



Control FOC Aplicado a una Máquina de Inducción Utilizando un Inversor ANPC de Cinco Niveles

Ignacio Andrés Urrutia Pozo

2025

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Electricista

Profesora Guía:
Margarita Norambuena
Profesor Co-referente:
Pablo Lezana

Valparaíso, 6 de noviembre de 2025.



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): Memoria o trabajo de título Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Control FOC Aplicado a una Máquina de Inducción Utilizando un Inversor ANPC de Cinco Niveles

Nombre del candidato(a): Ignacio Andrés Urrutia Pozo

Carrera / Grado: Ingeniería Eléctrica

Campus: Casa Central Valparaíso Departamento: Departamento de Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Margarita Norambuena Valdivia, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.


El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (**marcar una opción**):

6 meses 12 meses 2 años 3 años 5 años 10 años


Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 10-11-2025 Firma: 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 10 de noviembre de 2025 Firma: 

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Agradecimientos

Agradezco a todas las personas que me han llevado a ser la persona que soy hoy. Especialmente a mis padres por su apoyo, mis amigos por su compañía y mis profesores por su paciencia.

Índice de Contenidos

Agradecimientos	I
Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	V
Resumen	1
1. Introducción	2
2. Objetivos	4
2.1. Objetivo Principal	4
2.2. Objetivos Secundarios	4
3. Marco teórico	5
3.1. Convertidores de Potencia	5
3.1.1. Inversor Trifásico de Dos Niveles	5
3.1.2. Modulación Inversor Trifásico de Dos Niveles	6
3.1.3. Inversores Multinivel	6
3.1.4. Inversor ANPC de Cinco Niveles	7
3.1.5. Modulación Inversor ANPC de Cinco Niveles	9
3.1.6. Control Activo Tensión Capacitores Flotantes	9
3.1.7. Pérdidas en IGBT	12
3.1.8. Modulación Min-Max	14
3.2. Modelamiento Matemático de la Máquina de Inducción	14
3.2.1. Modelo del Estator	15
3.2.2. Modelo del Rotor	17
3.2.3. Ecuaciones de Flujo	18
3.2.4. Sistema de Coordenadas Rotatorio Común	19
3.2.5. Variables de Estator	19
3.2.6. Variables de Rotor	20
3.2.7. Transformación de Ecuaciones Electromagnéticas en Sistema de Coordenadas Rotatorio Común	20
3.2.8. Momento Electromagnético	21
3.2.9. Ecuación de Equilibrio Mecánico	23
3.3. Control por campo orientado	23
3.3.1. Modelo Dinámico de la Máquina de Inducción en Variables de Estado 23	

3.3.2.	Control de Corriente de Estator	26
3.3.3.	Control de Enlace de Flujo de Rotor	27
3.3.4.	Control de Velocidad	28
3.3.5.	Estimadores de Flujo	29
3.4.	Controladores PI	29
3.4.1.	Control con Realimentación	29
3.4.2.	Estructura Controlador PI	30
3.4.3.	Controlador PI con Anti-enrollamiento	30
3.4.4.	Ajuste Controladores PI	31
4.	Simulación del Control de Velocidad	33
4.1.	Simulación Inversores de Dos y Cinco Niveles	34
4.2.	Ajuste Controladores del Control por Campo Orientado	35
4.2.1.	Ajuste Controlador de Corriente de Estator	35
4.2.2.	Ajuste Controlador de Enlace de Flujo de Rotor	36
4.2.3.	Ajuste Controlador de Velocidad	36
4.2.4.	Ajuste Controlador Tensión Capacitores Flotantes	38
5.	Validación Experimental	39
5.1.	Resultados Experimentales	39
6.	Comparación Desempeño Inversores de 2 Niveles y 5 Niveles	44
6.1.	Simulación Térmica en PLECS	45
6.2.	Resultado de la Simulación	46
6.2.1.	Contenido Armónico	46
6.2.2.	Comparación Pérdidas	48
7.	Conclusiones	53

Índice de Figuras

3.1.	Esquema inversor trifásico de 2 niveles.	6
3.2.	Modulación PWM inversor 2 niveles: (a) Comparación, (b) Señal control interruptor y (c) Tensión resultante.	7
3.3.	Esquema inversor NPC 3 niveles.	8
3.4.	Esquema inversor ANPC 5 niveles.	8
3.5.	Modulación PWM inversor 5 niveles: (a) Comparación, (b) Señal control interruptor S1, (c) Señal control interruptor S3, (d) Señal control interruptor S4 y (e) Tensión resultante.	10
3.6.	Esquema de control de tensión FC.	12
3.7.	Símbolo eléctrico IGBT con diodo en anti-paralelo.	12
3.8.	Formas de onda generales de tensión, corriente y potencia de un IGBT durante los estados de conmutación y conducción.	13
3.9.	Formas de onda generales de tensión y corriente de un diodo durante el periodo de recuperación inversa.	13
3.10.	Modulación Min-Max: (a) Señales de referencia, (b) Señal de secuencia cero y (c) Señales de referencia con Min-Max.	15
3.11.	Espectro armónico señal secuencia cero.	15
3.12.	Fasores espaciales de corriente: (a) Sobre los devanados de la máquina y (b) Sobre el plano complejo.	16
3.13.	Transformación de coordenadas.	19
3.14.	Diagrama de flujo de la máquina de inducción con variables de estado i_s y ψ_r	24
3.15.	Diagrama de flujo de la máquina de inducción alimentada por una fuente de corriente controlada y con orientación de campo.	25
3.16.	Esquema de control de velocidad por campo orientado.	26
3.17.	Esquema de control de corriente de estator.	27
3.18.	Esquema de control de corriente de estator resultante.	27
3.19.	Esquema de control de enlace de flujo de rotor.	28
3.20.	Esquema de control de velocidad.	29
3.21.	Estimador de enlace de flujo de rotor basado en modelo de corriente en coordenadas de campo.	30
3.22.	Esquema de control con realimentación.	30
3.23.	Esquema de control con anti-enrollamiento.	31
3.24.	Ejemplo ajuste control de corriente utilizando la herramienta <i>rltool</i>	32
4.1.	Resultados de la simulación: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles.	35
4.2.	Repuesta a escalón control de corriente de estator en PLECS.	36

4.3.	Respuesta a escalón control de enlace de flujo de rotor en PLECS.	37
4.4.	Respuesta a escalón control de velocidad en PLECS.	37
4.5.	Respuesta a escalón control de tensión de los FC en PLECS.	38
5.1.	Equipos utilizados en el laboratorio.	40
5.2.	Ensayo de estado estacionario: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.	41
5.3.	Ensayo de arranque: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.	42
5.4.	Ensayo de inversión de marcha: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.	43
6.1.	Ventana de modelo térmico en PLECS.	46
6.2.	Espectro armónico tensión: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles	47
6.3.	Espectro armónico corriente: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles.	47
6.4.	THD para diferentes frecuencias de conmutación: (a) Tensión de fase y (b) Corriente de salida.	48
6.5.	Simulación vehículo eléctrico: (a) Referencia de torque y (b) Velocidad resultante del vehículo eléctrico con rangos de ensayos.	49
6.6.	Torque eléctrico máquina de inducción: (a) Con inversor de 2 niveles y (b) Con inversor de 5 niveles.	49
6.7.	Pérdidas por conducción inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.	51
6.8.	Pérdidas por conmutación inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.	51
6.9.	Pérdidas totales inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.	52

Índice de Tablas

3.1.	Estados de conmutación inversor ANPC cinco niveles.	9
3.2.	Acción sobre ciclos de trabajo según valores de tensión del FC y corriente de salida.	11
4.1.	Parámetros inversor trifásico dos niveles.	33
4.2.	Parámetros inversor ANPC cinco niveles.	33
4.3.	Parámetros nominales máquina inducción.	34
4.4.	Parámetros circuitales máquina inducción.	34
4.5.	Parámetros ecuaciones de estado máquina de inducción.	34
6.1.	Pérdidas inversores ensayo partida con rampa.	50
6.2.	Pérdidas inversores ensayo estado estacionario.	50
6.3.	Pérdidas inversores ensayo freno regenerativo.	50
6.4.	Pérdidas inversores ensayo partida con escalón.	50

Resumen ejecutivo

En este trabajo se estudia el desempeño de un accionamiento de tracción para vehículo eléctrico comparando el caso con un inversor trifásico de dos niveles y un inversor ANPC de cinco niveles utilizando control por campo orientado.

Las simulaciones se realizan en el software de simulación eléctrica PLECS mientras que la implementación en el laboratorio se lleva a cabo con la plataforma BRAIn la cual está basada en una DSP + FPGA.

Este trabajo se estructura de la siguiente manera, primero se describen las topologías de inversores utilizadas, el modelo matemático de la máquina de inducción y el esquema de control por campo orientado. A continuación, se ajustan los controladores PI de los lazos del control por campo orientado utilizando el software MATLAB y se realiza la simulación del accionamiento con ambos inversores en el software de simulación eléctrica PLECS. Después, se valida el funcionamiento del accionamiento con el inversor ANPC de cinco niveles a través de ensayos de laboratorio, para esto se realizan tres ensayos: arranque, inversión de marcha y estado estacionario. Finalmente, se realiza una comparación del desempeño de los dos inversores en base al contenido armónico, las oscilaciones del torque eléctrico y las pérdidas de los semiconductores de cada inversor. Las pérdidas son calculadas utilizando los modelos térmicos de los IGBT construidos a partir de las curvas características de los dispositivos entregadas en sus *datasheet* respectivos.

Capítulo 1

Introducción

Durante varias décadas el mundo ha incrementado su atención hacia los efectos adversos del cambio climático, proponiendo variados planes de acción a seguir para disminuir el avance de este fenómeno. Múltiples acuerdos se han firmado, como el Acuerdo de París [1] en 2015, uniendo a los países del mundo con objetivos comunes para disminuir las causas y los efectos del cambio climático.

Una de las causas más importantes del cambio climático son las emisiones de gases de efecto invernadero proveniente de sectores como el energético, el industrial y el de transporte entre otros [2]. El gas de efecto invernadero más común es el CO₂, el cual corresponde al 74 % de las emisiones totales y que proviene en su mayoría (92 %) de los combustibles fósiles [2]. El sector del transporte es el más dependiente de los combustibles fósiles y representa el 15 % de las emisiones de gases de efecto invernadero totales a nivel mundial [3]. Es por esto que dentro de los cambios a realizar para reducir los efectos del cambio climático se encuentra la migración desde vehículos de combustión a vehículos eléctricos [3].

Debido a esto se ha visto un incremento en el interés por este tipo de vehículos por parte de los compradores lo que ha llevado a rápidas mejoras de los productos disponibles, como por ejemplo la duplicación de la autonomía de los vehículos eléctricos en la última década [4]. Para conseguir esto los fabricantes han tenido que implementar nuevas tecnologías en sus vehículos, uno de estos cambios es el desplazamiento hacia DC-links de mayor tensión debido a sus múltiples beneficios. Entre estos se encuentra la disminución del tamaño de los conductores [5], la disminución de la corriente y de las pérdidas en el motor [6] y la posibilidad de utilizar mayores potencias de carga lo que disminuye el tiempo necesario para cargar las baterías del vehículo [7]. Si bien estos beneficios son atractivos, el cambio a mayores tensiones también trae consigo problemas, la mayor tensión significa mayores pérdidas de conmutación en los semiconductores del inversor si se utiliza la misma topología, además de necesitar semiconductores de mayor tensión [8]. Como solución a esto existen dos alternativas: utilizar semiconductores de mayor potencia, lo que los hace más caros y aumenta las pérdidas de conmutación, o cambiar la topología de inversor utilizada [9].

Las topologías de inversores multinivel presentan una solución atractiva debido a sus ventajas sobre los inversores de dos niveles convencionales, entre estas se encuentra la reducción del estrés y las pérdidas en los semiconductores individuales y corrientes con

menor contenido armónico. Por otro lado, las topologías multinivel presentan diversos problemas como el balance de los capacitores, un incremento en el número de semiconductores y un control más complejo [10]. Existen múltiples topologías de inversores multinivel ampliamente estudiadas, entre estas destacan las topologías multinivel tradicionales como el *Neutral Point Clamped* (NPC), el *Flying Capacitor* (FC) y el *Cascaded H-Bridge* (CHB) [10].

En este trabajo se estudiará el desempeño de un sistema de tracción de un vehículo eléctrico utilizando un inversor trifásico de dos niveles tradicional y un inversor *Active Neutral Point Clamped* (ANPC) de cinco niveles con el esquema de control *Field Oriented Control* (FOC). Para esto se realizará un estudio de ambas topologías de inversor y de la estructura de control por campo orientado (FOC) para luego implementarlas en una simulación computacional utilizando el software simulación eléctrica PLECS.

Para verificar el funcionamiento del accionamiento de tracción en la simulación, se realizará una implementación en el Laboratorio en Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE).

Finalmente, se compararán los desempeños de las dos topologías de inversores comparando las formas del torque desarrollado por el motor, el contenido armónico de las tensiones y corrientes de salida de los inversores y las pérdidas de los mismos. Para esto se utilizará el software PLECS con el cual se puede simular el comportamiento eléctrico y térmico del accionamiento, con este último se puede calcular de manera precisa las pérdidas de conducción y conmutación de cada semiconductor utilizado en las simulaciones en base al modelo térmico entregado por los fabricantes.

Capítulo 2

Objetivos

2.1. Objetivo Principal

Controlar una máquina de inducción tipo jaula de ardilla utilizando un inversor “Active Neutral Point Clamped” (ANPC) de cinco niveles con esquema de control “Field Oriented Control” (FOC).

2.2. Objetivos Secundarios

- Analizar y simular el inversor ANPC de cinco niveles en software PLECS.
- Diseñar e implementar el control de la máquina de inducción en software PLECS.
- Analizar experimentalmente el desempeño del control con el inversor de cinco niveles.
- Comparar el control de la máquina de inducción con inversor de dos y cinco niveles con método FOC en función del contenido armónico y las pérdidas.

Capítulo 3

Marco teórico

3.1. Convertidores de Potencia

Los convertidores de potencia son sistemas de electrónica de potencia utilizados para procesar y controlar el flujo de la potencia eléctrica a través del suministro de tensiones y corrientes de forma óptima para las necesidades del usuario [11]. Los convertidores de potencia pueden transformar de un tipo de corriente a otro (convertidores DC-DC, AC-AC, DC-AC y AC-DC), pudiendo controlar magnitud, frecuencia y fase de las señales de salida mediante la utilización de semiconductores y sistemas de control apropiados. Debido a esto, los convertidores de potencia son una solución atractiva para todo tipo de aplicaciones de potencia, como transporte, conversión de energía y procesos de manufactura [10].

3.1.1. Inversor Trifásico de Dos Niveles

El convertidor más utilizado hoy en día es el inversor trifásico de dos niveles [12], este es un convertidor DC-AC tipo fuente de tensión (VSI por su sigla en inglés) de baja potencia. La topología de este inversor se muestra en la figura (3.1).

Se observa que el inversor está compuesto por un DC link común conectado a las tres fases de salida del inversor, donde cada una de las fases se compone de dos interruptores de potencia. En este trabajo se considera que el DC link se separa en dos capacitores, los cuales se cargan a la mitad de la tensión DC de entrada, con el neutro de las tres fases entre ellos.

Los interruptores de potencia S_a , S_b y S_c se operan de forma complementaria con los interruptores S'_a , S'_b y S'_c , respectivamente, dado que si ambos interruptores pudieran encontrarse en el mismo estado de conducción se tendrían estados indeseados. Si ambos interruptores se activan al mismo tiempo se cortocircuitaría la fuente, mientras que si ambos interruptores se bloquean entonces la tensión de fase sería indefinida [13]. Para las combinaciones restantes (conduce solo un interruptor), el interruptor que se encuentra apagado bloquea la tensión V_{DC} . Con estas combinaciones se pueden generar dos niveles de tensión de salida en cada fase los cuales corresponden a $v_{xn} \in \{-V_{DC}/2, V_{DC}/2\}$ donde $x \in \{a, b, c\}$.

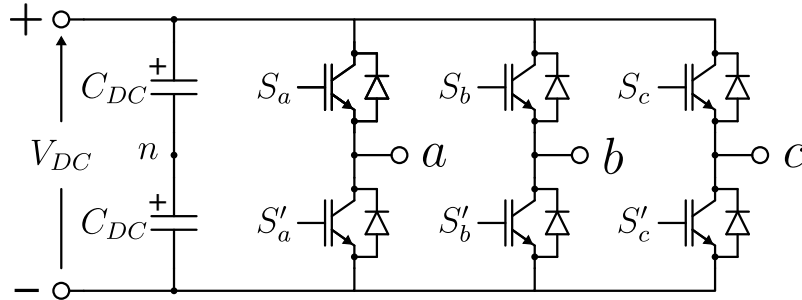


Figura 3.1: Esquema inversor trifásico de 2 niveles.

3.1.2. Modulación Inversor Trifásico de Dos Niveles

El propósito de la etapa de modulación es transformar la referencia de tensión del inversor a un ciclo de trabajo proporcional para la señal de control de los interruptores de potencia. De esta manera, para un periodo de conmutación, el valor medio de la tensión de salida se aproxima a la referencia. El método de modulación más utilizado es la modulación por ancho de pulso basada en señal portadora (CB-PWM por sus siglas en inglés), esta modulación utiliza una señal portadora de alta frecuencia, usualmente triangular, la cual se compara con la referencia para obtener los pulsos de disparo de los interruptores de potencia [14]. En la figura (3.2) se muestra un ejemplo para una fase de la modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) usada en los inversores trifásicos de dos niveles.

3.1.3. Inversores Multinivel

Los inversores multinivel son convertidores de potencia capaces de generar tensiones de salida con múltiples escalones, para esto se utilizan distintas configuraciones de semiconductores y fuentes de tensión DC. A partir del control apropiado de la conmutación de los semiconductores se pueden obtener distintos niveles de tensión de salida [15].

Utilizando estas topologías se logra obtener valores de tensión elevados en la salida, manteniendo la tensión que debe soportar cada semiconductor en un valor reducido. Esto permite alcanzar niveles de potencia mayores utilizando semiconductores comunes, en vez de los semiconductores de mayor tensión y de mayor valor.

Este tipo de inversores se está haciendo cada vez más importante a medida que aumentan los requerimientos de potencia y tensión para las distintas aplicaciones [15]. Algunas de las principales ventajas de los inversores multinivel respecto de los inversores de dos niveles son las siguientes [16]:

- Tensiones con menor variación entre niveles (dv/dt).
- Corrientes con un menor contenido armónico, corrientes más sinusoidales.
- Tensiones de modo común menores, lo cual reduce el desgaste de los rodamientos de los motores.

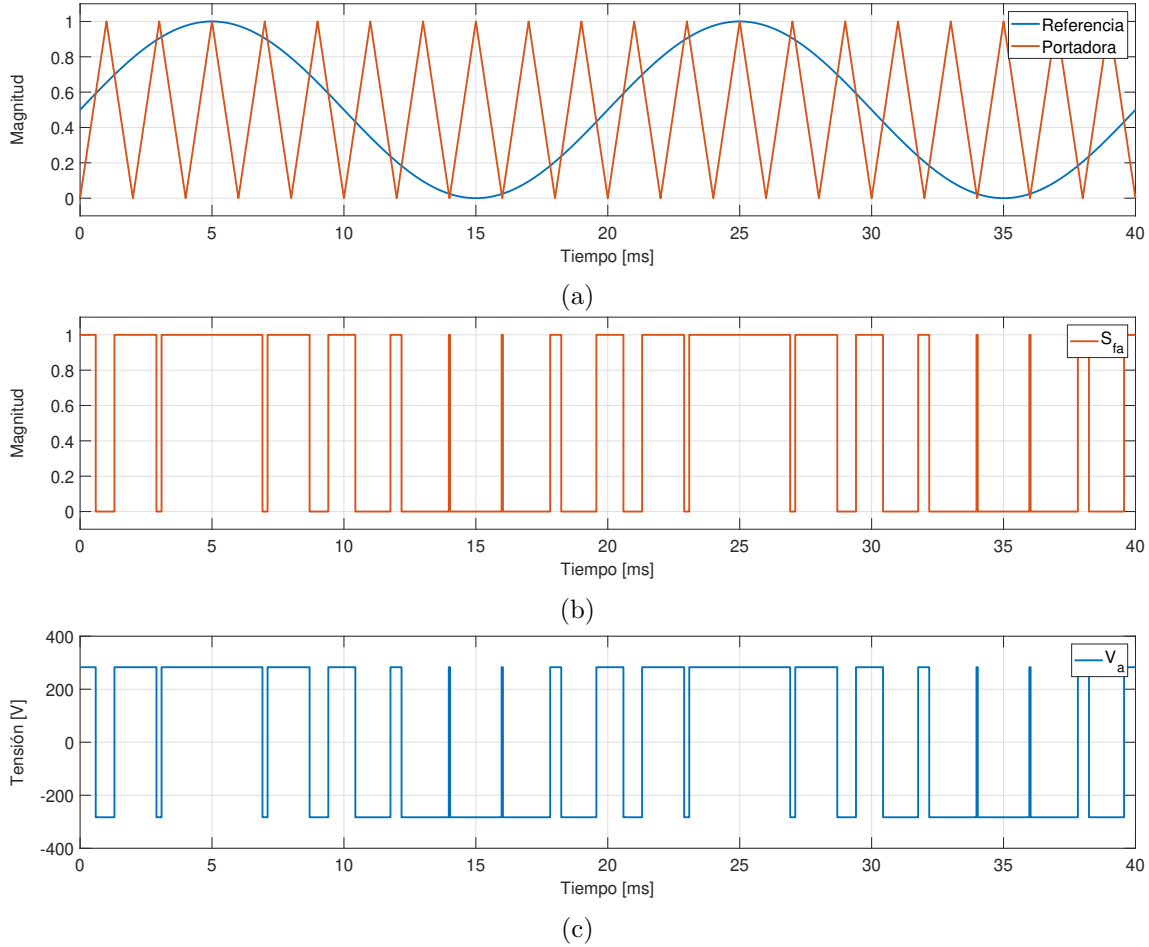


Figura 3.2: Modulación PWM inversor 2 niveles: (a) Comparación, (b) Señal control interruptor y (c) Tensión resultante.

3.1.4. Inversor ANPC de Cinco Niveles

El inversor ANPC surgió como una mejora al inversor NPC estándar, mostrado en la figura (3.3). El inversor NPC es una de las topologías de inversor multinivel más antiguas y mejor estudiadas lo que la lleva a ser una de las más usadas hoy en día [15]. Está compuesto por dos capacitores en su DC link con el neutro del inversor entre ellos, controlando cuatro dispositivos de potencia se conectan estos capacitores entre el neutro del inversor y la fase para generar tres niveles de tensión, un nivel positivo, uno negativo y un nivel cero.

La principal desventaja de esta topología es el desbalance que puede ocurrir en los capacitores que se utilizan para obtener los valores intermedios de tensión. Otra de las desventajas de esta topología es el hecho de que las pérdidas no se distribuyen equitativamente entre los dispositivos de potencia, esto resulta en una diferencia de temperatura entre los dispositivos lo que limita el nivel de potencia del inversor en función de los dispositivos más utilizados mientras que los demás se encuentran subutilizados [17].

Para mejorar este aspecto es que se planteó reemplazar los diodos D_{1x} y D_{2x} por interruptores de potencia controlados, esto permite distribuir de mejor manera las pérdidas entre los dispositivos de potencia, mejorando el desempeño del inversor [17]. Si bien esto

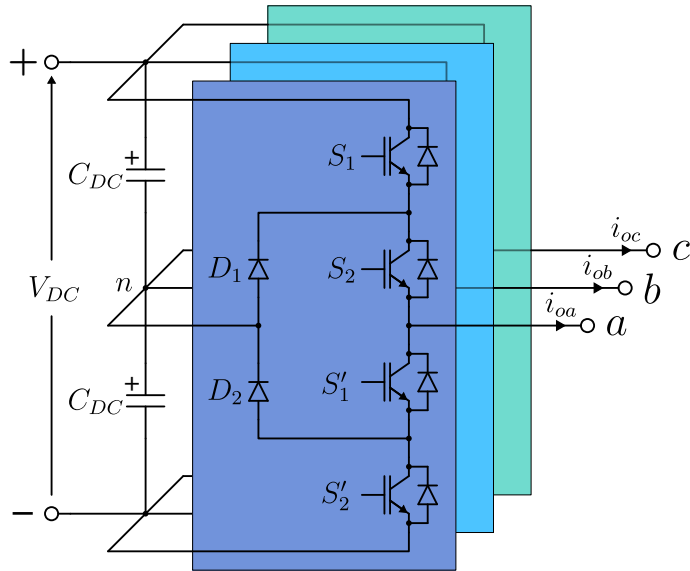


Figura 3.3: Esquema inversor NPC 3 niveles.

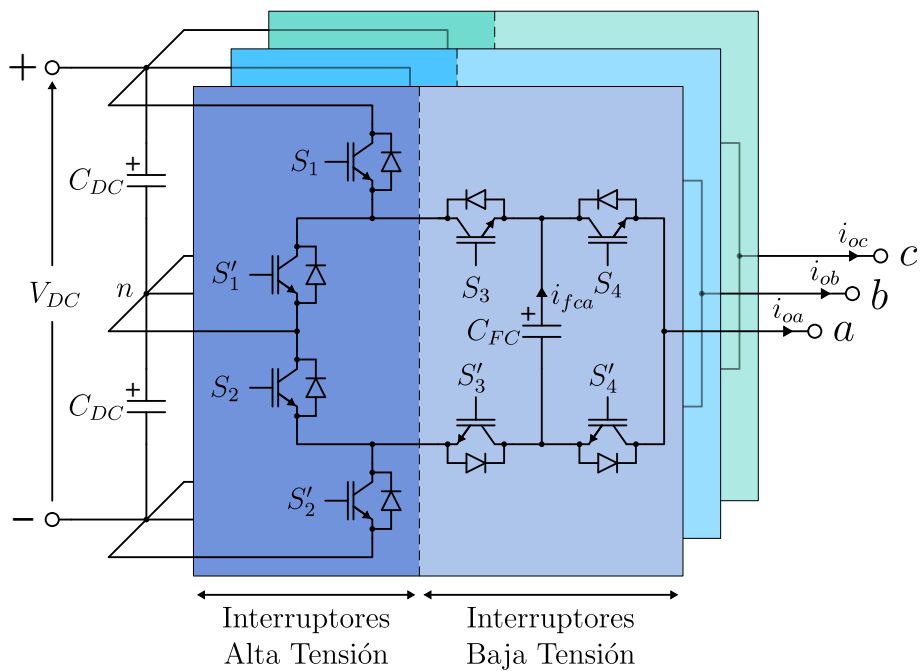


Figura 3.4: Esquema inversor ANPC 5 niveles.

permite aumentar el nivel de potencia del inversor de forma sencilla, debido al continuo aumento de los requerimientos de potencia, se han presentado extensiones a esta topología con el objetivo de aumentar aún más los niveles de potencia. Una de estas extensiones es el inversor ANPC de cinco niveles [18], mostrado en la figura (3.4). Esta topología está compuesta por el inversor ANPC de tres niveles estándar al cual se le añade un capacitor flotante (FC). Con esta modificación se crea un inversor híbrido capaz de generar cinco niveles de tensión sin agregar gran complejidad a la topología y manteniendo una estructura de modulación simple.

Cada uno de los capacitores del DC link se carga a la mitad de la tensión DC de entrada, mientras que el capacitor flotante se carga a un cuarto de la tensión de entrada. Como se aprecia de la figura se tienen ocho interruptores. Los interruptores $S_1 - S_4$ se operan de forma complementaria con los interruptores $S'_1 - S'_4$, además los interruptores S_1 y S_2 siempre se conmutan simultáneamente, esto significa que se utilizan tres señales de control por fase [19]. Los interruptores S_1 , S_2 y sus interruptores complementarios, bloquean una tensión de $V_{DC}/2$ cuando no conducen, mientras que los interruptores S_3 , S_4 y sus interruptores complementarios bloquean una tensión de $V_{DC}/4$ mientras no conducen.

Se pueden obtener cinco niveles de tensión con las ocho combinaciones de estados de conmutación, estas combinaciones se presentan en la tabla (3.1), donde i_{fcx} es la corriente por el capacitor flotante e i_{ox} es la corriente de salida del inversor. Se observa que hay múltiples combinaciones de estados de conmutación que resultan en la misma tensión de salida del inversor, esta redundancia se utilizará para controlar activamente la tensión en los capacitores flotantes.

S_1	S_2	S_3	S_4	i_{fcx}	v_{ox}
0	0	0	0	0	$-V_{DC}/2$
0	0	0	1	i_{ox}	$-V_{DC}/4$
0	0	1	0	$-i_{ox}$	$-V_{DC}/4$
0	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	i_{ox}	$V_{DC}/4$
1	1	1	0	$-i_{ox}$	$V_{DC}/4$
1	1	1	1	0	$V_{DC}/2$

Tabla 3.1: Estados de conmutación inversor ANPC cinco niveles.

3.1.5. Modulación Inversor ANPC de Cinco Niveles

Para la modulación de tensión del inversor ANPC de cinco niveles se utiliza una estructura híbrida en la que los dispositivos de la celda del ANPC de tres niveles son conmutados a frecuencia fundamental mientras que los dispositivos de la celda del FC son controlados utilizando modulación por ancho de pulso con desplazamiento de fase (PS-PWM por su sigla en inglés) [19]. Con esto se reducen las pérdidas en los dispositivos de la celda ANPC de tres niveles, los cuales bloquean una tensión mayor, manteniendo una alta frecuencia de conmutación en la tensión de salida. Para obtener la señal de modulación de la celda ANPC de tres niveles se realiza una comparación con cero, esto genera una señal cuadrada con la misma frecuencia que la referencia. Para generar la señal de modulación de la celda de FC se le resta la señal cuadrada generada anteriormente a la señal de referencia. En la figura (3.5) se muestra un ejemplo de este método de modulación para una fase.

3.1.6. Control Activo Tensión Capacitores Flotantes

A continuación se presenta un método para controlar la tensión en los FC del ANPC de cinco niveles en base a lo descrito en [19]. De la tabla (3.1) se observa que los estados redundantes para las tensiones $-V_{DC}/4$ y $V_{DC}/4$ tienen efectos inversos sobre la corriente i_{fc} del FC. La corriente de carga sale del FC cuando S_3 está apagado y S_4 está encendido y

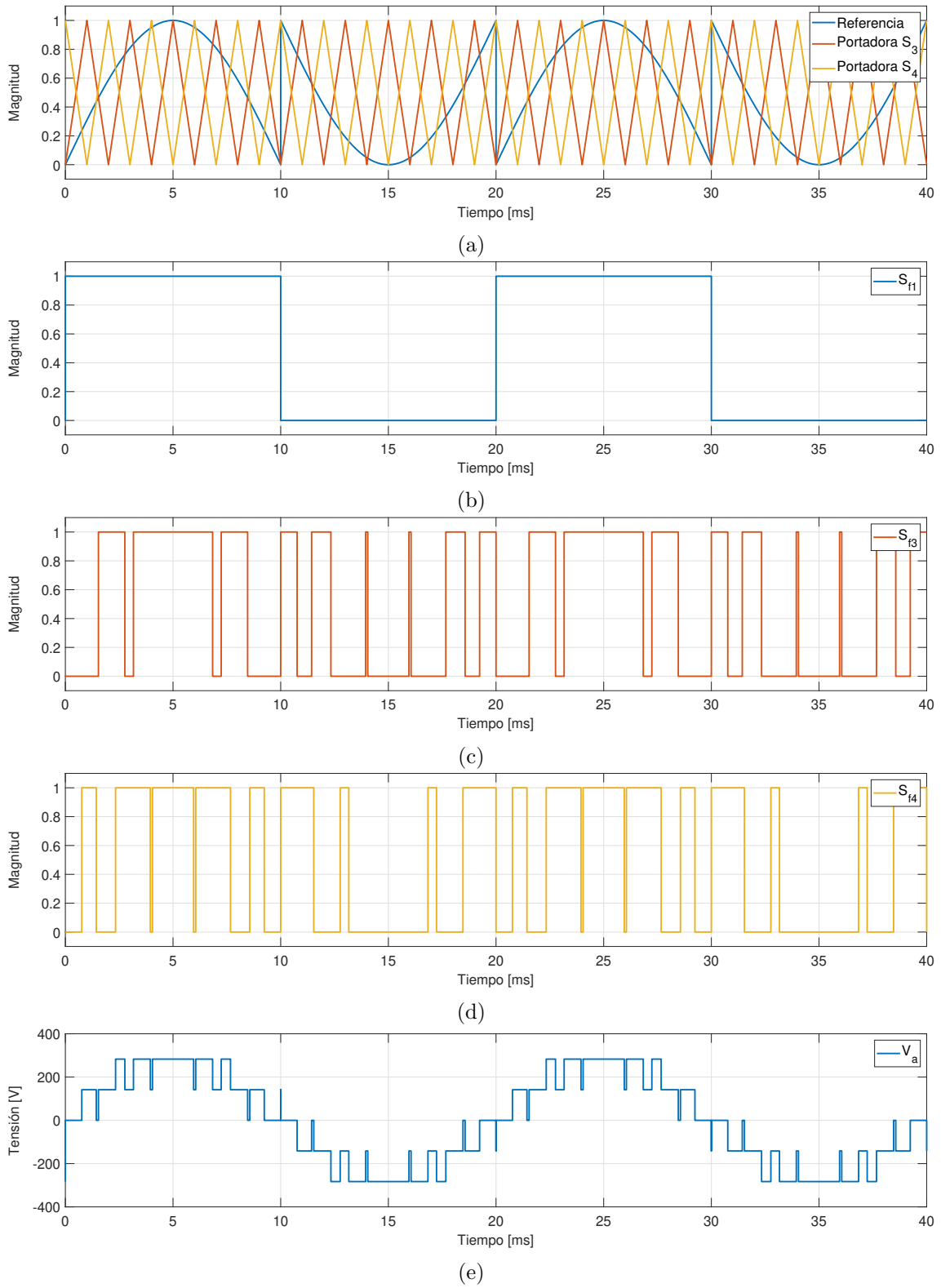


Figura 3.5: Modulación PWM inversor 5 niveles: (a) Comparación, (b) Señal control interruptor S1, (c) Señal control interruptor S3, (d) Señal control interruptor S4 y (e) Tensión resultante.

entra al capacitor cuando S_3 está encendido y S_4 está apagado. Considerando lo anterior, la corriente instantánea por el FC se puede escribir como:

$$i_{fc} = (S_4 - S_3) * i_o \quad (3.1)$$

Por otro lado, la corriente promedio por el FC en un periodo de la señal portadora se puede aproximar por:

$$\bar{i}_{fc} = (d_4 - d_3) * i_o \quad (3.2)$$

donde d_3 y d_4 son los ciclos de trabajo de S_3 y S_4 en un periodo de la señal portadora, respectivamente. Al utilizar PS-PWM se obtiene en mismo valor para d_3 y d_4 , por lo tanto, bajo condiciones de estado estacionario ideales la corriente promedio por el FC es cero y la tensión en los FC se mantiene constante, sin embargo, la tensión puede diverger bajo condiciones dinámicas y no ideales [19]. De (3.2) se observa que se puede controlar la corriente promedio en los FC variando los ciclos de trabajo de S_3 y S_4 , esto es análogo a modificar los tiempos de operación de los estados de conmutación redundantes para las tensiones $-V_{DC}/4$ y $V_{DC}/4$.

Dado que lo que se busca es modificar la corriente promedio por el FC sin cambiar v_o , la variación del ciclo de trabajo debe ser complementaria entre d_3 y d_4 , es decir, dependiendo del valor de la tensión en el FC y la corriente de salida, se sumará o restará un tiempo Δt a d_3 y se realizará la operación inversa con d_4 . Dado que el ciclo de trabajo de la señal modulada en un periodo de la señal portadora es proporcional al valor de v_{ref} , se calculará un valor Δv proporcional a Δt con el cual se modificará la referencia de las señales de control de los diodos S_3 y S_4 . En la tabla (3.2) se muestran los diferentes casos posibles dependiendo de la tensión en el FC v_{fc} y la corriente de salida i_o .

v_{fc}	i_o	d_3	d_4
Mayor	Positiva	Disminuir	Aumentar
Mayor	Negativa	Aumentar	Disminuir
Menor	Positiva	Aumentar	Disminuir
Menor	Negativa	Disminuir	Aumentar

Tabla 3.2: Acción sobre ciclos de trabajo según valores de tensión del FC y corriente de salida.

Para no modificar la señal de tensión v_o se debe mantener v_{ref} entre 0 y 1, dado que Δv debe sumarse y restarse a v_{ref} se tienen dos casos a considerar. Para $0 < v_{ref} < 1/2$, Δv no puede ser mayor a v_{ref} y para $1/2 < v_{ref} < 1$, Δv no puede ser mayor a $1 - v_{ref}$. Si se define la señal de referencia modificada para S_3 como:

$$v_{ref1}^* = \begin{cases} v_{ref1} - \Delta v & \text{si } i_o > 0, \\ v_{ref1} + \Delta v & \text{si } i_o < 0. \end{cases}$$

y para S_{f2} como:

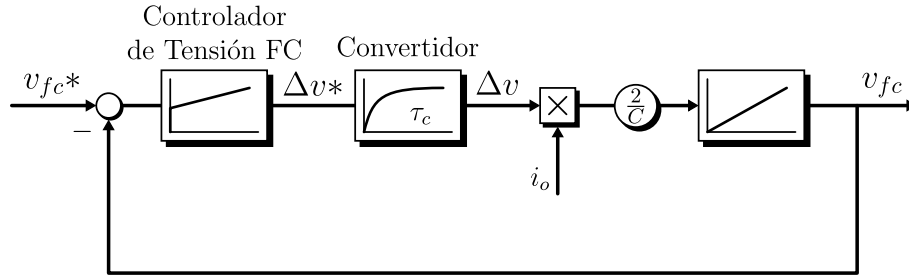


Figura 3.6: Esquema de control de tensión FC.

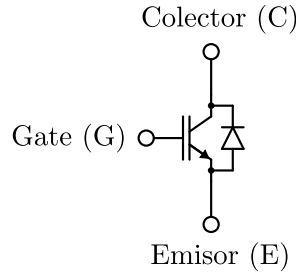


Figura 3.7: Símbolo eléctrico IGBT con diodo en anti-paralelo.

$$v_{ref2}^* = \begin{cases} v_{ref2} + \Delta v & \text{si } i_o > 0, \\ v_{ref2} - \Delta v & \text{si } i_o < 0. \end{cases}$$

Entonces se puede definir la corriente promedio por el FC como:

$$\bar{i}_{fc} = 2\Delta v * i_o \quad (3.3)$$

y reemplazando \bar{i}_{fc} en la ley del elemento del capacitor $i_{fc} = C * \frac{dv_{fc}}{dt}$ finalmente llegamos a:

$$v_{fc} = \frac{2\Delta v * i_o}{C_s} \quad (3.4)$$

donde se observa que la tensión en el capacitor flotante se puede controlar variando el valor de Δv para lo cual se puede utilizar un controlador PI tradicional. En la figura 3.6 se muestra el esquema de control para la tensión de los FC, el bloque del convertidor corresponde al descrito en la sección 3.3.

3.1.7. Pérdidas en IGBT

Los *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT) son una de las opciones más atractivas para la construcción de inversores debido a sus amplios rangos de potencia y frecuencias de conmutación [13]. En la figura 3.7 se muestra el símbolo eléctrico de estos dispositivos en su configuración típica con un diodo en anti-paralelo.

Dado que las pérdidas en los inversores dependen principalmente de las pérdidas en los semiconductores que lo componen [20], en esta sección se describirá la procedencia de estas.

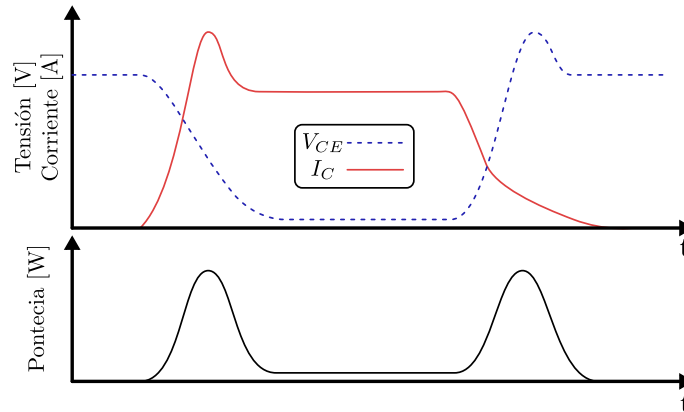


Figura 3.8: Formas de onda generales de tensión, corriente y potencia de un IGBT durante los estados de conmutación y conducción.

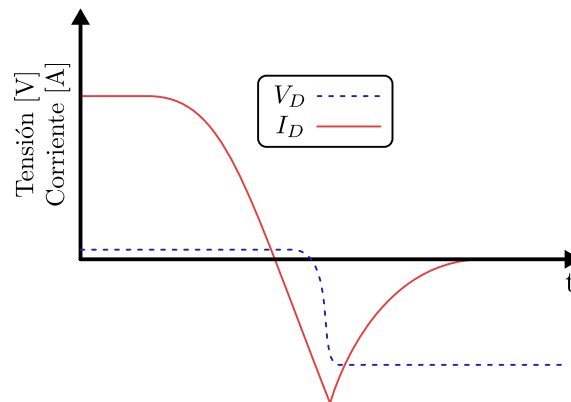


Figura 3.9: Formas de onda generales de tensión y corriente de un diodo durante el periodo de recuperación inversa.

Las pérdidas en los módulos de IGBT se dividen principalmente en pérdidas por conducción y pérdidas por conmutación. Las pérdidas por conducción ocurren cuando el IGBT o el diodo se encuentran conduciendo y dependen de la tensión a través de cada uno y de la corriente que circula por ellos. Las pérdidas por conmutación son proporcionales a la frecuencia de conmutación y ocurren debido a que durante el encendido y apagado del IGBT y durante el periodo de recuperación inversa del diodo, tanto la tensión a través como la corriente que circula por ellos son significativamente mayores a cero, lo que se traduce en una gran potencia instantánea disipada [21].

En la figura 3.8 se muestran las formas generales de la tensión y la corriente en un IGBT durante el encendido, la conducción y el apagado del mismo, además de la potencia instantánea correspondiente. La energía disipada por el dispositivo corresponde a la integral sobre el tiempo de esta potencia. En la figura 3.9 se muestran las formas generales de la tensión y corriente en un diodo durante el periodo de recuperación inversa.

Existen múltiples métodos para calcular las pérdidas en los IGBT [20]. En este trabajo se utilizarán las herramientas de simulación térmica del software de simulación eléctrica PLECS, en base a los modelos térmicos de los dispositivos creados a partir de las curvas características de los dispositivos disponibles en sus respectivas *datasheet*.

3.1.8. Modulación Min-Max

El método de modulación basado en una señal portadora triangular, también conocido como método de suboscilación, permite utilizar sólo un 86,6% de la tensión disponible en el DC-link. Para remediar esto se han creado técnicas como la suboscilación modificada, donde se inyecta una señal adicional de secuencia cero a la señal de referencia de cada fase, de esta manera se obtienen nuevas señales de referencia las cuales alcanzan una amplitud menor que la original, pero manteniendo la misma señal fundamental [14]. De esta manera se puede alcanzar un mayor índice de modulación sin entrar a la zona de sobremodulación. Si bien esto introduce armónicos de tercer orden en la tensión de salida del inversor, gracias a que la conexión de las cargas suele ser del tipo estrella con neutro flotante, los armónicos de secuencia cero se cancelan en las corrientes por la carga [14].

Uno de los métodos más comunes para lograr esto es el conocido como Min-Max, en este método se modifican las referencias por una señal que se obtiene como:

$$v_0^* = -\frac{1}{2}(\min\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\} + \max\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}) \quad (3.5)$$

donde v_x^* son las señales de referencia, típicamente sinusoidales. Las nuevas señales de referencia a utilizar en la modulación PWM se calculan como:

$$v_{xm}^* = v_x^* + v_0^* \quad (3.6)$$

Con este método es posible obtener una tensión fundamental máxima un 15,5% mayor que en el caso con suboscilación normal. En la figura (3.10) se muestran las formas de las señales iniciales, la señal de secuencia cero a inyectar y las señales resultantes para un índice de modulación $m = 1$.

Se observa que la señal de secuencia cero corresponde a una señal triangular del triple de la frecuencia de las señales sinusoidales de referencia. El espectro armónico de esta señal se muestra en la figura (3.11), donde se observa que se tiene una componente fundamental en los 150[Hz] (el triple de la frecuencia de la referencia), con armónicos de magnitud bajo el 10%, en los múltiplos impares de la fundamental de la triangular. Lo que equivale a los múltiplos impares de tres veces la fundamental de la señal sinusoidal de referencia.

3.2. Modelamiento Matemático de la Máquina de Inducción

Para la implementación del control de velocidad de una máquina de inducción se requiere de un apropiado modelamiento de la misma. En esta sección se desarrolla un modelo de la máquina de inducción basado en variables de estado complejas. Estas variables contienen la información tanto de amplitud como de fase de la fuerza magnetomotriz (fmm) y enlaces de flujo magnético, con esta representación se obtiene un modelo que permite analizar el comportamiento dinámico de la máquina.

Las ecuaciones de la máquina pueden ser desarrolladas en múltiples sistemas de coordenadas, para el caso del control por campo orientado se utiliza el sistema de coordenadas de campo. En este sistema de coordenadas se sitúa el eje de las abscisas sobre el fasor espacial del enlace de flujo del rotor, esto permite controlar independientemente el torque

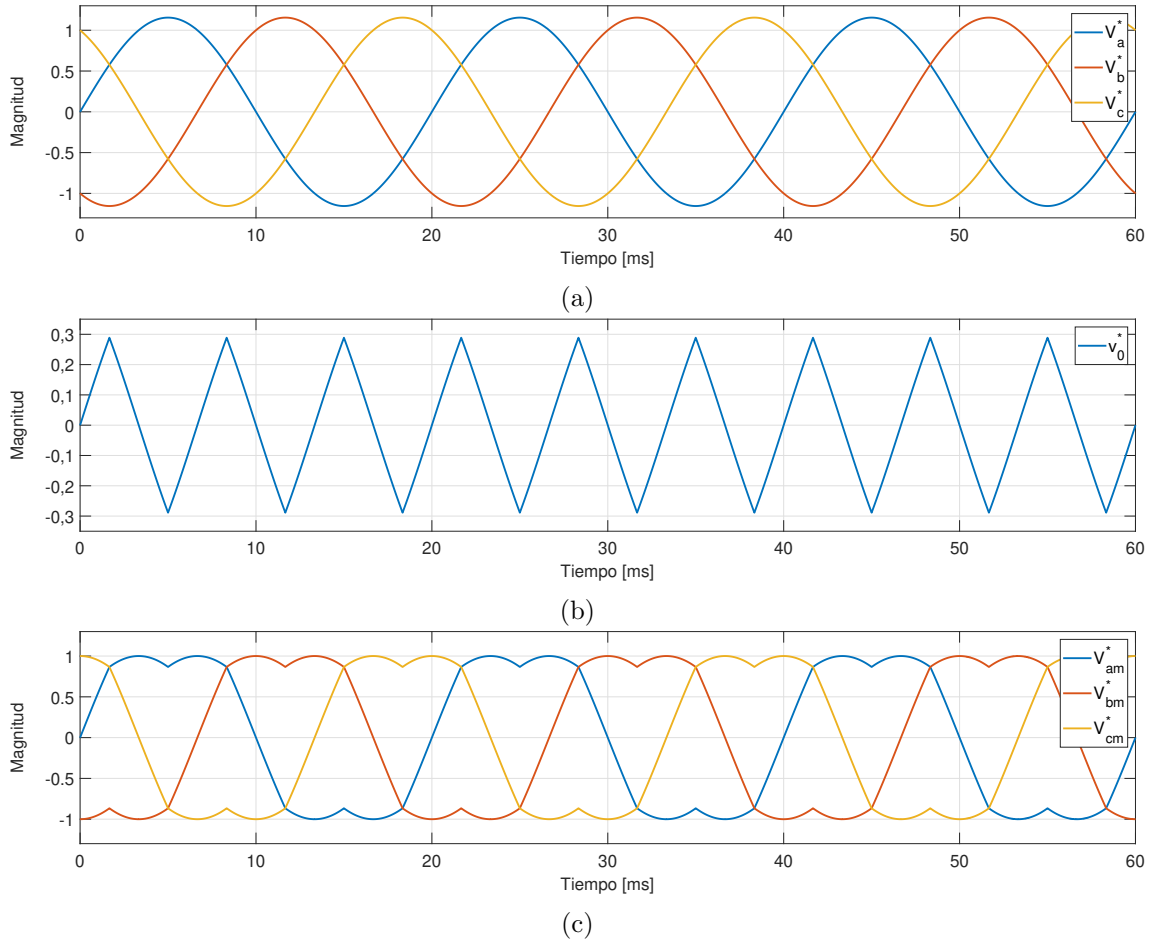


Figura 3.10: Modulación Min-Max: (a) Señales de referencia, (b) Señal de secuencia cero y (c) Señales de referencia con Min-Max.

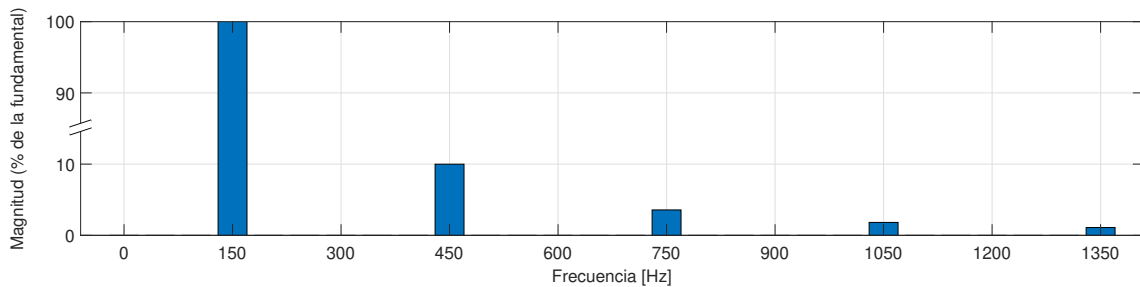


Figura 3.11: Espectro armónico señal secuencia cero.

desarrollado por la máquina y el flujo magnético del rotor de la misma, similar al caso de una máquina de corriente continua con excitación independiente.

3.2.1. Modelo del Estator

Los devanados del estator en una máquina trifásica se encuentran distribuidos simétricamente a lo largo de la circunferencia del estator. Al circular corriente por cada uno de estos devanados se genera una distribución de campo y de fmm sinusoidal a lo largo del

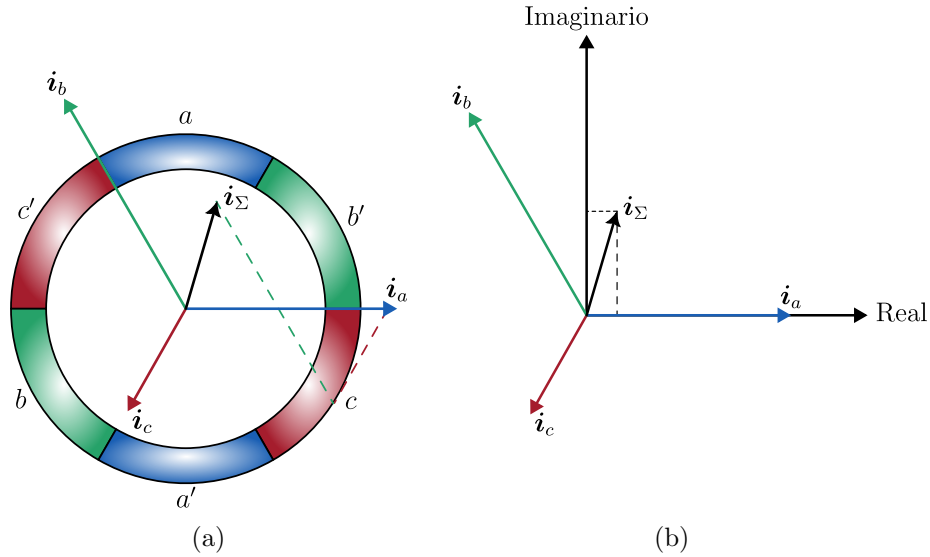


Figura 3.12: Fasores espaciales de corriente: (a) Sobre los devanados de la máquina y (b) Sobre el plano complejo.

entrehierro de la máquina, estas variables pueden ser representadas matemáticamente a través de un fasor espacial el cual describe tanto su magnitud como su dirección en el espacio [22].

Si se tiene una corriente de magnitud i_a circulando por el devanado $a - a'$ entonces el fasor espacial resultante \mathbf{i}_a será el que se muestra en la figura (3.12a), el cual es colineal con el eje magnético de la fase a [22]. De la misma manera se definen los fasores espaciales \mathbf{i}_b e \mathbf{i}_c los cuales representan las corrientes i_b e i_c que circulan por los devanados $b - b'$ y $c - c'$ respectivamente. Sumando los tres fasores espaciales de corriente se obtiene el fasor que representa la corriente total que circula por los devanados mostrada en la figura (3.12a):

$$\mathbf{i}_\Sigma = \mathbf{i}_a + \mathbf{i}_b + \mathbf{i}_c \quad (3.7)$$

Debido a la simetría cilíndrica de la máquina de inducción, los fasores espaciales de corriente siempre se encontrarán en un plano ortogonal al eje de la máquina [22]. Debido a esto se utilizará un sistema de coordenadas complejo. Por definición el eje real del plano complejo se posiciona colineal al eje magnético de la fase a , como se muestra en la figura (3.12b). Con esto se pueden definir los fasores espaciales de la corriente por cada una de las fases del estator como:

$$\mathbf{i}_a = i_a \quad (3.8)$$

$$\mathbf{i}_b = \mathbf{a}i_b \quad (3.9)$$

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{a}^2i_c \quad (3.10)$$

donde $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$. Para que la parte real del fasor espacial sea igual al valor instantáneo de la corriente por la fase a se define el fasor espacial de la corriente del estator como:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \quad (3.11)$$

De la misma manera se puede definir el fasor espacial del enlace de flujo del estator como:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \frac{2}{3}(\psi_a + \mathbf{a}\psi_b + \mathbf{a}^2\psi_c) \quad (3.12)$$

donde ψ_a , ψ_b y ψ_c representan los valores de los enlaces de flujo en cada fase correspondiente. Por último, se define el fasor espacial de tensión como:

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \mathbf{a}v_b + \mathbf{a}^2v_c) \quad (3.13)$$

donde v_a , v_b y v_c representan los valores de las tensiones por cada fase correspondiente.

Además, las ecuaciones de equilibrio eléctrico por cada fase del estator son [22]:

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (3.14)$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (3.15)$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (3.16)$$

donde R_s corresponde a la resistencia por fase del estator. Finalmente, utilizando las ecuaciones 3.11, 3.13 y 3.12 se obtiene la forma compacta:

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (3.17)$$

La ecuación (3.17) está expresada en coordenadas de estator y resume el comportamiento dinámico de las corrientes, tensiones y enlaces de flujo del devanado trifásico del estator en una expresión compleja compacta.

3.2.2. Modelo del Rotor

En el caso de un rotor tipo jaula de ardilla, circularán corrientes por las barras si el flujo enlazado por estas varía. De acuerdo a la Ley de Lenz, las corrientes que circulan por las barras de la jaula tienen una distribución tal que tienden a anular su causa, la distribución de fmm en el estator. El devanado del rotor se puede reemplazar por un devanado trifásico equivalente, el cual produce la misma distribución de fmm [22], considerando esto se definen los fasores espaciales de corriente de rotor \mathbf{i}_r , enlace de flujo de rotor $\boldsymbol{\psi}_r$ y tensión de rotor \mathbf{v}_r , los cuales se encuentran expresados en un sistema de coordenadas fijo al rotor, como:

$$\mathbf{i}_r = \frac{2}{3}(i_{ra} + \mathbf{a}i_{rb} + \mathbf{a}^2i_{rc}) \quad (3.18)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = \frac{2}{3}(\psi_{ra} + \mathbf{a}\psi_{rb} + \mathbf{a}^2\psi_{rc}) \quad (3.19)$$

$$\mathbf{v}_r = \frac{2}{3}(v_{ra} + \mathbf{a}v_{rb} + \mathbf{a}^2v_{rc}) \quad (3.20)$$

De manera análoga que en el caso del estator, para un observador fijo al rotor, la ecuación de equilibrio eléctrico del rotor en el sistema de coordenadas de rotor se puede expresar como:

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} \quad (3.21)$$

donde R_r corresponde a la resistencia equivalente por fase del devanado equivalente del rotor. Cabe destacar que, debido al cortocircuito provocado por la construcción del rotor jaula de ardilla, el fasor espacial de tensión del rotor es nulo, esto es, la ecuación 3.21 toma la forma:

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} \quad (3.22)$$

3.2.3. Ecuaciones de Flujo

Considerando una máquina de inducción de rotor isotrópico tipo jaula de ardilla, se tiene que el enlace de flujo del estator está compuesto por flujos producidos por las corrientes en el estator más flujos producidos por las corrientes en el rotor, entonces el enlace de flujo del estator se puede expresar como [22]:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_{sr} \mathbf{i}_r e^{j\theta} \quad (3.23)$$

donde:

- $L_s = L_{\sigma s} + \frac{3}{2}L_1$: Inductancia del devanado de estator, la cual considera los flujos de dispersión y los flujos propios y mutuos de las tres fases del estator (L_1 corresponde a la inductancia propia por fase del estator).
- L_{sr} : Inductancia mutua entre el devanado del estator y el devanado del rotor.
- θ : Desplazamiento, en radianes eléctricos, entre los ejes reales del estator y del rotor.

De manera análoga a como se definió el enlace de flujo del estator, se define el enlace de flujo del rotor como [22]:

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_{rs} \mathbf{i}_s e^{-j\theta} \quad (3.24)$$

donde L_r corresponde a la inductancia del devanado del rotor y L_{rs} corresponde a la inductancia mutua entre el devanado del rotor y el devanado del estator. Considerando

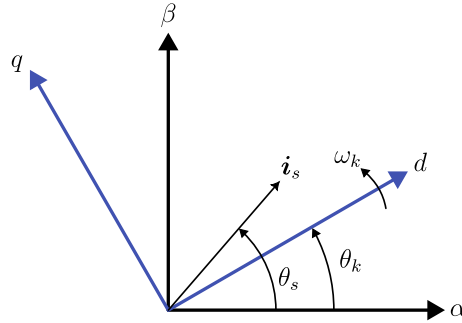


Figura 3.13: Transformación de coordenadas.

que el devanado del rotor se representa como un devanado trifásico equivalente y magnéticamente simétrico a lo largo del entrehierro, se define la inductancia mutua L_m como [22]:

$$L_m = \frac{3}{2}L_1 = L_{sr} = L_{rs} \quad (3.25)$$

Los términos $e^{j\theta}$ y $e^{-j\theta}$ en las ecuaciones (3.23) y (3.24), respectivamente, se originan del hecho que la distribución de flujo ψ_s se encuentra referida a un sistema de coordenadas fijo al estator mientras que la distribución de flujo ψ_r se encuentra referida a un sistema de coordenadas fijo al rotor (desplazado del estator en un ángulo θ), es por esto que se debe realizar una rotación desde un sistema de coordenadas al otro.

3.2.4. Sistema de Coordenadas Rotatorio Común

Los desarrollos presentados hasta ahora para las ecuaciones de equilibrio eléctrico y de flujo se encuentran referidos a sus sistemas de referencias respectivos, para el caso del estator se encuentran referidos a un sistema de coordenadas estacionario y fijo al estator, mientras que para el caso del rotor se encuentran referidos a un sistema de coordenadas rotatorio fijo al rotor. De esto nace la necesidad de transformar las ecuaciones que modelan la máquina de inducción a un sistema de coordenadas común con el objetivo de simplificar su análisis [22]. Las ecuaciones se transformarán a un sistema de coordenadas rotatorio (SCR) común k , el cual gira a velocidad ω_k respecto del estator, como se muestra en la figura (3.13). Se observa que este sistema de coordenadas se encuentra desfasado espacialmente del sistema de coordenadas estacionario del estator en un ángulo θ_k , el desfase angular entre estos sistemas se puede calcular como:

$$\theta_k(t) = \int_0^t \omega_k dt + \theta_k(0) \quad (3.26)$$

3.2.5. Variables de Estator

Para el caso de la transformación de coordenadas de variables referidas al estator, se tomará como ejemplo el fasor espacial de corriente de estator,

$$\mathbf{i}_s = \|\mathbf{i}_s\| e^{j\theta_s} \quad (3.27)$$

el cual se puede representar en un SCR común k como:

$$\mathbf{i}_{s,k} = \|\mathbf{i}_s\| e^{j(\theta_s - \theta_k)} = \mathbf{i}_s e^{-j\theta_k} \quad (3.28)$$

Se observa que esta transformación no afecta la magnitud del fasor espacial, solo su ángulo, esto se puede interpretar como un giro del fasor espacial en el plano complejo (visto por un observador fijo al plano complejo) o como un giro del plano complejo respecto del fasor espacial (visto por un observador fijo al estator).

3.2.6. Variables de Rotor

Para el caso de la transformación de las variables referidas al rotor, conviene primero transformar estas variables al sistema de coordenadas del estator, para luego transformarlas al SCR común k , según lo descrito en (3.28). Tomando como ejemplo el fasor espacial de corriente de rotor,

$$\mathbf{i}_r = \|\mathbf{i}_r\| e^{j\theta_r} \quad (3.29)$$

se partirá transformando esta variable al sistema de coordenadas de estator según:

$$\mathbf{i}_{r,s} = \|\mathbf{i}_r\| e^{j(\theta_r + \theta)} = \mathbf{i}_r e^{j\theta} \quad (3.30)$$

A continuación, se transforma el fasor espacial de corriente de rotor en coordenadas de estator al SCR común k según:

$$\mathbf{i}_{r,k} = \mathbf{i}_r e^{j(\theta - \theta_k)} \quad (3.31)$$

3.2.7. Transformación de Ecuaciones Electromagnéticas en Sistema de Coordenadas Rotatorio Común

Utilizando (3.28) para transformar la ecuación de equilibrio eléctrico del devanado de estator (3.17) a un SCR común k , se obtiene:

$$\mathbf{v}_{s,k} = R_s \mathbf{i}_{s,k} + \frac{d\psi_{s,k}}{dt} + j\omega_k \psi_{s,k} \quad (3.32)$$

Donde ω_k corresponde a la velocidad angular del SCR respecto del estator.

Para el caso de la ecuación de equilibrio eléctrico del devanado de rotor (3.21), primero se llevará a coordenadas de estator y luego al SCR. Realizando la transformación a coordenadas de estator se obtiene:

$$\mathbf{v}_{r,s} = R_r \mathbf{i}_{r,s} + \frac{d\psi_{r,s}}{dt} - j\omega \psi_{r,s} \quad (3.33)$$

Donde ω corresponde a la velocidad angular del rotor. Luego, realizando la transformada al SCR común k se obtiene:

$$\mathbf{v}_{r,k} = R_r \mathbf{i}_{r,k} + \frac{d\psi_{r,k}}{dt} + j(\omega_k - \omega)\psi_{r,k} \quad (3.34)$$

Cabe destacar que los términos $\frac{d\psi_{s,k}}{dt}$ y $\frac{d\psi_{r,k}}{dt}$ en las ecuaciones (3.32) y (3.34), respectivamente, representan tensiones inducidas debido a la variación temporal del enlace de flujo magnético respecto a un observador en el sistema de coordenadas rotatorio común (tensión transformadora), mientras que los términos $j\omega_k\psi_{s,k}$ y $j(\omega_k - \omega)\psi_{r,k}$ en las ecuaciones (3.32) y (3.34), respectivamente, representan tensiones inducidas debido al movimiento relativo entre los devanados y el sistema de coordenadas rotatorio común (tensión rotacional).

Transformando (3.23) y (3.24) al sistema de coordenadas rotatorio común se obtiene:

$$\psi_{s,k} = L_s \mathbf{i}_{s,k} + L_m \mathbf{i}_{r,k} \quad (3.35)$$

$$\psi_{r,k} = L_r \mathbf{i}_{r,k} + L_m \mathbf{i}_{s,k} \quad (3.36)$$

3.2.8. Momento Electromagnético

Para obtener una expresión para el momento electromagnético desarrollado por la máquina de inducción, se utilizará el concepto de balance de energía. La energía eléctrica absorbida por la máquina debe ser igual a las pérdidas, la energía magnética almacenada en los campos magnéticos y la energía mecánica en el rotor de la máquina. Este balance se puede escribir en forma diferencial como:

$$dW_{elec} = dW_{perd} + dW_{mgn} + dW_{mec} \quad (3.37)$$

La energía eléctrica absorbida por la máquina corresponde a la energía eléctrica absorbida desde sus terminales, por lo tanto, $dW_{elec} = p_e dt$. De [22] se tiene que la potencia eléctrica instantánea p_e en un sistema trifásico, expresada en función de fasores espaciales, corresponde a:

$$p_e = \frac{3}{2} \Re(\mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s) \quad (3.38)$$

Esta expresión se puede demostrar reemplazando los valores de \mathbf{v}_s e \mathbf{i}_s de las ecuaciones (3.11) y (3.13) en la ecuación (3.38), obteniéndose:

$$p_e = \frac{3}{2} \Re \left[\frac{2}{3} (v_a + \mathbf{a}^2 v_b + \mathbf{a} v_c) \cdot \frac{2}{3} (i_a + \mathbf{a} i_b + \mathbf{a}^2 i_c) \right] \quad (3.39)$$

Realizando la multiplicación en paréntesis del lado derecho de la ecuación (3.39) y solamente tomando la parte real se llega a:

$$p_e = \frac{2}{3} \left[v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + \frac{1}{2} (v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) \right] = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.40)$$

El resultado final de la ecuación (3.40) corresponde a la potencia instantánea en un sistema trifásico, con lo que se demuestra la expresión para la potencia instantánea presentada en (3.38).

Utilizando (3.38) podemos escribir la energía eléctrica absorbida por la máquina dW_{elec} como:

$$dW_{elec} = p_e dt = \frac{3}{2} \Re(\mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s) dt \quad (3.41)$$

Utilizando un sistema de referencia fijo al rotor ($\omega_k = \omega$) y despreciando las pérdidas del hierro, podemos reemplazar (3.32) en (3.41) obteniéndose:

$$dW_{elec} = \frac{3}{2} i_s^2 R_s dt + \frac{3}{2} \Re \left[\left(\frac{d\psi_s^*}{dt} - j\omega \psi_s^* \right) \mathbf{i}_s \right] dt \quad (3.42)$$

Para obtener una expresión para la energía magnética acumulada en la máquina se utiliza el hecho que la energía magnética acumulada es independiente de la velocidad del rotor y solo depende del valor actual de las corrientes e inductancias [22]. Considerando lo anterior se calcula la energía magnética cuando el rotor se encuentra detenido, osea $\omega = dx/dt = 0$, así la energía magnética se obtiene de (3.42) como:

$$dW_{mgn} = \frac{3}{2} \Re \left(\frac{d\psi_s^*}{dt} \mathbf{i}_s \right) dt \quad (3.43)$$

Para obtener una expresión para la energía mecánica se utiliza el concepto de trabajo virtual, así, si denotamos el momento electromagnético como T_e y el desplazamiento angular virtual como dx entonces podemos expresar la energía mecánica como:

$$dW_{mec} = T_e \frac{dx}{p} = T_e \frac{\omega}{p} dt \quad (3.44)$$

donde p corresponde la número de pares de polos de la máquina.

Reemplazando las ecuaciones (3.42), (3.43) y (3.44) en (3.37) y reduciendo se llega a:

$$\frac{3}{2} \Re(-j\omega \psi_s^* \mathbf{i}_s) dt = T_e \frac{\omega}{p} dt \quad (3.45)$$

de donde se obtiene la expresión para el torque instantáneo en función de fasores espaciales como:

$$T_e = \frac{3}{2} p \Im(\psi_s^* \mathbf{i}_s) \quad (3.46)$$

Reemplazando (3.35) y luego (3.36) en (3.46) podemos expresar el momento electromagnético en función de los fasores espaciales de enlace de flujo del rotor y corriente de estator como:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Im(\psi_r^* \mathbf{i}_s) \quad (3.47)$$

3.2.9. Ecuación de Equilibrio Mecánico

El movimiento rotacional del rotor de la máquina se encuentra descrito por la ecuación de equilibrio mecánica, obtenida a partir de la aplicación de la segunda ley de Newton al rotor. Así, considerando el rotor como un cuerpo rígido, la ecuación de equilibrio mecánica es:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{p} \omega = T_e - T_m \quad (3.48)$$

donde:

- J : Momento de inercia del conjunto
- D : Coeficiente de amortiguación rotacional
- T_m : Torque mecánico aplicado en el eje

Despreciando el coeficiente de amortiguación rotacional D y reemplazando por (3.47), se obtiene la siguiente ecuación de equilibrio mecánica:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Im m \{ \psi_r^* \mathbf{i}_s \} - T_m \quad (3.49)$$

3.3. Control por campo orientado

3.3.1. Modelo Dinámico de la Máquina de Inducción en Variables de Estado

Las ecuaciones (3.32) y (3.34) modelan el comportamiento electromagnético de la máquina de inducción y se encuentran expresadas en función de variables de estado ψ_s y ψ_r . Utilizando las ecuaciones (3.35) y (3.36) es posible elegir cualquier par del conjunto de fasores espaciales \mathbf{i}_s , ψ_s , \mathbf{i}_r y ψ_r como variables de estado. En el caso de este trabajo, donde se utiliza el método de control de velocidad por campo orientado, conviene utilizar las variables de estado \mathbf{i}_s y ψ_r [23].

Considerando estas variables de estado para expresar las ecuaciones de la máquina se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones de estado:

$$\tau'_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{i}_s = -j\omega_k \tau'_\sigma \mathbf{i}_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_r + \frac{1}{R_\sigma} \mathbf{v}_s \quad (3.50)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = -j(\omega_k - \omega) \tau_r \psi_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (3.51)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = k_T \Im m \{ \psi_r^* \mathbf{i}_s \} - T_m \quad (3.52)$$

Donde:

- $k_r = \frac{L_m}{L_r}$: Factor de acoplamiento magnético del rotor

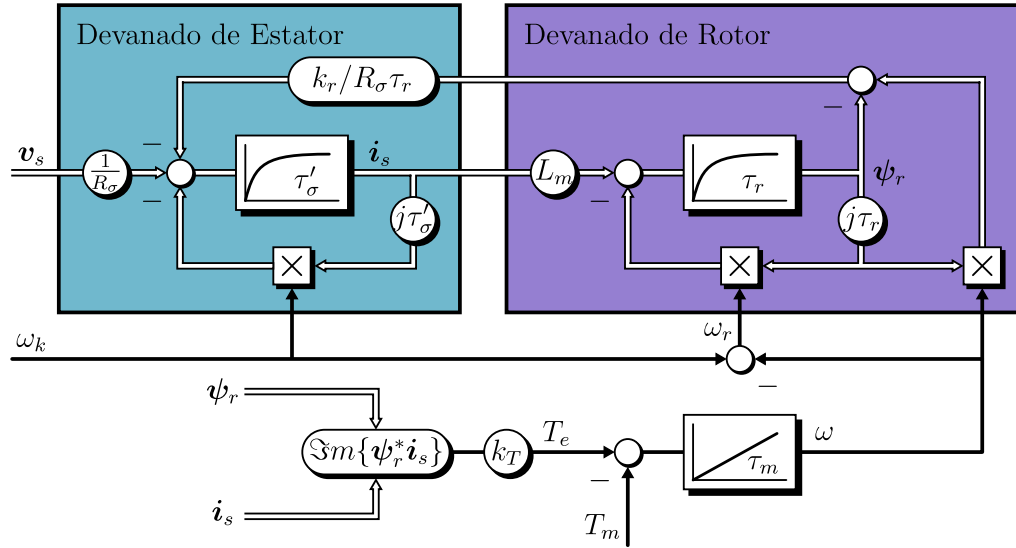


Figura 3.14: Diagrama de flujo de la máquina de inducción con variables de estado i_s y ψ_r .

- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Coeficiente de dispersión total
- $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$: Resistencia equivalente de la máquina
- $\tau'_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}$: Constante de tiempo transitoria
- $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de tiempo del rotor
- $k_T = \frac{3}{2} p k_r$: Ganancia momento electromagnético

En la figura (3.14) se muestra la representación gráfica de las ecuaciones de estado [23]. En este diagrama se observan las estructuras de los devanados de estator y rotor, además de su acoplamiento magnético. El devanado del estator se encuentra caracterizado por un sistema de primer orden con constante de tiempo τ'_σ , la cual se relaciona con i_s , mientras que el devanado del rotor se encuentra caracterizado por un sistema de primer orden con constante de tiempo τ_r , la cual se relaciona con ψ_r .

La constante de tiempo τ_σ es bastante menor que τ_r [23], esto permite desacoplar el comportamiento dinámico de las variables de estado i_s y ψ_r . Debido a esto es posible implementar un sistema de control de corriente para controlar la distribución de fmm en el estator, tanto en dirección como en magnitud, de manera independiente de la dinámica del rotor. Considerando lo anterior, se puede modelar la máquina como si fuese alimentada por una fuente de corriente controlada, lo que reduce la complejidad del sistema electromagnético de la máquina a uno de primer orden, caracterizado solamente por la ecuación de estado del rotor (3.51).

Si separamos la expresión del momento electromagnético desarrollado por la máquina (3.47) en sus partes real e imaginaria obtenemos:

$$T_e = k_T \Im m(\psi_r^* i_s) = k_T (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (3.53)$$

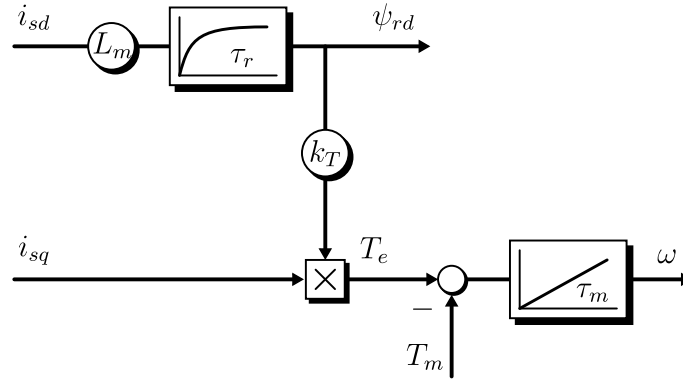


Figura 3.15: Diagrama de flujo de la máquina de inducción alimentada por una fuente de corriente controlada y con orientación de campo.

Ahora, si utilizamos un sistema de coordenadas para el cual alineamos el eje real con el fasor espacial de flujo de rotor ψ_r , entonces por definición su componente imaginaria ψ_{rq} debe ser igual a cero, este sistema de referencia se conoce como sistema de coordenadas de campo. En este sistema de coordenadas la expresión para el momento se reduce a:

$$T_e = k_T \psi_r i_{sq} \quad (3.54)$$

Separando la ecuación de estado del rotor en sus partes real e imaginaria obtenemos:

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{sd} \quad (3.55)$$

$$\omega_r \tau_r \psi_r = L_m i_{sq} \quad (3.56)$$

donde $\omega_r = \omega_s - \omega$. Cabe destacar que, dada la condición de orientación de campo, la variable ψ_r se presenta como un escalar ya que, por definición, $\psi_r = \psi_{rd} + j0$.

De (3.55) se desprende que ψ_r , bajo la condición de orientación, solamente depende de la parte real del fasor espacial de corriente de estator, i_{sd} , y que por lo tanto se puede controlar el enlace de flujo de rotor utilizando esta variable como actuación. En la figura (3.15) se muestra el diagrama de flujo de la máquina de inducción resultante al considerar que es alimentada por una fuente de corriente controlada y con orientación de campo. Se observa que la variable i_{sd} controla el enlace de flujo de rotor mientras que la variable i_{sq} controla el momento electromagnético. Dado que la dinámica del flujo de rotor está asociada a la constante de tiempo elevada τ_r , la interacción de la variable i_{sd} sobre el momento se ve inhibida casi por completo, con esto se logra desacoplar las variables de la máquina.

En base al modelo en orientación de campo se puede controlar la velocidad de la máquina de inducción de la siguiente manera:

- Se utiliza la componente de la tensión v_{sd} como actuación para controlar la componente de la corriente i_{sd} .
- Se utiliza i_{sd} para controlar el enlace de flujo de rotor ψ_r . Usualmente ψ_s se controla con una referencia constante por lo que el momento electromagnético depende

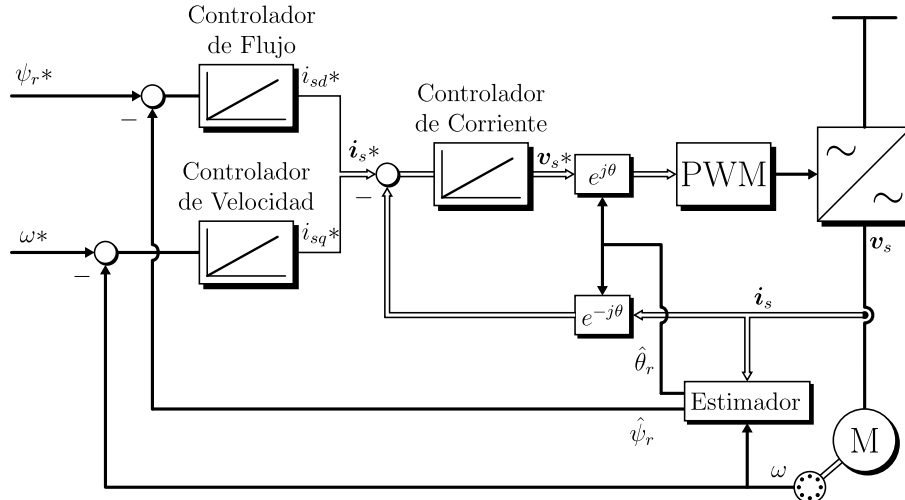


Figura 3.16: Esquema de control de velocidad por campo orientado.

solamente de la componente de la corriente i_{sq} .

- Se utiliza la componente de la tensión v_{sq} como actuación para controlar la componente de la corriente i_{sq} .
- Se utiliza i_{sq} para controlar rápidamente el momento electromagnético desarrollado por la máquina, con lo cual se puede controlar la velocidad de esta.

La secuencia presentada considera el uso de la orientación de campo por lo cual es necesario determinar la posición del enlace de flujo de rotor, para esto se utilizarán estimadores de flujo basados en el modelo del rotor. Considerando lo anterior, en la figura (3.16) se muestra el esquema completo del control por campo orientado.

3.3.2. Control de Corriente de Estator

La relación entre la corriente i_s y la tensión v_s está gobernada por la ecuación 3.50 y se presenta gráficamente en el diagrama de flujo de la figura (3.17). Del diagrama se observa que i_s depende de un sistema de primer orden con constante de tiempo τ'_σ al cual ingresan la suma de tres señales.

La señal $-k_r(j\omega - \frac{1}{\tau_r})\psi_r$ hace referencia a la tensión inducida debido al enlace de flujo de rotor ψ_r y la señal $-j\omega_s\tau'_\sigma i_s$ hace referencia a la tensión debido al acoplamiento entre las componentes d y q . En la práctica ambas señales se pueden considerar como perturbaciones de frecuencia cero compensadas por el controlador PI para efectos del control de corriente. Considerando lo anterior, el esquema de control para la corriente de estator resultante es el mostrado en la figura (3.18). La función de transferencia equivalente correspondiente al devanado del estator queda de la forma:

$$H_{i_s}(s) = \frac{i_s(s)}{v_s(s)} = \frac{1}{R_\sigma} \frac{1}{\tau'_\sigma s + 1} \quad (3.57)$$

Se observa en la figura (3.17) que en el lazo de control se tiene un bloque entre el controlador y el devanado del estator, este bloque corresponde al inversor que entrega

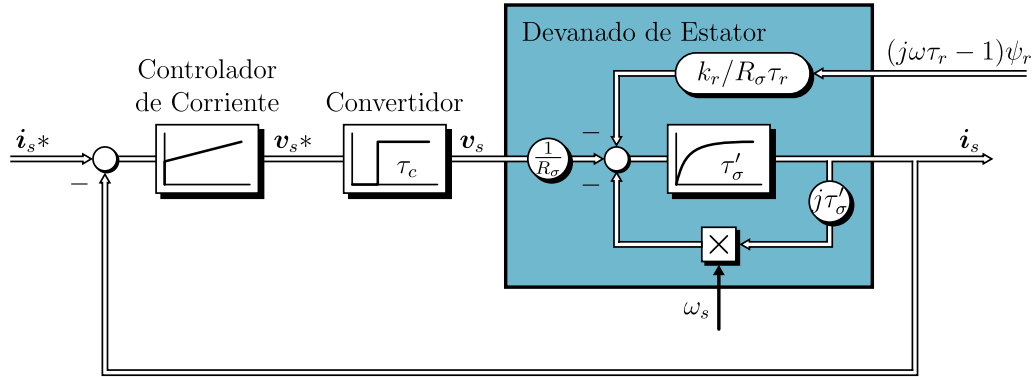


Figura 3.17: Esquema de control de corriente de estator.

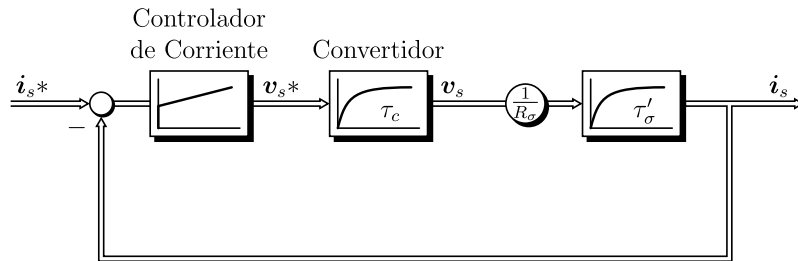


Figura 3.18: Esquema de control de corriente de estator resultante.

la tensión el cual se modela como un retardo de transporte con constante de tiempo τ_c igual a T_s donde T_s corresponde al periodo de muestreo. Esto proviene del hecho que, si bien los cálculos de la rutina de control se realizan en un tiempo menor a T_s , las actuaciones calculadas son enviadas a los moduladores sincrónicamente con la realización de las mediciones correspondientes al siguiente ciclo de control. Por lo tanto este retardo es igual al tiempo de muestreo T_s .

Dado que la constante de tiempo τ_c es muy pequeña en comparación con las demás constantes de tiempo del sistema, el retardo debido al inversor se puede aproximar por un sistema de primer orden con la misma constante de tiempo [24], como se observa en la figura (3.18).

Para el ajuste de los controladores en tiempo discreto, el retardo equivalente del inversor se modela como un retardo puro z^{-1} .

3.3.3. Control de Enlace de Flujo de Rotor

La dinámica del rotor en un sistema de coordenadas de campo viene dada por la ecuación (3.55), en la cual se ve claramente que el enlace de flujo de rotor depende solamente de la componente de la corriente de estator i_{sd} . El esquema de control del enlace de flujo de rotor se muestra en la figura (3.19). Se observa que ψ_r depende de un sistema de primer orden con constante de tiempo τ_r , además se observa la subordinación del lazo interno de corriente al lazo externo de flujo. Debido a que el lazo interno de corriente es varias veces más rápido que el lazo externo de flujo, se puede reemplazar el lazo interno de corriente por una aproximación de primer orden para así simplificar la síntesis del controlador del lazo externo de flujo [24]. La función de transferencia correspondiente al devanado del

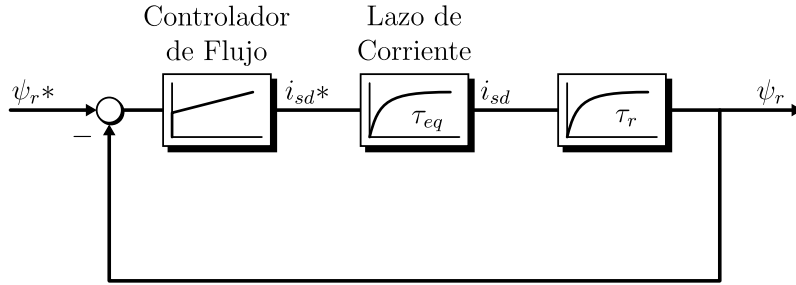


Figura 3.19: Esquema de control de enlace de flujo de rotor.

rotor queda de la forma:

$$H_{\psi_r}(s) = \frac{\psi_r(s)}{i_{sd}(s)} = L_m \frac{1}{\tau_r s + 1} \quad (3.58)$$

La referencia de enlace de flujo de rotor en zona de operación de torque máximo corresponde al valor nominal del flujo, este se puede obtener de la ecuación:

$$\psi_r^* = \psi_{rN} = \frac{\sqrt{2} v_{sN}}{\sqrt{3} \omega_{sN}} \quad (3.59)$$

donde v_{sN} corresponde al valor nominal de la tensión entre líneas y ω_{sN} corresponde a la frecuencia de excitación nominal.

3.3.4. Control de Velocidad

Si se tiene un control efectivo del enlace de flujo de rotor, utilizando la corriente i_{sd} , entonces según la ecuación (3.54) el momento electromagnético (y por ende la velocidad) se puede controlar utilizando como actuación la corriente i_{sq} . La relación entre la velocidad y la corriente i_{sq} se obtiene al reemplazar (3.54) en (3.48) (despreciando el coeficiente de amortiguación rotacional D) y es igual a:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = k_T \psi_r i_{sq} - T_m \quad (3.60)$$

El esquema de control de la velocidad se muestra en la figura (3.20). Se observa la existencia de un término integrador y la subordinación del lazo interno de corriente al lazo interno de velocidad. Al igual que en el caso del control del enlace de flujo de rotor, el lazo interno de corriente se reemplaza por una aproximación de primer orden. Para efectos del ajuste del controlador de velocidad el torque de carga T_m es considerado como una perturbación. La función de transferencia en este caso corresponde a:

$$H_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{sq}(s)} = k_T \psi_r \frac{1}{\tau_m s} \quad (3.61)$$

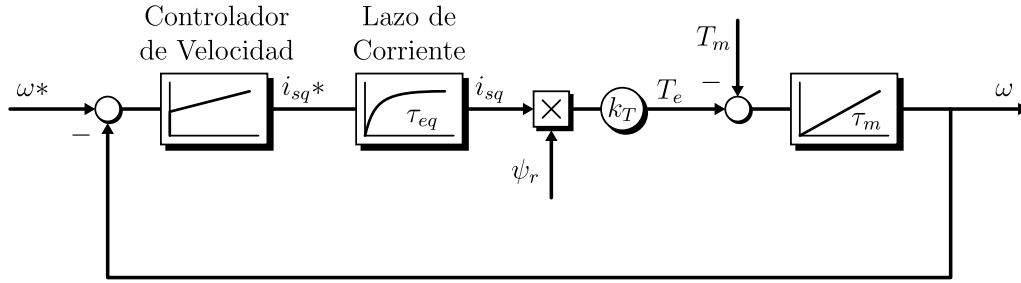


Figura 3.20: Esquema de control de velocidad.

3.3.5. Estimadores de Flujo

Para realizar el control por campo orientado es esencial conocer de manera precisa y en tiempo real el enlace de flujo de rotor, dado que este es fundamental para obtener la condición de campo orientado [23]. La determinación de esta variable se puede hacer de manera directa a través de sensores de flujo instalados en el entrehierro de la máquina o utilizando estimadores de flujo basados en el modelo de la máquina. Dado el elevado costo y la complejidad extra que significan los sensores de flujo se prefiere utilizar estimadores.

Existen múltiples estimadores de flujo, los que principalmente varían en su complejidad y sensibilidad a los distintos parámetros de la máquina. En este trabajo se utilizará el estimador de flujo basado en el modelo de corriente de la máquina de inducción, el cual se presenta a continuación.

Para realizar la estimación de ψ_r se utilizan las ecuaciones (3.55) y (3.56) las cuales modelan el comportamiento dinámico del flujo del rotor en coordenadas de campo. Si se reescriben estas ecuaciones designando con $\hat{\cdot}$ las variables y parámetros estimados obtenemos:

$$\hat{\tau}_r \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + \hat{\psi}_r = \hat{L}_m i_{sq} \quad (3.62)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{L}_m i_{sq}}{\hat{\tau}_r \hat{\psi}_r} \quad (3.63)$$

La figura (3.21) muestra el esquema del estimador de enlace de flujo de rotor descrito por las ecuaciones (3.62) y (3.63). Se observa que ψ_r se obtiene a partir de las mediciones en tiempo real de i_s y ω , y que depende de la estimación de los parámetros de la máquina.

3.4. Controladores PI

3.4.1. Control con Realimentación

Una de las estructuras de control más utilizadas hoy en día es la conocida como control con realimentación [25]. Un diagrama de esta estructura de control es presentado en la figura (3.22). Se observa que en esta estructura el controlador actúa en función de un error ($e(t)$), calculado como la diferencia entre una referencia ($r(t)$) y la respuesta de la planta ($y(t)$), en base al cual el controlador calcula una actuación ($u(t)$) con la cual disminuir el error.

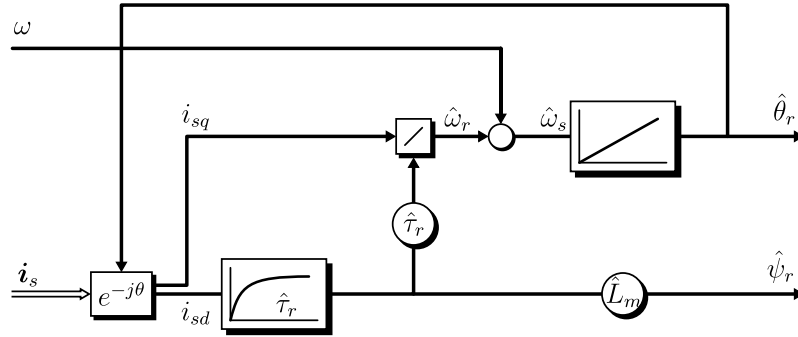


Figura 3.21: Estimador de enlace de flujo de rotor basado en modelo de corriente en coordenadas de campo.

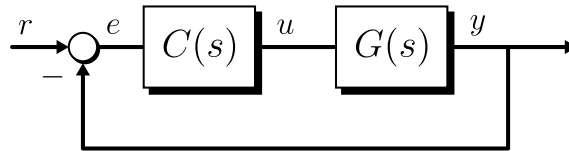


Figura 3.22: Esquema de control con realimentación.

3.4.2. Estructura Controlador PI

Los controladores más utilizados en la industria son los conocidos como controladores PID, entre estos destacan los controladores P (proporcionales), PI (proporcional integrales) y PID (proporcional integral derivativo) [25]. Los controladores más adecuados para controlar las estructuras de las plantas presentadas en la sección anterior son los controladores PI [24]. A continuación se hará una breve descripción de este tipo de controlador.

La función de transferencia que describe los controladores PI en tiempo continuo es la siguiente:

$$C_{PI}(s) = k_c \frac{\tau_c s + 1}{\tau_c s} \quad (3.64)$$

donde k_c es la ganancia del controlador y τ_c es la constante de tiempo del controlador. Para el caso del tiempo discreto la función de transferencia corresponde a:

$$C_{PI}(z) = k_{z1} \frac{z - k_{z2}}{z - 1} \quad (3.65)$$

donde k_{z1} y k_{z2} dependen de los parámetros k_c y τ_c .

3.4.3. Controlador PI con Anti-enrollamiento

En la realidad las actuaciones de los controladores se ven restringidas en amplitud y/o tasa de variación por limitaciones funcionales de los sistemas. Para solucionar esto se debe añadir una saturación a la actuación del controlador, sin embargo, esto puede producir problemas en el caso que el controlador cuente con una parte integral. En este caso el controlador seguirá integrando el error mientras su actuación se encuentra limitada, esto conlleva a un aumento constante de la actuación, lo que se conoce como enrollamiento. Lo

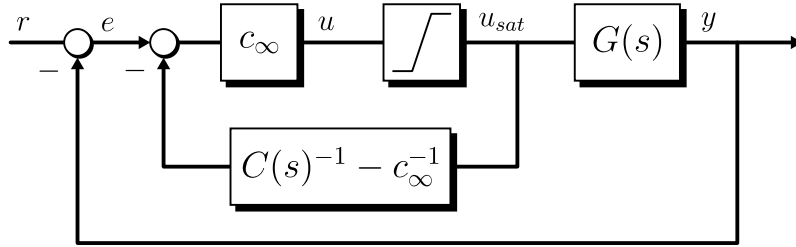


Figura 3.23: Esquema de control con anti-enrollamiento.

anterior produce efectos negativos en el control como el empeoramiento de la respuesta dinámica de este e incluso la inestabilidad del sistema [25].

Para proteger a los sistemas contra este fenómeno es que se utilizan los esquemas anti-enrollamiento. Estos esquemas buscan entregar la información de la actuación real (saturada) al controlador para así evitar que el error se siga integrando una vez se alcanza el valor límite de la actuación. Existen múltiples esquemas anti-enrollamiento, en este trabajo se utilizará el mostrado en la figura (3.23) [25].

3.4.4. Ajuste Controladores PI

Existen múltiples métodos tradicionales para ajustar los parámetros de un controlador PI, como por ejemplo el Método de Ziegler-Nichols, el Óptimo del Módulo y el Óptimo Simétrico [25]. Además, se tienen métodos computacionales como el caso de la herramienta *rltool* del software MATLAB.

La herramienta *rltool* permite ajustar los parámetros del controlador a través de la representación gráfica del lugar geométrico de raíces (LGR) de la función de lazo cerrado del sistema, esto puede ser tanto en tiempo continuo como discreto. Además, esta herramienta permite agregar restricciones al LGR como por ejemplo un amortiguamiento o frecuencia natural específicas. También se pueden visualizar las respuestas a escalón de distintos lazos del sistema así como el diagrama de bode de los mismos, esto permite realizar un ajuste de los parámetros del controlador dependiendo del comportamiento deseado del sistema.

Un ejemplo de esto se muestra en la figura (3.24), se observa el el LGR del lazo de control de corriente de estator además de la respuesta a escalón del mismo. En el LGR se añadió una restricción de un factor de amortiguamiento del 70,7%, la curva remarcada muestra los puntos que cumplen con esta condición además de mostrar con diferente color las áreas del LGR con menor amortiguamiento y mayor amortiguamiento.

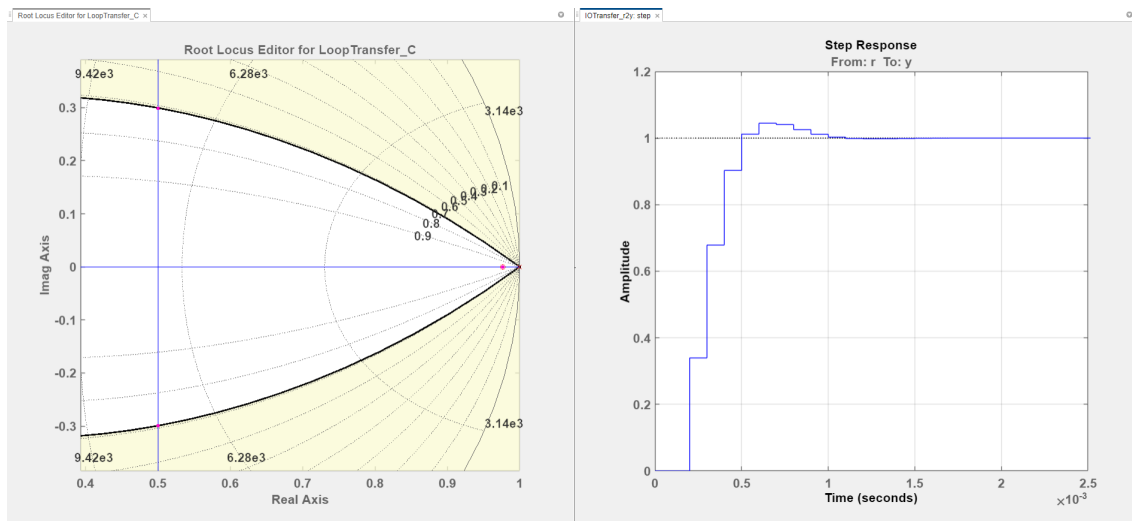


Figura 3.24: Ejemplo ajuste control de corriente utilizando la herramienta *rltool*.

Capítulo 4

Simulación del Control de Velocidad

La simulación del control de velocidad se realizó utilizando la herramienta de modelamiento y simulación de sistemas de electrónica de potencia PLECS. PLECS es un software de simulación el cual permite simular de manera detallada los fenómenos eléctricos, magnéticos y térmicos de distintos sistemas eléctricos.

El ajuste de los parámetros de los controladores se realiza utilizando la herramienta *rttool* en tiempo discreto con un tiempo de muestreo de $100[\mu s]$. En todos los controladores se implementa un esquema anti-enrollamiento.

Los parámetros del inversor trifásico de dos niveles son presentados en la tabla (4.1) y los del inversor ANPC de cinco niveles en la tabla (4.2).

Parámetro	Valor
Capacitancia DC-link	$3000[\mu C]$

Tabla 4.1: Parámetros inversor trifásico dos niveles.

Parámetro	Valor
Capacitancia DC-link	$3000[\mu C]$
Capacitancia FC	$470[\mu C]$

Tabla 4.2: Parámetros inversor ANPC cinco niveles.

La máquina a utilizar corresponde a una máquina de inducción trifásica con conexión estrella modelo MAA132 SA4 de la marca Marelli Motori, los parámetros nominales de la máquina se presentan en la tabla (4.3).

Parámetro	Valor nominal
Tensión	400[V _{rms}]
Corriente	11,03[A _{rms}]
Frecuencia	50[Hz]
Potencia	5,5[kW]
FP	0,84
Velocidad	1450[rpm]
Torque	36,24[Nm]
Pares de polos	2
Momento de Inercia	0,0238[kgm ²]

Tabla 4.3: Parámetros nominales máquina inducción.

Los parámetros eléctricos de la máquina de inducción se presentan en la tabla (4.4).

Parámetro	Valor
R_s	1,0213[Ω]
L_s	0,1455[H]
R_r	0,8479[Ω]
L_r	0,1454[H]
L_m	0,1416[H]

Tabla 4.4: Parámetros circuitales máquina inducción.

A partir de estos parámetros se calculan los valores de las distintas constantes de tiempo y ganancias utilizadas en las ecuaciones de estado que modelan la máquina de inducción, estos valores son presentados en la tabla (4.5).

Parámetro	Valor
k_r	0,974
R_σ	1,826[Ω]
σ	0,052
τ'_σ	4,143[ms]
τ_r	171,5[ms]
k_T	2,922
τ_m	11,9[ms]

Tabla 4.5: Parámetros ecuaciones de estado máquina de inducción.

4.1. Simulación Inversores de Dos y Cinco Niveles

Se implementaron las topologías del inversor trifásico de dos niveles y el inversor ANPC de cinco niveles descritas en la sección (3.1), utilizando modulación PWM modificada con inyección de secuencia cero y una señal portadora de frecuencia 10[kHz]. En las figuras (4.1a) y (4.1b) se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones de los inversores sin carga, se observan las señales de referencia con inyección de secuencia cero y las tensiones fase-neutro correspondientes a una fase de los inversores.

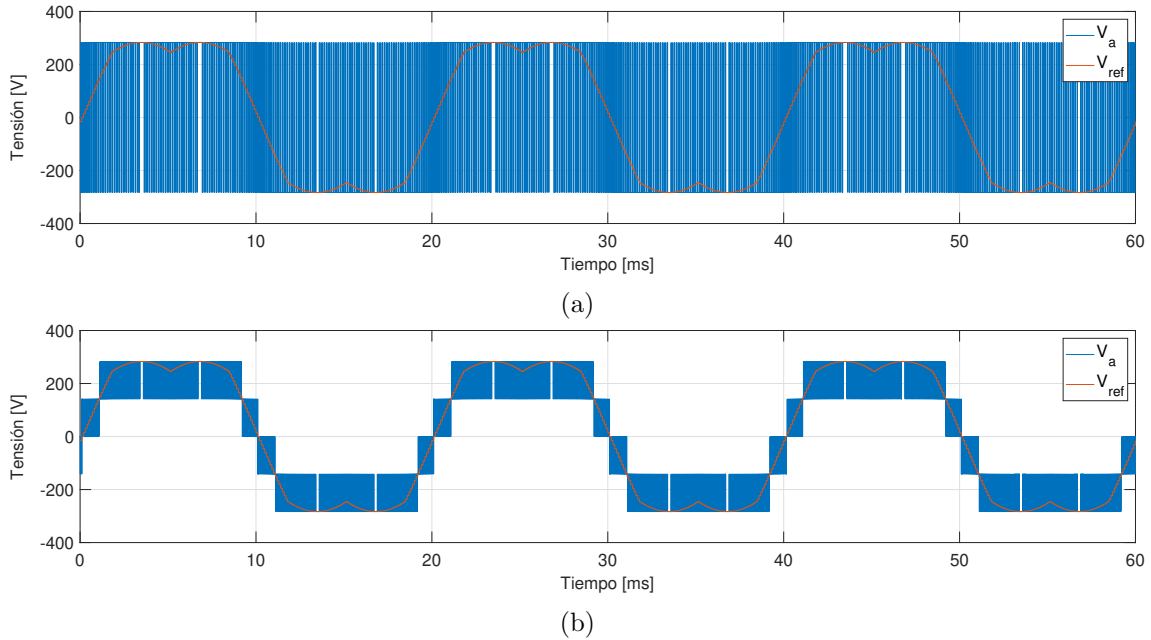


Figura 4.1: Resultados de la simulación: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles.

4.2. Ajuste Controladores del Control por Campo Orientado

4.2.1. Ajuste Controlador de Corriente de Estator

Para el ajuste de los parámetros del controlador de corriente de estator se utiliza la siguiente función de transferencia de la planta:

$$H_{i_s}(s) = \frac{1}{1,826} * \frac{1}{4,143 \cdot 10^{-3}s + 1} \quad (4.1)$$

la cual se lleva a tiempo discreto utilizando la función `c2d` de MATLAB, el inversor es representado como un retardo equivalente a un periodo de muestreo ($100[\mu s]$), osea z^{-1} . Dado que se está trabajando con una máquina de inducción de rotor cilíndrico el ajuste del control de corriente es igual para el eje d y q . Para el ajuste del controlador de corriente se utilizó el criterio del óptimo del módulo, esto es, se utilizó el cero del controlador para cancelar el polo más lento de la función de lazo abierto y se posicionaron los polos del lazo cerrado sobre la curva de amortiguamiento de 70 % en el lugar geométrico de raíces. La función de transferencia en tiempo discreto del lazo abierto de corriente resulta:

$$H(z) = \frac{0,0131}{z^2 - 0,976z} \quad (4.2)$$

El controlador de corriente final tiene la forma:

$$C_i(z) = 25,981 * \frac{z - 0,976}{z - 1} \quad (4.3)$$

En la figura (4.2) se muestra el resultado del ensayo a escalón de corriente realizado en la simulación.

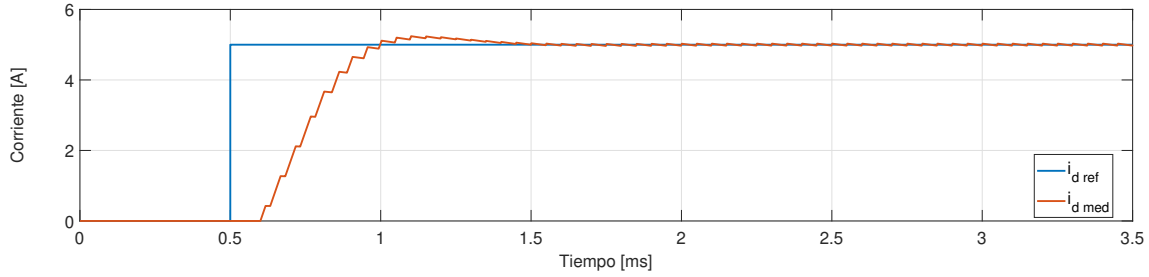


Figura 4.2: Respuesta a escalón control de corriente de estator en PLECS.

Para poder ajustar correctamente los lazos de control externos de enlace de flujo de rotor y de velocidad es necesario considerar el lazo de control de corriente de estator, sin embargo, dado que las dinámicas de los lazos externos son varias veces más lentas que la del lazo interno, se puede utilizar una aproximación de primer orden manteniendo el desempeño del lazo externo. De la teoría del óptimo del módulo [24] se tiene que para este caso la aproximación queda de la forma:

$$H_{eq}(s) = \frac{1}{3 \cdot 10^{-4}s + 1} \quad (4.4)$$

4.2.2. Ajuste Controlador de Enlace de Flujo de Rotor

El ajuste de los parámetros del controlador de enlace de flujo de rotor se realiza de la misma manera que el caso de corriente. La función de transferencia de la planta es:

$$H_{\psi_r}(s) = 0,1416 * \frac{1}{171,5 \cdot 10^{-3}s + 1} \quad (4.5)$$

La función de transferencia en tiempo discreto del lazo abierto de enlace de flujo de rotor resulta:

$$H(z) = 1,235 \cdot 10^{-5} * \frac{z + 0,895}{(z - 0,999)(z - 0,716)} \quad (4.6)$$

El controlador de flujo final tiene la forma:

$$C_{\psi}(z) = 98,165 * \frac{z - 0,9966}{z - 1} \quad (4.7)$$

Los parámetros del controlador se ajustaron con la herramienta *rltool*. En la figura (4.3) se muestra el resultado del ensayo a escalón de flujo realizado en la simulación. El ensayo de escalón se realizó con una referencia de enlace de flujo nominal cuyo valor es calculado en (4.8).

4.2.3. Ajuste Controlador de Velocidad

Para ajustar el controlador de velocidad es necesario conocer el valor del enlace de flujo de rotor, dado que en este trabajo no se consideró una zona de operación de campo

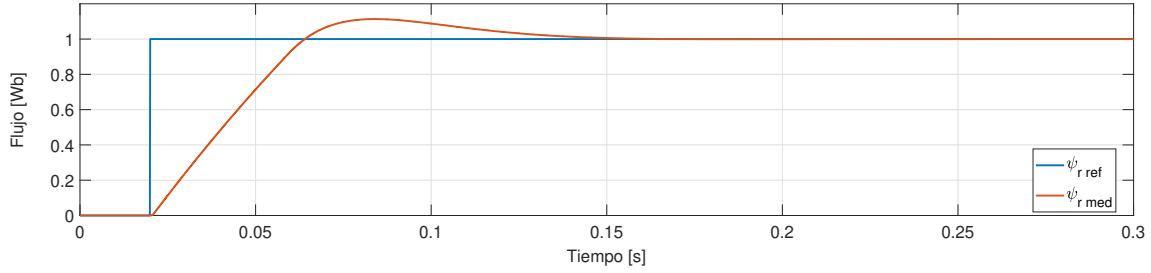


Figura 4.3: Respuesta a escalón control de enlace de flujo de rotor en PLECS.

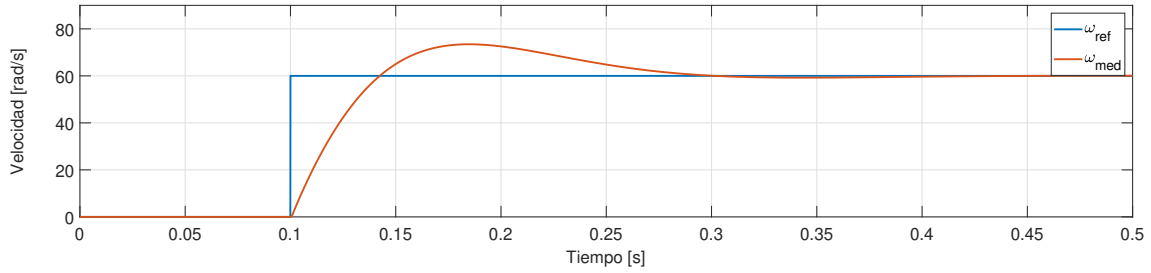


Figura 4.4: Respuesta a escalón control de velocidad en PLECS.

debilitado, el enlace de flujo de rotor se mantuvo en su valor nominal el cual se calcula a partir de la ecuación (3.59) y es igual a:

$$\psi_{rN} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{400}{50 * 2\pi} = 1,04[Wb] \quad (4.8)$$

El ajuste de los parámetros del controlador de velocidad se realiza siguiendo el mismo procedimiento que los casos anteriores. La función de transferencia de la planta es:

$$H_{\omega}(s) = 2,922 * 1,04 * \frac{2}{0,0238} \frac{1}{s} \quad (4.9)$$

La función de transferencia en tiempo discreto del lazo abierto de velocidad resulta:

$$H(z) = 3,82 \cdot 10^{-3} * \frac{z + 0,895}{(z - 1)(z - 0,715)} \quad (4.10)$$

El controlador de velocidad final tiene la forma:

$$C_{\omega}(z) = 0,3 * \frac{z - 0,998}{z - 1} \quad (4.11)$$

Los parámetros del controlador se ajustaron con la herramienta *rltool*. En la figura (4.4) se muestra el resultado del ensayo a escalón de velocidad realizado en la simulación. El ensayo de escalón se realizó con una referencia de velocidad de $60[rad/s]$ con el objetivo de no saturar el controlador de velocidad.

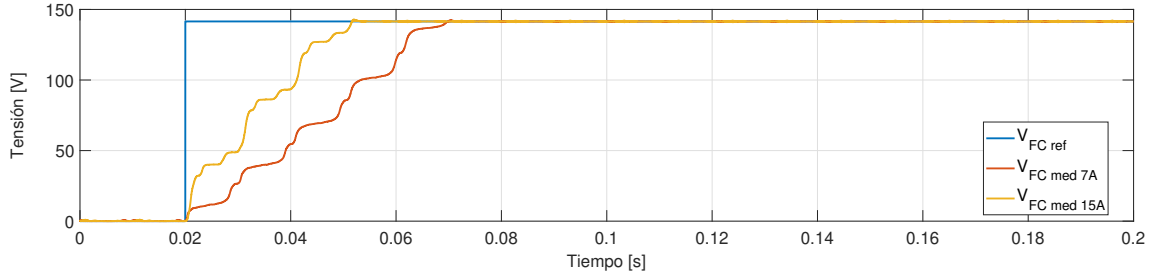


Figura 4.5: Respuesta a escalón control de tensión de los FC en PLECS.

4.2.4. Ajuste Controlador Tensión Capacitores Flotantes

Según la ecuación (3.4) se tiene que la carga o descarga de los FC dependen de la magnitud de la corriente de salida i_o , para el ajuste de este controlador se consideró una corriente de salida constante de valor nominal. El ajuste de los parámetros del controlador de tensión de los capacitores flotantes se realiza siguiendo el mismo procedimiento que los casos anteriores. La función de transferencia de la planta es:

$$H_{fc}(s) = \frac{2 * 15,6}{470 \cdot 10^{-6} s} \quad (4.12)$$

La función de transferencia en tiempo discreto del lazo abierto de tensión de los capacitores flotantes resulta:

$$H(z) = \frac{6,638}{z^2 - z} \quad (4.13)$$

El controlador de tensión de los FC final tiene la forma:

$$C_{fc}(z) = 0,0564 * \frac{z - 0,854}{z - 1} \quad (4.14)$$

Los parámetros del controlador se ajustaron con la herramienta *rltool*. En la figura (4.5) se muestra el resultado del ensayo a escalón de tensión de los FC realizado en la simulación. El ensayo de escalón se hizo con una referencia de tensión de un cuarto de la tensión del DC-link, con una tensión del DC-link de 566[V] lo que equivale a tensión nominal entre líneas de la máquina de inducción. Se observa que la respuesta tiene una forma escalonada, además, la carga del capacitor es más rápida cuando se tiene una corriente de salida i_o mayor (15[A] v/s 7[A]).

Capítulo 5

Validación Experimental

Para corroborar el correcto funcionamiento del control por campo orientado se decidió realizar una implementación práctica en el Laboratorio de Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE) utilizando el inversor ANPC de cinco niveles del laboratorio, mostrado en la figura (5.1c), cuyos parámetros nominales corresponden a los mismos utilizados en la simulación y que se muestran en la tabla (4.2). Se utilizó la máquina de inducción modelo MAA132SA4 del fabricante MarelliMotori, mostrada en la figura (5.1a), cuyos parámetros nominales corresponden a los mismos utilizados en la simulación y que se presentan en la tabla (4.3).

Para la implementación del control de velocidad se utilizó la plataforma BRAIn, mostrada en la figura (5.1b). Esta es una plataforma de procesamiento de señales digitales basada en una DSP (procesador de señales digitales) modelo TMS320C6748 de Texas Instrument y una FPGA (procesador programable) modelo XC7A35T de Xilinx. La DSP se ocupa principalmente de generar las señales de referencia de los moduladores en base al esquema de control FOC, el esquema de control se implementa en el lenguaje de programación C utilizando el software Code Composer. La FPGA se ocupa principalmente de controlar la ejecución periódica del esquema de control a la frecuencia deseada, para lograr esto la FPGA está a cargo de obtener mediciones de los ADCs (convertidores análogos-digitales), manipular las señales enviadas por el encoder y enviar interrupciones a la DSP para ejecutar el código de control. Además, la FPGA se ocupa de generar los pulsos de disparo de los interruptores de potencia del inversor utilizando modulación PWM.

La plataforma BRAIn también permite la conexión con el software MATLAB para realizar lectura y escritura de variables de la DSP, esto permite verificar en tiempo real el funcionamiento del código de control y realizar cambios a las referencias para la realización de los diferentes ensayos.

5.1. Resultados Experimentales

Para verificar funcionamiento del esquema de control de velocidad se realizaron tres ensayos: estado estacionario, arranque e inversión de marcha. Los tres ensayos se realizaron sin carga mecánica en el eje de la máquina y se almacenaron la tensión entre líneas a la salida del inversor, la corriente por fase y la velocidad del rotor. Las tensiones y corrientes se midieron utilizando osciloscopios mientras que para la velocidad se utilizó la medición

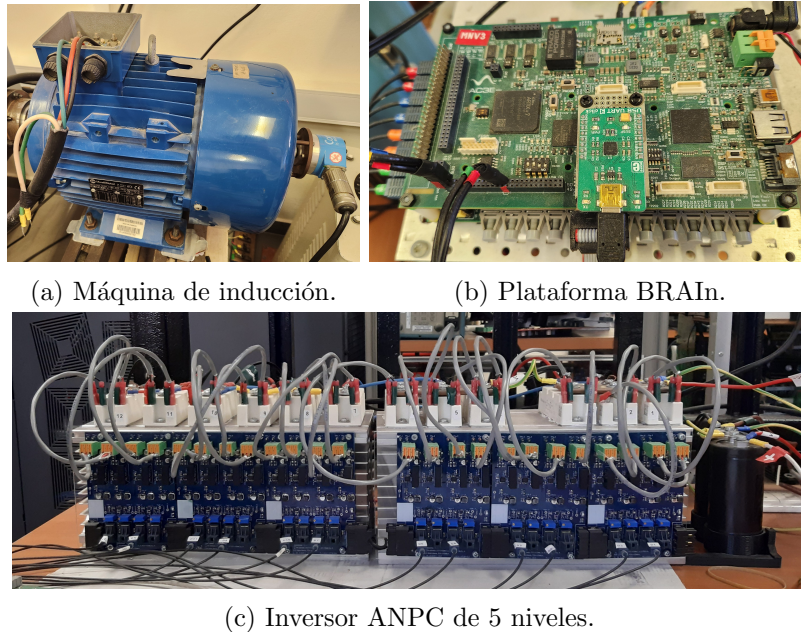


Figura 5.1: Equipos utilizados en el laboratorio.

del encoder, almacenada directamente desde la BRAIn.

Los resultados de los ensayos de estado estacionario, arranque e inversión de marcha se muestran en las figuras (5.2), (5.3) y (5.4) respectivamente. Para el caso del estado estacionario se utilizó una referencia de $60[\text{rad/s}]$ y se esperó hasta que la máquina alcanzara un estado de equilibrio para realizar las mediciones. Para el caso del arranque se inició desde el reposo, con una referencia de $0[\text{rad/s}]$, y luego se modificó la referencia a $60[\text{rad/s}]$. Para el caso de la inversión de marcha se inició desde un estado estacionario con una referencia de $60[\text{rad/s}]$ y luego se modificó a una referencia de $-60[\text{rad/s}]$.

Se pueden apreciar los nueve niveles de la tensión entre líneas del inversor ANPC, además, se aprecia la forma sinusoidal de las corrientes. Se observa también el correcto seguimiento de la velocidad medida a la velocidad de referencia, con todo esto se comprueba el adecuado funcionamiento del esquema de control por campo orientado presentado hasta ahora.

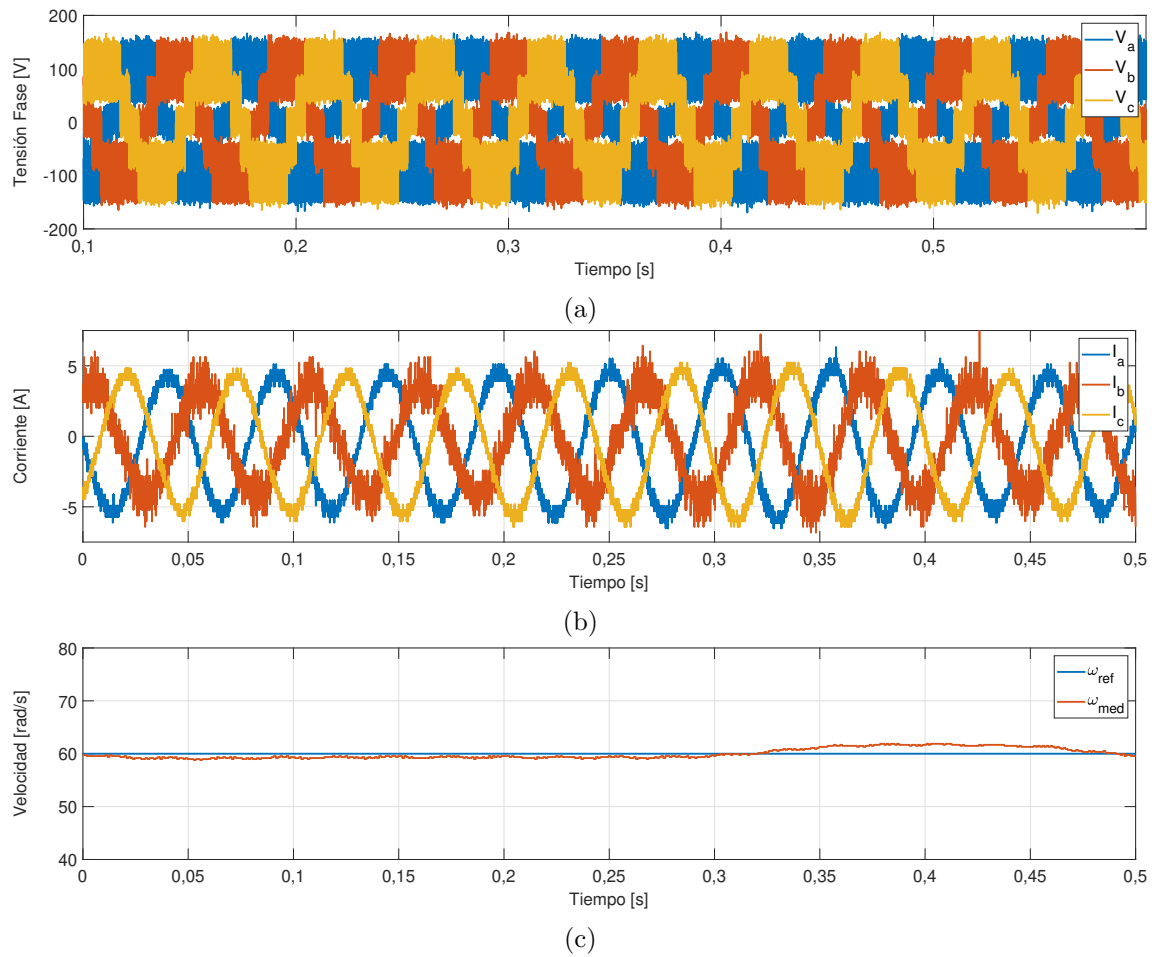


Figura 5.2: Ensayo de estado estacionario: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.

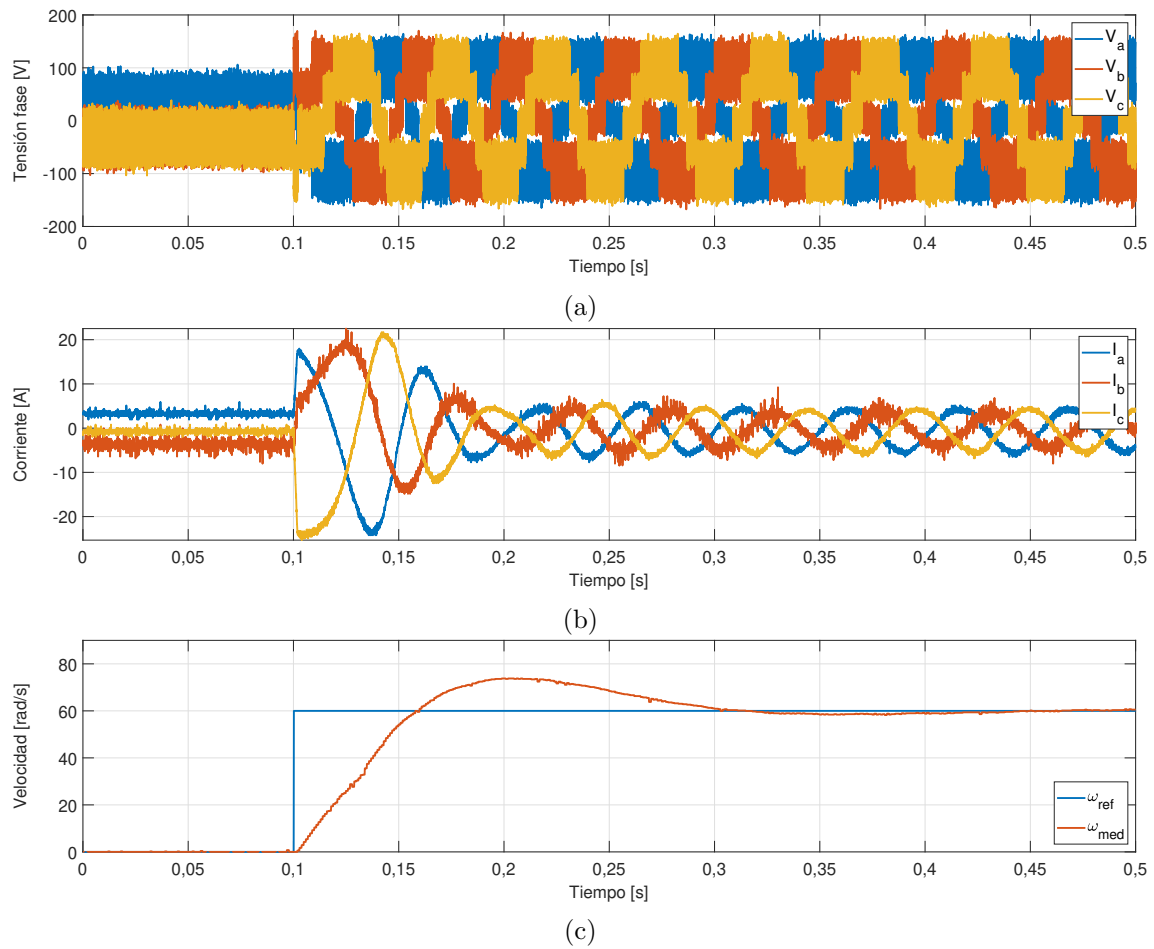


Figura 5.3: Ensayo de arranque: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.

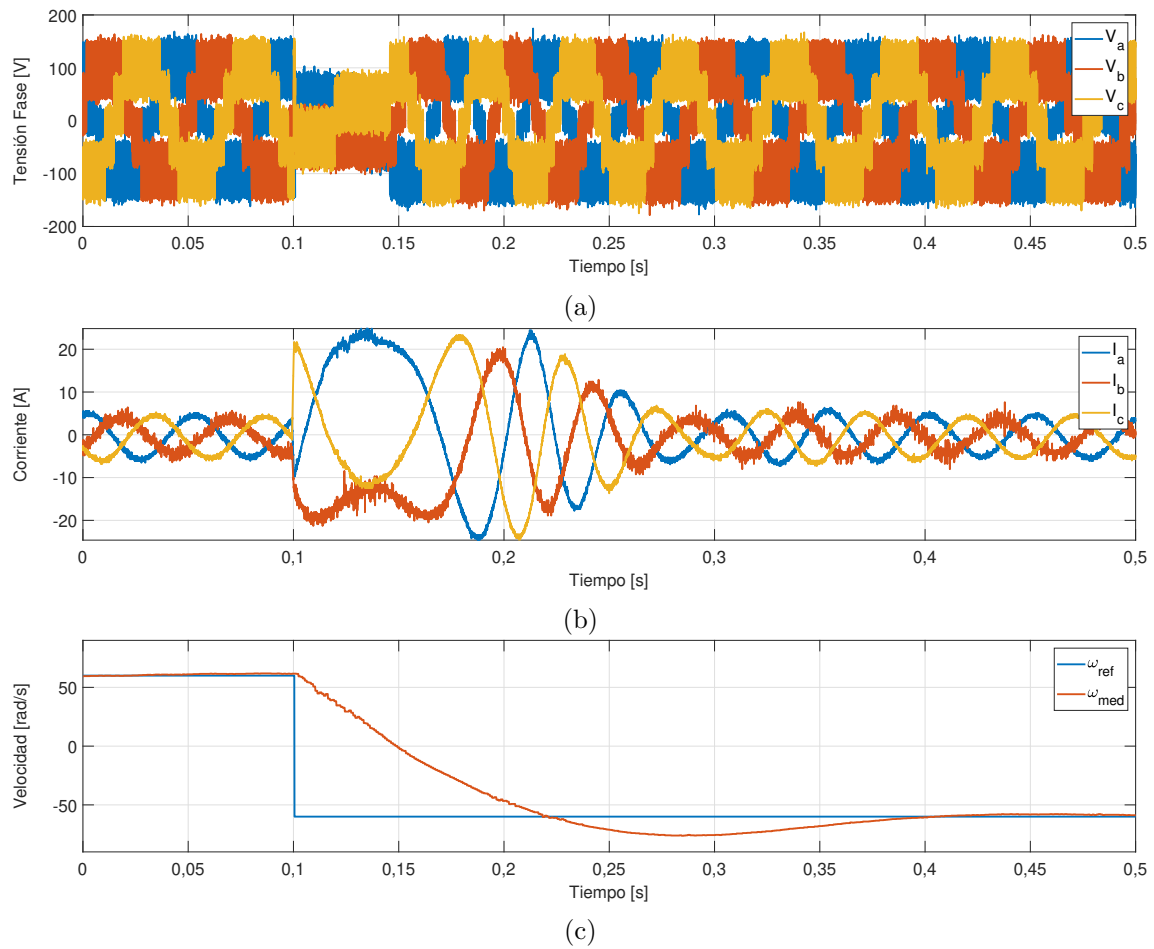


Figura 5.4: Ensayo de inversión de marcha: (a) Tensión de fase, (b) Corriente salida y (c) Velocidad angular rotor.

Capítulo 6

Comparación Desempeño Inversores de 2 Niveles y 5 Niveles

Como se mencionó anteriormente, una de las ventajas de agregar más niveles en la tensión de salida del inversor es el reducido contenido armónico de esta, lo cual presenta varios efectos positivos en el desempeño de los motores de inducción. Entre estos se tiene:

- Disminución de pérdidas en la máquina, esto se traduce en una reducción de la temperatura de operación la máquina y un aumento en la eficiencia de la misma.
- Disminución de la pulsación del torque eléctrico generado por la máquina.

Una de las desventajas de las topologías multinivel es la mayor cantidad de interruptores de potencia necesarios con respecto a la topología de dos niveles clásica. Los interruptores de potencia generan pérdidas principalmente por dos razones, conducción y conmutación. Las pérdidas de conducción se deben a la resistencia que presentan los semiconductores en su estado de conducción. Las pérdidas por conmutación se deben a que el cambio desde un estado de conducción a uno de bloqueo o vice versa en un interruptor de potencia no es instantáneo, por cada conmutación se tiene un periodo de tiempo donde la tensión de bloqueo y la corriente por este son distintas de cero al mismo tiempo, lo que produce pérdidas proporcionales a la frecuencia de conmutación.

El desempeño de las dos topologías de inversor se comparó utilizando el THD (Total Harmonic Distortion), las oscilaciones del torque eléctrico y las pérdidas totales de los semiconductores.

El THD es una medida de la distorsión armónica presente en una señal y se calcula utilizando la ecuación (6.1).

$$THD = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1} * 100 \% \quad (6.1)$$

donde V corresponde al valor RMS de la señal completa y V_1 corresponde al valor RMS de la componente fundamental. Los valores del THD se obtuvieron de la simulación del accionamiento presentada en el capítulo 4, se utilizó una frecuencia de conmutación de 10[kHz] y se asignó una referencia de velocidad de 152[rad/s] lo que corresponde a una

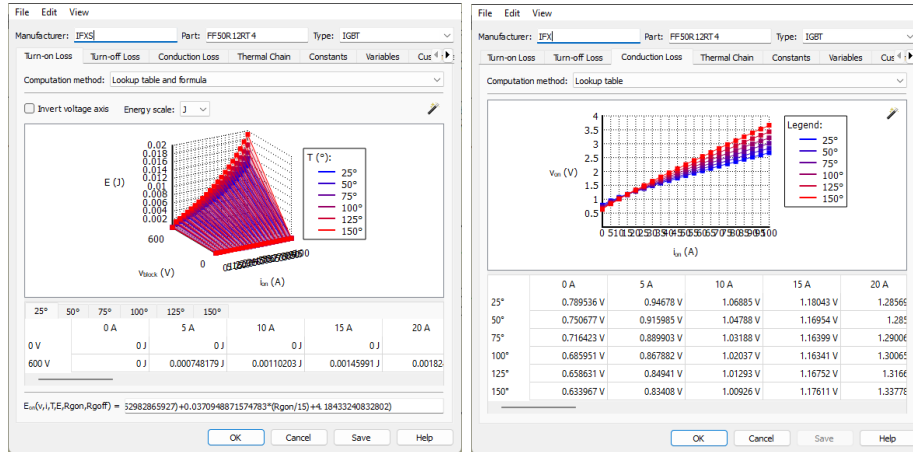
referencia de tensión con frecuencia de $50[Hz]$. El THD de la tensión de fase y la corriente de salida de los inversores en estado estacionario se obtuvo utilizando las herramientas de análisis de señales encontradas en el bloque *Scope* de PLECS.

Para las oscilaciones del torque y las pérdidas de los semiconductores se utilizó la simulación del accionamiento añadiéndole como carga el modelo mecánico de vehículo eléctrico presentado en la simulación de demostración de PLECS llamada *Two-Axle Vehicle with Driving Profile* [26]. En esta simulación se modela de manera precisa la dinámica mecánica de un vehículo eléctrico al cual se le aplica un torque eléctrico en su eje frontal, tomando en cuenta elementos como la caja de cambios, la suspensión, y las condiciones del camino. Se consideraron cuatro casos bajo distintas referencias de torque para la simulación, además, las simulaciones se realizaron a distintas frecuencias de la señal portadora con el objetivo de observar las pérdidas de los semiconductores a distintas frecuencias de conmutación. Para la obtención de la pérdidas de los semiconductores se utilizó la herramienta de simulación térmica de PLECS, la cual se describe a continuación.

6.1. Simulación Térmica en PLECS

El software de simulación de circuitos eléctricos PLECS posee herramientas para la simulación de los fenómenos térmicos en los semiconductores [27], estas simulaciones se hacen de manera paralela a las simulaciones eléctricas utilizando los modelos térmicos de los dispositivos. Estos pueden ser proporcionados directamente por los fabricantes o se pueden construir manualmente a partir de las curvas características encontradas en las *datasheet*.

Estos modelos se componen de tablas de consulta tridimensionales las cuales entregan la energía disipada durante el encendido, el apagado y la conducción del semiconductor en función de la tensión de bloqueo y la corriente que circula por él, estas tablas se entregan para múltiples temperaturas de operación. Utilizando estas herramientas es posible obtener el comportamiento térmico de los semiconductores con una muy alta precisión. En la figura (6.1) se muestra el modelo térmico de un IGBT proporcionado por su fabricante *Infineon Technologies* (específicamente las tablas de consulta para las pérdidas durante el encendido y durante la conducción del IGBT).



(a) Tabla de consulta pérdidas de en-cendido (b) Tabla de consulta pérdidas de conducción

Figura 6.1: Ventana de modelo térmico en PLECS.

Para las simulaciones se utilizaron los modelos térmicos de los IGBT IKQ50N120CT2 y IKW50N60T del fabricante *Infineon*, entregados por su fabricante. El IGBT IKQ50N120CT2 se utilizó en el inversor de dos niveles y tiene una tensión de bloqueo máxima de 1200[V] y una corriente máxima de 50[A], mientras que el IGBT IKW50N60T se utilizó en el inversor de cinco niveles y tiene una tensión de bloqueo máxima de 600[V] y una corriente máxima de 50[A].

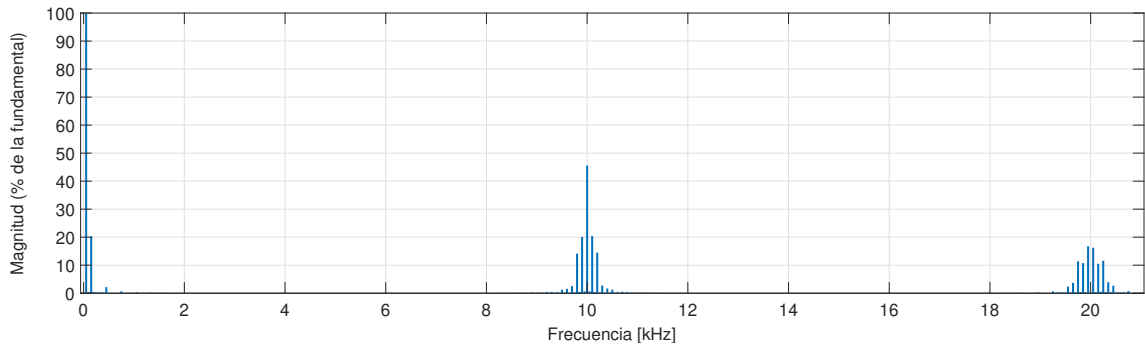
6.2. Resultado de la Simulación

6.2.1. Contenido Armónico

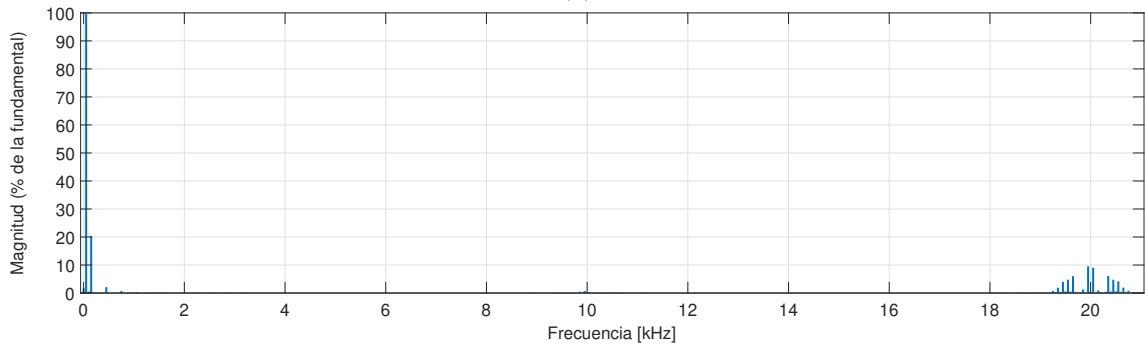
En la figura (6.2) se muestra el espectro armónico de la tensión de salida de una fase de los inversores estudiados a una frecuencia de conmutación de 10[kHz] y frecuencia fundamental de 50[Hz]. Se observa que se tiene una alta componente de tercera armónica la cual proviene de la modulación Min-Max utilizada, además, se tienen armónicos de gran magnitud alrededor de los 10[kHz] y los 20[kHz] debido a la frecuencia de conmutación de los inversores. Se aprecia que el contenido armónico debido a la conmutación es mucho menor en la tensión del inversor de cinco niveles dada su forma más cercana a sinusoidal.

En la figura (6.3) se muestra el espectro armónico de la corriente de salida de una fase de los inversores estudiados a una frecuencia de conmutación de 10[kHz] y frecuencia fundamental de 50[Hz]. Se muestra solamente hasta el 3% de la fundamental para que se puedan apreciar los armónicos de alta frecuencia. Se observa que, tal como se había mencionado en la sección de la modulación Min-Max, la gran componente de tercera armónica presente en la tensión no se encuentra en la corriente. También se observa que los componentes armónicos alrededor de los 10[kHz] y los 20[kHz] prácticamente desaparecen (se reducen a menos del 1% de la fundamental) debido a la naturaleza inductiva de la máquina, la cual actúa como un filtro pasabajos.

En las figuras (6.4a) y (6.4b) se muestran los THD de las tensiones y corrientes de ambas topologías de inversores, respectivamente, para diferentes valores de frecuencia de

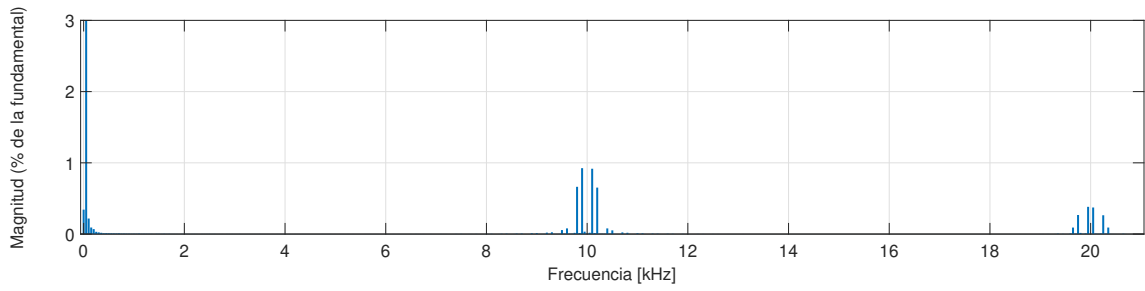


(a)

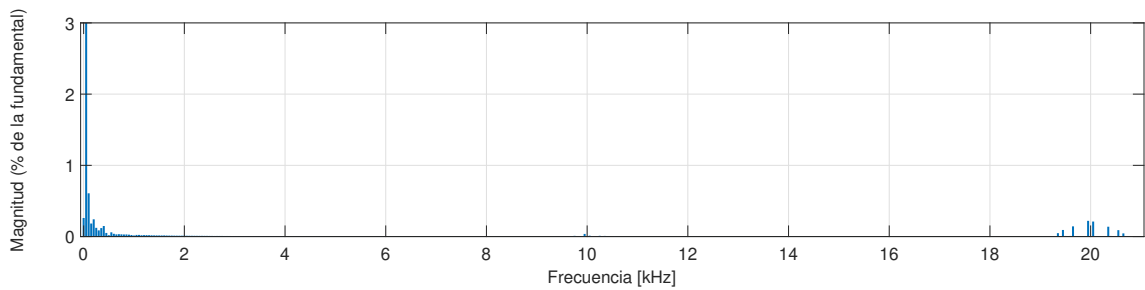


(b)

Figura 6.2: Espectro armónico tensión: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles



(a)



(b)

Figura 6.3: Espectro armónico corriente: (a) Inversor dos niveles y (b) Inversor cinco niveles.

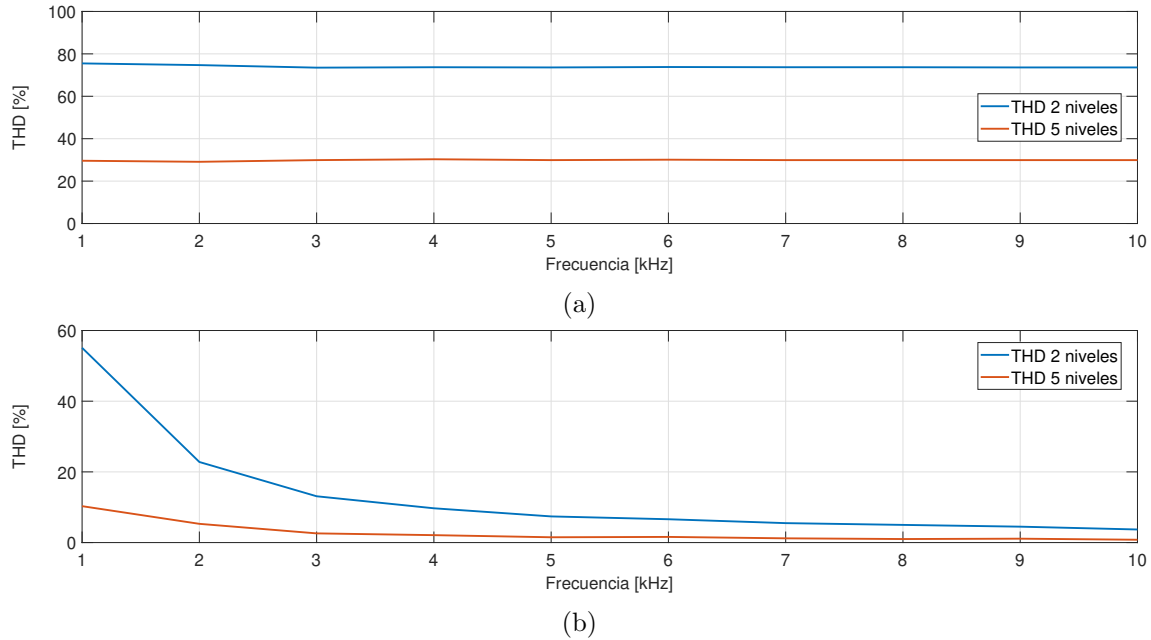


Figura 6.4: THD para diferentes frecuencias de conmutación: (a) Tensión de fase y (b) Corriente de salida.

conmutación. Se observa que el THD de tensión es constante independiente de la frecuencia de conmutación y se tiene más del doble de THD de tensión para el caso de dos niveles respecto del de cinco niveles. Además, el THD de corriente disminuye de manera exponencial con la frecuencia de conmutación, llegando a un valor de 3.7% para el caso de dos niveles y de 0.8% para el de cinco niveles.

6.2.2. Comparación Pérdidas

Para la medición de las pérdidas de los inversores se utilizó la curva de torque mostrada en la figura (6.5a) la cual corresponde a la referencia de torque del sistema de tracción utilizado en la simulación del vehículo eléctrico. En la figura (6.5b) se ve la curva de velocidad del vehículo resultante de la simulación y sobre esta se observan los ensayos considerados.

El primer caso consiste de una partida desde el reposo con una rampa de torque desde 0 [Nm] hasta 35,3 [Nm], en este caso se midieron las pérdidas de los inversores hasta llegar al estado estacionario, esto se consideró desde los 0[s] hasta los 60[s]. Para el segundo caso se midieron las pérdidas durante 10[s] de simulación durante el estado estacionario, desde los 60[s] hasta los 70[s]. En el tercer caso se realizó un freno regenerativo desde la velocidad en estado estacionario hasta el reposo con una referencia inversa de torque de -35,3[Nm], el rango de medición de este caso es entre los 70[s] y los 74[s]. Finalmente, para el cuarto caso se midieron las pérdidas durante una partida desde el reposo hasta el estado estacionario con un escalón de referencia de torque, se midieron las pérdidas desde los 80[s] hasta los 115[s]. Para todos los casos se sumaron las pérdidas de todos los semiconductores de cada inversor durante la duración del ensayo.

El torque desarrollado por la máquina de inducción con el inversor de dos y cinco niveles

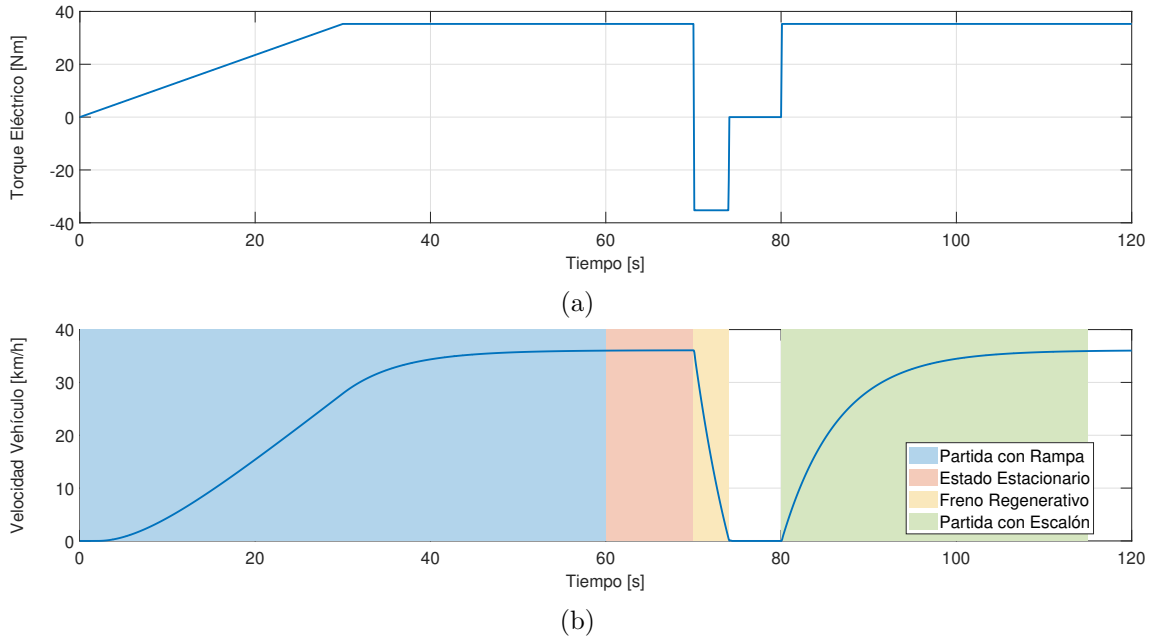


Figura 6.5: Simulación vehículo eléctrico: (a) Referencia de torque y (b) Velocidad resultante del vehículo eléctrico con rangos de ensayos.

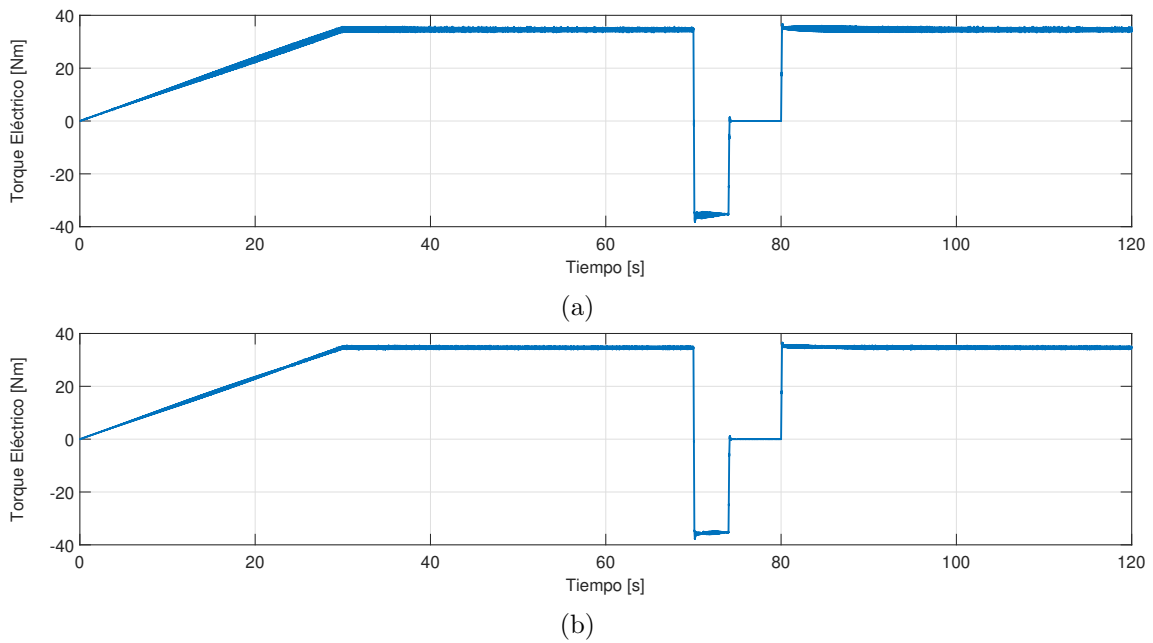


Figura 6.6: Torque eléctrico máquina de inducción: (a) Con inversor de 2 niveles y (b) Con inversor de 5 niveles.

se muestra en las figuras (6.6a) y (6.6b). Se observa que se tiene un muy buen seguimiento del torque de referencia con el control por campo orientado, además, el torque desarrollado por la máquina utilizando un inversor de dos niveles presenta una mayor oscilación que el torque desarrollado utilizando un inversor de cinco niveles.

Se midieron las pérdidas de los semiconductores separando por pérdidas de conducción

y pérdidas de conmutación para frecuencias de la señal portadora de 2[kHz], 4[kHz], 6[kHz], 8[kHz] y 10[kHz]. Los resultados de las simulaciones se resumen en las tablas (6.1), (6.2), (6.3) y (6.4) para los ensayos de partida con rampa, estado estacionario, freno regenerativo y partida con escalón, respectivamente.

Frecuencia	2 niveles			5 niveles		
	Cond.	Conm.	Total	Cond.	Conm.	Total
2[kHz]	488,4	220,0	708,4	1.300,2	57,9	1.358,1
4[kHz]	485,5	427,7	913,2	1.292,8	110,4	1.403,2
6[kHz]	485,8	642,0	1.127,8	1.293,0	160,1	1.453,1
8[kHz]	486,3	858,4	1.344,7	1.292,5	210,3	1.502,8
10[kHz]	486,1	1.074,6	1.560,7	1.314,2	266,3	1.580,5

Tabla 6.1: Pérdidas inversores ensayo partida con rampa.

Frecuencia	2 niveles			5 niveles		
	Cond.	Conm.	Total	Cond.	Conm.	Total
2[kHz]	96,2	40,7	136,9	260,5	10,8	271,3
4[kHz]	95,5	83,9	179,4	261,8	20,7	282,5
6[kHz]	95,6	124,8	220,4	262,1	30,4	292,5
8[kHz]	95,7	166,3	262,0	262,1	40,2	302,3
10[kHz]	95,6	208,3	303,9	262,0	49,7	311,7

Tabla 6.2: Pérdidas inversores ensayo estado estacionario.

Frecuencia	2 niveles			5 niveles		
	Cond.	Conm.	Total	Cond.	Conm.	Total
2[kHz]	42,7	18,3	61,0	102,9	4,3	107,2
4[kHz]	42,6	34,4	77,0	112,8	8,9	121,7
6[kHz]	40,1	49,0	89,1	105,6	12,3	117,9
8[kHz]	38,9	63,8	102,7	104,5	15,8	120,3
10[kHz]	39,6	81,4	121,0	111,4	20,6	132,0

Tabla 6.3: Pérdidas inversores ensayo freno regenerativo.

Frecuencia	2 niveles			5 niveles		
	Cond.	Conm.	Total	Cond.	Conm.	Total
2[kHz]	341,2	150,5	491,7	918,7	38,7	957,4
4[kHz]	338,1	291,6	629,7	922,7	75,0	997,7
6[kHz]	337,4	436,1	773,5	921,3	107,7	1.029,0
8[kHz]	338,0	583,4	921,4	920,6	140,8	1.061,4
10[kHz]	338,0	730,4	1.068,4	922,3	174,5	1.096,8

Tabla 6.4: Pérdidas inversores ensayo partida con escalón.

Se observa que las pérdidas por conducción se mantienen constantes para un mismo ensayo e inversor, independiente de la frecuencia de conmutación, además, se tienen casi

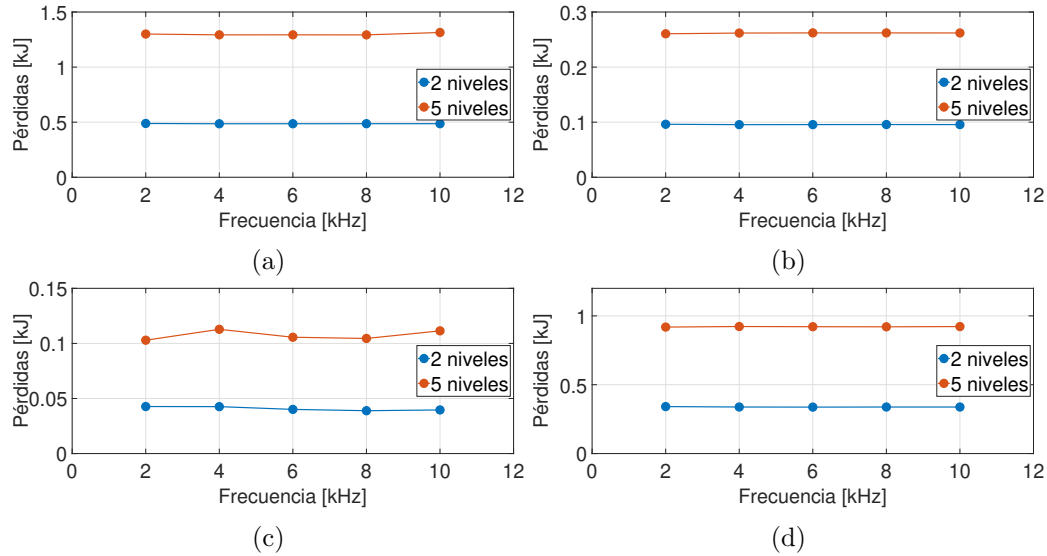


Figura 6.7: Pérdidas por conducción inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.

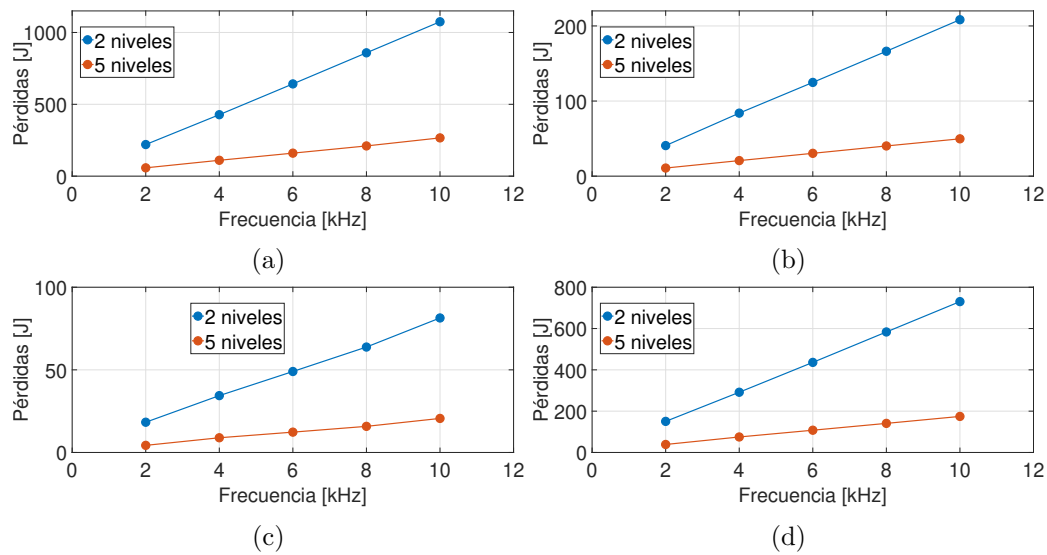


Figura 6.8: Pérdidas por conmutación inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.

el triple de pérdidas por conducción en el inversor de cinco niveles que en el de dos niveles. También se observa que, para un mismo ensayo y frecuencia, las pérdidas por conmutación del inversor de cinco niveles son alrededor de un cuarto que las del de dos niveles. Se puede apreciar que las pérdidas totales para el ensayo de partida con rampa son mayores que las pérdidas para el ensayo de partida con escalón.

En las figuras (6.7), (6.8) y (6.9) se muestran los gráficos de las pérdidas por conducción, conmutación y totales, respectivamente, por cada inversor y a cada frecuencia de conmutación.

Se observa que las pérdidas por conmutación tienen un comportamiento lineal respecto de la frecuencia, mientras que las pérdidas por conducción son constantes. Debido a que

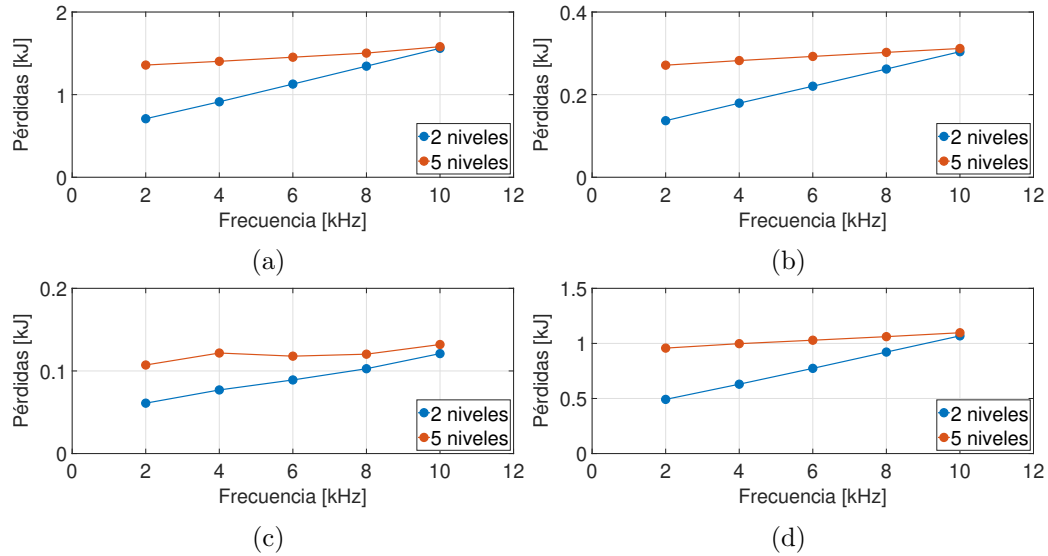


Figura 6.9: Pérdidas totales inversores: (a) Ensayo partida con rampa, (b) Ensayo estado estacionario, (c) Ensayo freno regenerativo y (d) Ensayo partida con escalón.

las pérdidas por conducción son mayores en el inversor de cinco niveles mientras que las pérdidas por conmutación son menores, el valor de las pérdidas totales parte siendo mayor para el inversor de cinco niveles, sin embargo, las pérdidas totales para ambos inversores se acercan a medida que aumenta la frecuencia de conmutación, hasta ser casi iguales para los 10[kHz]. Dado lo anterior, cual inversor es más eficiente depende en gran medida de las condiciones de trabajo específicas, con los IGBT estudiados se tiene que bajo los 10[kHz] el inversor de dos niveles presentará menos pérdidas mientras que sobre los 10[kHz] el inversor de cinco niveles presentará menos pérdidas.

Capítulo 7

Conclusiones

En este trabajo se implementó en PLECS un accionamiento eléctrico con control de velocidad utilizando el esquema de control por campo orientado, esta implementación se realizó utilizando un inversor trifásico de dos niveles y un inversor ANPC de cinco niveles.

Se implementó en el LIAcE el accionamiento utilizando el invero ANPC de cinco niveles disponible, con esto se validó el funcionamiento del control de velocidad realizando ensayos de arranque, inversión de marcha y estado estacionario. Para esto se utilizó la plataforma BRAIn.

Dado que los capacitores flotantes del inversor ANPC de cinco niveles se desbalancean durante la operación del accionamiento, fue necesario implementar un esquema de control activo de las tensiones de estos capacitores. Con esto fue posible mantener los cinco niveles a la salida del inversor en sus valores teóricos.

Se comparó el contenido armónico de las tensiones y corrientes de salida de los inversores para distintas frecuencias de conmutación, se comprobó que el THD del inversor de cinco niveles es mucho menor que el THD del inversor de dos niveles. Esto significa una mejora en la calidad de la potencia entregada por ambos inversores.

Se comparó el torque desarrollado por el motor de inducción utilizando ambos accionamientos, se observó que el torque para el inversor ANPC presenta menos oscilaciones que con el inversor de dos niveles.

Se calcularon las pérdidas por conducción y por conmutación de los semiconductores para ambos inversores durante distintas maniobras del accionamiento a diferentes frecuencias de conmutación, utilizando los modelos térmicos de los semiconductores entregados por los fabricantes.

Se observó que las pérdidas por conducción se mantienen constantes independiente de la frecuencia de conmutación y que las del inversor de cinco niveles son alrededor del triple que las del inversor de dos niveles, debido a que, si bien en este inversor cada IGBT presenta menos pérdidas individuales, en el inversor ANPC conducen más semiconductores en un momento dado que en el caso del inversor de dos niveles. Para el caso de las pérdidas por conmutación, se observó que las pérdidas del inversor de dos niveles son alrededor de cuatro veces las del inversor de cinco niveles, aún cuando el inversor ANPC tiene cuatro veces la cantidad de semiconductores. Esto resulta en que las pérdidas totales presentan una gran dependencia de la frecuencia de conmutación utilizada, siendo menores las pérdidas del

inversor de dos niveles bajo los 10[kHz] y las del inversor de cinco niveles sobre los 10[kHz].

Para un trabajo futuro se podría estudiar el desempeño de otras topologías de inversores multinivel como el NPC, el FC y el CHB, además del efecto del número de niveles de estos. También se podrían comparar diferentes métodos de modulación como el SVPWM o el SHE-PWM o distintos esquemas de control de torque como el DTC o el MPC. Finalmente, se podría estudiar el impacto que tiene utilizar diferentes modelos de IGBT sobre la relación entre las pérdidas de los inversores.

Bibliografía

- [1] Paris Agreement to the United Nations Framework Convention on Climate Change, Dec. 12, 2015, T.I.A.S. No. 16-1104.
- [2] Mengpin Ge, Johannes Friedrich y Leandro Vigna. *Where Do Emissions Come From? 4 Charts Explain Greenhouse Gas Emissions by Sector*. URL: <https://www.wri.org/insights/4-charts-explain-greenhouse-gas-emissions-countries-and-sectors> (visitado 10-03-2025).
- [3] United Nations Environment Programme. *The Sectoral Solution to Climate Change*. URL: <https://www.unep.org/interactive/sectoral-solution-climate-change/> (visitado 10-03-2025).
- [4] United States Department of Energy. *FOTW 1375, December 30, 2024: Median EV Range in Model Year 2024 Reached a Record High of 283 Miles per Charge*. 2024-12-30. URL: <https://www.energy.gov/eere/vehicles/articles/fotw-1375-december-30-2024-median-ev-range-model-year-2024-reached-record> (visitado 10-03-2025).
- [5] Hao Tu et al. “Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview”. En: *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 5.4 (2019), págs. 861-878.
- [6] Juan de Santiago et al. “Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review”. En: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61.2 (2012), págs. 475-484.
- [7] Deepak Ronanki, Apoorva Kelkar y Sheldon Williamson. “Extreme Fast Charging Technology—Prospects to Enhance Sustainable Electric Transportation”. En: *Energies* 12.19 (2019).
- [8] Andreas Bubert et al. “Experimental Validation of Design Concepts for Future EV-Traction Inverters”. En: *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2018, págs. 795-802.
- [9] Amirreza Poorfakhraei, Mehdi Narimani y Ali Emadi. “A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends”. En: *IEEE Open Journal of Power Electronics* 2 (2021), págs. 155-170.
- [10] José Rodríguez et al. “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”. En: *Proceedings of the IEEE* 97.11 (2009), págs. 1786-1817.
- [11] N. Mohan, T.M. Undeland y W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003.

- [12] José Rodríguez et al. “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.6 (2007), págs. 2930-2945.
- [13] M.H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [14] J. Holtz. “Pulsewidth modulation for electronic power conversion”. En: *Proceedings of the IEEE* 82.8 (1994), págs. 1194-1214.
- [15] Asmaa El-Hosainy et al. “A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications”. En: *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. 2017, págs. 1265-1275.
- [16] Amir R. Adly et al. “A Brief Review of the Conventional and Multilevel Inverters Topologies”. En: *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*. 2023, págs. 1-8.
- [17] T. Bruckner y S. Bemet. “Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches”. En: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. Vol. 2. 2001, 1135-1140 vol.2.
- [18] P. Barbosa et al. “Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology”. En: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. 2005, 10 pp.-P.10.
- [19] Kui Wang et al. “Capacitor Voltage Balancing of a Five-Level ANPC Converter Using Phase-Shifted PWM”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.3 (2015), págs. 1147-1156.
- [20] Rishi Menon et al. “Energy loss analysis of traction inverter drive for different PWM techniques and drive cycles”. En: *2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)*. 2018, págs. 201-205.
- [21] Dynex. *Calculating Power Losses in an IGBT Module*. Application Note AN6156, 2021.
- [22] P.K. Kovács. *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Elsevier, 1984.
- [23] J. Holtz. “The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 42.3 (1995), págs. 263-271.
- [24] F. Fröhr y F. Orttenburger. *Introducción al control electrónico*. Marcombo, 1986.
- [25] G.C. Goodwin, S.F. Graebe y M.E. Salgado. *Control System Design*. Prentice Hall, 2001.
- [26] Plexim GmbH. *Two-Axle Vehicle with Driving Profile*. 2023.
- [27] Plexim GmbH. *Introduction to the Thermal Domain in PLECS*. 2021.
- [28] S. Buso. *Digital Control In Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [29] D. Barrios. *Control digital de velocidad para un banco de pruebas*. Memoria Ingeniería Civil Electricista UTFSM, 2006.
- [30] Plexim GmbH. *PLECS User Manual*. 2024.
- [31] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, 1985.
- [32] J. Müller. *Apuntes para la asignatura Máquinas Eléctricas I*. 2006.
- [33] A. Mora. *Apuntes para la asignatura Accionamientos Eléctricos*. 2021.

-
- [34] Wilmar A. Pineda C. y Cassiano Rech. “Modified Five-Level ANPC Inverter with Output Voltage Boosting Capability”. En: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vol. 1. 2019, págs. 3355-3360.
- [35] A. Mora. *Control de un Motor de Inducción Alimentado por un Convertidor Multicelda en Condiciones de Falla*. Tesis Magister en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica UTFSM, 2010.
- [36] T. Bruckner, S. Bernet y H. Guldner. “The active NPC converter and its loss-balancing control”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.3 (2005), págs. 855-868.
- [37] A.M. Khambadkone y J. Holtz. “Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 38.5 (1991), págs. 322-327.
- [38] J. Mena. *Construcción de inversor trifásico tipo Active Neutral Point Clamped de cinco niveles*. Memoria Ingeniería Eléctricista UTFSM, 2024.
- [39] Chunhua Liu y Yixiao Luo. “Overview of advanced control strategies for electric machines”. En: *Chinese Journal of Electrical Engineering* 3.2 (2017), págs. 53-61.
- [40] Naima Soualhi et al. “Comparison between a Two-Level and Three-Level Inverter fed Induction Motor including Losses and Efficiency”. En: *2020 4th International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (ICASET)*. 2020, págs. 89-94.
- [41] E. B. Agamloh, Scott Peele y Joe Grappe. “An experimental evaluation of the effect of voltage distortion on the performance of induction motors”. En: *Conference Record of 2012 Annual IEEE Pulp and Paper Industry Technical Conference (PPIC)*. 2012, págs. 1-7.
- [42] Xiaotian Zhang y Joseph W. Spencer. “Study of Multisampled Multilevel Inverters to Improve Control Performance”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.11 (2012), págs. 4409-4416.
- [43] Jagath Vallabhai Missula, Ravindranath Adda y Praveen Tripathy. “Performance Comparison of Capacitor Voltage Balancing Strategies for Eight-Switch Five-Level ANPC Inverter”. En: *2021 National Power Electronics Conference (NPEC)*. 2021, págs. 01-06.
- [44] Dariusz Cholewa et al. “Reduction of switching losses in three-phase three-level voltage source inverters”. En: *2018 14th Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*. 2018, págs. 1-4.