Anexo 2, se observa los parámetros de la máquina incorporados en la máscara del bloque presentada en el Anexo 3.



**Figura 2.26.:** Modelo VBR: Máquina de Inducción Monofásica conectada al puente inversor trifásico.

## 2.6. Pruebas de Vacío y de Rotor Bloqueado de la Máquina de Inducción Monofásica

Para controlar la máquina de inducción monofásica real, es necesario establecer los parámetros que intervienen en la modelación, básicamente los valores de las resistencias y reactancias. Estos parámetros se pueden determinar realizando una serie de pruebas al motor de inducción, que se asemejan a las pruebas de circuito abierto y cortocircuito de un transformador. Hay que tener en consideración que estas pruebas se deben realizar con precisión, debido a que los bobinados pueden variar con la temperatura. Generalmente el circuito equivalente de una máquina de inducción está representado por seis elementos, tres resistencias y tres reactancias, que modelan las pérdidas y los flujos de dispersión y magnetización de la máquina [1].

### 2.6.1. Prueba en Vacío

En el desarrollo de esta prueba se acciona al motor de inducción sin carga mecánica, trabajando a los valores de tensión y frecuencia nominal de la máquina. La velocidad de giro del motor se aproxima a la velocidad síncrona debido a la ausencia de carga. Las pérdidas mecánicas pueden ser consideradas constantes, produciendo un deslizamiento muy pequeño. En la Fig. 2.27 se observa el esquema representativo de la conexión requerida para realizar esta prueba. [1]

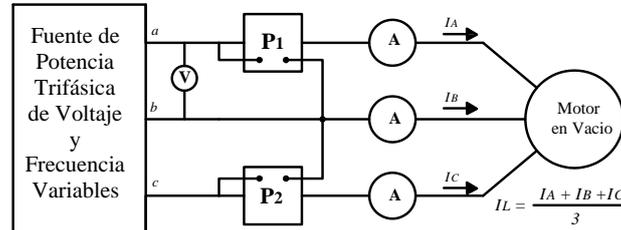


Figura 2.27.: Prueba en vacío del motor de inducción. [10]

Con esta prueba, se puede determinar los valores de la resistencia y reactancia de magnetización de la máquina, dados por las ecuaciones 2.35 y 2.36 [1].

$$S_0 = \sqrt{3}V_0I_0 \quad (2.32)$$

$$P_0 = P_1 + P_2 \quad (2.33)$$

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} \quad (2.34)$$

$$R_m = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (2.35)$$

$$X_m \approx \frac{V_0^2}{Q_0} \quad (2.36)$$

### 2.6.2. Prueba de Rotor Bloqueado

Para el desarrollo de esta prueba, se inmoviliza el rotor de la máquina y se aplica tensión hasta alcanzar el valor nominal de la corriente de la máquina. En este caso el deslizamiento es unitario. El valor de la corriente de rotor bloqueado a tensión nominal puede alcanzar entre tres y seis veces el valor de la corriente nominal. Se debe utilizar un valor de tensión suficientemente grande para que se garantice la linealidad del circuito magnético pero con una corriente que sea cercana a la nominal para evitar un calentamiento excesivo. Por otra parte, es necesario medir las resistencias del estator a temperatura ambiente, y posteriormente aplicar la prueba a rotor bloqueado, inyectando corriente directa  $I_{cc}$  en la bobina y midiendo la caída de tensión que se genera; para medir la resistencia del estator y su cambio con la temperatura. Esta corriente debe ser inferior al 10 % de la nominal para evitar calentamiento adicional [1]. El esquema representativo de esta prueba, se presenta en la Fig. 2.28.

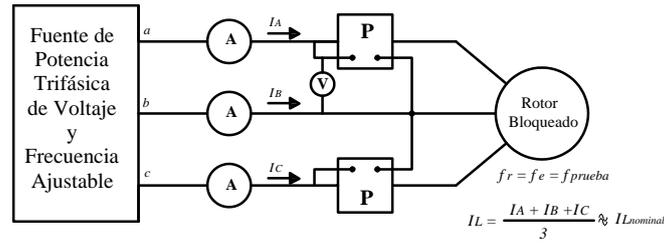


Figura 2.28.: Prueba a rotor bloqueado. [10]

De esta prueba se pueden determinar los valores de las resistencias del estator y rotor, así como también las reactancias de dispersión, dadas por las ecuaciones [1]:

$$S_{RB} = \sqrt{3}I_{RB}V \quad (2.37)$$

$$Q_{RB} = \sqrt{S_{RB}^2 - P_{RB}^2} \quad (2.38)$$

$$R_T = R_e + R_r = \frac{P_{RB}}{3I_{RB}^2} \quad (2.39)$$

$$X_{\sigma T} = X_{\sigma e} + X_{\sigma r} = \frac{Q_{RB}}{3I_{RB}^2} \quad (2.40)$$

## 3. Resultados

### 3.1. Simulación del control de velocidad de la máquina de inducción monofásica

La simulación del control de velocidad de la máquina de inducción monofásica, se realizó utilizando cuatro métodos que se describen a continuación:

- Control  $V/f$  constante con Modulación de Ancho de Pulso (PWM) .
- Control Directo de Par mediante seis vectores espaciales.
- Control Directo de Par mediante ocho vectores espaciales.
- Control Directo de Par Predictivo mediante siete vectores espaciales.

El control DTC mediante seis y ocho vectores espaciales, se realizó mediante las tablas correspondientes como la presentada en el capítulo 2, denominada Tabla 2.2; el control escalar  $V/f$  constante con PWM se estableció mediante una generación de pulsos a partir del principio de modulación de señal, mientras que, el control DTC Predictivo, el cual es la propuesta y desarrollo central de la presente tesis, se realizó a través de una optimización del control DTC clásico.

#### 3.1.1. Control PWM

El inversor trifásico presentado en la Fig. 3.1 permite la posibilidad de modular cada una de sus ramas mediante la técnica PWM, considerando el tiempo de conmutación y el valor medio resultante del tiempo en alto y del tiempo en bajo que se establece para cada ciclo de conmutación.

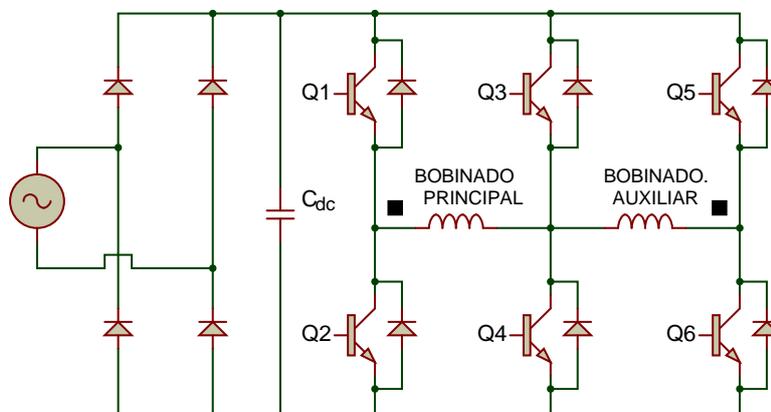
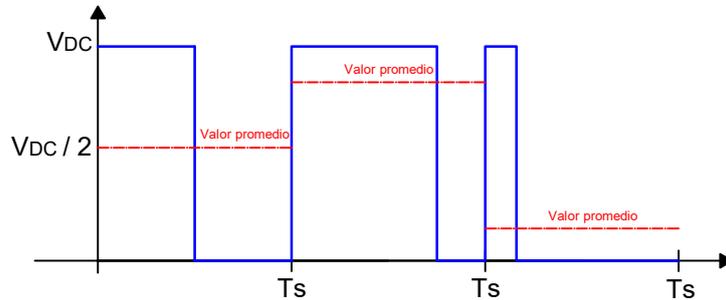


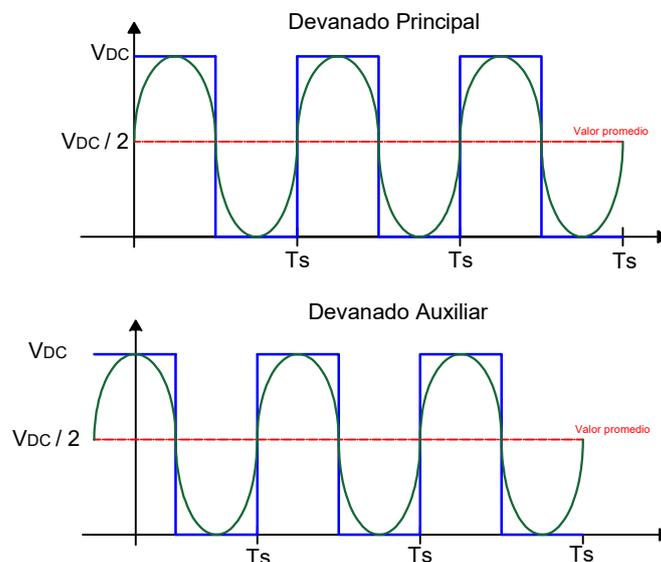
Figura 3.1.: Puente inversor trifásico. [5]

En la Fig. 3.2 se observa el principio básico de funcionamiento de la modulación PWM, donde, dependiendo del tiempo en alto y del tiempo en bajo que se asigne, se modula el ancho de pulso a un valor promedio que, para el caso del primer período  $T_s$ , es la mitad de la tensión de suministro  $V_{DC}$ .



**Figura 3.2.:** Principio de modulación de ancho de pulso PWM.

En las ramas no comunes del puente inversor de la Fig. 3.1, se pueden establecer mediante la técnica de modulación PWM, corrientes sinusoidales, producto del efecto pasabajos del bobinado del motor ante la aplicación de una tensión conmutada, estas corrientes están centradas en  $V_{DC}/2$  y su amplitud varía de cero a  $V_{DC}$ , para alimentar a las bobinas de la máquina de inducción monofásica, como se presenta en la Fig. 3.3.



**Figura 3.3.:** Corrientes sinusoidales con tensión continua para el suministro de la máquina.

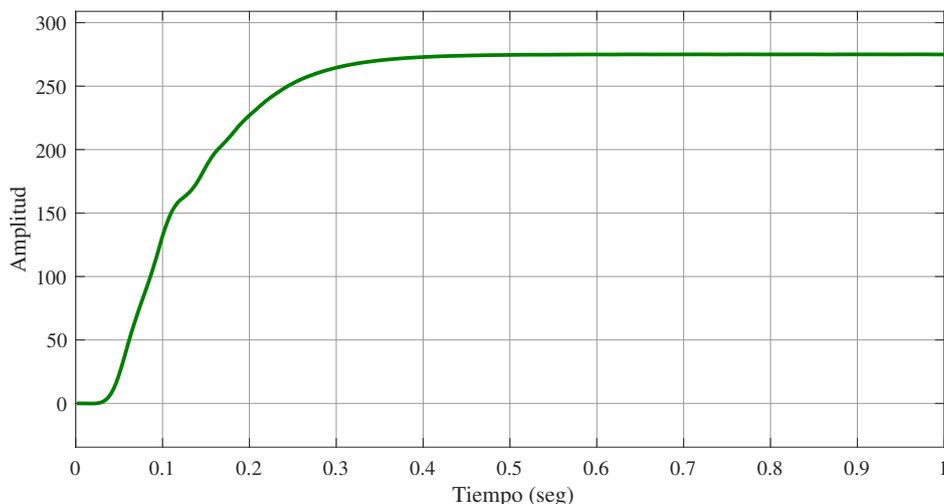
En la Fig. 3.3 se aprecia que, a la máquina de inducción monofásica se le está alimentando con dos corrientes sinusoidales que tienen una tensión continua  $V_{DC}/2$ , que es lo que se puede lograr en cada rama del puente inversor de la Fig. 3.1, pero esta tensión continua no es lo que la máquina requiere. Por esta razón en la rama común del puente inversor de esta figura, se modula solamente una señal continua de valor  $V_{DC}/2$ , con el fin de restarla a las tensiones de las ramas no comunes y de esta manera obtener en las bobinas de la máquina, tensiones puramente alternas.

En el circuito de disparo de los dispositivos de conmutación del puente inversor trifásico, se define la tensión y la frecuencia de operación, considerando que la máquina de inducción monofásica es desequilibrada y que en la simulación se incorpora el desequilibrio del número de vueltas, utilizando un transformador reductor, externo a las bobinas. La relación de transformación es la determinada en la medición de parámetros, que se presenta en la Tabla 3.8. El esquema de disparo se ha definido mediante dos rampas de tensión diferentes para cada fase de la máquina y una rampa de iguales características para establecer la frecuencia en cada fase, como se observa en el Anexo 4.

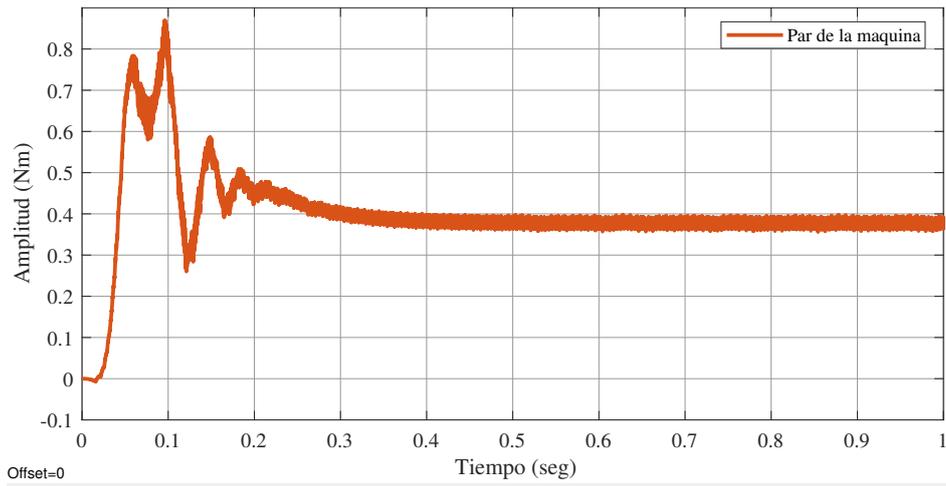
Los resultados obtenidos a partir de simulaciones realizadas en MATLAB/SIMULINK del control escalar  $V/f$  constante con PWM para determinar los valores del par y del enlace de flujo de la máquina de inducción monofásica desequilibrada, se presentan a continuación, considerando que la consigna de par mecánico está definida como  $T_{mec} = 0,5 \times 10^{-5} pu$ .

El control PWM mediante la relación de tensión y frecuencia constante, permite arrancar y controlar la velocidad de la máquina de inducción monofásica. En la Fig. 3.4 se puede apreciar que la máquina alcanza el régimen permanente de funcionamiento en aproximadamente 0,3s. En la técnica PWM no se controla el par, por este motivo en la Fig. 3.5 se observa un comportamiento oscilante durante el arranque de la máquina, que tiende al valor de 0,4 Nm en el régimen permanente, el cual se debe a las características y condiciones de funcionamiento del control y de la máquina.

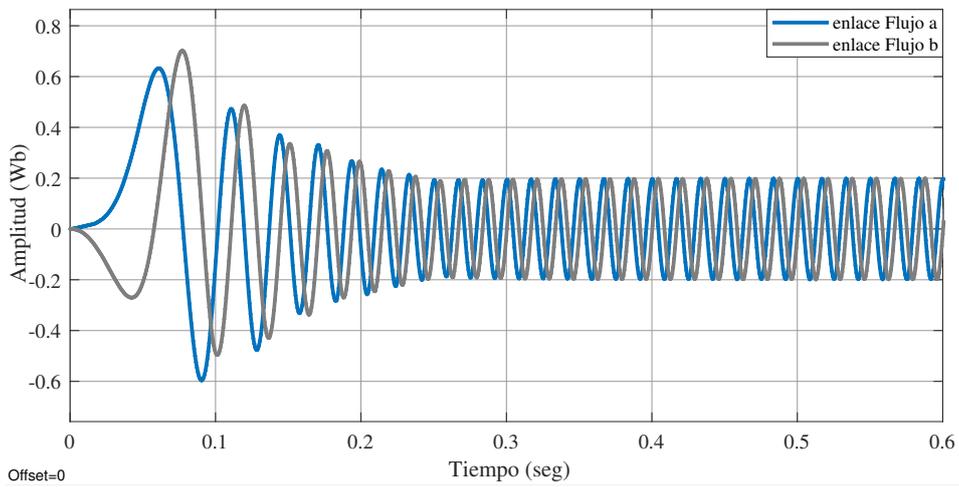
En las Figs. 3.6 y 3.7 se presentan las curvas de los enlaces de flujo y de las corrientes de la máquina. Se puede apreciar que en el lapso de tiempo de arranque, las magnitudes de estas variables presentan valores superiores a los observados cuando la máquina ha alcanzado su velocidad de funcionamiento. Debido a las características del control PWM, se puede observar que existe un desplazamiento de las ondas en ambas figuras que tiende a 90 grados. La gráfica de la Fig. 3.8 indica que el enlace de flujo resultante tiene una estructura circular, lo cual representa un funcionamiento aceptable considerando el desequilibrio de las bobinas de la máquina mediante un transformador reductor en la simulación para modelar el desequilibrio de las bobinas.



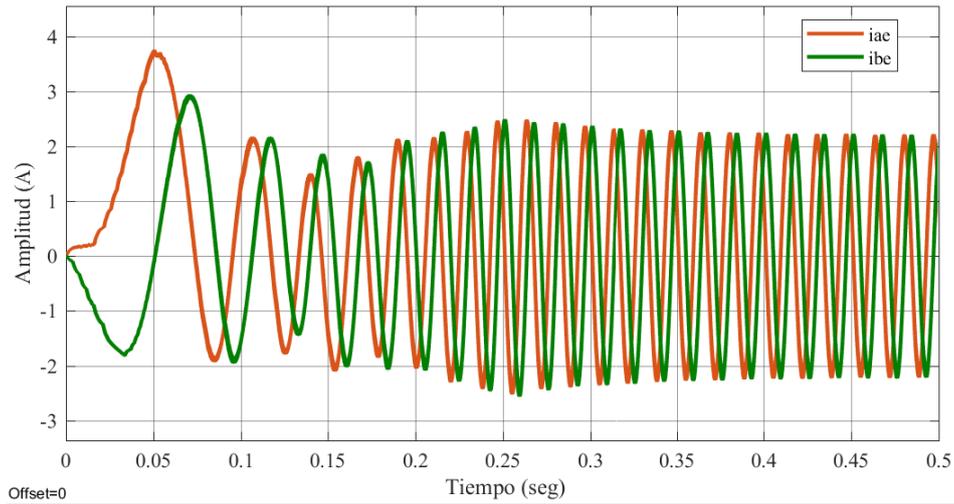
**Figura 3.4.:** Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico.



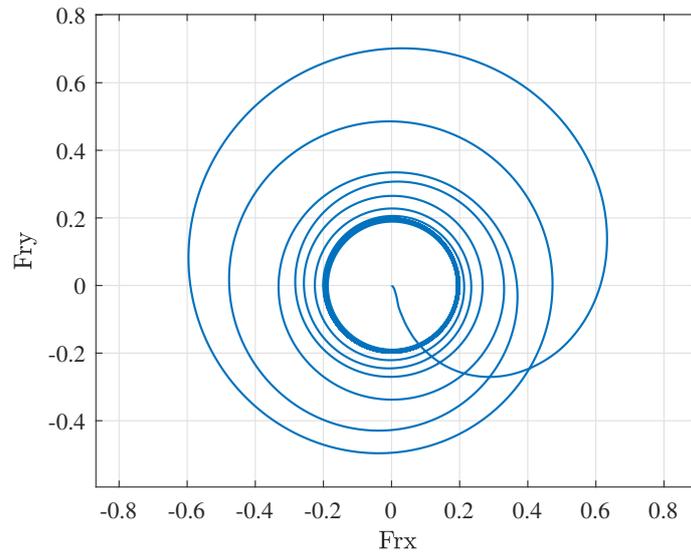
**Figura 3.5.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico.



**Figura 3.6.:** Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico.



**Figura 3.7.:** Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico.

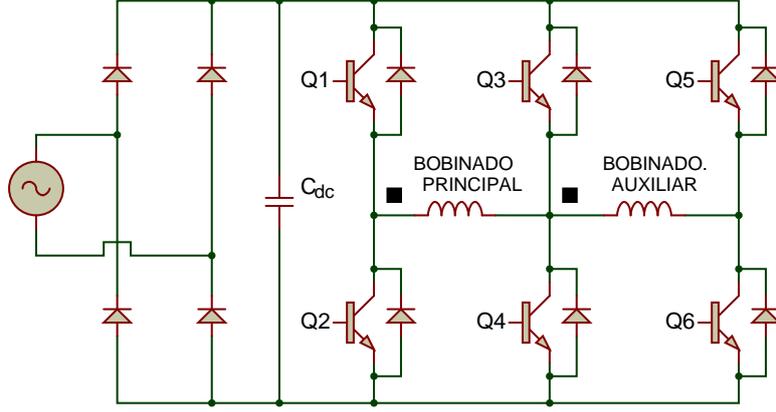


**Figura 3.8.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo de la máquina utilizando la técnica PWM y un puente inversor trifásico.

En el Anexo 4, se presenta el esquema de programación realizado en MATLAB/SIMULINK, del control  $V/f$  constante con modulación PWM.

### 3.1.2. Control DTC mediante seis vectores espaciales

El control de velocidad para la máquina de inducción monofásica a través del DTC de seis vectores espaciales de tensión, utiliza un puente inversor trifásico de seis dispositivos de conmutación, en el cual se conecta a la máquina como se presenta en la Fig. 3.9 [5] .



**Figura 3.9.:** Inversor trifásico CC/CA [5].

Los diferentes vectores espaciales de tensión que la topología del inversor trifásico presentada en la Fig. 3.9 permiten configurar en las bobinas principal y auxiliar de la máquina de inducción monofásica, se presentan en la Tabla 3.1.

**Tabla 3.1.:** Vectores espaciales de tensión aplicados al puente inversor trifásico.

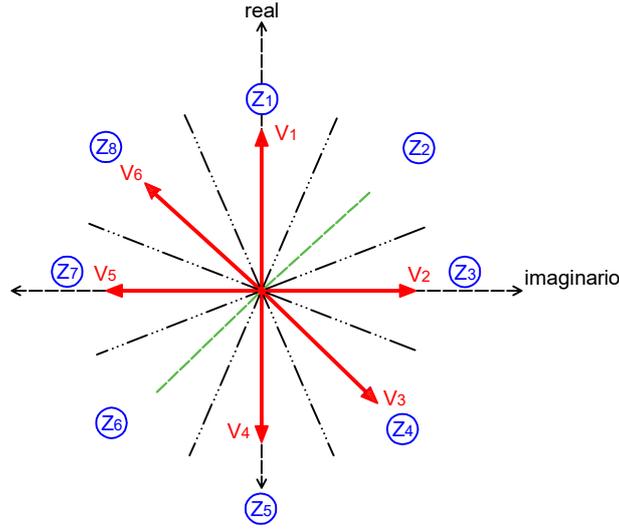
Vectores espaciales aplicados		
Denominación	Bobina Principal	Bobina Auxiliar
$\vec{v}_1$	$V$	$0$
$\vec{v}_2$	$0$	$V$
$\vec{v}_3$	$-V$	$V$
$\vec{v}_4$	$-V$	$0$
$\vec{v}_5$	$0$	$-V$
$\vec{v}_6$	$V$	$-V$

La configuración de la tabla lógica de conmutación se fundamenta en la elección del vector espacial de tensión que se debe aplicar al puente inversor, en función del valor del error de par  $e_T$ , del error de flujo  $e_\lambda$  y de la zona en donde se encuentra en ese instante el flujo en el entrehierro  $\vec{\lambda}_e$ , con el fin de obtener la respuesta de par y de enlace de flujo más cercana a sus referencias. Donde el error de par y el error de flujo vienen dados por las expresiones:

$$e_T = T_{referencia} - T_{real} \quad (3.1)$$

$$e_\lambda = \lambda_{referencia} - \lambda_{real} \quad (3.2)$$

Las zonas en donde el enlace de flujo se encuentra en cada instante de tiempo se establecen tal como se muestra en la Fig. 3.10.



**Figura 3.10.:** Determinación de zonas en el entrehierro de la máquina.

En función del valor del error de par  $e_T$ , del error de flujo  $e_\lambda$  y de la zona, la tabla lógica de conmutación utilizada en este DTC se presenta en la Tabla 3.2.

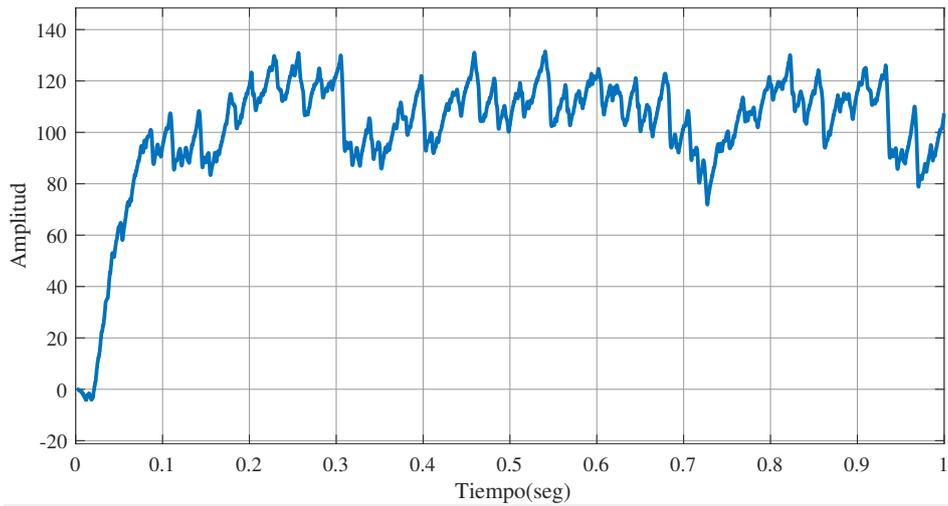
**Tabla 3.2.:** Tabla lógica de conmutación para el inversor trifásico.

$e_T$	$e_\lambda$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_7$	$Z_8$
$e_T > 0$	$e_\lambda > 0$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
$e_T > 0$	$e_\lambda < 0$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
$e_T < 0$	$e_\lambda > 0$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
$e_T < 0$	$e_\lambda < 0$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

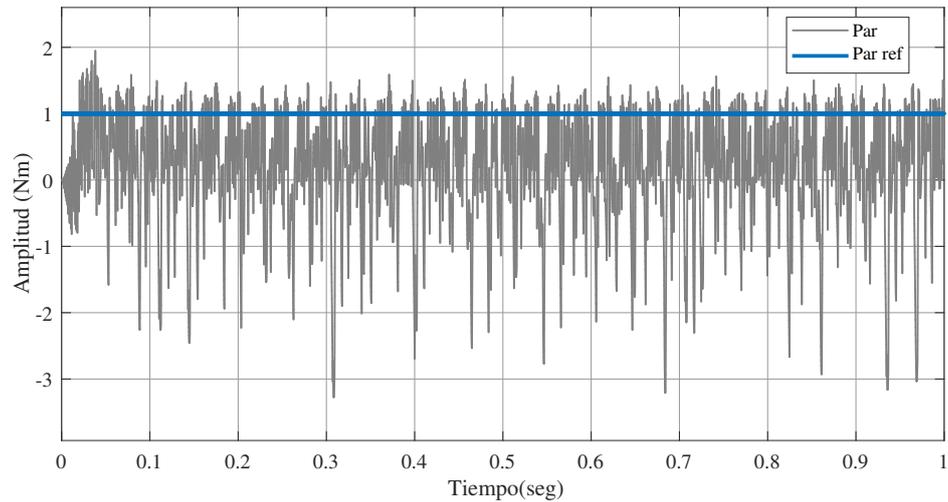
Los resultados obtenidos a partir de simulaciones realizadas en MATLAB/SIMULINK del control DTC mediante seis vectores espaciales para la estimación de par y flujo de la máquina de inducción monofásica desequilibrada, se presentan a continuación, considerando que los valores de referencia utilizados son:

$$T_{ref} = 1,0 \text{ pu} ; |\lambda_{ref}| = 0,8 \text{ pu} ; T_{mec} = 1 \times 10^{-5} \text{ pu}$$

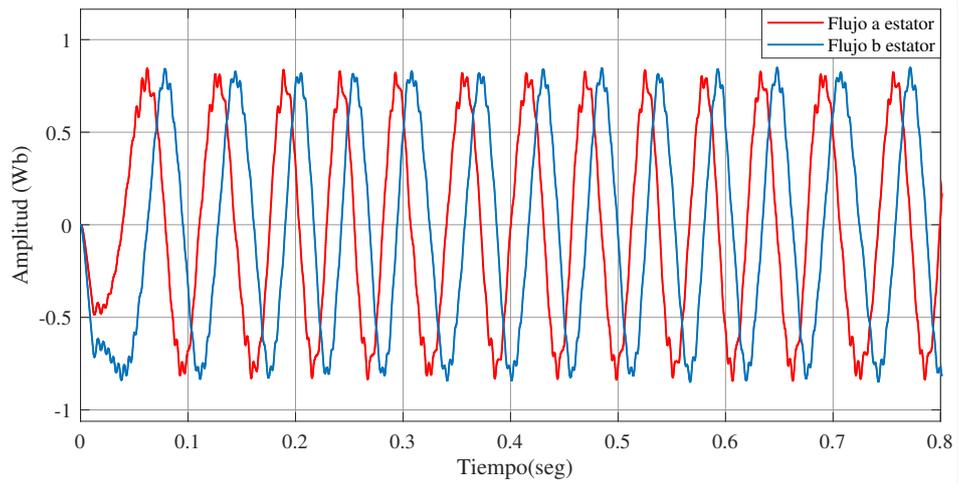
En las Figs. 3.11, 3.12 , 3.13, 3.14 y 3.15, se presentan los resultados obtenidos en la simulación para la velocidad angular, par eléctrico, enlaces de flujo principal y auxiliar, corrientes estáticas y el vector espacial del flujo del estator.



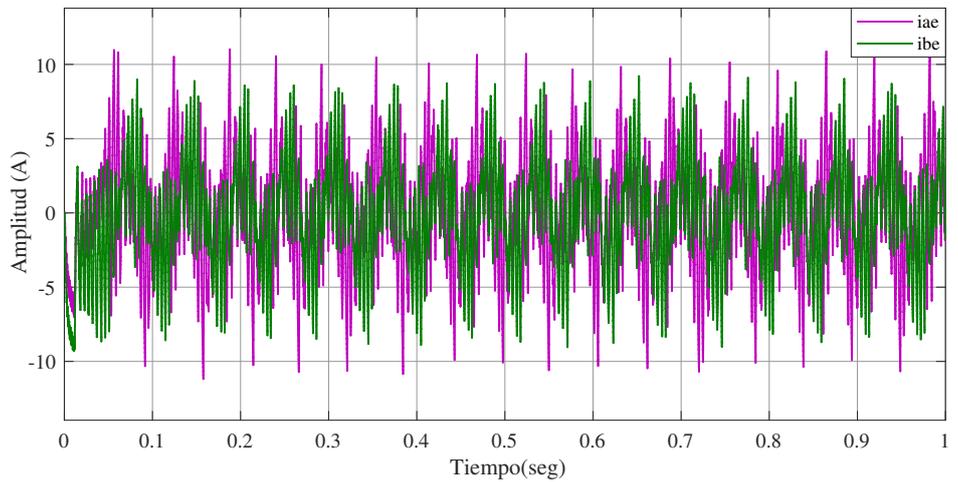
**Figura 3.11.:** Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores.



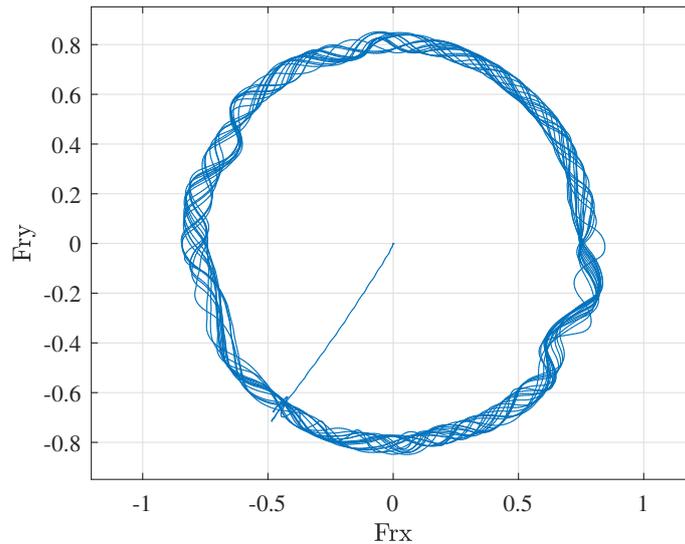
**Figura 3.12.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores.



**Figura 3.13.:** Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores.



**Figura 3.14.:** Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores.



**Figura 3.15.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo utilizando un puente inversor trifásico y DTC de seis vectores.

Los resultados obtenidos al simular el control DTC aplicado a la máquina de inducción monofásica desequilibrada, utilizando seis vectores espaciales de tensión, presentados en las Figs. 3.11 a 3.15, muestran que este controlador logra arrancar la máquina, alcanzando la velocidad de operación en régimen permanente en alrededor de  $0,25 s$ . Este método de control no requiere un modelo de la máquina de inducción monofásica desequilibrada y por lo tanto presenta un gran interés para su posible aplicación práctica.

En la Fig. 3.11 se presenta la curva de velocidad de la máquina, se puede observar que durante el régimen transitorio de aceleración, la máquina tiene una oscilación pronunciada debido tanto al desequilibrio existente como al tipo de control utilizado. En régimen permanente se mantiene un comportamiento oscilatorio similar.

La gráfica del par presentada en en la Fig. 3.12, indica que este sigue el valor de referencia pre-establecido  $T_{ref} = 0,8 pu$ , hasta el momento en que la máquina alcanza su velocidad de operación. Inmediatamente el par eléctrico decae, tendiendo al valor de carga o de vacío con el que se realizó la simulación. En la simulación se ha considerado establecer un tiempo de retardo en la asignación de par de referencia de  $0,02 s$ , para permitir el establecimiento del enlace de flujo, con el fin de reducir el pico inicial de corriente que puede producirse en el proceso de aceleración de la máquina. Esto ayuda a disminuir el dimensionamiento del puente inversor y a reducir la demanda máxima sobre la red eléctrica.

La Fig. 3.15 muestra el comportamiento del vector espacial del enlace de flujo durante el proceso de arranque. Se observa que el flujo en el entrehierro es circular y no elíptico, lo que implica ventajas para la máquina porque se reducen pérdidas y vibraciones mecánicas. En la simulación se realizó la carga del enlace de flujo a través del suministro de tensión CC del puente inversor trifásico para reducir el pico de corriente mencionado anteriormente. Además en la Fig. 3.13 se presentan los enlaces de flujo del rotor referido al estator de las dos fases de la máquina. Se puede apreciar que, están defasadas  $90$  grados y tienen amplitudes similares, muy

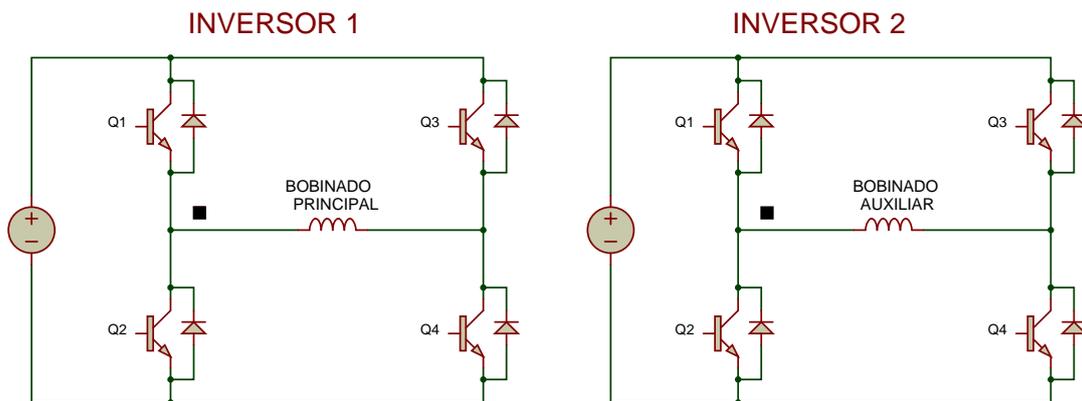
cercanas al valor de referencia  $|\lambda_{ref}| = 1,0 pu$ . Estos enlaces de flujo tienen contenido armónico ocasionado por desequilibrio de la máquina.

En la Fig. 3.14 se observan las corrientes del estator de la máquina. El desfase entre ellas se aproxima a los 90 grados. Tienen un considerable contenido de armónicas y además la amplitud de la fase  $b$  es menor que la fase  $a$ , debido al desequilibrio externo a las bobinas en cuanto al número de vueltas, el cual se ajustó con el uso de un transformador reductor en la simulación, estableciendo la relación de transformación determinada en los ensayos de la máquina, que se observaron en el Capítulo 2 del presente trabajo.

En el Anexo 5, se presenta el esquema de programación realizado en MATLAB/-SIMULINK, del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales, además del código de programación implementado.

### 3.1.3. Control DTC utilizando ocho vectores espaciales

El control de velocidad mediante la técnica DTC de ocho vectores espaciales de tensión, requiere la utilización de dos puentes inversores de dos ramas (puente H), los cuales permitirán existencia de todos los vectores posibles, tal como se presenta en la Fig. 3.16.



**Figura 3.16.:** Conexión de Puentes Inversores de dos ramas para la máquina de inducción monofásica.

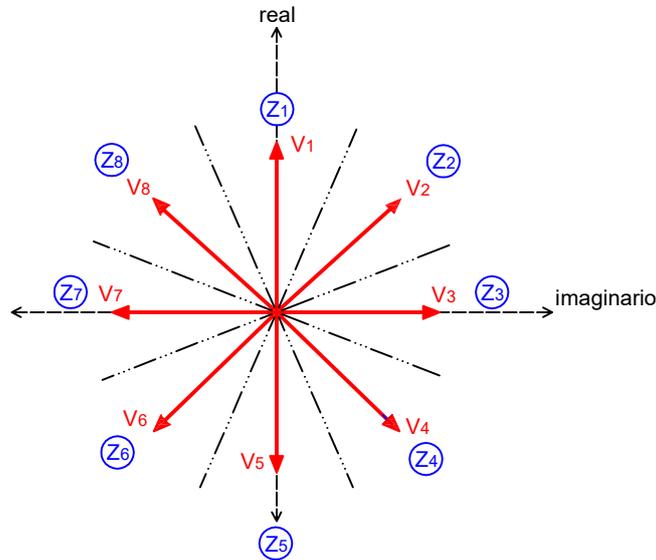
Según la conexión de las bobinas de la máquina, observado en la Fig. 3.16, los vectores espaciales que se pueden configurar, tanto en la bobina principal como en la auxiliar, son los que se observan en la Tabla 3.3.

**Tabla 3.3.:** Vectores espaciales aplicados a los puentes inversores.

Vectores espaciales aplicados		
Denominación	Bobina principal	Bobina auxiliar
$\vec{v}_1$	$V$	$0$
$\vec{v}_2$	$V$	$V$
$\vec{v}_3$	$0$	$V$
$\vec{v}_4$	$-V$	$V$
$\vec{v}_5$	$-V$	$0$
$\vec{v}_6$	$-V$	$-V$
$\vec{v}_7$	$0$	$-V$
$\vec{v}_8$	$V$	$-V$

La configuración de la tabla lógica de conmutación selecciona el vector espacial de tensión que se debe aplicar al puente inversor, en función del valor del error de par  $e_T$ , del error de flujo  $e_{\lambda}$  y de la zona en donde se encuentra en ese instante el flujo en el entrehierro, para obtener la respuesta de par y de enlace de flujo más cercana a sus referencias. El error de par y el error de flujo viene dado por las expresiones 3.1 y 3.2.

Las diferentes zonas en donde se puede localizar el enlace de flujo en cada instante de tiempo, se establecen tal como se presenta en la Fig. 3.17.



**Figura 3.17.:** Vectores aplicados y determinación de zonas.

Con el valor del error de par  $e_T$ , el error de flujo  $e_{\lambda}$  y la zona donde se encuentra el enlace de flujo del estator, se estructura la lógica de conmutación que se presenta en la Tabla 3.4.

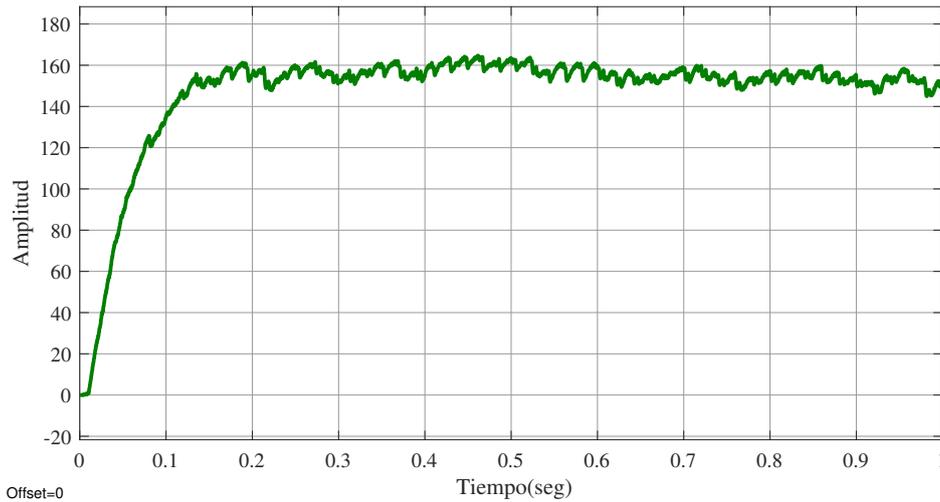
**Tabla 3.4.:** Tabla lógica de conmutación para dos puentes H.

$e_T$	$e_\lambda$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_7$	$Z_8$
$e_T > 0$	$e_\lambda > 0$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_1$
$e_T > 0$	$e_\lambda < 0$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
$e_T < 0$	$e_\lambda > 0$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$
$e_T < 0$	$e_\lambda < 0$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$

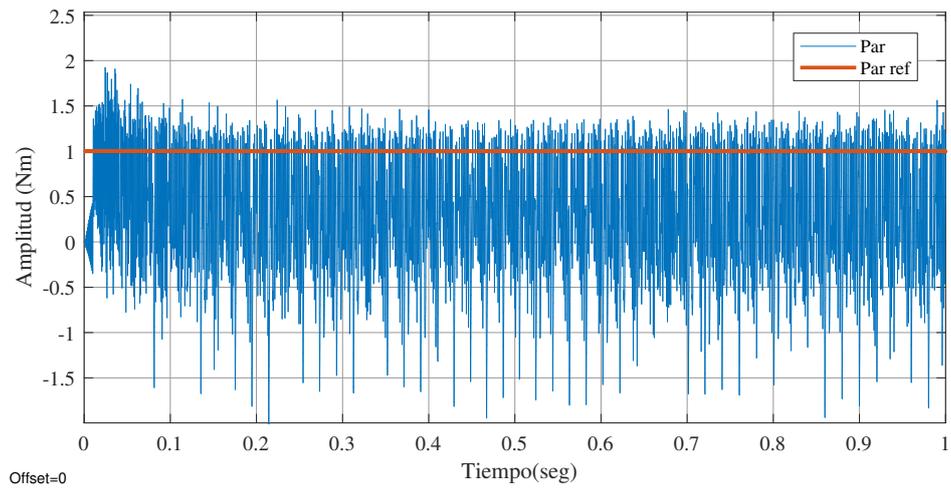
Los resultados obtenidos a partir de simulaciones realizadas en MATLAB/SIMULINK del control DTC mediante seis vectores espaciales para la estimación de par y flujo de la máquina de inducción monofásica desequilibrada, se presentan a continuación, considerando que los valores de referencia utilizados son:

$$T_{ref} = 1,0 pu ; |\lambda_{ref}| = 0,8 pu ; T_{mec} = 1 \times 10^{-5} pu$$

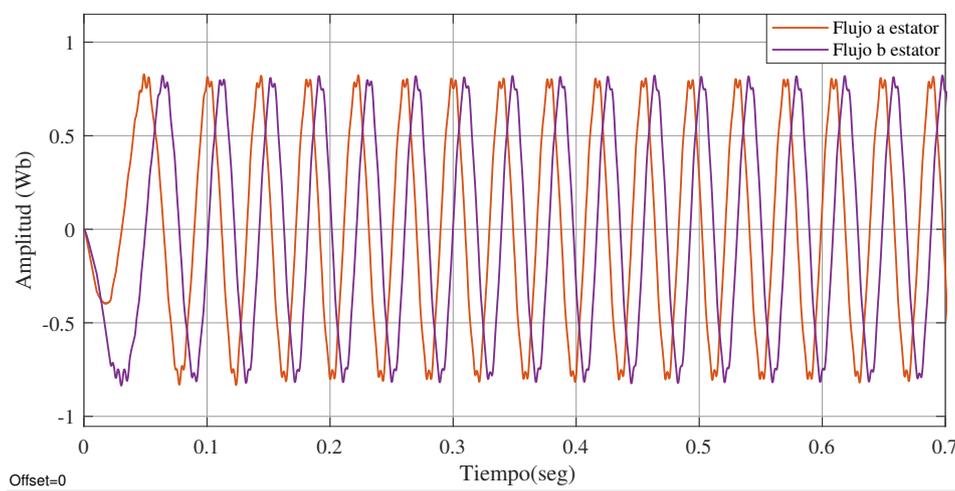
En las Figs. 3.18, 3.19 , 3.20, 3.21 y 3.22, se presentan los resultados obtenidos en la simulación para la velocidad angular, par eléctrico, enlaces de flujo principal y auxiliar, corrientes estáticas y el vector espacial del flujo del estator.



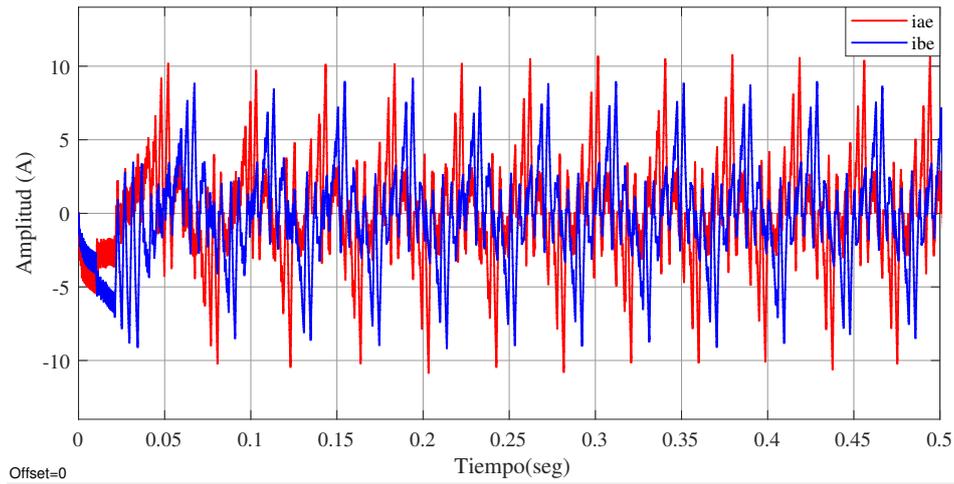
**Figura 3.18.:** Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores.



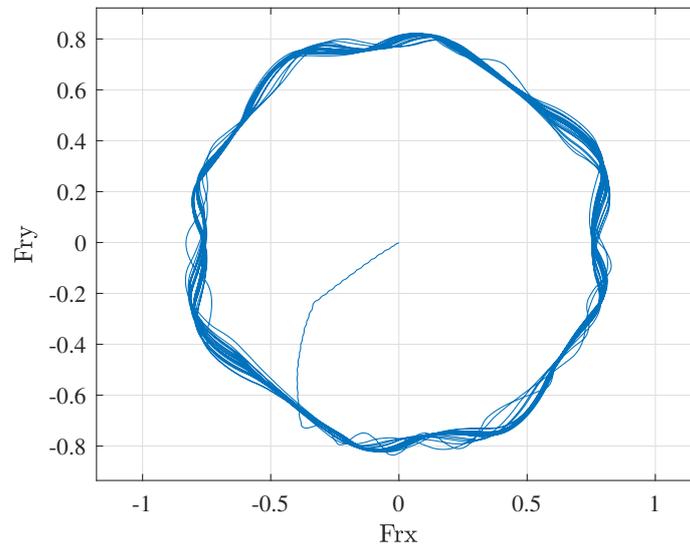
**Figura 3.19.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores.



**Figura 3.20.:** Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores.



**Figura 3.21.:** Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores.



**Figura 3.22.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el vector espacial del enlace de flujo de la máquina utilizando dos puentes inversores de dos ramas y DTC de ocho vectores.

Los resultados obtenidos con la aplicación del control DTC a la máquina de inducción monofásica desequilibrada mediante ocho vectores espaciales de tensión, observados en las Figs. 3.18 a 3.22, requieren dos puentes inversores tipo H, los cuales permiten configurar todos los vectores posibles de tensión que se pueden asignar a cada bobina de la máquina, como se presenta en la Fig. 3.17.

En la Fig. 3.18 se muestra la curva de velocidad de la máquina. Como se aprecia, esta alcanza su velocidad de operación en un poco más de 0,2 s, presentando un comportamiento oscilante debido al desequilibrio de la máquina y al tipo de control establecido. Sin embargo, estas oscilaciones son menos pronunciadas que en el caso del DTC con puente trifásico.

En la gráfica del par presentado en la Fig. 3.19, se puede observar que el par sigue el valor de referencia prefijado  $T_{ref} = 0,8 pu$ , hasta el momento en que la máquina alcanza su velocidad de operación. A partir de este instante empieza a tender al valor de carga o de vacío, que en la simulación es  $T_{mec} = 1 \times 10^{-5} pu$ . En este caso también se introduce un retardo de  $0,02 s$  en la aplicación del par de referencia, para dar tiempo al establecimiento del enlace de flujo y evitar picos de corriente innecesarios.

La Fig. 3.22 muestra el comportamiento del enlace de flujo durante el arranque de la máquina. Presenta una forma más o menos circular, lo que indica un adecuado funcionamiento, considerando el desequilibrio de las bobinas de la máquina. Para cargar inicialmente el enlace de flujo se aplicó CC durante  $0,02 s$  a una fase del puente inversor de dos ramas con el fin de evitar el pico de corriente mencionado anteriormente. Se presenta además en la Fig. 3.20 las ondas de cada uno de los enlaces de flujo de las fases de la máquina, los cuales están desfasados  $90$  grados y su amplitud es muy cercana al valor de referencia pre-establecido  $|\lambda_{ref}| = 0,8 pu$ .

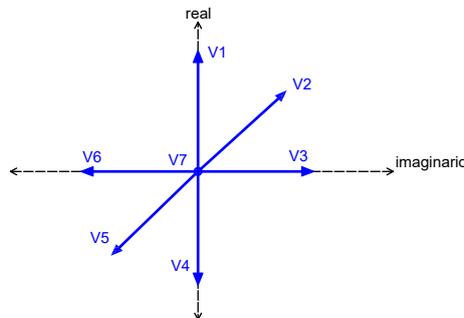
En la Fig. 3.21 se observan las corrientes del estator de la máquina. Se evidencia la presencia de gran contenido armónico que dificulta establecer visulamente el desfase entre estas corrientes que tiende a  $90$  grados. Además, la amplitud en la fase  $b$  es menor que en la fase  $a$  debido al desequilibrio de las bobinas y a las características del control DTC, el cual fue modelado en la simulación mediante un transformador reductor de relación  $a = N_p/N_{aux}$ .

En el Anexo 6, se presenta el esquema de programación realizado en MATLAB/SIMULINK, del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales, además del código de programación implementado.

### 3.1.4. Control DTC Predictivo

Para realizar el control DTC predictivo descrito en la subsección 2.3.4, la máquina de inducción monofásica utiliza como fuente de alimentación un inversor de tres ramas (seis dispositivos de conmutación), en el cual, se conectarán las bobinas principal y auxiliar de la máquina, como se presenta en la Fig. 3.1 [5].

En la conmutación de los dispositivos de interrupción del puente inversor trifásico presentado en la Fig. 3.1, se puede configurar siete posibilidades de tensión aplicada a las dos bobinas de la máquina, como se aprecia en la Fig. 3.23.



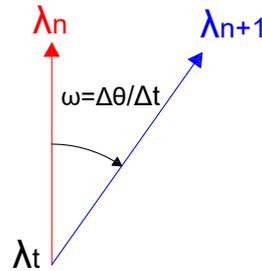
**Figura 3.23.:** Vectores espaciales de tensión del estator producidos por el inversor trifásico.

Los vectores de tensión  $\vec{v}_e$  que se aplican a la máquina de inducción monofásica para realizar el control predictivo de par y de enlace de flujo, en función de la ecuación 2.20, se presenta en la Tabla 3.5.

**Tabla 3.5.:** Vectores de tensión aplicados a la máquina mediante el inversor trifásico.

Vectores de tensión $\vec{v}_e$		
Denominación	Bobina principal	Bobina auxiliar
$\vec{v}_1$	$V$	$0$
$\vec{v}_2$	$V$	$V$
$\vec{v}_3$	$0$	$V$
$\vec{v}_4$	$-V$	$0$
$\vec{v}_5$	$-V$	$-V$
$\vec{v}_6$	$0$	$-V$
$\vec{v}_7$	$0$	$0$

El control DTC Predictivo por su parte, requiere de la modelación de la máquina, para poder direccionar al vector de tensión correcto, resultante de la función de costo pre-establecida en la expresión 2.20. El modelo de la máquina presentado anteriormente en el capítulo 2, requiere de los parámetros de la máquina, la tensión del estator, la corriente del estator y del rotor referida al estator, así que en la simulación y en el desarrollo de las pruebas experimentales, la corriente del rotor de la máquina fue estimada, ya que físicamente solo se tiene acceso al estator de la máquina. Por otra parte, el modelo requiere también de la velocidad de la máquina, para el caso de la simulación se midió esta velocidad y fue asignada como variable de entrada en el modelo; mientras que en las pruebas experimentales, al no tener medición de velocidad, fue necesario estimar ésta a partir de la siguiente interpretación:



**Figura 3.24.:** Estimación de velocidad DTC Predictivo.

$$\lambda_n = \lambda_{xn} + j\lambda_{yn} \quad (3.3)$$

$$\Delta\theta \approx \text{sen}(\Delta\theta) \quad (3.4)$$

$$\omega \approx \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = f_{inv}\Delta\theta \quad (3.5)$$

En un instante de tiempo, se tiene el valor del enlace de flujo  $\lambda_n$  y en un instante de tiempo después se tiene el valor del enlace de flujo  $\lambda_{n+1}$  como se aprecia en la Fig. 3.24, descomponiendo al enlace de flujo del presente paso  $\lambda_n$  en su parte real e imaginaria, se obtiene la ecuación 3.3 y asumiendo que, la variación del ángulo entre un paso y otro no es grande, y se puede representar por la ecuación 3.4, entonces el seno de la variación del ángulo puede ser determinado con las componentes del enlace de flujo, resultando una expresión idónea para estimar la velocidad de la máquina, que se presenta en la ecuación 3.6.

$$\Delta\theta = \text{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n)$$

$$\omega = f_{inv} \frac{\lambda_{ey(n+1)}\lambda_{ex(n)} - \lambda_{ex(n+1)}\lambda_{ey(n)}}{|\lambda_{e(n+1)}| |\lambda_{e(n)}|} \quad (3.6)$$

donde el término  $f_{inv}$  es la frecuencia de conmutación del puente inversor trifásico. Para el desarrollo control DTC predictivo, se requieren los parámetros del modelo de la máquina de inducción monofásica. Estos parámetros se determinaron experimentalmente mediante pruebas de vacío y rotor bloqueado, realizadas al convertidor electromecánico y los resultados se presentan en la Tabla 3.6. En la Tabla 3.7 se presentan las medidas obtenidas en el laboratorio en los ensayos de vacío y rotor bloqueado.

**Tabla 3.6.:** Datos de placa y medidos de la máquina.

Tensión	120 V
Temp. ambient.	22°C
Potencia	1/2 HP
$R_{e(frío-bobina-principal)}$	7,5Ω
$R_{e(frío-bobina-auxiliar)}$	11,1Ω

**Tabla 3.7.:** Medidas de la máquina en el laboratorio.

Ensayo	$V_e$	$I_e$	$P_e$	$n$
Vacío bobina principal	122,6V	1,305A	58,3W	3558rpm
Rotor bloqueado bobina principal	64,8V	3,07A	160W	3558rpm
Vacío bobina auxiliar	120,6V	3,23A	280W	1152rpm
Rotor bloqueado bobina auxiliar	121V	3,39A	325W	1152rpm

Después de obtener las mediciones respectivas de cada prueba y de realizar el cálculo correspondiente, los parámetros de la máquina de inducción se pueden observar en la Tabla 3.8.

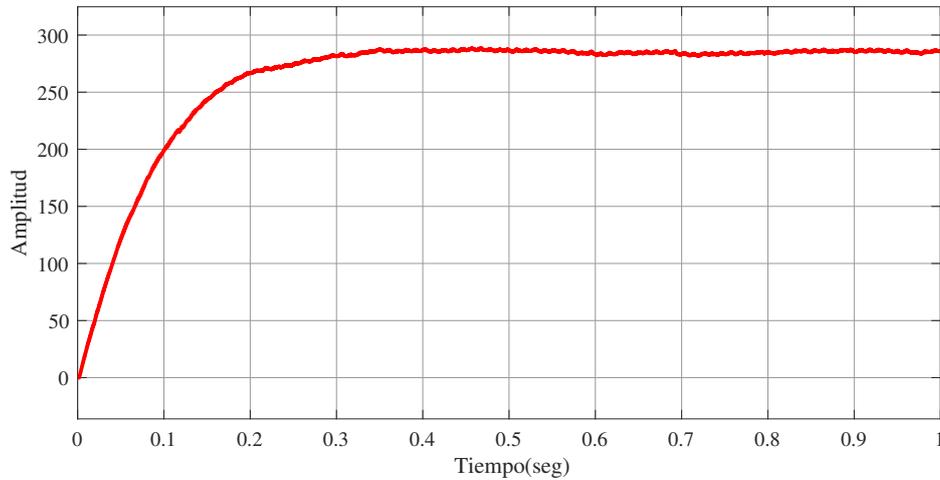
**Tabla 3.8.:** Parámetros calculados de la máquina.

$R_e$	6,4 $\Omega$
$R_r$	10,5763 $\Omega$
$L_{er}$	0,2675 H
$L_{\sigma e} = L_{\sigma r}$	1,663 mH
$p$	1
$J$	0,00031kgm <sup>2</sup>
$N_{aux}/N_p$	1,3178
$R_x$	$\sim 0\Omega$

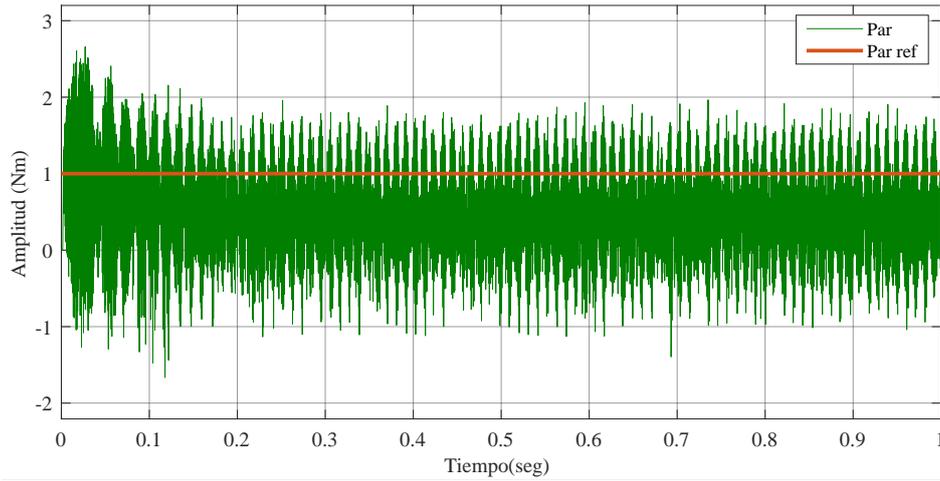
Los resultados obtenidos a partir de simulaciones realizadas en MATLAB/SIMULINK del control DTC mediante seis vectores espaciales para la estimación de par y flujo de la máquina de inducción monofásica desequilibrada, se presentan a continuación, considerando que los valores de referencia utilizados son:

$$T_{ref} = 1,0 pu ; |\lambda_{ref}| = 0,8 pu ; T_{mec} = 1 \times 10^{-5} pu$$

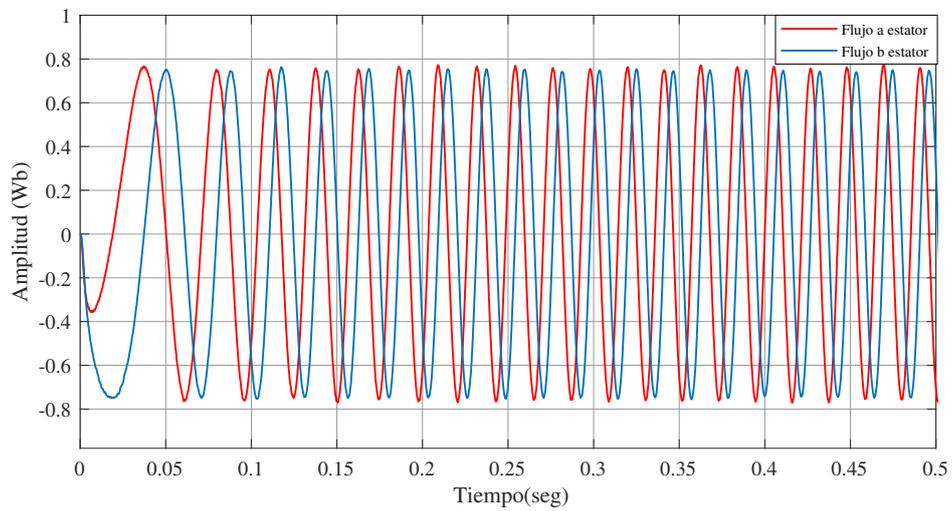
En las Figs. 3.25, 3.26 , 3.27, 3.28 y 3.29, se presentan los resultados obtenidos en la simulación para la velocidad angular, par eléctrico, enlaces de flujo principal y auxiliar, corrientes estatóricas y el vector espacial del flujo del estator.



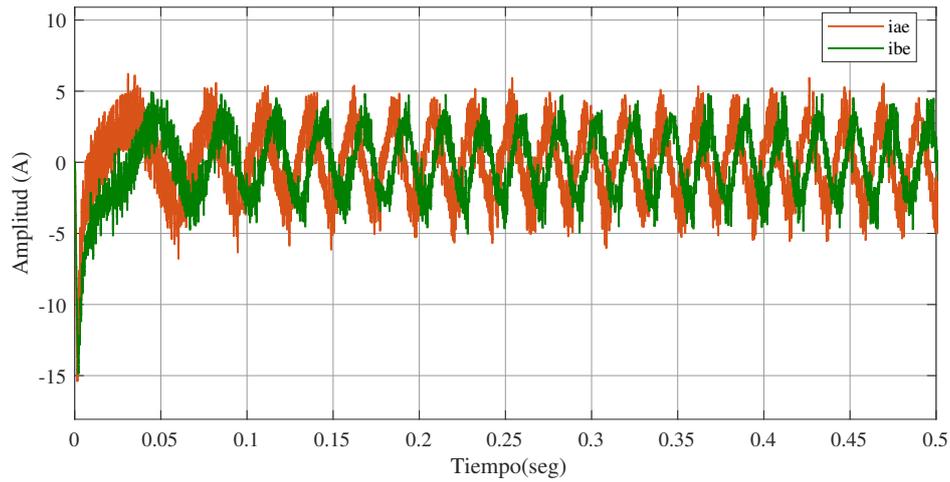
**Figura 3.25.:** Gráfica obtenida mediante simulación para la velocidad de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico.



**Figura 3.26.:** Gráfica obtenida mediante simulación para el par de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico.

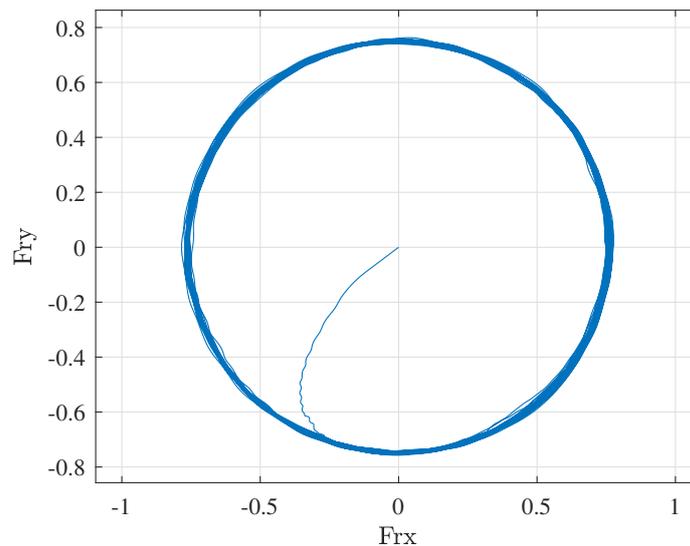


**Figura 3.27.:** Gráfica obtenida mediante simulación para los enlaces de flujo de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico.



**Figura 3.28.:** Gráfica obtenida mediante simulación para las corrientes del estator de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico.

- Simulación del enlace de flujo resultante



**Figura 3.29.:** Gráfica obtenida mediante simulación del vector espacial del enlace de flujo resultante de la máquina utilizando DTC predictivo y un puente inversor trifásico.

Como se puede apreciar en los resultados mostrados en las Figs 3.25 a 3.29, la máquina de inducción alcanza su velocidad de operación en aproximadamente 0,15 s, lo cual representa una transición del régimen transitorio al permanente en excelentes condiciones permitiendo el arranque con el par y enlace de flujo especificado.

En la Fig. 3.26, se puede observar que el par de arranque, sigue la referencia indicada hasta el momento en el cual la máquina alcanza su velocidad de operación. En este instante, la fuerza electromotriz en las bobinas requiere más tensión que la disponible en la fuente de CC del inversor. A partir de este momento, el par se ajusta a la condición de vacío o carga utilizada en la modelación  $T_m = 1 \times 10^{-5} pu$ .

El flujo resultante presentado en la Fig. 3.29 posee una amplitud igual a la referencia utilizada y su forma circular, casi perfecta, indica la operación equilibrada de la

máquina, aun cuando sus fases principal y auxiliar presentan desequilibrio en número de vueltas y en la resistencia de las bobinas. Además, en la Fig. 3.27 se observa las ondas de los enlaces de flujo de cada fase de la máquina, pudiendo notar que existe un desfase de 90 grados, y la amplitud se aproxima al valor de referencia prefijado  $|\lambda_{ref}| = 0,8 pu$ .

En la Fig. 3.28 se presenta las corrientes del estator de la máquina. Se observa que el valor del desfase es también de 90 grados y debido al desequilibrio de las bobinas de la máquina, la amplitud de la fase  $b$  es menor a la de la fase  $a$ .

En el Anexo 7, se presenta el esquema de programación realizado en MATLAB/SIMULINK, del control DTC predictivo, además del código de programación implementado.

## 3.2. Ensayos Experimentales

Las pruebas experimentales se realizaron en el laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana - Sede Cuenca, implementando las estrategias de control simuladas previamente a un motor de inducción monofásico de marca FEEDBACK 64-110 cuyos datos se presentan en la Tabla 3.6. La plataforma de prueba para los tres tipos de control implementados, se muestran en la Fig. 3.30.



**Figura 3.30.:** Plataforma de Prueba. [11]

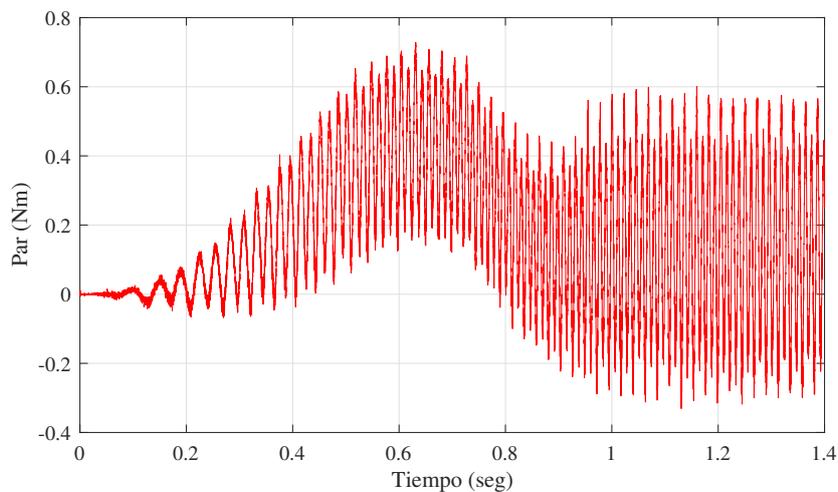
Los datos de cada variable fueron registrados en tiempo real, utilizando la plataforma desarrollada por el grupo de Investigación en Energía de la UPS[11]. Para establecer un criterio y un punto de comparación con los resultados simulados, se obtuvieron de las pruebas experimentales los datos de las corrientes del estator del motor, de los enlaces de flujo y de par del motor. Con el programa MATLAB se importaron cada base de datos de las variables mencionadas y se obtuvieron los resultados para tres de los controladores simulados anteriormente: Modulación PWM con relación  $V/f$

constante, DTC clásico con puente inversor trifásico, DTC predictivo con inversor trifásico. El caso del DTC con dos puentes H no fue realizado experimentalmente por carecer la plataforma de este tipo de puentes en los actuales momentos.

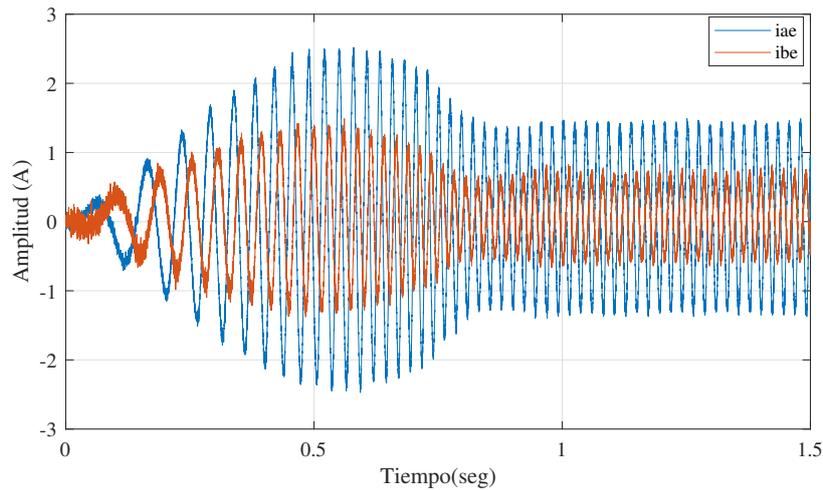
### 3.2.1. Control PWM

En las Figs. 3.31, 3.32 y 3.33, se presentan los resultados de par eléctrico, corriente y vector espacial del enlace de flujo, obtenidos al programar en la plataforma experimental el controlador PWM con relación tensión-frecuencia constante.

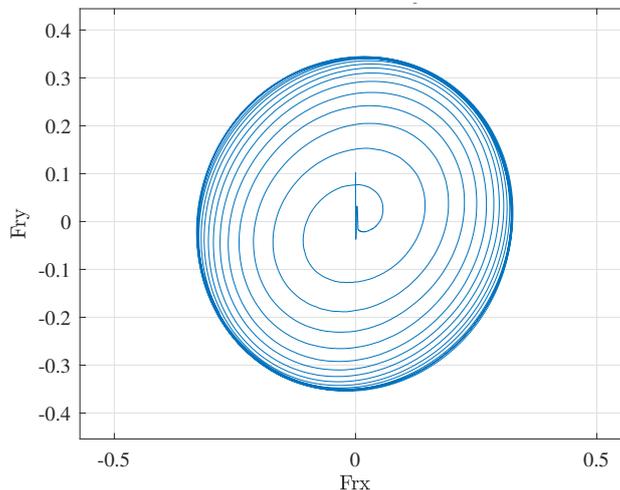
En este caso los tiempos de aceleración se alargan y las condiciones de régimen permanente que se pueden observar en la Fig. 3.31, correspondiente al par eléctrico se obtienen después de los 0,8 s. Las corrientes no presentan picos importantes debido a lo lento del proceso de aceleración como se observa en la Fig. 3.32. En la Fig. 3.33 se detecta un crecimiento espiral del enlace de flujo de la máquina y se observa un pequeño desequilibrio debido a las diferencias existentes entre las bobinas del convertidor electromecánico. Este desequilibrio no es muy pronunciado y permite operar la máquina de inducción monofásica con eficiencia y controlando su velocidad. Además el impacto en la demanda sobre la red es muy reducido en este caso. Este control es muy lento comparado con los DTC pero no requiere información sobre los parámetros del modelo de la máquina de inducción.



**Figura 3.31.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando PWM con un inversor trifásico.



**Figura 3.32.:** Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando PWM con un inversor trifásico.



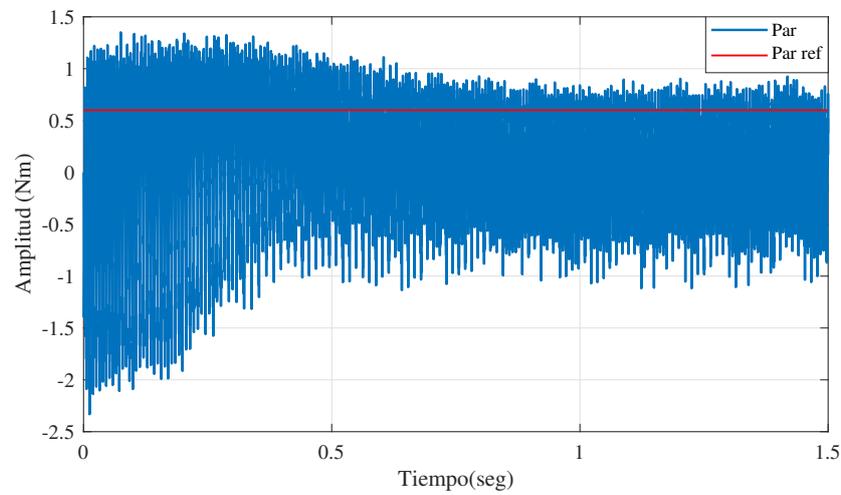
**Figura 3.33.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando PWM con un inversor trifásico.

### 3.2.2. Control DTC mediante seis vectores espaciales

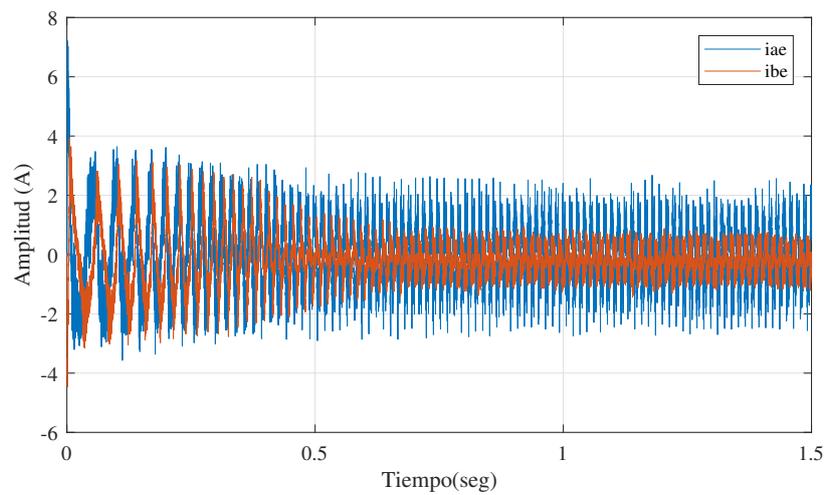
En las Figs. 3.34, 3.35 y 3.36, se presentan los resultados de par eléctrico, corriente y vector espacial del enlace de flujo, obtenidos al programar en la plataforma experimental el controlador DTC clásico con puente trifásico y seis vectores espaciales de tensión.

En este caso los tiempos de aceleración son menores y las condiciones de régimen permanente que se pueden observar en la Fig. 3.34, correspondiente al par eléctrico se obtienen después de los 0,4 s. Las corrientes no presentan picos importantes debido a la demora en aplicación de la referencia de par mientras se incrementa el enlace de flujo, tal como observa en la Fig. 3.35. En la Fig. 3.36 se detecta un comportamiento circular del enlace del vector espacial del enlace de flujo de la máquina. Este comportamiento simétrico permite operar la máquina de inducción monofásica

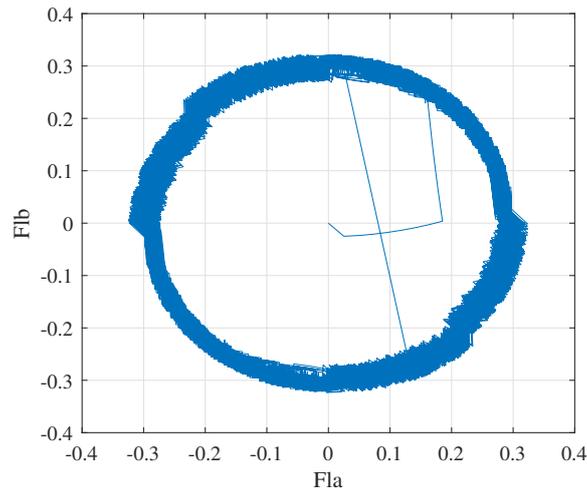
con eficiencia y controlando su velocidad. Además, el impacto en la demanda sobre la red también es muy reducido en este caso y tampoco requiere información sobre los parámetros del modelo de la máquina de inducción.



**Figura 3.34.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando DTC clásico con un inversor trifásico.



**Figura 3.35.:** Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando DTC clásico con un inversor trifásico.

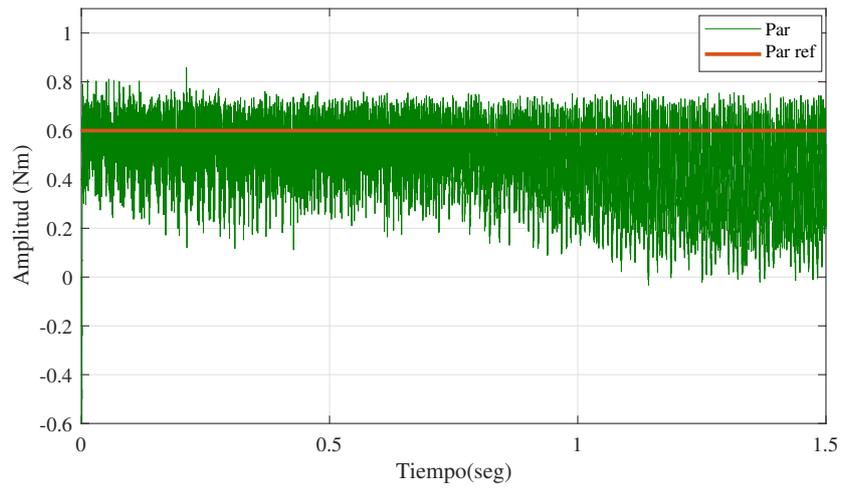


**Figura 3.36.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando DTC clásico con un inversor trifásico.

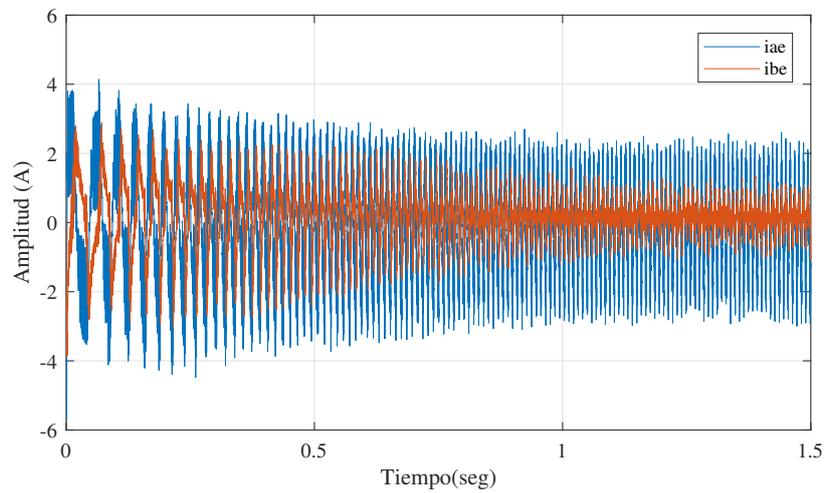
### 3.2.3. Control DTC Predictivo

Como se presentó anteriormente en la subsección 3.1.4, para el desarrollo de la parte experimental de este control, fue necesario obtener la velocidad mediante una estimación representada en la ecuación 3.6, necesaria en la modelación de la máquina y en el desarrollo de esta propuesta de control.

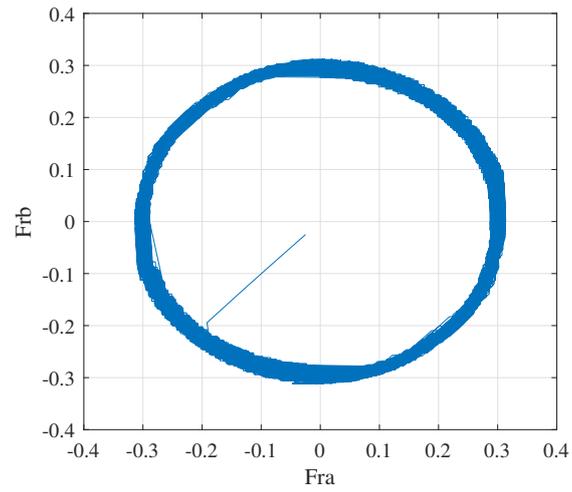
El control DTC Predictivo, presenta un arranque más rápido y de mejores respuestas que el control DTC clásico por tabla, llegando a su velocidad nominal en menor tiempo, obteniendo un enlace de flujo mostrado en la simulación y la implementación, en las Figs. 3.29 y 3.39 que se caracteriza por ser menos ruidoso que todos los anteriores casos. Las corrientes presentan formas aproximadamente sinusoidales y su desplazamiento de 90 grados es mucho más notorio, como se puede observar en las Figs. 3.28 y 3.38. El par por su parte es menos ruidoso que en el caso del DTC de tabla, imprimiéndole una velocidad mucho más rápida a la máquina, es decir, logra respetar de mejor manera los valores de referencia que son los mismos que se usaron para el DTC de tabla  $T_{ref} = 0,6Nm$  y  $\lambda_{ref} = 0,3 Wb$ .



**Figura 3.37.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del par del motor de inducción monofásico utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico.



**Figura 3.38.:** Gráfica obtenida mediante experimentación de las corrientes del estator del motor de inducción utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico.



**Figura 3.39.:** Gráfica obtenida mediante experimentación del vector espacial del enlace de flujo utilizando DTC Predictivo y un inversor trifásico.

## 4. Conclusiones y Recomendaciones

### 4.1. Conclusiones

El controlador predictivo DTC aplicado a la máquina de inducción monofásica mediante un puente inversor trifásico permite regular su velocidad y par durante todo el proceso de arranque, utilizando siete vectores espaciales. Además, permite balancear las fases desequilibradas y obtener un vector espacial del enlace de flujo circular que reduce tanto las vibraciones mecánicas como las pérdidas ocasionadas por el desequilibrio interno de la máquina, eliminando a su vez la necesidad del condensador de arranque.

El puente inversor trifásico es una solución conveniente para el accionamiento de estas máquinas debido a la reducción de costos de esta topología y a su gran difusión industrial. En la actualidad existen inversores trifásicos encapsulados que requieren solo la lógica y el manejo de los transistores.

El modelo Voltage Behind Reactance (VBR) permite representar de forma simple a la máquina de inducción monofásica a través de dos impedancias y dos fuentes de tensión. Este modelo es muy competitivo funcionalmente con el que se encuentra disponible en el entorno MATLAB/SIMULINK, denominado "**Single Phase Asynchronous Machine**". Esto es debido a que la modelación matemática de la máquina se estableció con un sistema de referencia pre-establecido, diferente al que utiliza SIMULINK para representar sus variables. Por este motivo fue necesario desarrollar un modelo equivalente de la máquina, aplicando el principio de la tensión tras la reactancia, obteniendo así, una representación simple que se caracteriza principalmente porque todas las variables presentes en este nuevo modelo VBR, están en la misma referencia que se utilizó para determinar el modelo de la máquina y el inversor.

El desequilibrio del número de vueltas y en la resistencia de las bobinas de la máquina, se incorporó de forma externa a las bobinas en la simulación. Estos elementos externos se determinaron realizando pruebas de vacío y rotor bloqueado a la máquina monofásica.

El control  $V/f$  constante con modulación PWM, es el más lento de todos los analizados, pero el más fácil de implementar debido a que no requiere de los parámetros de la máquina. Básicamente se trata de la asignación de rampas de tensión y frecuencia, que al ser proporcionales en su crecimiento permite a la máquina de inducción monofásica tener un arranque suave. En este tipo de control, se pudiera trabajar haciendo que la tensión que le llega a cada fase no sea igual. Esto se logra modulando cada fase para que la tensión en el bobinado principal sea diferente que la tensión en el bobinado auxiliar y tratar de igualar los flujos producidos por las corrientes. De esta forma se configura una propuesta de control a base del principio de modulación

PWM manteniendo una relación voltaje-frecuencia constante, también denominada habitualmente como control escalar.

El control DTC por tabla se caracteriza por presentar repuestas más rápidas que el tensión-frecuencia constante. No requiere de información sobre el modelo de la máquina y mantiene el valor de par independientemente de la acción de la carga mecánica que se conecte. Este control se caracteriza por tener corrientes con un contenido armónico considerable que puede ser compensado a partir de filtros u otras estrategias de modulación. Generalmente el accionamiento basado en la técnica DTC no es un controlador de corrientes sino de par y enlace de flujo. Obtiene valores de estas variables muy cercanas a las referencias en todo instante de tiempo, permitiendo el arranque de la máquina. Se comporta como un control en lazo abierto, ya que una vez la máquina ha alcanzado su velocidad nominal el par empieza a decaer al valor de carga o de vacío con el que se realizó la simulación o la prueba experimental; el control se podría realizar en lazo cerrado, aplicando un lazo de velocidad que controle la referencia de par. Se puede cerrar el lazo si se desea controlar la velocidad mediante la incorporación de controladores PID convencionales o difusos.

El control DTC Predictivo utiliza el modelo de la máquina para poder seleccionar el vector espacial de tensión que minimiza la función de costo establecida con los errores de enlace de flujo y par. La dependencia del método con los parámetros del modelo es parcial debido a que el modelo solamente direcciona la selección pero no requiere mantener mucha precisión en estos parámetros para operar adecuadamente. Las respuestas son más rápidas y de mejores características que en los otros casos analizados, obteniendo un enlace de flujo totalmente circular y casi sin perturbaciones o ruidos. Esto permite obtener un mejor seguimiento del valor de referencia. Las corrientes tienen menor contenido armónico y el par es menos pulsante que en los otros métodos de control estudiados en este trabajo. El DTC predictivo permite obtener una aceleración constante en el proceso de arranque de la máquina de inducción monofásica, manteniendo el valor del par de referencia en mejores condiciones que el DTC de tabla.

Desde un punto de vista de simplicidad en cuanto a la implementación de un control de velocidad, el DTC clásico, al no requerir prácticamente información de los parámetros del modelo de la máquina, a excepción del valor de la resistencia estática, puede ser una solución adecuada. Sin embargo, funcionalmente el DTC Predictivo tiene prestaciones superiores al DTC clásico, con respuestas más rápidas, menos armónicas y pulsaciones en el par. Una ventaja adicional en el caso del DTC predictivo es que no requiere información sobre la velocidad de la máquina y esto ayuda a reducir costos en su aplicación.

En el desarrollo de las pruebas experimentales del control DTC predictivo, como requiere el modelo de la máquina, se pensaba que era necesario estimar la velocidad de la máquina de alguna forma, para evitar el uso de encoders, motivo por el cual se realizó el cálculo correspondiente presentado en la sección 2.3.4 en las pruebas experimentales, pero se logró demostrar que si al modelo se le asignaba un valor fijo de velocidad, el funcionamiento no se alteraba por lo que la estimación o medición no era indispensable. Se concluye entonces que la dependencia del control DTC Predictivo del modelo matemático de la máquina de inducción monofásica es solamente parcial para indicar la dirección de cambio más conveniente para la acción de control.

Los resultados obtenidos con la simulación e implementación experimental de los diferentes tipos de controles analizados en este trabajo, con el propósito de accionar la máquina de inducción monofásica a velocidad variable y poder arrancarla sin condensador, demuestran la efectividad y viabilidad de utilizar estos controladores, que desde el punto de vista económico resultan ser económicos y desde el punto de vista operativo son eficientes, robustos y de fácil implementación.

## 4.2. Recomendaciones

Establecer el funcionamiento del control DTC Predictivo en las pruebas experimentales con la correspondiente estimación de velocidad, que permitirá obtener respuestas aún mejores que las obtenidas con la asignación de un valor fijo en la velocidad de la máquina con la que se realizó la prueba experimental en este tipo de control.

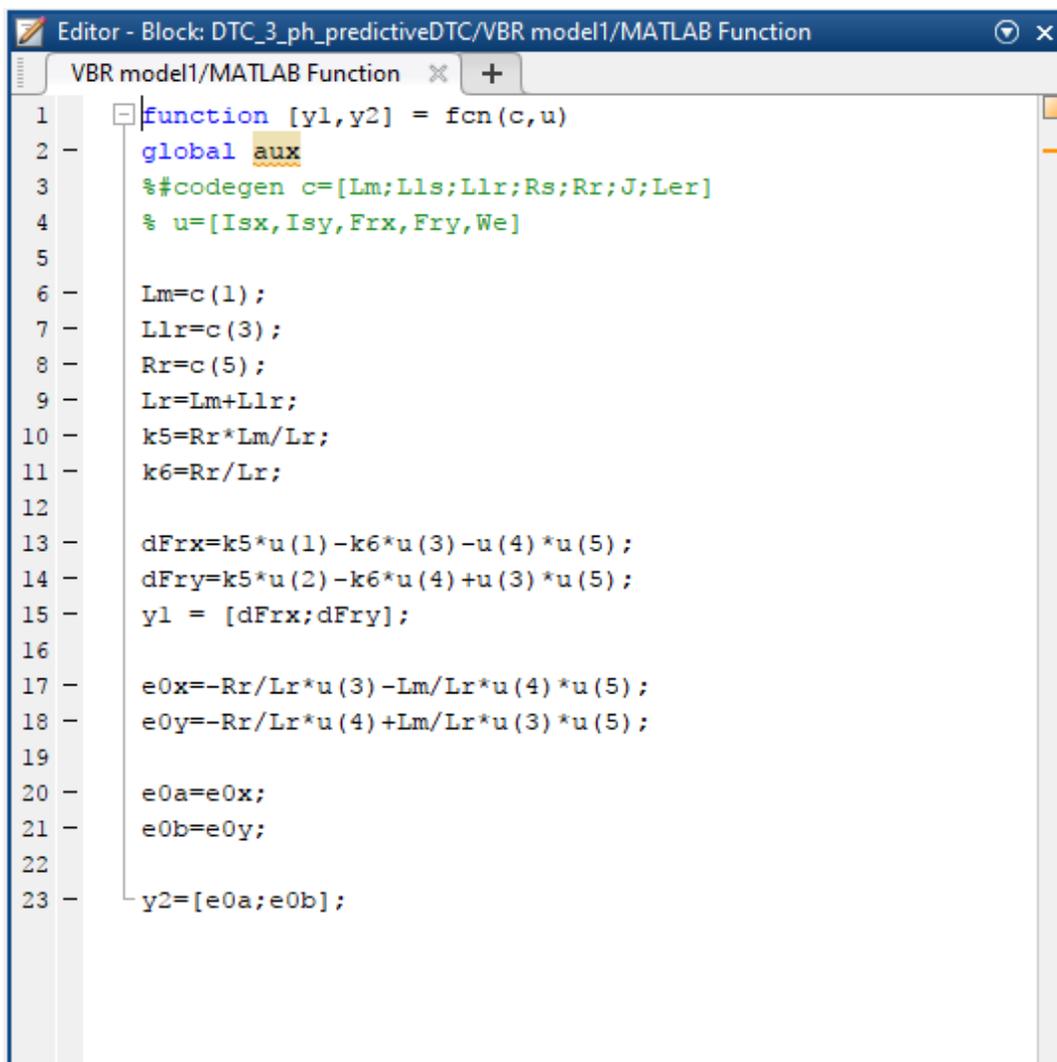
Realizar la prueba experimental del control DTC de tabla incorporando al vector cero, ya que sería interesante observar el funcionamiento del control con este vector, que inicialmente supone obtener un comportamiento de mejores características.

Probar el funcionamiento del DTC de tabla con ocho vectores de tensión en la plataforma de prueba, ya que los resultados en la simulación correspondiente, fueron mejores a los obtenidos con la aplicación de seis vectores espaciales de tensión, para esto se requiere la disponibilidad de dos puentes inversores de dos ramas en los que se conectan las bobinas de la máquina, básicamente se esperaría un mejor resultado que el obtenido con seis vectores.

Otro posible alcance en la investigación realizada puede ser ampliar el concepto del DTC predictivo, sintetizando el mejor vector espacial de la tensión del estator que reduzca a cero la función de costo formada con los errores de par y enlace de flujo.

## A. ANEXOS

### A.1. Anexo 1: Modelo VBR, programación del bloque “MATLAB FUNCTION”.



```
Editor - Block: DTC_3_ph_predictiveDTC/VBR model1/MATLAB Function
VBR model1/MATLAB Function x +
1 function [y1,y2] = fcn(c,u)
2 global aux
3 %#codegen c=[Lm;Lls;Llr;Rs;Rr;J;Ler]
4 % u=[Isx,Isy,FrX,Fry,We]
5
6 Lm=c(1);
7 Llr=c(3);
8 Rr=c(5);
9 Lr=Lm+Llr;
10 k5=Rr*Lm/Lr;
11 k6=Rr/Lr;
12
13 dFrX=k5*u(1)-k6*u(3)-u(4)*u(5);
14 dFrY=k5*u(2)-k6*u(4)+u(3)*u(5);
15 y1 = [dFrX;dFrY];
16
17 e0x=-Rr/Lr*u(3)-Lm/Lr*u(4)*u(5);
18 e0y=-Rr/Lr*u(4)+Lm/Lr*u(3)*u(5);
19
20 e0a=e0x;
21 e0b=e0y;
22
23 y2=[e0a;e0b];
```

Figura A.1.: Programación MATLAB Function presente en la figura. 2.25.

A.2. Anexo 2: Modelo VBR, parámetros de la máquina de inducción introducidos en el bloque.

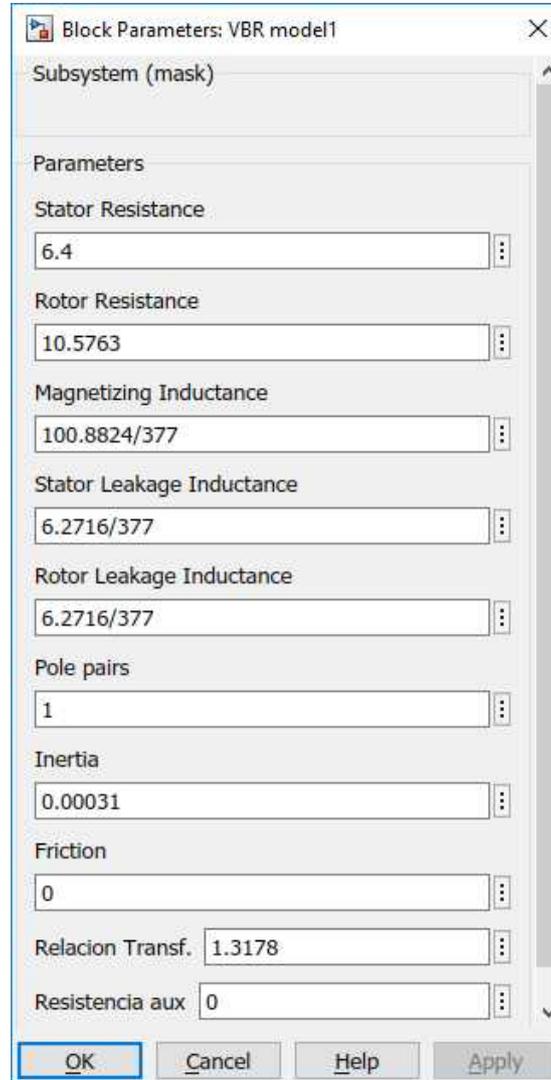


Figura A.2.: Modelo VBR Parámetros de la máquina.

### A.3. Anexo 3: Modelo VBR, máscara del bloque creado de la máquina de inducción monofásica.

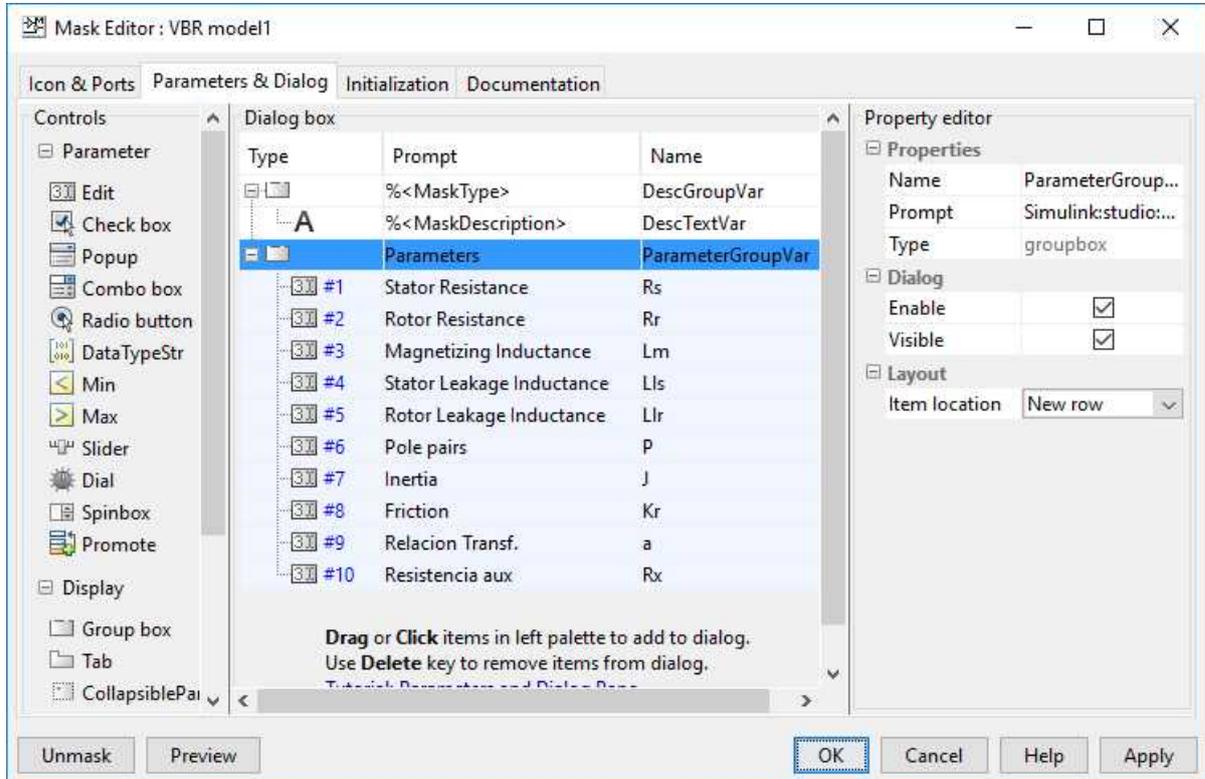


Figura A.3.: Máscara del bloque VBR de la máquina de inducción monofásica.

## A.4. Anexo 4: Programación en MATLAB/SIMULINK del control V/f constante.

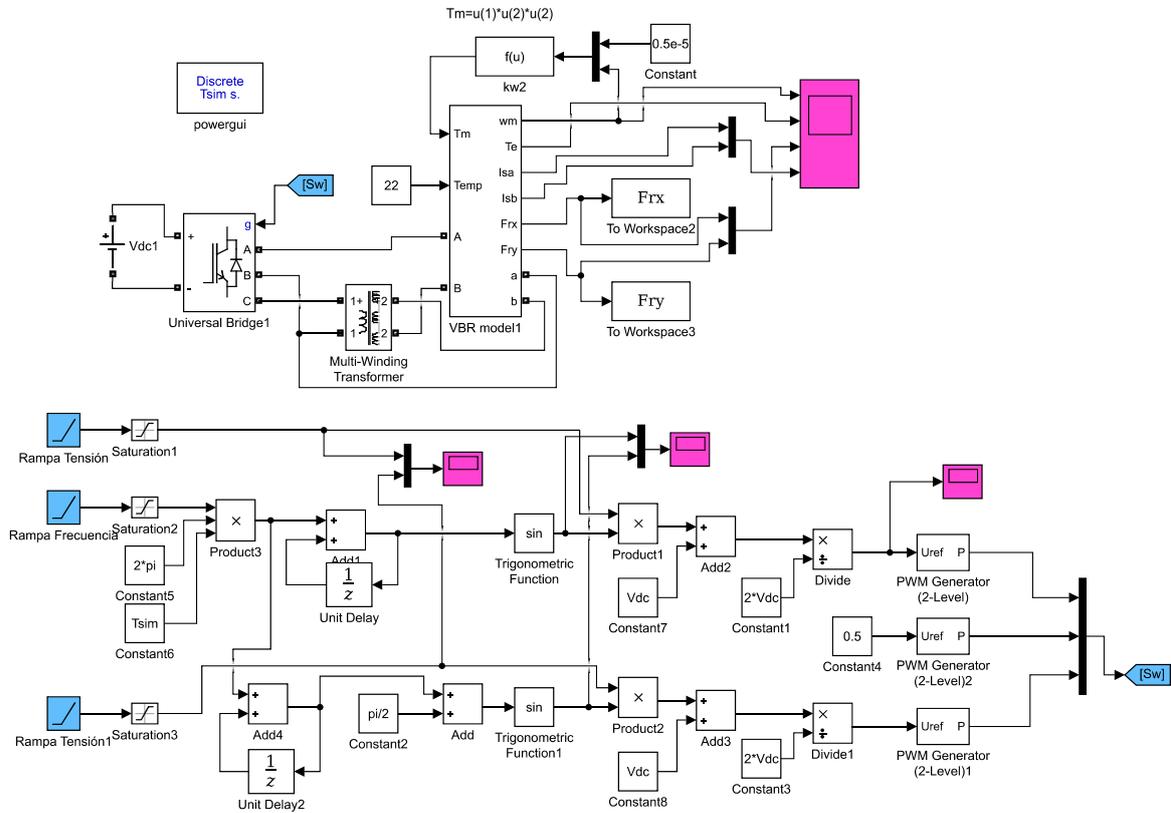


Figura A.4.: Esquema de Programación del control V/f constante en MATLAB/SIMULINK.

## A.5. Anexo 5: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales.

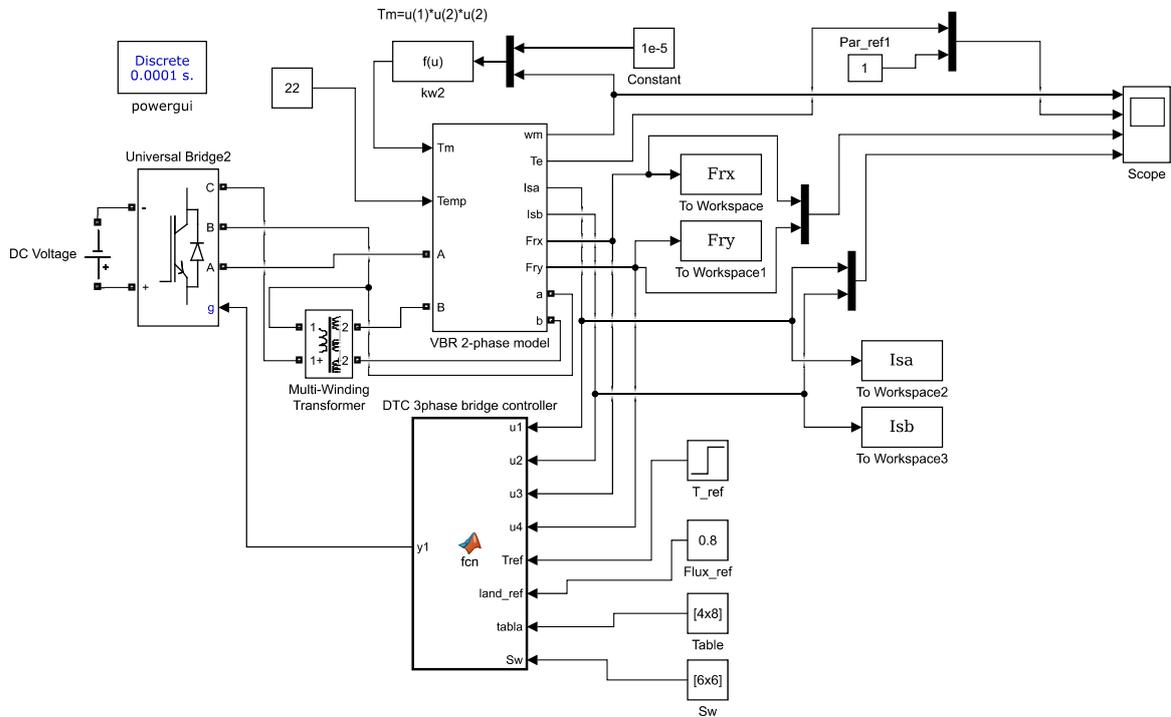


Figura A.5.: Esquema de Programación del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales en MATLAB/SIMULINK.

### A.5.1. Código para el Algoritmo del control DTC clásico mediante seis vectores espaciales

```
function y1 = fcn(u1,u2,u3,u4,Tref,land_ref,tabla,Sw)
```

```
% Variables de entrada:
```

```
Isa=u1; Isb=u2; Frx=u3; Fry=u4;
```

```
% Cálculos de Procedimiento
```

```
% Determinación Corrientes y enlaces de flujo:
```

```
ie=Isa+j*Isb;
```

```
Fr_e=Frx+j*Fry;
```

```
% Cálculo de enlace de flujo y par real:
```

```
land=Fr_e;
```

```
Tee=real(land)*imag(ie)-imag(land)*real(ie);
```

```
% Cálculo de error:
```

```
eT=Tref-Tee;
```

```
eL=land_ref-sqrt((Frx^2)+(Fry^2));
```

```

% Cálculo de ángulo de variación del enlace de flujo:
phi=atan2(Fry, Frx);
% Determinación de zona:
zona=mod(floor((4*phi/pi)),8)+1;
% Determinacion de error
if (eT>0&&eL>0)
    fila=1;
elseif (eT>0&&eL<0)
    fila=2;
elseif (eT<0&&eL>0)
    fila=3;
else
    fila=4;
end
% Determinacion de Vector
% Salida de inversor
y1=Sw(:, tabla(fila, zona));

```

## A.6. Anexo 6: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales.

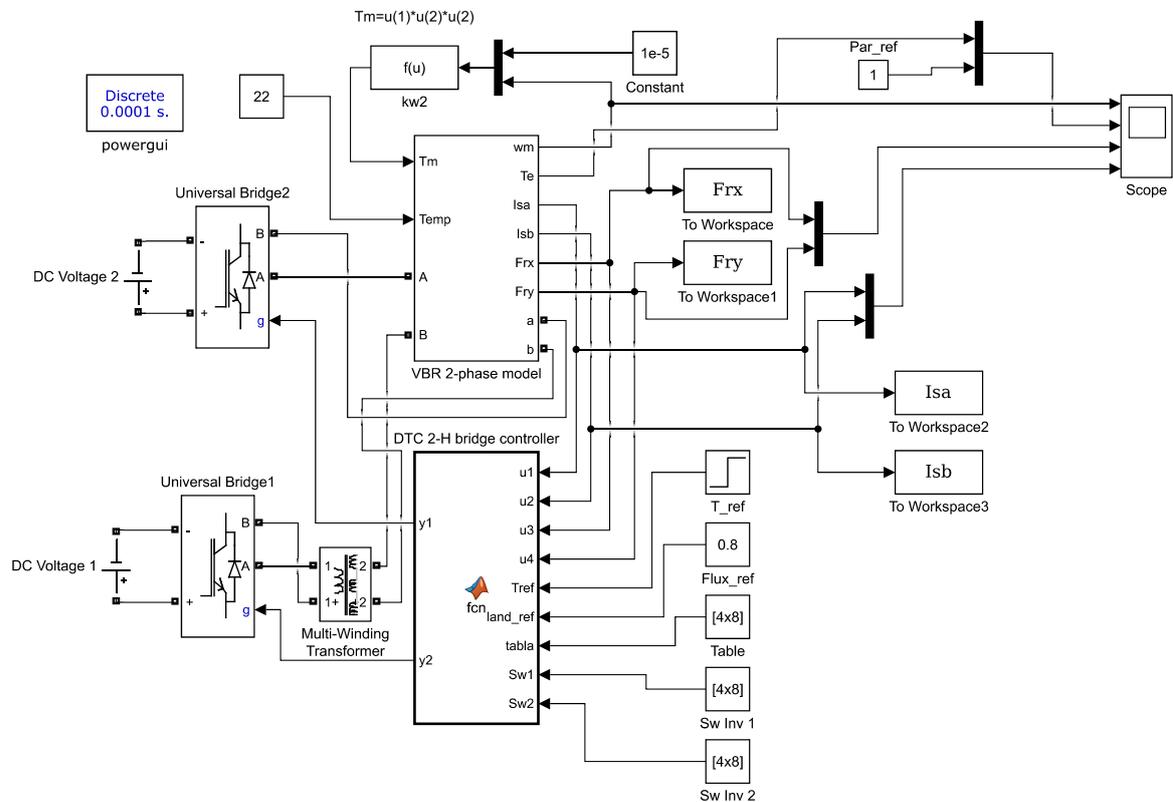


Figura A.6.: Esquema de Programación del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales en MATLAB/SIMULINK.

### A.6.1. Código para el Algoritmo del control DTC clásico mediante ocho vectores espaciales

```
function [y1,y2]= fcn(u1,u2,u3,u4,Tref,land_ref,tabla,Sw1,Sw2)
% Variables de entrada:
Isa=u1; Isb=u2; Frx=u3; Fry=u4;
% Cálculos de Procedimiento
% Determinación Corrientes y enlaces de flujo:
ie=Isa+j*Isb;
Fr_e=Frx+j*Fry;
% Cálculo de enlace de flujo y par real:
land=Fr_e;
Tee=real(land)*imag(ie)-imag(land)*real(ie);
% Cálculo de error:
eT=Tref-Tee;
eL=land_ref-sqrt((Frx^2)+(Fry^2));
% Cálculo de ángulo de variación del enlace de flujo:
```

```

phi=atan2(Fry, Frx);
% Determinación de zona:
zona=mod(floor((4*(phi+pi/8)/pi)),8)+1;
% Determinacion de error
if (eT>0&&eL>0)
fila=1;
elseif (eT>0&&eL<0)
fila=2;
elseif (eT<0&&eL>0)
fila=3;
else
fila=4; end
% Determinacion de Vector
% Salida de inversores:
y1=Sw1(:, tabla(fila, zona));
y2=Sw2(:, tabla(fila, zona));

```

## A.7. Anexo 7: Programación en MATLAB/SIMULINK del control DTC predictivo mediante siete vectores espaciales.

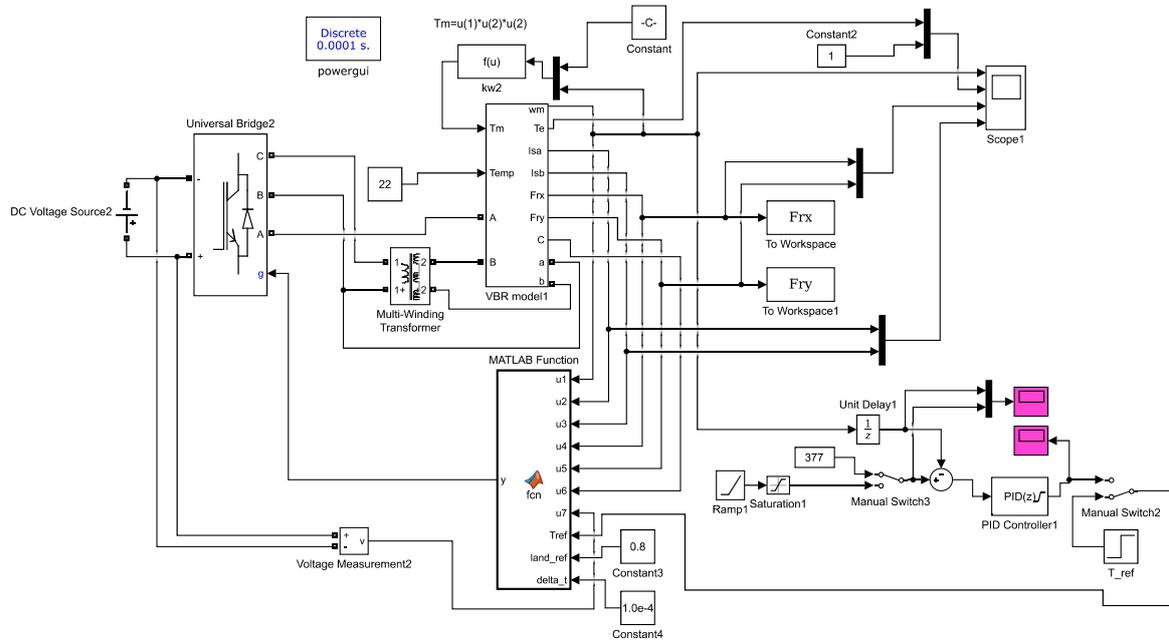


Figura A.7.: Esquema de Programación del control DTC predictivo en MATLAB/SIMULINK.

### A.7.1. Código para el Algoritmo del control DTC predictivo

```
function y= fcn(u1,u2,u3,u4,u5,u6,u7,Tref,land_ref,delta_t)
% Variables de Entrada:
w=u1; Isa=u2; Isb=u3; Frx=u4; Fry=u5;
C=u6; V=u7; cost=[0 0 0 0 0 0 0];
% Parámetros de la Máquina:
Re=C(4); Le=C(1)+C(2); Rr=C(5); Lr=C(1)+C(3); Ler=C(1);
% Condiciones Desequilibrio:
a=C(7);
Rx=C(8);
% Cálculos de Procedimiento
% Determinación Corrientes e inicialización de variables:
ie=Isa+j*Isb;
Fr_e=Frx+j*Fry;
ir=(1/Lr)*(Fr_e-Ler*ie);
land0=Le*ie+Ler*ir;
% Cálculo del Desequilibrio:
ib=real(-j*ie);
```

```

Zx_i=Rx*ib;
% Matriz de Tensiones del Inversor:
Ve=[V,(-j*(V/a-Zx_i)), -V-j*(V/a-Zx_i),
-V,(j*(V/a-Zx_i)),V+j*(V/a-Zx_i),0];
% Matrices necesarias para el cálculo:
R=[Re 0;0 Rr];
L=[Le Ler;Ler Lr];
Linv=inv(L)
P=[0 0;Ler Lr];
% Desarrollo de la técnica de control:
for i=1:7
p_Land=Ve(i)-Re*ie;
p_i=Linv*([Ve(i);0]-(R-j*1*P)*[ie;ir]);
land=land0+p_Land*delta_t;
ie_c=ie+p_i(1)*delta_t;
Tee=real(land)*imag(ie_c)-imag(land)*real(ie_c);
% Cálculo de la función de costo:
cost(i)=((Tee-Tref)/Tref)^2+20*((abs(land)-land_ref)/land_ref)^2;
end
% Estimación del mínimo valor de la función de costo:
[C,h]=min(cost)
% Determinación de Salida:
switch(h)
case 1 V1=[1 0 0 1 0 1]';
case 2 V1=[1 0 1 0 0 1]';
case 3 V1=[0 1 1 0 0 1]';
case 4 V1=[0 1 1 0 1 0]';
case 5 V1=[0 1 0 1 1 0]';
case 6 V1=[1 0 0 1 1 0]';
otherwise
V1=[1 0 1 0 1 0]';
end
% Salida para el disparo del puente inversor:
y=V1;

```

# Bibliografía

- [1] J. M. Aller, “Máquinas eléctricas rotativas: Introducción a la teoría general,” *Editorial Equinoccio*, 2006.
- [2] V. K. Awaar, P. Jugge, *et al.*, “Field test of cost effective voltage source inverter for driving an induction motor,” in *India Conference (INDICON), 2015 Annual IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2015.
- [3] S. Kharjule, “Voltage source inverter,” in *Energy Systems and Applications, 2015 International Conference on*, pp. 537–542, IEEE, 2015.
- [4] F. H. M. Sarmiento and J. J. G. López, “Control escalar en motores de inducción monofásicos,” *Tecnura*, vol. 10, no. 19, pp. 29–37, 2006.
- [5] A. M. Gajare and N. R. Bhasme, “A review on speed control techniques of single phase induction motor,” *International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE)*, vol. 2, pp. 33–39, 2012.
- [6] A. S. Ba-thunya, R. Khopkar, K. Wei, and H. A. Toliyat, “Single phase induction motor drives-a literature survey,” in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, pp. 911–916, 2001.
- [7] M. Popescu, *Induction motor modelling for vector control purposes*. Helsinki University of Technology, 2000.
- [8] R. de F. Campos, L. F. R. Pinto, J. de Oliveira, A. Nied, L. C. de S. Marques, and A. H. de Souza, “Single-phase induction motor control based on dtc strategies,” in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1068–1073, June 2007.
- [9] S. Dangeam and V. Kinnares, “A direct torque control for three-leg voltage source inverter fed asymmetrical single-phase induction motor,” in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1569–1574, Oct 2015.
- [10] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas (5a. McGraw Hill Mexico*, 2012.
- [11] J. Viola, J. Restrepo, F. Quizhpi, M. I. Giménez, J. Aller, V. Guzmán, and A. Bueno, “A flexible hardware platform for applications in power electronics research and education,” in *Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2014 IEEE*, pp. 226–232, IEEE, 2014.
- [12] Neeraj, “Three phase voltage source inverter for front end rectifier fed to ac-motor drive,” *International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT)*, vol. 4, p. 6, May 2015.
- [13] K. Rahmati, N. R. Abjadi, G. A. Markadeh, and J. Soltani, “Direct torque control of a single phase induction motor using feedback linearization control,” in

- 2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*, pp. 109–114, Feb 2012.
- [14] S. H. Hamad, S. M. Bashi, I. Aris, and N. F. Mailah, “Speed drive of single-phase induction motor,” in *PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference, 2004.*, pp. 121–125, Nov 2004.
- [15] R. P. Vieira and H. A. Grundling, “Sensorless speed control with a mras speed estimator for single-phase induction motors drives,” in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sept 2009.
- [16] M. S. J. Asghar, “Smooth speed control of single-phase induction motors by integral-cycle switching,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 1094–1099, Dec 1999.
- [17] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and A. Aupke, “Comparison of variable speed drives for single-phase induction motors,” in *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the*, vol. 3, pp. 1328–1333, IEEE, 2002.
- [18] K. Bouhoune, K. Yazid, and M. S. Boucherit, “Hybrid control of the single-phase induction machine without capacitor using artificial intelligence techniques,” *Energy Procedia*, vol. 18, pp. 1392–1401, 2012.
- [19] G. Boztas, S. SÄEnter, and O. Aydogmus, “Design of a novel single-phase in two-phase out matrix converter driving an induction motor,” *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 7, pp. 1391–1397, 2016.
- [20] S. Vaez-Zadeh and S. H. Reicy, “Sensorless vector control of single-phase induction motor drives,” in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, vol. 3, pp. 1838–1842 Vol. 3, Sept 2005.
- [21] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, “A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 517–523, 2002.
- [22] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 820–827, Sept 1986.
- [23] M. Deb, “Control of voltage source inverter for adjustable speed drive-a study report,”
- [24] S. Sankar, E. Partheepan, and S. Vinayagam, “Simulation of six switch three phase inverter fed induction motor drive system,” 2009.
- [25] Sharma2015, “A survey on single phase to three phase cyclo-converter fed induction motor,” *IJSRDInternationalJournalforScientificresearch&Development.*, vol. 3, p. 6, Oct. 2015.
- [26] D.-C. Lee and Y.-S. Kim, “Control of single-phase-to-three-phase ac/dc/ac pwm converters for induction motor drives,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 797–804, 2007.
- [27] B. Majhi, *Analysis of single-phase SPWM inverter*. PhD thesis, 2012.
- [28] A. Sarkar, *Modeling and Control of a Three Phase Voltage Source Inverter with an LCL Filter*. Arizona State University, 2015.

- [29] S. K. Singh, H. Kumar, K. Singh, and A. Patel, "A survey and study of different types of pwm techniques used in induction motor drive," *International Journal of Engineering Science & Advanced Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 18–22, 2014.
- [30] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, 1992.
- [31] M. Jemli, H. B. Azza, M. Boussak, and M. Gossa, "Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1618–1627, June 2009.
- [32] D. Holmes and A. Kotsopoulos, "Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, pp. 613–620, IEEE, 1993.
- [33] R. Konarik, M. Pridala, M. Jarabicova, J. Sedo, and T. Laskody, "Topologies of converters for two-phase ac motors," in *Electric Power Engineering (EPE), 2017 18th International Scientific Conference on*, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [34] G. Kohlrusz and D. Fodor, "Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors," *Hungarian Journal of Industry and Chemistry*, vol. 39, no. 2, pp. 265–270, 2011.
- [35] V. S. Fating, S. V. Jadhav, R. T. Ugale, and B. N. Chaudhari, "Direct torque control of symmetrical and asymmetrical single phase induction motor," in *2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference*, pp. 1–4, Oct 2008.
- [36] F. A. Neves, J. Cruz, R. Landim, Z. D. Lins, A. Accioly, *et al.*, "Single-phase induction motor drives with direct torque control," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of The]*, vol. 1, pp. 241–246, IEEE, 2002.