



# Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico

## Tesis de Doctorado

Análisis del flujo de energía en convertidores CD-CA para la minimización del circuito de desacoplamiento aplicado en motores de inducción trifásicos.

presentada por

**M.C. Luis Mauricio Carrillo Santos**

como requisito para la obtención del grado de  
**Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica**

Director de tesis  
**Dr. Mario Ponce Silva**

Codirector de tesis  
**Dr. Gabriel Calzada Lara**

Cuernavaca, Morelos, México. Agosto de 2023.

	ACEPTACIÓN DE IMPRESIÓN DEL DOCUMENTO DE TESIS DOCTORAL	Código: CENIDET-AC-006-D20
	Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4	Revisión: 0
		Página 1 de 1

Cuernavaca, Mor., a 02 de agosto de 2023

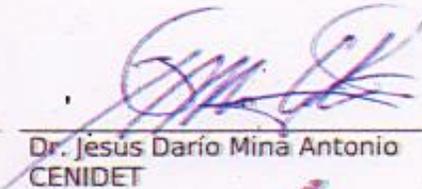
**Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza**  
Subdirector Académico  
Presente

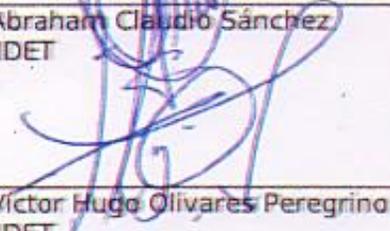
**At'n: Dr. Carlos Daniel García Beltrán**  
Presidente del Claustro Doctoral  
del Departamento De Ing. Electrónica

Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante **Luis Mauricio Carrillo Santos**, manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "Análisis del flujo de energía en convertidores CD-CA para la minimización del circuito de desacoplamiento aplicado en motores de inducción trifásicos", realizado bajo la dirección del **Dr. Mario Ponce Silva** y la codirección del **Dr. Gabriel Calzada Lara**; el trabajo se ACEPTA para proceder a su impresión.

ATENTAMENTE

  
Dr. Abraham Claudio Sánchez  
CENIDET

  
Dr. Jesus Dario Mina Antonio  
CENIDET

  
Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino  
CENIDET

  
Dr. Ricardo Elías Lozoya Ponce

  
Dr. Mario Ponce Silva  
CENIDET

  
Dr. Gabriel Calzada Lara  
Colegio de Posgraduados

c.c.p: M.T.I. María Elena Gómez Torres/ Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
c.c.p: Dr. Jamiel García Morales/ Jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica.  
c.c.p: Expediente.



Cuernavaca, Mor.,  
No. De Oficio:  
Asunto:

09/agosto/2023  
SAC/131/2023  
Autorización de  
impresión de tesis

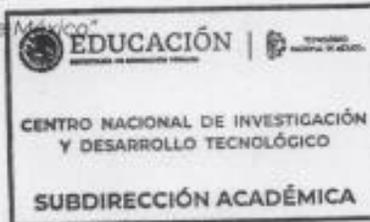
**M.C. LUIS MAURICIO CARRILLO SANTOS  
CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS  
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
P R E S E N T E**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"Análisis del flujo de energía en convertidores CD-CA para la minimización del circuito de desacoplamiento aplicado en motores de inducción trifásicos"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

**ATENTAMENTE**

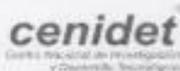
Excelencia en Educación Tecnológica®  
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"



**DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA  
SUBDIRECTOR ACADÉMICO**

C. c. p. Departamento de Ingeniería Electrónica  
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz



# Dedicatorias

---

## **A Dios**

Por otorgarme sabiduría para tomar las decisiones que me condujeron a este momento importante en mi vida.

## **A mi madre, Maribel Santos Reyes**

Por su inmenso e incondicional amor, el cual me motiva cada instante a ser mejor tanto en lo personal como en lo profesional.

## **A mi padre, Mauricio Carrillo Zárate**

Por su amor y apoyo incondicional a lo largo de mi vida.

## **A mi abuelo, Aureliano Santos, a mi primo, Daniel López y a mi tío Aureliano Santos Reyes**

Que desde el cielo me motivan a seguir creciendo en todos los aspectos de mi vida.

## **A mi abuela, Elba Reyes**

Por sus enseñanzas de respeto, compromiso y trabajo que me inculcó desde pequeño, los cuales me rigen actualmente.

## **A mi hermana, Grisel Carrillo y a mi sobrina, Anna Paula**

Por su apoyo, cariño y alegría que me daban siempre que las visitaba.

## **A mi cuñada, Daniela Severiano**

Por ser nuestra compañía durante estos años y cuidar mi peso al comerse todo lo del refrigerador.

## **A mi futura esposa, Yesenia Reyes Severiano**

Por todo el apoyo que me ha brindado tanto en lo personal como en lo profesional desde hace casi trece años, en los cuales hemos logrado terminar todos los proyectos propuestos, reforzando y aumentando nuestro gran amor. Por enseñarme lo realmente valioso en esta vida, por ser mi mejor amiga, mi apoyo y amor de mi vida.

## Agradecimientos

---

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme apoyo económico para realizar mis estudios de Doctorado.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de llevar a cabo mis estudios de posgrado en el área de doctorado en ciencias en ingeniería electrónica.

Al Dr. Mario Ponce Silva, por el apoyo, comprensión, paciencia, dedicación y consejos brindados a lo largo del doctorado tanto de manera personal como académica.

Al Dr. Gabriel Calzada Lara, por su apoyo y accesibilidad en todo momento para la solución de dudas.

A mis revisores, Dr. Abraham Claudio Sánchez, Dr. Jesús Darío Mina Antonio, Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino y Dr. Ricardo Eliú Lozoya Ponce por sus consejos, aportaciones y correcciones, los cuales enriquecieron el trabajo de tesis.

Al personal del departamento de Electrónica, por el apoyo brindado durante mi estancia en CENIDET.

Al laboratorio de Electrónica de Potencia por proporcionarme los recursos requeridos por el trabajo de tesis.

# Resumen

---

En la actualidad, existe un notable incremento en la tendencia de sustituir los motores de combustión interna por motor eléctricos en diversas aplicaciones del sector de transporte. Sin embargo, se presentan diversos desafíos asociados a los motores eléctricos en este contexto de aplicación. Uno de estos desafíos es el sobredimensionamiento del sistema de desacoplamiento de energía, ya que es común sobredimensionar la capacidad del capacitor de desacoplamiento con la finalidad de garantizar que éste pueda almacenar las fluctuaciones de potencia. Esta práctica conlleva a la selección de capacitores con tecnologías de construcción que presentan una vida útil más corta en comparación con otros componentes que integran al sistema de propulsión de la máquina eléctrica, lo cual afecta directamente a la confiabilidad del sistema.

Por este motivo, en esta tesis se lleva a cabo un análisis exhaustivo del flujo de energía gestionado por el capacitor de desacoplamiento, centrándose en el caso crítico de operación de un motor de inducción trifásico, con el objetivo de calcular la capacitancia mínima requerida por el sistema evitando el sobredimensionamiento del mismo y sin tener la necesidad de recurrir a la implementación de una topología extra que cumpla con la función de minimizar la capacitancia requerida; enfatizando las condiciones que generan un mayor retorno de energía, desde el modo motor de la máquina eléctrica hasta el capacitor de desacoplamiento.

A través del análisis de energía, se obtiene una ecuación para calcular la capacitancia del sistema de desacoplamiento, involucrando factores de proporcionalidad relacionados con las distintas potencias de operación del motor de inducción trifásico. Esto ha permitido reducir hasta un 62.2% del valor de la capacitancia requerida por el circuito de desacoplamiento en condiciones de máximo retorno de energía en modo motor, en comparación con ecuaciones existentes en la literatura. De esta manera, se busca optimizar el diseño del sistema de propulsión eléctrica y mejorar la confiabilidad del mismo en distintas aplicaciones.

# Abstract

---

Currently, there is a notable increase in the trend to replace internal combustion engines with electric motors in various applications in the transportation sector. However, there are several challenges associated with electric motors in this application context. One of these challenges is the oversizing of the power decoupling system, as it is common to oversize the capacity of the decoupling capacitor in order to ensure that it can store power fluctuations. This practice leads to the selection of capacitors with construction technologies that have a shorter useful life compared to other components that integrate the electric machine propulsion system, which directly affects the reliability of the system.

For this reason, in this thesis an exhaustive analysis of the energy flow managed by the decoupling capacitor is carried out, focusing on the critical case of operation of an induction motor, with the objective of calculating the minimum capacitance required by the system avoiding its oversizing and without having the need to resort to the implementation of an extra topology that fulfills the function of minimizing the required capacitance; emphasizing the conditions that generate a higher energy return, from the motor mode of the electric engine to the decoupling capacitor.

Through the energy analysis, an equation is obtained to calculate the capacitance of the decoupling system, involving proportionality factors related to the different operating powers of the induction motor. This has allowed to reduce up to 62.2% of the capacitance value required by the decoupling circuit in conditions of maximum energy return in motor mode, in comparison with existing equations in the literature. In this way, we seek to optimize the design of the electric propulsion system and improve its reliability in transportation applications.

# Contenido

---

Índice de figuras .....	v
Índice de tablas.....	vii
Nomenclatura .....	viii
Acrónimos.....	ix
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. Antecedentes .....	1
1.2. Estado del arte .....	3
1.2.1. Convertidor CD-CD .....	3
1.2.2. Convertidor CD-CA.....	4
1.2.3. Circuito de desacoplamiento .....	6
1.2.4. Motor de inducción .....	8
1.2.5. Conclusión del estado del arte .....	9
1.3. Planteamiento del problema.....	9
1.4. Propuesta de solución.....	12
1.5. Objetivos .....	13
1.5.1 Objetivo general .....	13
1.5.2 Objetivos específicos.....	13
1.6. Alcances .....	14
1.7. Aportación.....	14
1.8. Originalidad.....	14
1.9. Organización del documento.....	15
CAPÍTULO 2: ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE PROPULSIÓN.....	16
2.1 Convertidor CD-CD .....	16
2.2 Convertidor CD-CA .....	20
2.3 Circuito de desacoplamiento .....	25
2.4. Motor de inducción.....	29
CAPÍTULO 3: ANÁLISIS PARA EL CÁLCULO DE CAPACITANCIA MÍNIMA.....	37
3.1. Descripción general.....	37
3.2. Delimitación del análisis .....	37
3.3. Análisis de energía en el sistema .....	38
3.2.1. Definición del sistema base $\delta_b$ .....	38

3.2.2.	Selección del número de enlaces .....	39
3.2.3.	Separación mediante intervalos de tiempo .....	39
3.2.4.	Desarrollo de las ecuaciones del sistema base. ....	41
3.4.	Selección de condición de operación crítica.....	43
3.4.1.	Variación de carga.....	45
3.4.2.	Variación de velocidad a carga nominal .....	47
3.4.1.	Conclusión de condición crítica seleccionada.....	49
3.5.	Desarrollo de modelo matemático .....	50
CAPÍTULO 4: VALIDACIÓN DE ECUACIÓN DE CAPACITANCIA MÍNIMA .....		58
4.1	Descripción general.....	58
4.2	Especificaciones de prueba.....	58
4.3	Validación .....	60
4.4	Comparación de resultados.....	63
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....		66
5.1	Conclusiones generales .....	66
5.2	Trabajos futuros .....	67
5.3	Trabajo publicado.....	67
REFERENCIAS .....		68
ANEXOS.....		78

## Índice de figuras

---

Figura 1.1. Diagrama de convertidor de tres y n niveles. ....	4
Figura 1.2. Diagrama esquemático de topología modificada presentada en [45]. ....	4
Figura 1.3. Diagrama esquemático de topología modificada presentada en [46]. ....	5
Figura 1.4. Sistema de propulsión de vehículos eléctricos.....	10
Figura 1.5. Flujo de potencias y energías sin retorno de energía.....	10
Figura 1.6. Flujo de potencias y energías con retorno de energía.....	11
Figura 1.7. Mapa mental del desafío de vida útil.....	12
Figura 2.1. Convertidor Boost convencional.....	16
Figura 2.2. Convertidor Boost multifase.....	17
Figura 2.3. Diagrama esquemático del convertidor Boost multifase.....	19
Figura 2.4. Señales de tensión y corriente a la salida del convertidor Boost multifase.....	20
Figura 2.5. Topología de inversor monofásico medio puente.....	21
Figura 2.6. Topología de inversor convencional tipo puente completo monofásico.....	22
Figura 2.7. Inversor convencional trifásico.....	22
Figura 2.8. Señal de tensión a la salida del inversor: a) modulación bipolar; b) unipolar.....	23
Figura 2.9. Armónicos en señal de tensión a la salida del inversor: a) modulación bipolar; b) unipolar.....	23
Figura 2.10. Comportamiento de THD variando índice de frecuencia e índice de modulación. ....	24
Figura 2.11. Componentes armónicos representativos referidos a la tensión de alimentación, $m=0.9$ .....	25
Figura 2.12. Esquema de tres puertos basados en un convertidor Flyback [98].....	27
Figura 2.13. Convertidor de una etapa con almacenamiento de energía con capacitores conmutados [62].....	28
Figura 2.14. Circuito equivalente convencional del motor de inducción.....	30
Figura 2.15. Circuito equivalente modificado del motor de inducción.....	31
Figura 2.16. Ubicación de medición de potencias.....	32
Figura 2.17. Forma de onda de potencia absorbida.....	33
Figura 2.18. Forma de onda de potencia regresada.....	33
Figura 2.19. Forma de onda de energía transferida (azul), absorbida (verde) y regresada (rojo). ....	34
Figura 2.20. Acercamiento de forma de onda de energía para identificación de caso de estudio.....	34
Figura 3.1. Diagrama a bloques de lo abordado en capítulo 3.....	37
Figura 3.2. Metodología del análisis de energía del sistema.....	38
Figura 3.3. División de sistemas para el análisis.....	39
Figura 3.4. Ubicación de enlaces.....	39
Figura 3.5. Señal de tensión a la salida y señal de tensión promediada de acuerdo con la frecuencia de conmutación.....	40
Figura 3.6. Desfasamiento entre señales de corriente y tensión promediada.....	40

Figura 3.7. Condiciones de operación bajo estudio- .....	44
Figura 3.8. Metodología para la selección de la condición de operación crítica. ....	44
Figura 3.9. Diagrama esquemático empleado para simular condiciones de operación .....	45
Figura 3.10. Niveles de variación de par: a) 30% de la carga nominal; b) 60% de la carga nominal; c) a plena carga; d) 50% de la carga nominal; y e) 10% de la carga nominal. ....	46
Figura 3.11. Corriente del inversor, variación de carga: a) al 30% de la carga nominal; b) al 60% de la carga no mínimo; c) a plena carga; d) al 50% de la carga nominal; y, e) al 10% de la carga nominal. ....	46
Figura 3.12. Velocidad y potencia del inversor, variación de carga: a) al 30% de la carga nominal; b) al 60% de la carga nominal; c) a plena carga; d) al 50% de la carga nominal; y, e) al 10% de la carga nominal.....	46
Figura 3.13. Corriente del inversor, carga nominal a velocidad variable. Variaciones de velocidad: a) 0% a 100%; b) del 100 al 80 por ciento; c) del 80 al 35 por ciento; d) del 35 al 90 por ciento.....	47
Figura 3.14. Potencia y par. Variaciones de velocidad: a) 0% a 100%; b) del 100 al 80 por ciento; c) del 80 al 35 por ciento; d) del 35 al 90 por ciento.....	48
Figura 3.15. Niveles de variación de velocidad: (a) 0% a 100%; (b) 100% a 80%; (c) 80% a 35%; (d) 35% a 90%.....	48
Figura 3.16. Comportamiento de parámetros de velocidad, par y potencia del motor. ....	49
Figura 3.17. Modo de operación bajo estudio. ....	50
Figura 3.18. División de estados de interruptores activos. ....	50
Figura 3.19. Configuración de interruptores activos por estado: a) 0°-60°; b) 60°-120°; c)120°-180°; d)180°-240°; e) 240°-300°; f) 300°-360°. ....	51
Figura 3.20. Configuración de interruptores activos por estado: a) 0°-60°; b) 60°-120°; c)120°-180°; d)180°-240°; e) 240°-300°; f) 300°-360°. ....	52
Figura 3.21. Señales de (a) corriente del inversor; (b) tensión del capacitor en la condición crítica de operación en modo motor.....	53
Figura 3.22. Acercamiento de la tensión del capacitor en el caso crítico de operación. ....	53
Figura 3.23. Intervalos de retorno máximo de energía .....	54
Figura 3.24. Identificación de corrientes de estudio. ....	54
Figura 4.1. Diagrama esquemático del sistema. ....	59
Figura 4.2. Rizos de tensión obtenidos en simulación, utilizando la capacitancia con la ecuación propuesta: (a) 3%; b) 4 por ciento; c) el 5 por ciento; d) 6 por ciento; e) 7 por ciento; f) 8%..	62
Figura 4.3. Comparación entre rizos de tensión propuestos y rizos de tensión obtenidos con la ecuación de capacitancia desarrollada. ....	63
Figura 5.1. Constancia de aceptación de artículo en revista Applied Sciences .....	67

## Índice de tablas

---

Tabla 1.1. Características de topologías de convertidor CD-CD. ....	3
Tabla 1.2. Estado del arte de topologías de convertidor CD-CA para aplicaciones de tracción .....	6
Tabla 1.3. Referencias según el método de minimización de energía almacenada en circuito de desacoplamiento.....	7
Tabla 2.1. Especificaciones de diseño de convertidores CD-CD.....	18
Tabla 2.2. Características de inversores medio puente y puente completo. ....	21
Tabla 2.3. Especificaciones de diseño de inversor.....	22
Tabla 2.4. Datos de motor de inducción empleado. ....	32
Tabla 3.1. Distribución de intervalos de conducción. ....	41
Tabla 3.2. Amplitud de armónicos de onda de corriente. ....	42
Tabla 3.3. Especificaciones del motor empleado. ....	45
Tabla 3.4. Variación de parámetros de tensión y frecuencia manteniendo la carga nominal. ....	47
Tabla 3.5. Variación de parámetros de velocidad y carga por zonas. ....	49
Tabla 3.6. Especificaciones de diseño utilizadas para el análisis. ....	51
Tabla 3.7. Distribución de secciones e intervalos en el caso crítico. ....	54
Tabla 4.1. Especificaciones de diseño. ....	59
Tabla 4.2. Datos de circuito equivalente de motores de inducción utilizados. ....	60
Tabla 4.3. Parámetros K obtenidos.....	61
Tabla 4.4. Rizos de tensión propuestos y ecuación de capacitancia mínima obtenida.....	61
Tabla 4.5. Porcentaje de error entre las ondulaciones de tensión propuestas y las ondulaciones obtenidas en la simulación.....	63
Tabla 4.6. Valores de capacitancia utilizando ecuaciones existentes y la ecuación propuesta .....	64

# Nomenclatura

---

$V_{CD}$	<i>Tensión de corriente directa.</i>
$V_a$	<i>Tensión de fase.</i>
$S_n$	<i>Interruptor.</i>
$S$	<i>Deslizamiento</i>
$C_x$	<i>Capacitor auxiliar</i>
$D_n$	<i>Diodo</i>
$m_a$	<i>Índice de modulación.</i>
$A_m$	<i>Amplitud de señal moduladora.</i>
$A_p$	<i>Amplitud de señal portadora.</i>
$m_f$	<i>Índice de frecuencia.</i>
$f$	<i>Frecuencia</i>
$\theta$	<i>Ángulo de desfasamiento</i>

# Acrónimos

---

CA	<i>Corriente Alterna.</i>
CD	<i>Corriente Directa.</i>
DSEP	<i>Dispositivos Semiconductores Electrónicos de Potencia.</i>
IGBT	<i>Transistor Bipolar de Compuerta Aislada.</i>
SPWM	<i>Modulación de Ancho de Pulso Senoidal.</i>
SV PWM	<i>Estrategia de modulación de espacio vectorial.</i>
THD	<i>Distorsión armónica total.</i>

---

# CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

---

## 1.1. Antecedentes

En la actualidad la incorporación de la electrónica de potencia en diversas aplicaciones es de gran importancia, en particular en aquellas donde se emplean inversores para la alimentación de motores de inducción. Gracias al estudio de topologías y sistemas de control, los inversores trifásicos han permitido alcanzar una regulación óptima de la velocidad, el par y la dirección de rotación en los motores de inducción. Estos sistemas de control hacen posible la adaptación de la frecuencia y tensión de salida del inversor a las demandas específicas del motor, logrando un mejor desempeño del sistema dependiendo de su aplicación.

En el contexto de las aplicaciones residenciales, la utilización de inversores en electrodomésticos como aires acondicionados, lavadoras y refrigeradores ha mejorado el desempeño de los mismos. De manera similar, en el ámbito industrial, los inversores trifásicos han demostrado ser elementos fundamentales en la automatización de procesos y en el funcionamiento de vehículos eléctricos, debido a que se ha mejorado tanto la tecnología de control como la gestión de energía eléctrica suministrada a los motores de inducción, lo cual ha contribuido a un incremento en términos de eficiencia energética, autonomía y rendimiento en vehículos eléctricos, consolidándolos como una alternativa sustentable y prometedora para el sector de transporte.

La Organización Mundial de la Salud estimó que la contaminación del aire fue responsable de 7 millones de muertes prematuras en todo el mundo en 2019. Aunado a lo anterior, en 2021, la OMS dio a conocer que más del 90% de la población mundial vive en zonas con niveles de contaminación que superan los límites de contaminación permitidos, aumentando el riesgo de enfermedades cardiovasculares y pulmonares [1, 2]. Es por ello que ha aumentado la importancia de buscar alternativas para reducir la contaminación del aire ocasionada por diversos sectores.

En 2020 la Agencia Internacional de Energía (AIE) informó que el 24% de las emisiones globales de gases de efecto invernadero son producidas por el sector del transporte, debido a la quema de combustibles fósiles en los motores de combustión interna. Estas emisiones generan interés ya que son responsables en gran medida del cambio climático y la contaminación del aire. Para hacer frente a este problema, se están implementando diversas iniciativas y políticas a nivel mundial para reducir dichas emisiones producidas por el sector del transporte, por ejemplo, la promoción de vehículos eléctricos y la mejora en eficiencia de los motores de combustión interna [3].

Si la tecnología del motor de combustión interna permanece en este sector, se traducirá a mayor contaminación ambiental ya que tomando como base las

estadísticas se prevé que en el año 2050 el número de vehículos será tres veces mayor al actual [4-6]. La búsqueda de tecnologías alternativas para el reemplazo de los motores de combustión interna en los vehículos es crucial para disminuir el impacto ambiental negativo generado por la emisión de gases contaminantes. Entre las soluciones existentes, la más atractiva es el cambio a vehículos propulsados por motores eléctricos, los cuales presentan varias ventajas en comparación con los motores de combustión interna. Por ejemplo, la eficiencia de los motores eléctricos es mayor a los motores de combustión interna, lo que significa que se requiere menos energía para lograr la misma potencia, además de que los motores eléctricos no emiten contaminantes del tubo de escape lo que contribuye a disminuir la contaminación del aire [7-9].

Entre los motores disponibles para aplicaciones de tracción se encuentran los de inducción trifásicos. Este tipo de motores son de gran interés debido a su simplicidad, robustez, bajo costo, escaso mantenimiento y alta confiabilidad, en comparación con los motores de corriente continua [10, 11]. Sin embargo, requieren de un control más exigente y con mayor dificultad que el de un motor de corriente continua [12-16].

Sin embargo, actualmente el desarrollo de la electrónica de potencia y el control digital han disminuido los inconvenientes a la hora de utilizar este tipo de motores de inducción en diferentes aplicaciones; aunque aún siguen existiendo oportunidades de mejora en el sistema. Las mejoras en el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico aumentan la eficiencia general y la autonomía, y reducen las emisiones de efecto invernadero y la dependencia del combustible. Los desafíos principales por lograr en este tipo de sistemas son [14, 15, 17-19]:

- Autonomía
- Alta eficiencia energética
- Robustez del sistema
- Tamaño y volumen reducidos de sus elementos
- Bajo costo en las máquinas eléctricas, así como en la electrónica de potencia asociada.
- Evitar sobredimensionamiento
- Confiabilidad del sistema
- Larga vida útil

El último desafío representa una gran importancia debido a que en este tipo de sistemas se tiene como punto débil del sistema al circuito de desacoplamiento de energía, ya que al requerir una gran capacitancia se emplean capacitores electrolíticos, los cuales tienen una vida útil corta, en comparación con los otros dispositivos pertenecientes al sistema. Sin embargo, se recurre a este tipo de capacitores debido a que el sistema de desacoplamiento comúnmente se sobredimensiona porque al momento de seleccionarlo se consideran los valores de la corriente máxima de arranque sin importar la aplicación o el control utilizado en la máquina eléctrica.

## 1.2. Estado del arte

El estudio del estado del arte desarrollado se presenta abordando lo relacionado con los elementos principales que conforman al sistema de propulsión de los vehículos eléctricos presentado en el apartado anterior, haciendo énfasis en el circuito de desacoplamiento de potencia que se encuentra entre el convertidor CD-CD y el convertidor CD-CA.

### 1.2.1. Convertidor CD-CD

La función en común de estos convertidores en aplicaciones de vehículos eléctricos es que tienen la capacidad de aumentar la tensión baja proveniente del sistema de almacenamiento a un nivel de tensión alta. Para seleccionar el tipo de convertidor CD-CD adecuado para la aplicación que se desea se deben observar sus características individuales. Dentro de las topologías de los convertidores CD-CD encontradas, las cuales se emplean en aplicaciones electromotrices; las siguientes destacan debido a sus características de operación:

- Boost multifase [20-22].
- Boost cuadrático [23-27].
- El convertidor bidireccional (Buck-Boost) [28-31].

De los convertidores anteriores se destaca lo siguiente:

- El convertidor cuadrático es una buena opción cuando se requiere un amplio rango de tensión de salida y con fluctuaciones en la tensión de entrada.
- El convertidor multifase es una buena opción cuando la potencia de trabajo es considerablemente alta, ya que esta se divide entre el número de fases.
- El convertidor bidireccional Buck-Boost es una buena opción cuando el sistema cuenta con frenado regenerativo para aumentar la autonomía.

En la Tabla 1.1 se presentan las características principales de los convertidores anteriormente mencionados.

Tabla 1.1. Características de topologías de convertidor CD-CD.

Característica	Boost Multifase	Boost cuadrático	Buck-Boost
Eficiencia	Alta eficiencia	Alta eficiencia	Eficiencia moderada
Rango de tensión	Moderado	Amplio	Amplio
Tipo de control	Control de corriente o tensión	Control de corriente	Control de corriente o tensión
Rango de corriente	Alto	Moderado	Moderado
Aplicaciones comunes	Sistemas de tracción	Iluminación LED	Sistemas de carga y almacenamiento
Rango de potencia	Alto	Moderado	Moderado

## 1.2.2. Convertidor CD-CA

Al hablar de inversores de fuente de tensión existen diferentes topologías, principalmente puente completo (convencional) [20, 32-37] y multinivel [29, 38-48]. La topología multinivel presenta grandes ventajas con respecto a la convencional, debido a que ofrece mayor calidad en la forma de onda de salida tanto de tensión como de corriente, con menor distorsión armónica y menores esfuerzos de tensión en sus dispositivos semiconductores de potencia. En la Figura 1, se muestra un esquema gráfico de inversor de tres y  $n$  niveles [49].

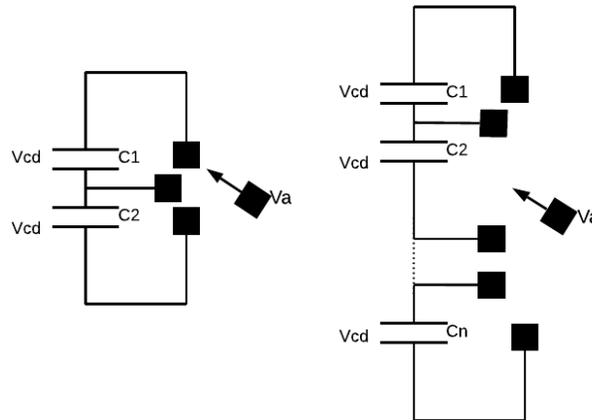


Figura 1.1. Diagrama de convertidor de tres y  $n$  niveles.

Además, se encontraron diferentes modificaciones de las topologías antes mencionadas de convertidores CD-CA. Por ejemplo, las referencias [45] (Figura 1.2) y [46] (Figura 1.3) emplean topologías multinivel modificadas para generar un determinado número de niveles de tensión a la salida del inversor, empleando menos interruptores que los que se emplean comúnmente para minimizar costos y complejidad de implementación.

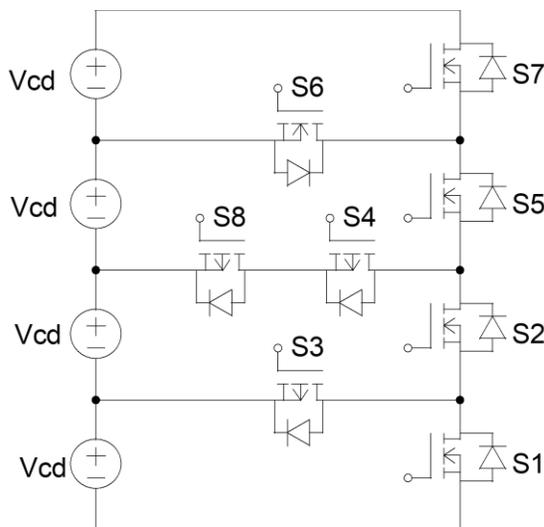


Figura 1.2. Diagrama esquemático de topología modificada presentada en [45].

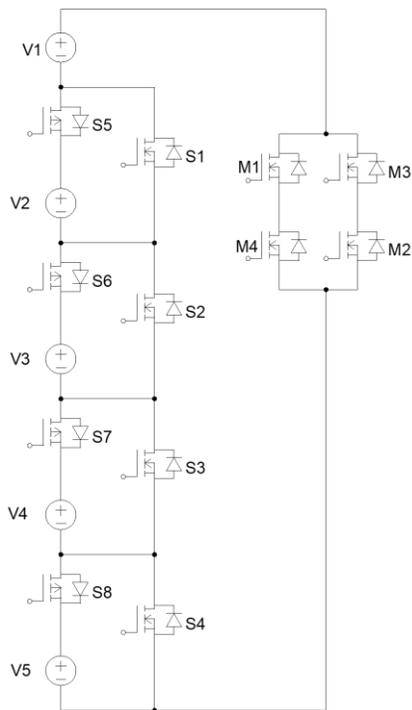


Figura 1.3. Diagrama esquemático de topología modificada presentada en [46].

Por otro lado, los inversores puente completo ofrecen diversas ventajas. En primer lugar, tienen la capacidad de manejar altas cantidades de potencia utilizando menos componentes, lo cual los hace más eficientes. Además, el control de las conmutaciones es más sencillo en comparación con los inversores multinivel. Lo anterior implica una mayor facilidad de operación y ajuste. Asimismo, los inversores de puente completo son menos costosos tanto en su construcción como en su mantenimiento, lo que los convierte en una opción económica.

En la Tabla 1.2 se muestra un concentrado de los convertidores CD-CA encontrados, la cual se clasifica dependiendo su topología, número de niveles de tensión a la salida, si emplean circuito de desacoplamiento entre el convertidor CD-CD y el convertidor CD-CA, y por último, la potencia de la carga en aplicaciones de tracción.

Como se puede apreciar en dicha tabla, en todas las topologías de convertidor CD-CA se requiere del circuito de desacoplamiento de potencia y a su vez se puede destacar que debido a la potencia de trabajo se recurre a emplear capacitores electrolíticos para realizar dicha función debido a que se toman en cuenta los esfuerzos máximos de tensión y corriente que manejan los dispositivos semiconductores de potencia. El emplear capacitores electrolíticos para esta función trae consigo inconvenientes como la reducción de la vida útil y de la confiabilidad del sistema.

Tabla 1.2. Estado del arte de topologías de convertidor CD-CA para aplicaciones de tracción

Inversor	Topología	Número de niveles	Circuito de desacoplamiento de potencia	Tipo de capacitor	Potencia de motor de inducción	Referencia
Multinivel	Convencional	3	SI	Electrolítico	-	[42]
					5.6 kW	[34]
					12.6 kW	[33]
		7	SI	Electrolítico	1 kW	[40, 41]
		11	SI	Electrolítico	-	[43]
Multinivel	Modificado	3	SI	Electrolítico	7.5 kW	[48]
				Electrolítico	15 kW	[47]
					550 W	[32]
		5	SI	Electrolítico	-	[45]
				Electrolítico	1 kW	[39]
11	SI	Electrolítico	-	[46]		
Puente H	Convencional	2	SI	Electrolítico	3.8 kW	[35]
	Modificado	2	SI	Electrolítico	1 kW	[37]
				Electrolítico	1.5 kW	[50]
				Electrolítico	200 W	[36]
		SI	Electrolítico	225 kW	[20]	

### 1.2.3. Circuito de desacoplamiento

El circuito de desacoplamiento cumple un papel crucial al conectar y aislar eléctricamente los convertidores. Además, desempeña el papel de absorber las fluctuaciones de energía resultantes de la conmutación u el modo de operación del sistema, lo que mejora significativamente el rendimiento y la estabilidad del sistema.

Dado el papel crítico del circuito de desacoplamiento en el funcionamiento correcto del sistema, se busca que sea altamente confiable y con una vida útil prolongada. Por esta razón, se evita en gran medida el uso de capacitores electrolíticos, ya que este tipo de tecnología de construcción tiene una vida limitada que los hace propensos a fallas. Existen diversas estrategias que tienen la finalidad de evitar el uso de capacitores electrolíticos en el circuito de desacoplamiento de potencia del sistema para diferentes aplicaciones, debido a que emplear esta tecnología de capacitores se traduce a una corta vida útil en comparación con los otros elementos del sistema de propulsión. Para cumplir con lo anterior, las estrategias mencionadas buscan reducir la energía almacenada en el circuito de desacoplamiento mediante diversos métodos, para con ello lograr seleccionar otro tipo de tecnología de construcción de capacitores, la cual tenga una mayor vida útil comparada con los capacitores electrolíticos.

En la Tabla 1.3 se presenta la distribución de los métodos que abordan este problema; se clasifican según el método, topología, potencia nominal de operación y eficiencia obtenida.

Tabla 1.3. Referencias según el método de minimización de energía almacenada en circuito de desacoplamiento

Metodología	Topología	Potencia nominal de operación (W)	Eficiencia	Referencia
Métodos varios	Buck + Flyback	81.8	85.5	[51]
	Boost + Flyback	80.7	86.7	
	Buckboost + Flyback	84.7	82.6	
Etapas integradas	Buckboost y Buck integrados con control de corriente (modular)	50	83	[52]
	Flyback y Forward integrados	12	92	[53]
	Flyback y flyback integrados	9	86.7	[54]
	Dos Flyback en cascada con regulación de voltaje y corriente	210	92	[55]
Circuitos resonantes	Pre regulador + Half-bridge Single Active Bridge controlado por corriente	100	94.3	[56]
	PFC modificado sin puente + medio puente resonante LLC integrados	144	92	[57]
	Boost PFC + medio puente resonante LLC integrados	144	85	[57, 58]
	Rectificador clase E + clase D resonante LLC	150	91	[57]
	PFC boost en la frontera + medio puente resonante LLC integrado	100	91.1	[59]
Capacitores conmutados	Boost PFC+ LLC	300	96	[60]
	2-6 bipolar SSC buffer Boost PFC	130	94	[61]
	1-2 unipolar Flyback PFC	8	80	[62]
	1-2 unipolar Flyback PFC	8	98	[63]
	1-2 unipolar Flyback PFC	8	98	[63]
Inyección de armónicos	Flyback + 3 y 5 armónico	9	88.5	[64]
	Flyback + 3 y 5 armónico	9	-	[65]
	Flyback BCM + tercer armónico	20	-	[66]
	Boost + Flyback + tercer armónico	60	-	[67]
Cancelación de rizo	PFC Flyback con tres puertos	30	85.8	[68]
	PFC Flyback + buckboost bidireccional	8.5	86	[68]
	Buck-boost MCD + buck-boost MCC (cascada)	75	91	[69]
	Buck-boost MCD + buck-boost MCC (paralelo)	75	94	[70]
Puertos de rizo	flyback + bidireccional buck/boost	33	87	[71]
	Buck-boost + buck-boost bidireccional	5	80	[72]
	Flyback + buck-boost bidireccional	20	90	[73]
	flyback + bidireccional buck/boost	30	88	[74]
	Flyback + buck-boost bidireccional	20	-	[75]
	flyback mcd + puente completo cancelación de rizo	100	92	[76]

Finalmente, es importante destacar que la mayoría de los métodos alternativos encontrados en la literatura que abordan el inconveniente, requieren de añadir una topología o elemento adicional al sistema para realizar la función de reducir la capacitancia del sistema de desacoplamiento, lo cual puede afectar negativamente la solidez, el costo y la confiabilidad del sistema. Por lo tanto, es importante explorar alternativas que permitan reducir la capacitancia sin afectar negativamente al sistema en su conjunto.

#### **1.2.4. Motor de inducción**

Para este elemento principal del sistema de propulsión, primeramente, se identificó el principal inconveniente que representa tener un motor de inducción como carga, la cual es la corriente de arranque. La corriente de arranque resulta ser un inconveniente debido a que esta suele ser hasta diez veces la corriente nominal de un motor de inducción, por lo tanto esto ocasiona que el sistema de propulsión se sobredimensione considerando la amplitud de dicha corriente [77].

La electrónica de potencia ha desempeñado un papel fundamental en el control y la minimización de la corriente de arranque en los motores eléctricos. Entre las numerosas opciones disponibles, una de las más destacadas en la técnica voltaje-frecuencia [78], la cual combina la capacidad de controlar la amplitud de la tensión de salida mediante la modulación del ancho de los pulsos provenientes de la estrategia SPWM (*por sus siglas en inglés Sinusoidal Pulse Width Modulation*), con una relación constante entre la tensión y la frecuencia para regular la velocidad y mantener el par constante.

Este tipo de modulación presenta diversas ventajas para su utilización. En primer lugar, se destaca por su simplicidad y flexibilidad, lo que la hace adecuada para su implementación en una amplia gama de aplicaciones. Además, garantiza un control proporcional de la velocidad y el torque, lo que proporciona un rendimiento óptimo y una respuesta eficiente del motor bajo estudio. La relación tensión/frecuencia, se obtiene dividiendo la tensión nominal entre la frecuencia nominal del motor empleado [77]. Una vez obtenido este dato, se debe asegurar que en todo momento de operación esta relación se mantenga constante, ya que de esta manera se asegura que el motor entregue el par nominal en todo momento.

Esta variación voltaje/frecuencia se debe mantener en torno a las especificaciones nominales del motor, ya que si esta relación se mantiene constante entonces el flujo magnético se mantiene constante en régimen permanente. En caso contrario, si esta relación no se mantiene constante, entonces el acero del núcleo del motor se satura provocando corrientes de magnetización elevadas en el motor. Cuando se emplean velocidades entre el 25% y el 100% de la velocidad nominal del motor de inducción empleado, el flujo magnético del motor depende únicamente de la relación de la tensión-frecuencia, pero en velocidades inferiores esta técnica garantiza que el motor opere correctamente debido a que el par inducido es inversamente proporcional a la frecuencia [77, 79]. Esta técnica se basa en modelos estáticos del motor de inducción para la operación a flujo constante [80, 81].

### **1.2.5. Conclusión del estado del arte**

Se destaca que en los sistemas donde se emplean motores eléctricos y que se requiere el uso del sistema de desacoplamiento se utilizan en su mayoría capacitores electrolíticos debido a la potencia de trabajo y a la gran densidad de energía que poseen. Comúnmente, la selección del capacitor se sobredimensiona considerando la potencia o energía máxima que requiere el sistema, e incluso se aumenta un porcentaje adicional para garantizar su funcionamiento. Sin embargo, esta práctica conlleva al uso de capacitores electrolíticos de capacitancias elevadas, que, a pesar de contar con una gran densidad de energía, presentan inconvenientes como menor confiabilidad y menor vida útil en comparación con otras tecnologías de construcción de capacitores.

A su vez, existen alternativas para disminuir la capacitancia de desacoplamiento, estas a menudo parten de cálculos de energías y potencias máximas para asegurar el funcionamiento del mismo, sin tener en cuenta el modo de operación del sistema. Añadido a lo anterior, en algunos casos añaden una topología extra al sistema, la cual cumple con la función de minimizar la capacitancia de desacoplamiento y con ello evitar el uso de capacitores electrolíticos de gran tamaño.

Es por lo que se busca realizar un análisis que cuantifique la energía mínima necesaria que requiere el sistema para su correcto funcionamiento, para así evitar el sobredimensionamiento del mismo y poder seleccionar capacitores de menor tamaño, o en su caso migrar a otras tecnologías de construcción de capacitores más confiables y con mayor vida útil, sin tener que recurrir a la implementación de una topología extra, logrando impactar positivamente en el rendimiento del mismo.

## **1.3. Planteamiento del problema**

En la actualidad un tercio de las emisiones de gases de efecto invernadero a nivel mundial son producidas por el sector del transporte; debido al uso de motores de combustión interna. Por tal motivo es de gran interés reducir las emisiones producidas por este sector y a la vez conseguir un aumento en la eficiencia energética. Esto se podría conseguir cambiando la tecnología del motor de combustión interna por motores eléctricos [4-6, 82, 83].

Una alternativa a los vehículos de combustión interna son los vehículos eléctricos, los cuales emplean baterías en lugar de combustibles fósiles y motores eléctricos en lugar de motores de combustión interna. A continuación, se enlistan ventajas y desventajas del uso de los vehículos eléctricos en la actualidad [84, 85]:

1. Menores costos de operación debido a que los costos de energía eléctrica son menores que los costos de emplear combustibles fósiles.
2. Los vehículos eléctricos son una solución ecológica debido a que no emiten gases de combustión.
3. Mantenimiento menor en piezas mecánicas, debido a que contienen menos piezas móviles en comparación con los motores de combustión interna.

4. Generan menos contaminación por ruido debido a que son más silenciosos en comparación con los vehículos de combustión interna.

Sin embargo, la tasa de adopción de los vehículos eléctricos sigue siendo baja. Una de las razones principales es que ofrecen una corta vida útil de algunos elementos que componen el sistema de propulsión. Además, surge una desventaja adicional en comparación con los vehículos de combustión, ya que, aunque se han mejorado las autonomías, la necesidad de recargar las baterías en trayectos que son mayores a dicha autonomía prolonga significativamente el tiempo de viaje, lo que no ocurre con los vehículos de combustión que simplemente requieren abastecerse de combustible [4, 5, 21, 83, 86, 87].

El sistema de propulsión en un vehículo eléctrico consta de cuatro componentes principales: batería, convertidores electrónicos de potencia, etapa de modulación y máquina eléctrica (ver Figura 1.4).

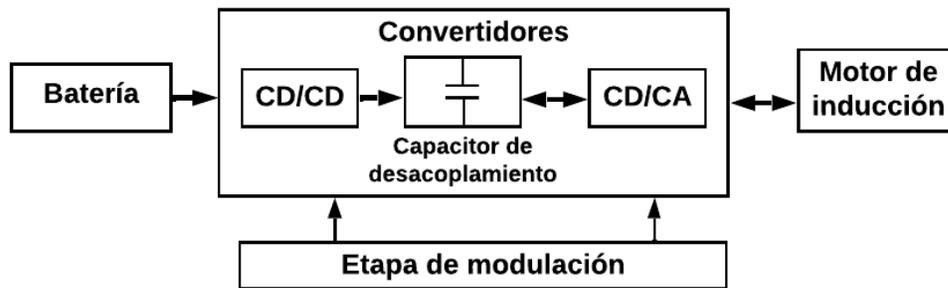


Figura 1.4. Sistema de propulsión de vehículos eléctricos

Como se puede observar en esta figura, entre los convertidores de potencia existe un elemento de desacoplamiento, el cual tiene la función de almacenar energía para amortiguar la fluctuación entre la potencia constante de la fuente de CD y la potencia que se presenta en la carga. Esta fluctuación provoca una variación en la tensión de CD y una reducción en la eficiencia del sistema. Es por ello de la importancia de este elemento de desacoplamiento, ya que para mejorar el rendimiento del sistema se requiere tener una demanda de potencia constante.

El capacitor de desacoplamiento actúa como un almacén adicional de energía durante los instantes en los que la carga no requiera dicha energía, y a su vez entrega la energía cuando la carga lo demande de manera repentina (Figura 1.5).

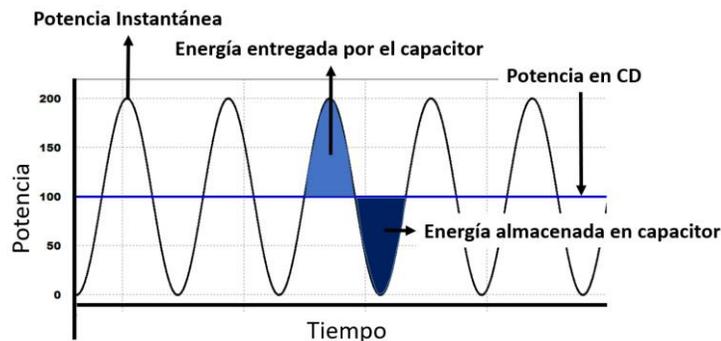


Figura 1.5. Flujo de potencias y energías sin retorno de energía

Sin embargo, para cargas inductivas como los motores eléctricos, y bajo ciertos escenarios de funcionamiento, el comportamiento del flujo de energía se ve afectado y durante determinados intervalos, el sentido del flujo se invierte debido al desfase entre la corriente y la tensión, lo cual ocasiona que la energía fluya de la carga hacia la fuente. Por ejemplo, cuando se alimenta con CD a una carga de CA, como un motor eléctrico, pueden presentarse dos escenarios donde el sentido del flujo de energía sea de la carga hacia la fuente. El primero de ellos ocurre cuando la máquina eléctrica opera en función de generador. En esta modalidad, la devolución de energía hacia la fuente es un resultado normal de la operación. En el segundo escenario, ocurre cuando la máquina funciona en modo motor, y se producen cambios en los parámetros de velocidad o par. En tales casos, el motor envía energía hacia la fuente únicamente en intervalos específicos.

Para ejemplificar de manera general, el comportamiento del flujo de energía cuando existe un retorno de la misma, en la Figura 1.6 se encuentra en color azul claro la energía que entrega el capacitor de desacoplamiento cuando la carga demanda una potencia instantánea mayor a la potencia en CD. A su vez en dicha figura se destaca en color rojo la energía extra que almacena el capacitor de desacoplamiento, la cual es la energía que se regresa de la carga hacia la fuente; esta energía extra se añade a la energía que debe almacenar el capacitor cuando la carga no la demande.

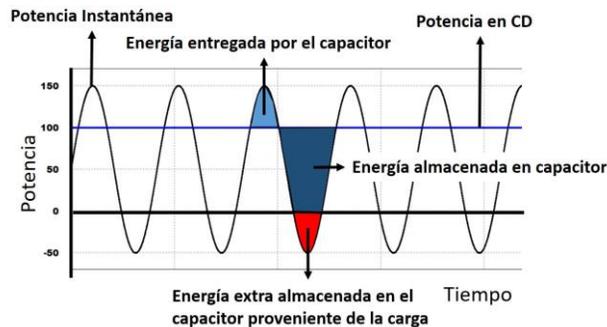


Figura 1.6. Flujo de potencias y energías con retorno de energía

Es importante mencionar que en la mayoría de los casos el cálculo del capacitor de desacoplamiento se lleva a cabo sin considerar la energía extra abordada en el párrafo anterior, por esta razón en el análisis presentado en este trabajo de investigación se considera dicha energía.

Sin embargo, cuando se aborda el tema de vida útil y confiabilidad, este elemento resulta ser el punto débil del sistema de propulsión. Lo anterior es debido a que en su mayoría requieren de capacitancias altas, por lo que se emplean capacitores electrolíticos, gracias a su gran densidad de potencia y bajo costo. Sin embargo, este tipo de capacitores tienen como gran desventaja su corta vida útil, en comparación con los otros elementos del sistema de propulsión [39, 40, 42]. Es por ello que actualmente se están explorando diversas alternativas que van desde añadir topologías hasta implementar metodologías que reduzcan la capacitancia de desacoplamiento, con el objetivo de reemplazar dichos capacitores por otros de tecnología de construcción

diferente, los cuales tengan mayor confiabilidad, tales como los capacitores de película [22]. En la Figura 1.7 se muestra un diagrama mental de lo antes mencionado.

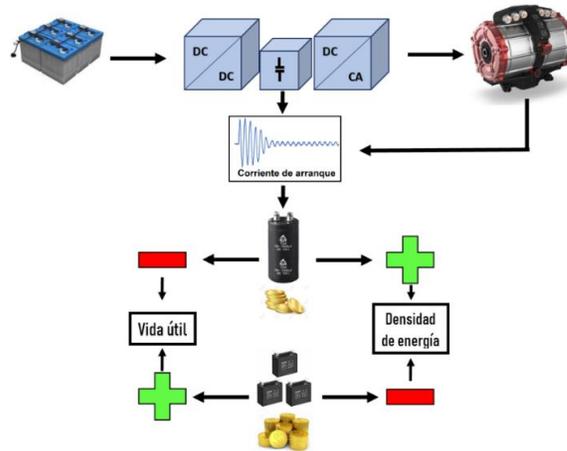


Figura 1.7. Mapa mental del desafío de vida útil

Cabe mencionar que este problema no es exclusivo de los vehículos eléctricos, ya que existen diferentes estrategias que abordan la reducción de la energía almacenada en el capacitor tanto en sistemas fotovoltaicos [88, 89] como en sistemas de iluminación [22, 90]. Sin embargo, la mayoría son utilizados para aplicaciones de baja potencia y la metodología para conocer la cantidad de energía que requiere almacenar dicho capacitor de desacoplamiento es llevar a cabo un análisis convencional de energía e implementar una topología extra que lo minimice.

Es por ello, que resulta conveniente llevar a cabo un análisis del flujo de energía de los convertidores electrónicos de potencia pertenecientes al sistema de estudio, para así con ello establecer una ecuación que permita calcular la capacitancia mínima requerida por el sistema de desacoplamiento considerando los parámetros del caso crítico de operación y con ello evitar el uso de capacitores electrolíticos.

## 1.4. Propuesta de solución

Los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos están mejorando cada día para brindar mayor eficiencia y así aprovechar al máximo la energía. A pesar de que el precio de los vehículos eléctricos ha sido un factor importante para frenar su crecimiento en el mercado automotriz, gracias a las mejoras tecnológicas en el ámbito de los motores eléctricos, la electrónica de potencia y en el almacenamiento de energía, los vehículos eléctricos han ganado más terreno en la actualidad.

Sin embargo, tomando en cuenta lo encontrado a lo largo de la revisión de estado del arte existen dos inconvenientes a abordar en este tipo de sistemas. El primero se relaciona con la corriente de arranque del motor de inducción y el segundo inconveniente está vinculado con la cantidad de energía almacenada en el sistema de desacoplamiento entre el convertidor CD-DC y el convertidor CD-CA. Si esta cantidad de energía almacenada es insuficiente, el sistema podría experimentar fluctuaciones en la entrega de energía e incluso fallos en el funcionamiento del mismo. Estos dos

inconvenientes conllevan al sobredimensionamiento y a la disminución de la vida útil del sistema, respectivamente. El sobredimensionamiento ocurre cuando el sistema se diseña para manejar corrientes o energía más altas a las nominales o calculadas para así garantizar un correcto funcionamiento, lo cual puede resultar en componentes más costosos, ineficiencia y mayores requerimientos de espacio. Por otro lado, la disminución de la vida útil del sistema está relacionada con el estrés en los semiconductores de potencia causado por la corriente de arranque y las fluctuaciones en la energía, lo que puede acelerar el desgaste de los mismo y reducir la confiabilidad general del sistema.

El inconveniente de la corriente de arranque, ya ha sido abordado mediante diversos métodos destinados a reducirla. Una de estas estrategias es la denominada SPWM a régimen de par constante, la cual presenta diversas ventajas al mantener el torque del motor, variando la relación V/F sin perder la relación con los parámetros nominales. Sin embargo, es importante resaltar que la solución de este problema no se limita únicamente a esta técnica, sino que abarca varias técnicas de control existentes para motores de inducción. Es por ello que el enfoque de este trabajo de investigación no se centra en este inconveniente, sino en calcular la energía almacenada en el circuito de desacoplamiento.

La propuesta solución va dirigida a realizar una evaluación y análisis matemático del flujo de energía del sistema de estudio, enfocándose en el modo de operación motor de la máquina eléctrica. Este análisis del flujo de energía se pretende realizar considerando conceptos alternativos de potencia y energía estudiados en [69] y al mismo tiempo proponer nuevos factores de proporcionalidad que involucren dichos conceptos; esto para conocer de manera precisa la cantidad de energía mínima requerida por el sistema de desacoplamiento considerando la energía extra proveniente de la carga que almacena dicho sistema, y con ello determinar el valor del capacitor sin tener la necesidad de incurrir al sobredimensionamiento del mismo. Además, como resultado del análisis alternativo se pretende obtener una ecuación que calcule la capacitancia mínima, la cual incluya los factores de proporcionalidad determinados.

## **1.5. Objetivos**

### **1.5.1 Objetivo general**

Analizar el flujo de energía en convertidores CD-CA empleados en motores de vehículos eléctricos mediante el uso de conceptos alternativos de energías y potencias, con el fin de minimizar la capacitancia del circuito de desacoplamiento.

### **1.5.2 Objetivos específicos**

1. Estudio de los elementos que integran la conversión CD/CA en aplicaciones de vehículos eléctricos.
2. Identificación de topologías y/o métodos empleados para la reducción del circuito de desacoplamiento.

3. Análisis del flujo de energía en el circuito de desacoplamiento empleando definiciones alternativas de energías en topologías seleccionadas.
4. Simulación del conjunto de convertidores de potencia, el sistema de desacoplamiento y la máquina eléctrica.
5. Análisis y obtención de ecuación de capacitancia mínima con elementos alternativos.
6. Diseño del sistema con fines de verificación de ecuaciones obtenidas dependiendo de los requerimientos de carga.
7. Evaluación del funcionamiento del análisis de energías y potencias realizado, así como de la ecuación de capacitancia obtenida realizando pruebas al sistema de conversión completo.
8. Comparación de los resultados obtenidos con las soluciones reportadas en la literatura

## **1.6. Alcances**

El alcance del trabajo de investigación es realizar un análisis alternativo del flujo de energía del sistema de propulsión de vehículo eléctrico, desde el modo motor de la máquina eléctrica hasta el capacitor de desacoplamiento. Del análisis de energía se obtiene una ecuación de capacitancia mínima requerida, la cual involucra factores de proporcionalidad que se relacionan con las diferentes potencias (potencia máxima y potencia nominal) de operación en condiciones de máximo retorno de energía del caso crítico seleccionado.

## **1.7. Aportación**

Tomando en cuenta el objetivo principal de esta tesis, se define como aportación fundamental lo siguiente:

- Un análisis matemático del flujo de energías y potencias en inversores trifásicos con aplicación en motores eléctricos, comprobando mediante simulación que en el estado estable de este tipo de carga no se presenta retorno de energía hacia la fuente de alimentación.
- Una nueva ecuación para calcular el valor del capacitor de desacoplamiento en un sistema para aplicaciones en motores eléctricos trifásicos. El propósito fundamental de esta ecuación radica en la obtención de la energía mínima necesaria almacenada por el sistema de desacoplamiento, evitando de esta forma el sobredimensionamiento del sistema. Dicha ecuación aplica para la condición de operación crítica de la máquina eléctrica en modo motor bajo estudio.

## **1.8. Originalidad**

La originalidad de este trabajo de investigación se centra en que el análisis matemático desarrollado identifica y comprueba que cuando el sistema tiene como

carga un motor de inducción el retorno de energía únicamente ocurre en determinadas condiciones de operación, mismas que son analizadas. Asimismo, mediante este análisis se identifica el caso crítico de retorno de energía del sistema en las condiciones de operación bajo estudio en el modo de operación motor de la máquina eléctrica, esto para lograr obtener una ecuación de capacitancia mínima requerida por el sistema de propulsión.

## **1.9. Organización del documento**

El resto del documento de tesis se estructura de la siguiente manera:

- En el capítulo 2 se aborda la descripción de los elementos que conforman al sistema, así como el diseño de algunos elementos del mismo tomando en cuenta lo encontrado en el apartado del estado del arte. Además, al final del capítulo se presenta la definición y delimitación del modo de operación del motor bajo estudio.
- En el capítulo 3 se presenta una descripción detallada de la metodología utilizada para la selección del caso de estudio que se emplea como base para el análisis matemático en este trabajo de investigación. Primeramente, se realiza un análisis preliminar con la finalidad de establecer las bases bajo las cuales se encuentra operando el sistema de estudio. Posteriormente, se establecen las condiciones del sistema de estudio mediante condiciones de operación y finalmente, una vez seleccionado el caso de estudio se describe el desarrollo matemático para obtener la ecuación de capacitancia mínima propuesta, como resultado del análisis energético desarrollado en esta tesis.
- En el capítulo 4 se presentan los resultados provenientes de la validación la ecuación de capacitancia desarrollada en este trabajo mediante el análisis energético del sistema de propulsión. Para ello, se considera el caso crítico de operación seleccionado en el capítulo anterior, el cual se produce cuando la máquina eléctrica en modo motor, acelera desde el 0% hasta el 100% de su velocidad nominal a carga máxima, en el menor tiempo posible, utilizando las especificaciones de diseño establecidas para el inversor trifásico de puente completo.
- El capítulo 5 se encuentran las conclusiones del trabajo de investigación, los trabajos futuros y los trabajos publicados relacionados al mismo.

---

# CAPÍTULO 2: ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE PROPULSIÓN

---

La descripción y el diseño de los elementos del sistema eléctrico de propulsión de estudio de esta tesis se describe a lo largo de este capítulo, tomando en cuenta lo abordado en el estado del arte capítulo anterior. Asimismo, en la parte final del capítulo se presenta la descripción de los escenarios de operación bajo estudio, con los cuales se procede a realizar el cálculo de capacitancia mínima requerida por el sistema.

## 2.1 Convertidor CD-CD

Una de las funciones del convertidor CD-CD es transformar el nivel de tensión proveniente de la batería a otro nivel de tensión deseado ya sea más bajo o más alto, dicha tensión se emplea para la alimentación del convertidor CD-CA.

La Figura 2.1 muestra la topología convencional de un convertidor Boost convencional. Sin embargo, cuando se requiere a un diseño de este convertidor para altas potencias, el tamaño y el costo de los dispositivos semiconductores de potencia aumenta, lo cual representa un gran desafío. Es por ello que surge como alternativa la topología multifase.

La topología de convertidor CD-CD Boost multifase (Figura 2.2) se distingue por agregar ramas en paralelo a la topología convencional, lo cual ocasiona que se distribuya la potencia entre ellas y evita que los dispositivos semiconductores de potencia manejen corrientes elevadas a través de ellos, lo que reduce las pérdidas por efecto Joule y evita sobrecalentamiento de componentes [91, 92]. Esta división de corriente entre varias fases permite que cada dispositivo maneje una corriente menor, lo que facilita el uso de dispositivos de menor tamaño y de menor costo, aumentando la viabilidad y confiabilidad del sistema al reducir la carga de corriente en el convertidor y prolongando la vida útil de los componentes, resultando en una solución económica, eficiente y fiable para el manejo de potencia.

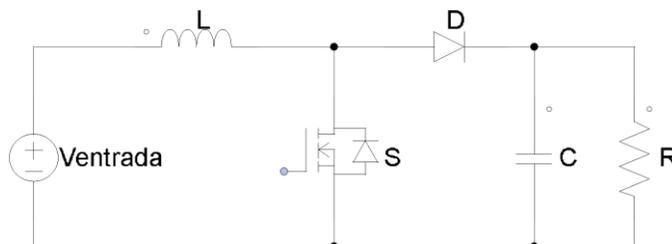


Figura 2.1. Convertidor Boost convencional

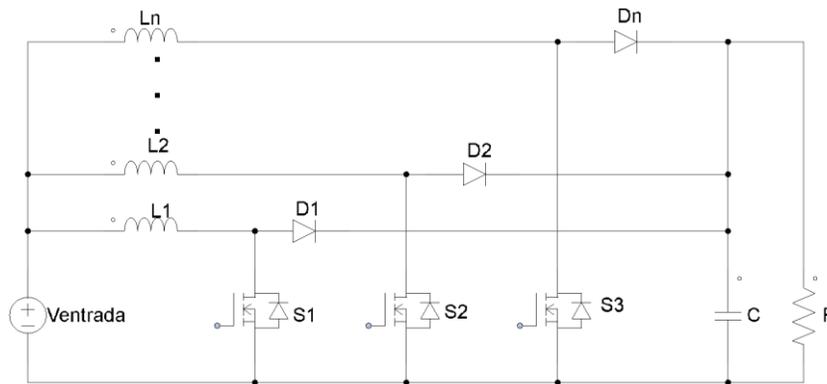


Figura 2.2. Convertidor Boost multifase

El control del convertidor Boost multifase requiere la aplicación de un desfase entre las señales de control, lo cual da como resultado una secuencia de conmutación intercalada entre las fases. Este desfase entre señales tiene un efecto beneficioso en las corrientes del inductor, debido a que tienden a cancelarse entre sí, lo que conduce a una reducción en el rizo de corriente en comparación con la topología convencional [93].

Aunque la tensión de salida con la topología multifase es la misma que con la topología convencional, la corriente que el inductor de entrada debe manejar se reduce en función del número de fases del convertidor, tal como se indica en (2.1).

$$I_{L\phi} = \frac{V_o}{(n)(R)(D)} \quad (2.1)$$

Donde:

- $I_{L\phi}$  = Corriente en el inductor por fase
- $V_o$  = Tensión de salida
- $n$  = número de fase
- $R$  = resistencia de carga
- $D$  = ciclo de trabajo

Ahora bien, con el objetivo de demostrar la diferencia entre los esfuerzos de corriente y tensión en los dispositivos semiconductores de potencia, a continuación, se presentan los cálculos desarrollados para el convertidor CD-CD Boost convencional y el Boost multifase, esta última compuesta por cinco fases.

Primeramente, en la Tabla 2.1 se encuentran las especificaciones para las cuales se diseñan ambos convertidores. Es importante destacar que, en el caso del convertidor multifase, la potencia se divide equitativamente entre el número de fases del convertidor, en este caso cinco. Posteriormente, una vez que se establecieron las especificaciones, se procede al cálculo de los elementos correspondientes tanto para el convertidor convencional como para el convertidor Boost multifase. Este cálculo se realiza empleando las ecuaciones (2.2) a (2.7) para determinar los valores de cada componente en ambas topologías.

Tabla 2.1. Especificaciones de diseño de convertidores CD-CD

	Convencional	Multifase (5 fases)
$f_s=50$ kHz	P=2240W	P=450 W (por fase)
$V_o= 320$ V	$I_{in} = 18.66$ A	$\Delta i_L=20\%(I_{in})= 3.73$ A
$V_{in}=120$ V	$\Delta i_L=20\%(I_{in})= 3.73$ A	9.6 V
$\Delta V_c=3\%(V_o)$	9.6 V	1.4 A (por fase)
$I_o= 7$ A		

- Cálculo de ganancia, M

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{320 V}{120 V} = 2.667 \quad (2.2)$$

- Cálculo de ciclo de trabajo, D

$$D = \frac{M - 1}{M} = \frac{2.667 - 1}{2.667} = 0.625 \quad (2.3)$$

- Cálculo de inductor de Boost convencional,  $L_{CONV}$

$$L_{CONV} = \frac{(V_{in})(D)}{(\Delta i_L)(f_s)(n)} = \frac{(120V)(0.625)}{(3.73 A)(50000 Hz)} = 400 \mu H \quad (2.4)$$

- Cálculo de inductor de Boost multifase,  $L_{MULT}$

$$L_{MULT} = \frac{(V_{in})(D)}{(\Delta i_L)(f_s)(n)} = \frac{(120V)(0.625)}{(3.73 A)(50000 Hz)(5)} = 80.43 \mu H \quad (2.5)$$

- Cálculo de capacitor de Boost convencional,  $C_{CONV}$

$$C_{CONV} = \frac{(I_o)(D)}{(\Delta V_c)(f_s)} = \frac{(7 A)(0.625)}{(9.6 V)(50000 Hz)} = 9.69 \mu F \quad (2.6)$$

- Cálculo de capacitor de Boost multifase,  $C_{MULT}$

$$C_{MULT} = \frac{(I_o)(D)}{(\Delta V_c)(f_s)} = \frac{(7 A)(0.625)}{(9.6 V)(250000 Hz)} = 9.69 \mu F \quad (2.7)$$

Dónde:

- M: ganancia del convertidor
- $V_o$ : tensión a la salida del convertidor CD-CD
- $V_{in}$ : tensión a la entrada del convertidor CD-CD
- D: ciclo de trabajo
- n: número de fases
- R: resistencia de carga
- L: inductor
- C: capacitor
- $\Delta i_L$ : rizo de corriente del inductor

- $\Delta V_c$ : rizo de tensión del capacitor

Al analizar los resultados del diseño de los elementos de los convertidores CD-CD, se destaca lo siguiente:

- El diseño de ambos convertidores CD-CD muestra una ganancia favorable, lo cual es importante para garantizar la estabilidad del sistema. Lo anterior es que debido a lo encontrado en la literatura un aumento excesivo en la ganancia puede ocasionar un comportamiento inestable del convertidor [94-96].
- Se comprueba que con la topología multifase en el diseño del convertidor CD-CD se obtienen beneficios significativos, uno de ellos es que contribuye a la reducción del tamaño de los componentes ya que maneja niveles de corriente menores que los de la topología convencional. Además, el que los dispositivos semiconductores de potencia sufran de menores esfuerzos en corriente implica un impacto positivo en su vida útil y a su vez mejora la confiabilidad del sistema de estudio.

Es por ello que, la topología empleada en este trabajo de investigación es la topología multifase, cuyas especificaciones se mostraron previamente en la Tabla 2.1 y el diagrama esquemático de simulación del convertidor Boost multifase se muestra en la Figura 2.3.

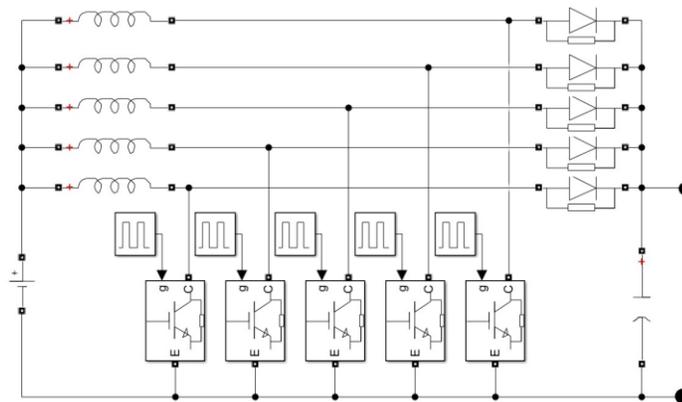


Figura 2.3. Diagrama esquemático del convertidor Boost multifase

Posteriormente, en la Figura 2.4 se muestra las señales de tensión (color azul) y corriente (color rojo) a la salida del convertidor CD-CD el cual alimenta al convertidor CD-CA del sistema de estudio que se diseña más adelante.

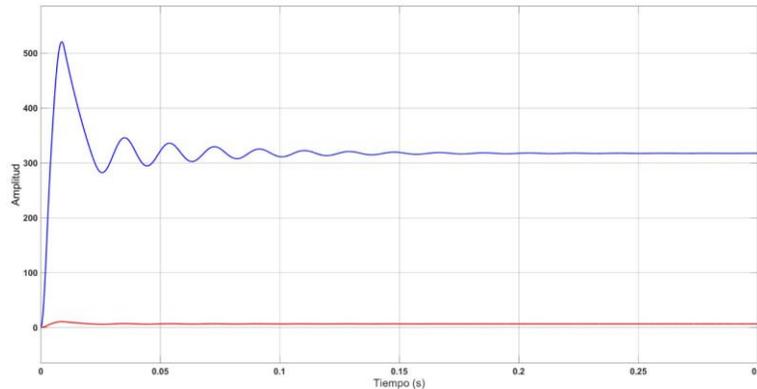


Figura 2.4. Señales de tensión y corriente a la salida del convertidor Boost multifase

## 2.2 Convertidor CD-CA

Los inversores desempeñan un papel importante en la conversión de la corriente eléctrica debido a que son los encargados de transformar la corriente directa (CD) a corriente alterna (CA), y con ello alimentar cargas específicas, como en este caso el motor eléctrico.

Los convertidores CD-CA están diseñados para cumplir con una serie de características deseables, tales como:

- Alta eficiencia.
- Alta fiabilidad.
- Bajos niveles de distorsión armónica.
- Protección contra cortocircuito.
- Bajo consumo en vacío.
- Buena regulación de tensión y frecuencia de salida.

Las características anteriores contribuyen a mejorar el funcionamiento de los inversores, garantizando que el suministro de energía sea adecuado y estable para los componentes del mismo. Los inversores se clasifican de diferentes maneras, a continuación, se enlistan algunas de ellas:

- Según la forma de onda de la señal de salida
  - Inversores de onda cuadrada.
  - Inversores de onda modificada.
  - Inversores de onda senoidal pura.
- Según las fases de trabajo:
  - Inversores monofásicos.
  - Inversores trifásicos.

- Según la topología de construcción:
  - Topología de medio puente.
  - Topología de puente completo.

Abarcando la última clasificación, en la Tabla 2.2 se muestran las principales características de ambas topologías dependiendo del tipo de construcción, destacando las diferencias entre ellas.

En la Figura 2.5 se representa la topología de medio puente, la cual se caracteriza por generar una tensión de salida de  $\pm \frac{V_{CD}}{2}$ . Por otro lado, en la topología puente completo genera una tensión a la salida de  $V_{cd}$ .

Tabla 2.2. Características de inversores medio puente y puente completo.

Característica	Medio puente	Puente completo
Configuración	Dos interruptores en serie	Cuatro interruptores en paralelo
Tensión de salida	Mitad de la tensión de entrada	Igual a la tensión de entrada
Uso de transformador	Ocasionalmente se requiere su uso	No requieren
Aislamiento galvánico	Requiere un transformador	No requiere un transformador necesariamente

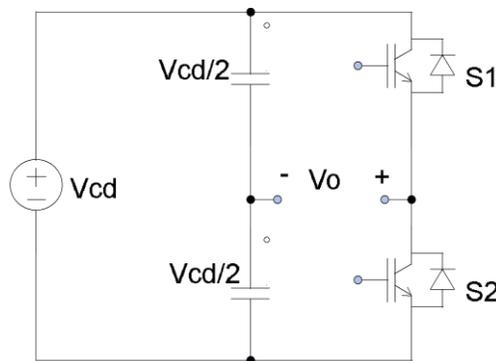


Figura 2.5. Topología de inversor monofásico medio puente

En las Figuras 2.6 y 2.7 se muestran las topologías convencionales de puente completo en su versión monofásica y trifásica, respectivamente. Para este trabajo de investigación, se ha optado por utilizar la topología de inversor puente completo trifásico. Para el diseño del inversor empleado en esta tesis se parte de las especificaciones establecidas en la Tabla 2.3.

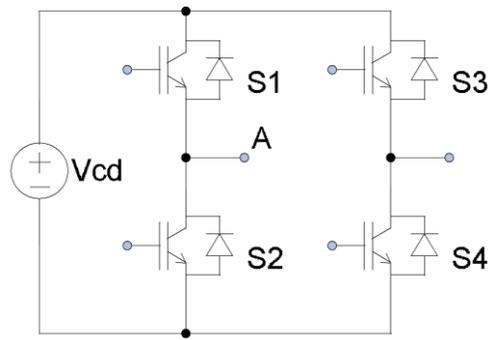


Figura 2.6. Topología de inversor convencional tipo puente completo monofásico

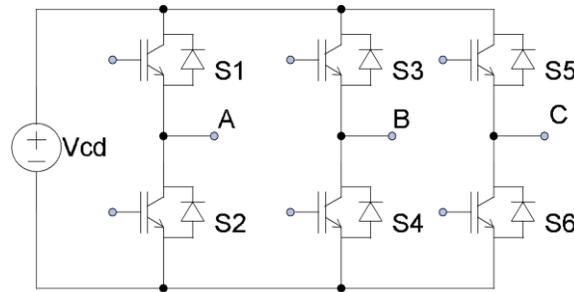


Figura 2.7. Inversor convencional trifásico

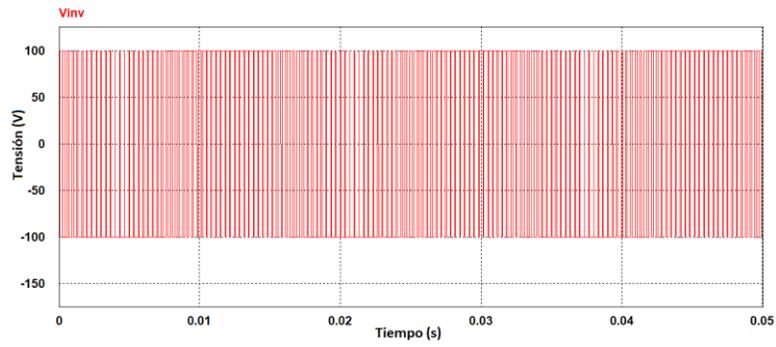
Tabla 2.3. Especificaciones de diseño de inversor.

Parámetro	Valor
Potencia	2240 W
Número de fases	3
Tensión del bus de CD	320 V <sub>CD</sub>
Tensión de salida entre fases	220 V
Frecuencia de conmutación (fs)	3.3 kHz
Índice de frecuencia	55
Modulación	SPWM

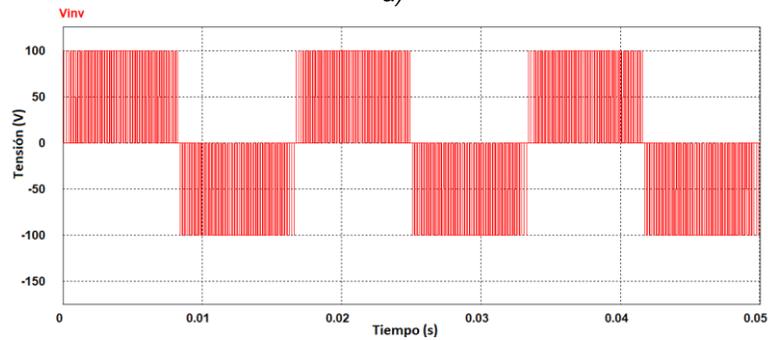
Para generar los estados de conmutación de los interruptores pertenecientes a la topología seleccionada, comúnmente se emplea la estrategia de modulación SPWM, ya sea en variante unipolar o bipolar.

Con la finalidad de observar el comportamiento general de ambas estrategias de modulación, en la Figura 2.8 se presentan las técnicas de modulación bipolar y unipolar teniendo una carga resistiva, y posteriormente se analizan los armónicos presentes en cada una de ellas (Figura 2.9).

De la Figura 2.9 se observa que la modulación unipolar elimina eficientemente los armónicos generados por la frecuencia de conmutación y sus múltiplos impares.

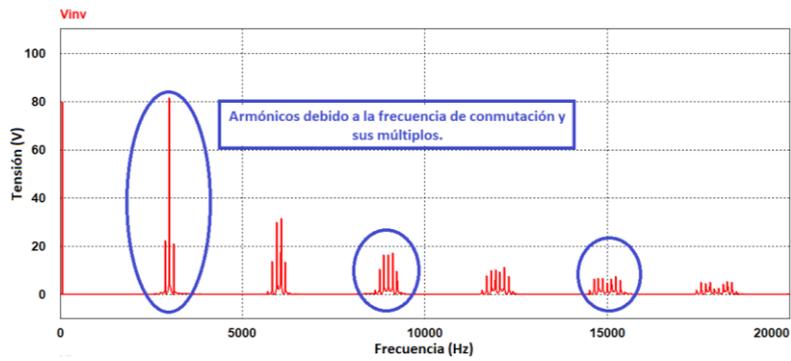


a)

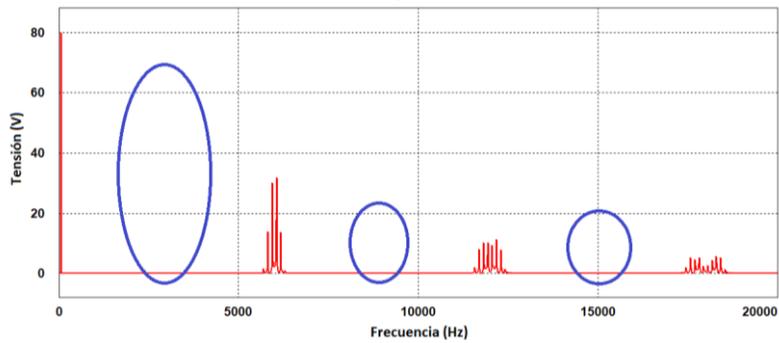


b)

Figura 2.8. Señal de tensión a la salida del inversor: a) modulación bipolar; b) unipolar.



a)



b)

Figura 2.9. Armónicos en señal de tensión a la salida del inversor: a) modulación bipolar; b) unipolar.

Con la finalidad de evaluar la cantidad de armónicos presentes en la señal de tensión a la salida del inversor se realizaron diversas simulaciones variando el valor del índice de modulación ( $m_a$ ) desde 0.5 hasta 1.5 con incrementos de 0.1 entre ellos, así como también variando el índice de frecuencia ( $m_f$ ) desde 20 hasta 220 con incrementos de 20 entre ellos, obteniendo lo presentado en la Figura 2.10.

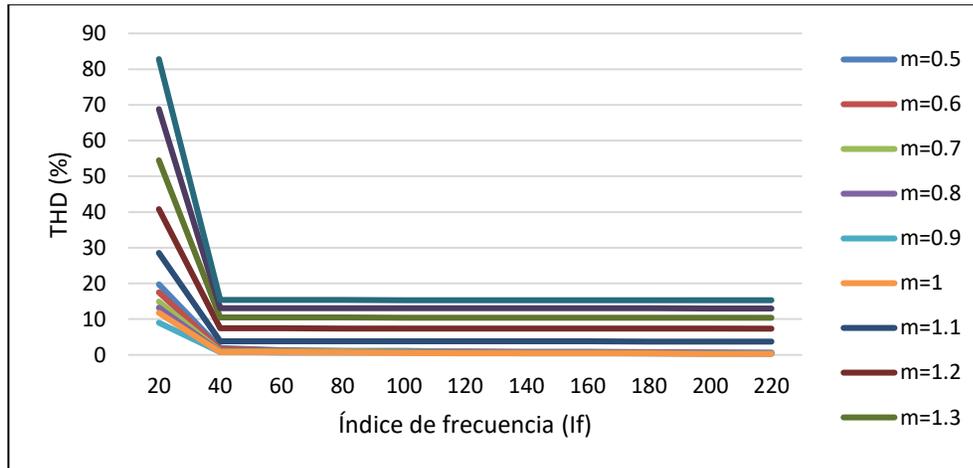


Figura 2.10. Comportamiento de THD variando índice de frecuencia e índice de modulación.

En relación a lo presentado en la figura anterior se destaca lo siguiente:

- Los datos obtenidos permiten analizar la manera en la cual los índices que se variaron influyen en la calidad de la señal, proporcionando con ello información relevante acerca del desempeño del sistema bajo diferentes condiciones de modulación y frecuencia.
- Cuando el índice de frecuencia es menor a 21 la THD comienza a tener la tendencia a aumentar.
- La THD disminuye a medida que el índice de modulación (dentro del rango estudiado) aumenta.
- La disminución de THD ocurre en un rango menor de un punto porcentual
- La modulación con mejores resultados en cuanto a THD es con índice de modulación igual a 0.9.

Ahora bien, es importante mencionar que existen estudios que presentan valores fijos de la contribución de los armónicos referentes a la tensión, tal como se presenta en [97], donde se muestra una lista de armónicos de acuerdo con diferentes estrategias de modulación bajo diferentes índices de frecuencias. Los valores de cada armónico característico se basan mediante el estudio y solución de funciones Bessel desarrollados en la misma referencia. En el Anexo 1 se encuentra la tabla que indica los valores para diferentes estrategias.

En la Figura 2.11 se muestra la gráfica de la relación de los armónicos representativos, los cuales están normalizados respecto a la tensión de alimentación ( $V_{CD}$ ) del sistema bajo la norma IEEE STD- 519.

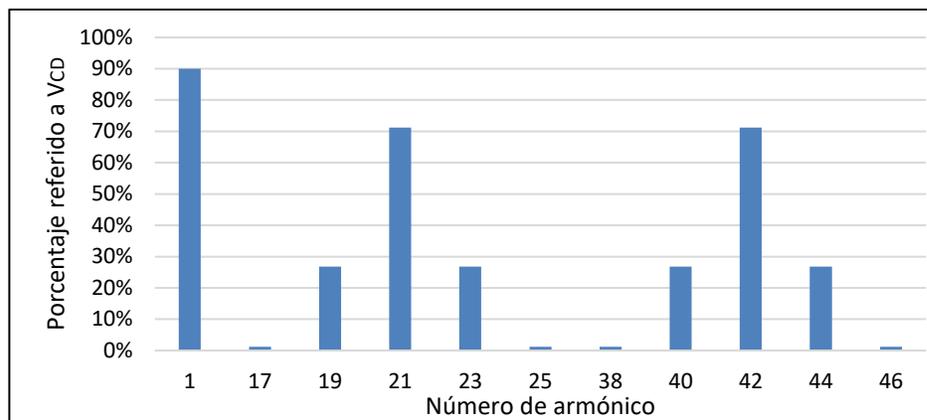


Figura 2.11. Componentes armónicos representativos referidos a la tensión de alimentación,  $m=0.9$

Lo anteriormente descrito engloba lo referente al convertidor CD-CA del sistema bajo estudio, tanto a lo que se refiere a la topología como a la secuencia de conmutación de manera general, ya que atendiendo a este último concepto es importante mencionar que la estrategia SPWM presenta diversas modificaciones o usos dependiendo de la aplicación, ya que existen métodos que se basan en ella para su funcionamiento, tal y como lo es la estrategia de voltaje/frecuencia empleada en motores eléctricos.

## 2.3 Circuito de desacoplamiento

El circuito de desacoplamiento, consta básicamente de un capacitor de alta capacitancia conectado en paralelo entre la salida del convertidor CD-CD y el convertidor de CD-CA, ambos descritos en apartados anteriores.

El circuito de desacoplamiento cumple principalmente con las siguientes funciones:

- Acoplar y desacoplar la corriente directa (CD) entre las diferentes etapas del sistema de propulsión.
- Mantener una tensión de corriente directa constante y estable entre las etapas del sistema.
- Almacenar la energía en el capacitor de desacoplamiento para suavizar las variaciones de tensión y filtrar las fluctuaciones no deseadas en el sistema de estudio.
- Facilitar el intercambio de energía entre las etapas del sistema, incluyendo su papel como fuente de potencia reactiva cuando esta sea requerida por el motor.
- Contribuye a la eficiencia y confiabilidad del sistema de conversión de energía.

Como ya se ha mencionado anteriormente, la mayoría de los capacitores que se emplean para la función del desacoplamiento son electrolíticos debido a que normalmente se sobredimensiona este sistema. Lo anterior es debido a que con la finalidad de garantizar de que el circuito soporte esfuerzos de corriente elevados y por la demanda de potencia reactiva de la carga, entre otros, este se sobredimensiona, ocasionando que se seleccionen capacitancias altas y con ello se deja a un lado capacitores con diferentes tecnologías, recurriendo a los capacitores electrolíticos.

Es por ello que existen métodos activos que cumplen con la función de minimizar la capacitancia requerida por el sistema de desacoplamiento para diferentes aplicaciones, los cuales se enlistan a continuación.

- Inyección de armónicos.

Este método se basa en la inyección de armónicos en la corriente de entrada, ajustando dicha inyección en función a la relación existente entre el factor de potencia y la capacitancia del capacitor electrolítico de desacoplamiento. Al aplicar dicho método, se logra reducir significativamente la presencia de rizados de potencia pulsante en la corriente de entrada, lo cual tiene como resultado una disminución en la capacitancia de desacoplo.

La principal ventaja de este método es la capacidad para mejorar la estabilidad del sistema. Sin embargo, presenta limitaciones debido a que al inyectar armónico en la corriente de entrada se produce una reducción del factor de potencia, lo cual puede afectar en la eficiencia global del sistema y, además, se incrementa la distorsión armónica total, ya que se generan fluctuaciones no deseadas que afectan el funcionamiento óptimo de los dispositivos semiconductores de potencia sensibles a la calidad de la energía manejada, principalmente en cargas resistivas, ya que en aplicaciones de motores de inducción existen diversas estrategias de control que se enfocan en reducir dichas fluctuaciones.

- Circuitos resonantes.

Considerando los trabajos encontrados y las referencias relacionadas a este tipo de metodologías activas para la reducción de la capacitancia del sistema de desacoplamiento, se observa que las aplicaciones que emplean este método son aquellas que trabajan con altos niveles de potencia y, al mismo tiempo, logran obtener altos niveles de rendimiento en términos de potencia útil.

Este método emplea circuitos específicos que se caracterizan por su capacidad de realizar una conmutación suave, ya sea en corriente o en tensión. La conmutación suave en este tipo de circuitos reduce las pérdidas asociadas a los procesos de conmutación, lo cual influye directamente de manera positiva en la eficiencia del sistema y en el aprovechamiento de la energía suministrada. Lo anterior se logra mediante la selección adecuada de los componentes en conjunto con una técnica de control, de tal manera que se reduzcan los efectos de las perturbaciones electromagnéticas y las fluctuaciones transitorias comunes en la conmutación convencional.

- Puertos de rizo.

Este método implica la adición de una tercera etapa al sistema de conversión. Esta etapa se le denomina puerto de rizo, la cual tiene la función de almacenar únicamente la energía necesaria.

La etapa de puerto de rizo procesa las fluctuaciones de potencia mediante el uso de un inductor y un capacitor. El inductor cumple con la función de evitar la presencia de cambios bruscos de tensión a través del capacitor de desacoplamiento, los cuales son ocasionados por la frecuencia de conmutación del inversor. Por otro lado, el capacitor del puerto de rizo se utiliza principalmente como método de almacenamiento de energía [98, 99].

Un ejemplo en donde se emplea este tipo de método se encuentra en [98], en el cual se propone un esquema de tres puertos diseñado específicamente para aplicaciones fotovoltaicas (Figura 2.12), basado en la topología del convertidor Flyback.

A este tipo de esquema se introduce el puerto adicional llamado “puerto de rizo”, el cual se encarga de gestionar las fluctuaciones de potencia. Este puerto emplea elementos como el devanado auxiliar del transformador, los interruptores  $S_{x1}$  y  $S_{x2}$ , los diodos  $D_{x1}$  y  $D_{x2}$  y el capacitor auxiliar  $C_x$ . Es interesante destacar que la carga y la descarga del capacitor de desacoplamiento se realiza mediante la utilización de dos interruptores y dos diodos, lo cual proporciona una mayor facilidad del control del sistema [98, 100].

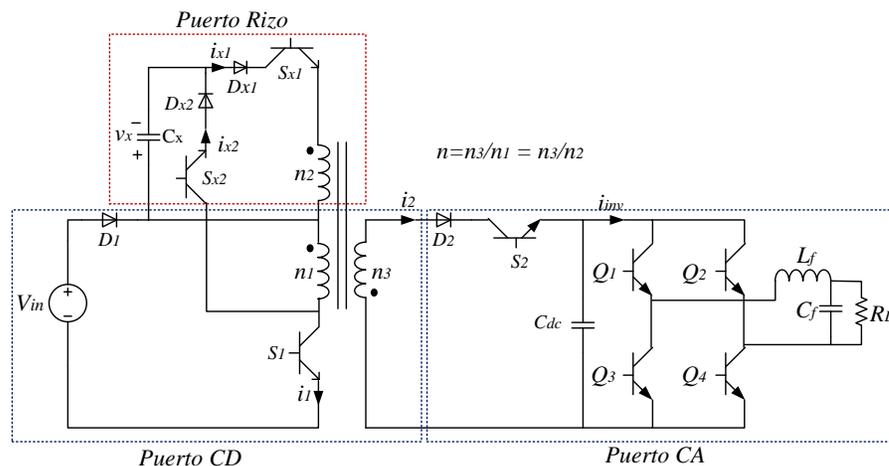


Figura 2.12. Esquema de tres puertos basados en un convertidor Flyback [98].

- Métodos varios.

En esta categoría de métodos empleados para la minimización de la capacitancia de desacoplamiento del sistema se encuentran métodos que emplean diferentes estrategias alternativas para solucionar este inconveniente, tal como en [101, 102] que se proponen alternativas que implican aumentar el rizo de tensión en el capacitor electrolítico de desacoplamiento como una forma de reducir la capacitancia requerida,

lo cual permitiría emplear capacitores de diferentes tecnologías. Sin embargo, este aumento del rizo de tensión tiene como inconveniente el incremento de la potencia de salida [103]. Además, en ciertas aplicaciones esta estrategia también puede requerir la implementación de algoritmos adicionales para adaptarse a las variaciones causadas por el rizo [88, 89].

Aunque la técnica anteriormente descrita es pasiva, de bajo costo y robusta, su eficiencia puede verse comprometido si no se cuenta con un algoritmo de control adecuado que se ajuste a las condiciones de funcionamiento.

Por otro lado, se han explorado los convertidores CD-CD como una forma de mejorar el rendimiento del sistema [22, 51, 103]. En el estudio de [22], se aplicaron las topologías Sepic, Cuk y Flyback en modo de conducción discontinua. Sin embargo, una limitación es su capacidad de potencia limitada, es por ello que en [51] se emplea una combinación de convertidores en dos etapas, permitiendo aumentar la potencia manejada.

Además, se encuentra el método de cancelación de rizo, el cual consiste en generar un rizo de tensión opuesto para cancelar el rizo de doble frecuencia de línea que genera la primera etapa de la fuente de alimentación.

- Capacitores conmutados

Esta metodología se presenta como una alternativa del empleo de fuentes conmutadas, especialmente en aplicaciones de almacenamiento de energía y desacoplamiento de potencia. Los convertidores de capacitores conmutados se caracterizan por emplear únicamente interruptores de potencia y capacitores, eliminando la necesidad de inductores. Esta simplicidad y eficiencia en la estructura del sistema ha demostrado resultados prometedores, logrando reducir hasta un 30% el volumen de los capacitores utilizados en comparación con otros métodos convencionales.

En la Figura 2.13 se presenta un ejemplo de aplicación de este método, donde se utiliza un convertidor de una etapa con almacenamiento de energía mediante capacitores conmutados para alimentar un LED [62, 63].

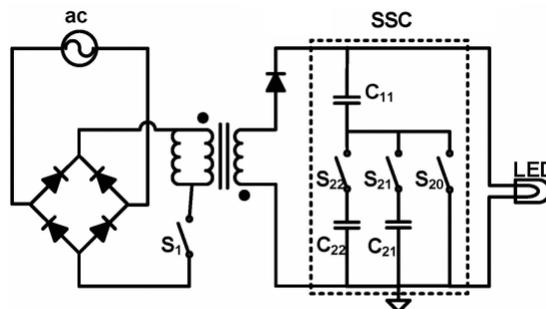


Figura 2.13. Convertidor de una etapa con almacenamiento de energía con capacitores conmutados [62]

Finalmente, es importante enfatizar que dentro las metodologías que abordan la minimización de la capacitancia requerida por el sistema de desacoplamiento la

mayoría modifican o agregan una topología extra al sistema la cual cumple con dicha función, lo cual impacta directamente en el costo y complejidad del sistema. Añadido a lo anterior se destaca que estas metodologías existentes se emplean en aplicaciones de iluminación y sistemas de fotovoltaicos, no en motores de inducción. Es por ello que el análisis realizado en esta tesis abarca las condiciones de operación críticas del sistema para obtener una ecuación de capacitancia mínima requerida sin tener que recurrir a la implementación de una topología extra que minimice al sistema de desacoplamiento.

## 2.4. Motor de inducción

Como se ha mencionado anteriormente, en este trabajo de investigación se emplea el motor de inducción trifásico en el sistema de propulsión bajo estudio. Estos motores presentan diversas ventajas en comparación con los motores de corriente continua. Por un lado, para potencias equivalentes son más liviano y compactos, lo cual resulta en ser de menor peso y tamaño. Además, su costo es menor en comparación con los motores de corriente continua.

Otro beneficio que tienen este tipo de motores es que ofrecen un alto par de giro y en algunos casos pueden funcionar con dos tensiones diferentes. También permiten un control de velocidad electrónico, lo que brinda flexibilidad para su aplicación.

Debido a las ventajas mencionadas, los motores de inducción trifásicos son ampliamente utilizados en diversos sectores industriales, tales como el textil, papeler, petrolero y transporte. Además, este tipo de motores tienen mayor preferencia respecto a sus similares debido a que ofrecen una excelente relación entre costo y rendimiento favoreciendo su introducción en el sector automotriz, cuentan con diseño mecánicamente robusto y sin imanes permanentes lo que los hace menos susceptibles a fallas y de bajo mantenimiento, tienen altos niveles de eficiencia, lo cual contribuye a una mayor autonomía del vehículo [104, 105]:

En el caso de los motores de inducción trifásicos, la velocidad de sincronismo ( $n_s$ ) del campo magnético en el entrehierro se calcula mediante (2.8).

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (2.8)$$

Donde:

- $n_s$  = velocidad de sincronismo.
- $f$  = frecuencia
- $p$  = número de pares de polos

En diversas aplicaciones que involucran motores eléctricos, como los vehículos eléctricos, se presentan flujos de energía desde la fuente de alimentación hacia la carga (máquina eléctrica). Sin embargo, en ciertas situaciones, la energía puede fluir en dirección opuesta, es decir, desde la carga hacia la fuente de alimentación. Este fenómeno puede ser transitorio o formar parte del funcionamiento normal del sistema de estudio. Es decir, cuando se presenta un cambio temporal y breve en la dirección

del flujo de energía, que no es constante, y por otro lado en algunas ocasiones, es parte del diseño que la energía fluya desde la carga hacia la fuente de alimentación, como es el caso del frenado regenerativo (modo generador).

Cuando la máquina eléctrica opera en modo motor, la energía se transfiere desde la fuente hacia la carga. Sin embargo, debido a la generación de la fuerza contraelectromotriz en las bobinas del motor, incluso en modo motor, puede haber momentos en los cuales la máquina devuelva energía a la fuente.

La fuerza contraelectromotriz se produce cuando la corriente fluye desde la fuente hasta la máquina eléctrica y crea un campo magnético en las bobinas del estator. Este campo magnético interactúa con el rotor, induciendo una corriente eléctrica en sentido contrario, lo que a su vez genera un nuevo campo magnético que produce una corriente adicional desde la carga hacia la fuente.

Para la simulación y análisis comúnmente se basan en emplear el circuito equivalente RL del motor de inducción. En la Figura 2.14 se presenta el circuito equivalente del motor por fase mencionado. Es importante destacar que el diagrama mostrado en dicha figura es representativo al motor de inducción en estado estable, representando los parámetros tanto del estator como del rotor, referidos al circuito del estator.

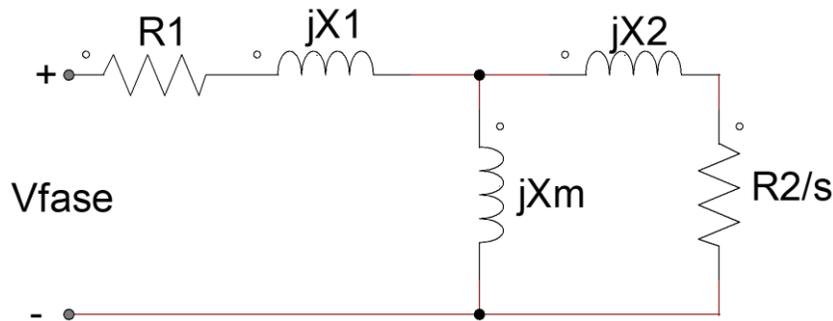


Figura 2.14. Circuito equivalente convencional del motor de inducción.

Donde:

- $X1$ : reactancia del estator.
- $X2$ : reactancia del rotor.
- $X_m$ : reactancia magnetizante.
- $R1$ : resistencia del estator.
- $R2$ : resistencia del rotor.
- $S$ : deslizamiento.

En cuanto a la última variable, el deslizamiento, es aquel parámetro que relaciona la velocidad a la cual gira el rotor y la velocidad de sincronismo del campo magnético producido por el estator. Se emplea (2.9) para su cálculo, donde  $n$  es la velocidad de rotor y  $n_s$  es la velocidad de sincronismo.

$$S = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.9)$$

Ahora bien, este modelo simplificado no tiene en cuenta el efecto de la fuerza contraelectromotriz. Es por ello que para tener en cuenta este efecto se puede incorporar una fuente de tensión adicional al modelo RL del motor (Figura 2.15) [106].

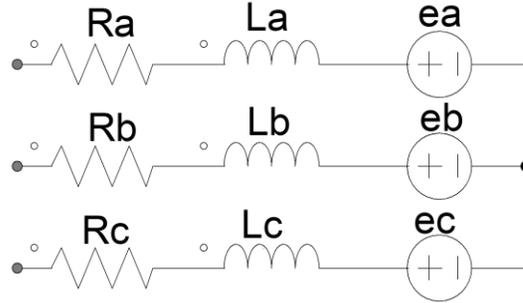


Figura 2.15. Circuito equivalente modificado del motor de inducción.

En este estudio se considera un enfoque que va más allá del circuito equivalente convencional y considera la fuerza contraelectromotriz. Esto permite obtener una representación más precisa del comportamiento real del motor y comprender el flujo bidireccional de energía en el sistema.

Asimismo, de las ecuaciones 2.10 a la 2.12 se presentan de manera resumida las ecuaciones elaboradas con la finalidad de conocer la reactancia equivalente del motor de inducción que se emplea en este estudio, de tal manera que esta dependa únicamente del deslizamiento, una vez conocidos los valores del circuito del motor determinado, para con ello lograr facilitar la determinación de la selección de los escenarios a abordar en el siguiente capítulo. En el Anexo 2 se encuentra el desarrollo de dichas ecuaciones.

$$X_{eq2} = \frac{-X_m X_2 + j X_m R_2}{R_2 + j X_2 + j X_m S} \quad (2.10)$$

$$X_{eq2} = \frac{(X_m^2 S R_2)}{(X_m S + X_2)^2 + R_2^2} + j \frac{X_m R_2^2 + X_m^2 X_2 S^2 + X_m^2 X_2^2 + S^2}{(X_m S + X_2 S)^2 + R_2^2} \quad (2.11)$$

$$X_{eqTOTAL} = \frac{R_1 (R_2^2 + X_m^2 S^2 + S^2 X_2^2 + 2 X_m S^2 X_2) + X_m^2 S R_2}{R_2^2 + X_m^2 S^2 + S^2 X_2^2 + 2 X_m S^2 X_2} + j \frac{X_1 (R_2^2 + X_m^2 S^2 + S^2 X_2^2 + 2 X_m S^2 X_2) + X_m R_2^2 + X_m^2 X_2 S^2 + X_m X_2^2 S^2}{R_2^2 + X_m^2 S^2 + S^2 X_2^2 + 2 X_m S^2 X_2} \quad (2.12)$$

En la Tabla 2.4 se encuentran los datos del motor de inducción empleado en este trabajo, los cuales se obtienen de la hoja de especificaciones brindada por el fabricante del mismo, la cual se encuentra en el Anexo 3 de este documento de tesis. Estos datos se emplean en (2.12), y se obtiene (2.13), en función del deslizamiento.

Tabla 2.4. Datos de motor de inducción empleado.

Parámetro	Valor
Modelo	ZDNM3661T
Potencia	3 HP
Tensión nominal	220 V
Corriente nominal	8 A
Velocidad nominal	1800 RPM
Frecuencia nominal	60 Hz
Número de polos	4
Resistencia del estator ( $R_1$ )	2.11 $\Omega$
Resistencia del rotor ( $R_2$ )	1.29 $\Omega$
Reactancia del estator ( $X_1$ )	5.101 $\Omega$
Reactancia del rotor ( $X_2$ )	4.26 $\Omega$
Reactancia de magnetización ( $X_M$ )	108 $\Omega$

$$\frac{188.151 + 645940.45s^2 + 393378.1s}{83779.56s^2 + 24.4} + i \frac{1449977.38s^2 + 7136.15}{83779.56s^2 + 24.4} \quad (2.13)$$

En las figuras 2.17 y 2.18 se muestran las gráficas obtenidas en simulación referentes a las formas de onda de potencia presentes entre la salida del convertidor CD-CD y la entrada del convertidor CD-CA (Figura 2.16).

Para la obtención de las gráficas se emplearon los convertidores y elementos diseñados a lo largo de este capítulo en conjunto con el motor de inducción abordado, considerando las especificaciones presentadas en la Tabla 2.4 y un deslizamiento igual a 1. En dichas figuras se observa la potencia que circula a través del transistor (potencia absorbida) y la potencia manejada por el diodo (potencia regresada) con la finalidad de observar las potencias que maneja el capacitor de desacoplamiento.

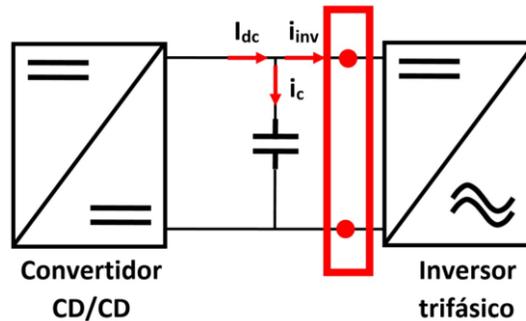


Figura 2.16. Ubicación de medición de potencias.

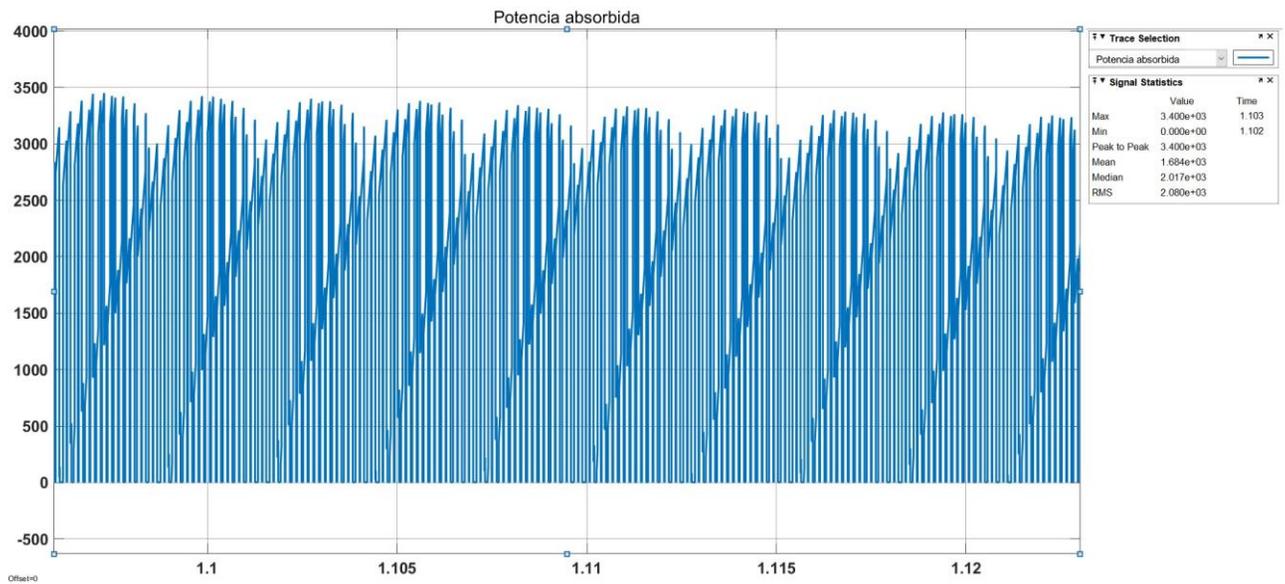


Figura 2.17. Forma de onda de potencia absorbida.

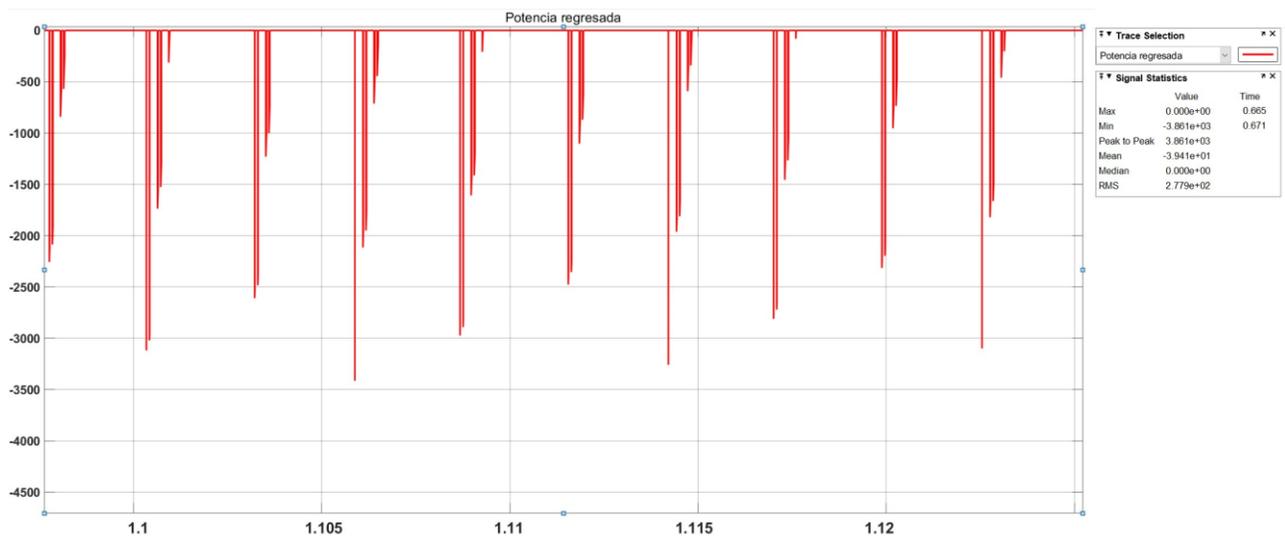


Figura 2.18. Forma de onda de potencia regresada.

Si las potencias anteriores (potencia absorbida y potencia regresada) se integran en el periodo que es la mitad que el de la corriente y la tensión, se obtienen las energías promedio, energía transferida y energía regresada (Figura 2.19). A continuación, se definen las potencias abordadas para una mejor comprensión [107]:

- Potencia transferida ( $P_T$ ): Es la suma de todas las energías  $e_{Tj}$  (energía transferida) en un tiempo  $T_x$ .
- Potencia regresada ( $P_B$ ): Es la suma de todas las energías negativas  $e_{Bj}$  divididas entre  $T_x$ .
- Potencia absorbida ( $P_A$ ): Es la suma de las energías  $e_{Bj}$  en un tiempo  $T_x$ .

- Energía transferida ( $E_T$ ): Es la energía que entrega un sistema secundario  $\delta_s$  a un sistema base  $\delta_b$ .
- Energía regresada ( $E_B$ ): Es la energía que devuelve un sistema base  $\delta_b$  a un sistema secundario  $\delta_s$ .
- Energía absorbida ( $E_A$ ): Es la energía que no devuelve el sistema base  $\delta_b$  al sistema secundario  $\delta_s$ .

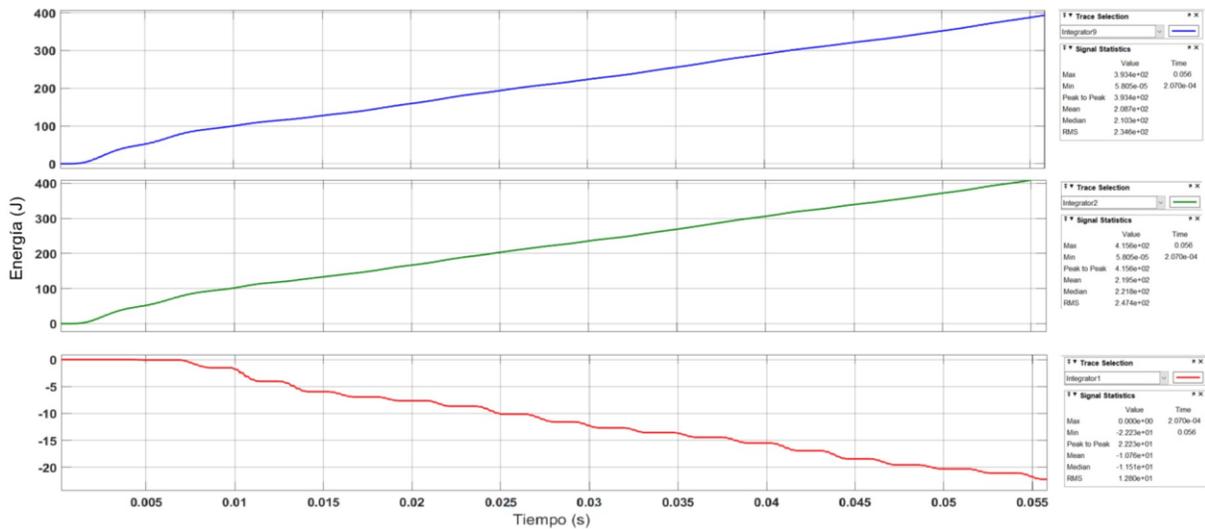


Figura 2.19. Forma de onda de energía transferida (azul), absorbida (verde) y regresada (rojo).

En la Figura 2.20 se muestra un acercamiento en la forma de onda de la energía transferida, con la finalidad de apreciar las pendientes positivas y negativas, las cuales corresponden a las energías absorbida y regresada y con ello posteriormente validar una ecuación de capacitancia mínima.

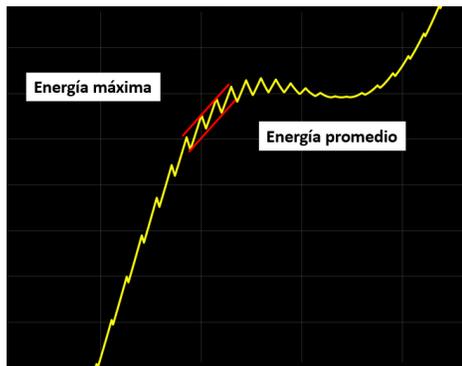


Figura 2.20. Acercamiento de forma de onda de energía para identificación de caso de estudio

De la figura anterior se destaca lo siguiente:

- Se observa un rizo con máximos y mínimos. La pendiente del valor mínimo representa la energía promedio y la pendiente del valor máximo representa la energía máxima, las cuales se obtienen del enlace de mediciones mostrado anteriormente en la Figura 2.16.

- El delta de energía entre ambos valores representa la energía que maneja el capacitor. Es decir, la energía promedio más la energía máxima en algunos instantes.

Ahora bien, en cuanto a los modos de operación de la carga como se ha mencionado en el capítulo anterior, la máquina eléctrica puede operar en modo generador o modo motor. Existen trabajos que abordan el modo generador de la máquina eléctrica, así como el frenado regenerativo, en los cuales se agregan topologías al sistema de gestión y almacenamiento de energía [108-110]. En esta tesis no se aborda el modo generador de la máquina eléctrica, enfocándose únicamente el modo de operación motor.

A continuación, se describen las dos condiciones de operación en modo motor en las cuales se regresa energía de manera transitoria:

1. Ante variaciones de velocidad. Durante el funcionamiento de la máquina eléctrica en modo motor, ante variaciones de velocidad existe retorno de energía, esto es debido a la interacción de la carga mecánica y la naturaleza inductiva del motor.

Este fenómeno está relacionado con la naturaleza misma de la máquina de inducción, que se basa en la interacción de campos magnéticos variables. En un motor eléctrico de inducción, el rotor (parte giratoria) se encuentra en constante movimiento en relación con el campo magnético creado por las corrientes en las bobinas del estator (parte fija). Esta interacción genera un par motor que impulsa el rotor.

Cuando la velocidad del motor cambia, por ejemplo, debido a una disminución de la carga mecánica, el rotor tiende a girar más rápido que el campo magnético del estator. Esto da como resultado una diferencia de velocidad relativa entre el rotor y el campo magnético giratorio, lo que induce una tensión en las bobinas del rotor de acuerdo con la ley de la inducción electromagnética de Faraday. Esta tensión inducida en el rotor se suma a la tensión de la fuente de alimentación y actúa como un generador en el sistema, generando una corriente inversa a la dirección de la corriente de suministro original.

Esta corriente inversa generada en el rotor, a su vez, crea un campo magnético en dirección opuesta al campo del estator. Este campo magnético generado por el rotor actúa como un freno electromagnético que reduce la velocidad del motor. La energía mecánica del rotor se convierte en energía eléctrica y se devuelve a la fuente de alimentación.

2. Ante variaciones de carga. Cuando la carga disminuye repentinamente, como en una situación en la que una máquina acoplada al motor se detiene o su demanda de energía se reduce considerablemente, la inercia del motor y de la carga acoplada podría ocasionar que el motor siga girando a una velocidad más alta de lo deseado.

En este escenario, la velocidad del rotor puede superar la velocidad de sincronización con el campo magnético rotativo del estator, lo que induce voltajes en las bobinas del rotor en oposición a la dirección del voltaje de alimentación. Estos voltajes inducidos generan corrientes inversas en el rotor, y debido a la relación entre corriente y fuerza electromotriz (ley de Lenz), estas corrientes crean un par de frenado electromagnético en el rotor, contrarrestando el exceso de velocidad.

Este par de frenado electromagnético convierte parte de la energía cinética del rotor en energía eléctrica. En esencia, el motor se comporta como un generador en este escenario de carga reducida, transformando la energía cinética en energía eléctrica, la cual es parcialmente entregada a la fuente de alimentación.

Finalmente, con los elementos descritos a lo largo de este capítulo y considerando las condiciones de operación presentadas, en el capítulo siguiente se procede a realizar un análisis del flujo de energía bajo determinadas limitaciones en ambas condiciones de operación, con la finalidad de detectar el caso crítico de retorno de energía, y con ello posteriormente lograr obtener una ecuación de capacitancia mínima requerida, la cual garantice un correcto dimensionamiento del sistema de acoplamiento y al mismo tiempo contribuya a evitar el uso de capacitores electrolíticos de gran capacidad.

---

# CAPÍTULO 3: ANÁLISIS PARA EL CÁLCULO DE CAPACITANCIA MÍNIMA

---

## 3.1. Descripción general

En este capítulo se presenta una descripción detallada de la metodología utilizada para la selección de la condición de operación crítica de estudio que emplea como base para el análisis matemático en este trabajo de investigación.

En primer lugar, se lleva cabo un análisis energético con el objetivo de establecer las bases en las cuales se encuentra operando el sistema de estudio. Posteriormente, se procede a establecer las limitaciones del sistema de estudio mediante la definición de condiciones de operación. Estas condiciones de operación permiten representar los diferentes escenarios en los que se delimita el trabajo de investigación.

Una vez seleccionando la condición de operación de estudio, se describe el desarrollo matemático utilizado para obtener la ecuación de capacitancia mínima propuesta en esta tesis. Esta ecuación es el resultado del análisis energético desarrollado y proporciona una medida cuantitativa de la capacitancia mínima requerida por el sistema de estudio.

En la Figura 3.1 se presenta un diagrama a bloques de lo mencionado anteriormente para una mejor comprensión.

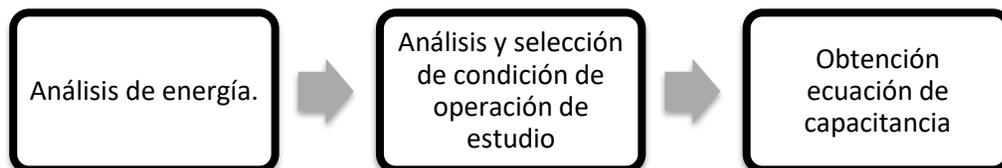


Figura 3.1. Diagrama a bloques de lo abordado en capítulo 3.

## 3.2. Delimitación del análisis

El enfoque presentado a lo largo del trabajo de tesis se centra exclusivamente en el análisis del flujo de energía del sistema, durante el modo motor de la máquina eléctrica. Es importante destacar que el modo generador, donde la máquina eléctrica podría operar en condiciones de recuperación de energía, queda fuera del alcance de este análisis.

Las condiciones de operación bajo estudio se abordan exclusivamente durante el funcionamiento en modo motor, con el propósito de determinar la ecuación de capacitancia mínima requerida para optimizar la operación en condiciones específicas.

### 3.3. Análisis de energía en el sistema

A continuación, en la Figura 3.2 se presenta la metodología bajo la cual se lleva a cabo el análisis preliminar del flujo de energía del sistema, el cual tiene la finalidad de establecer el comportamiento del mismo para con ello lograr delimitar la condición de operación bajo estudio e identificar las áreas de oportunidad para la minimización del sistema de desacoplamiento del sistema. A continuación, se describe la función de cada paso de la metodología [107]:

- Paso 1. En este paso se establece el sistema del cual se requieren conocer las señales de corriente, tensión, potencia y energía.
- Paso 2. En este paso se establecen los enlaces de estudio en los cuales se enfoca el análisis del flujo de energía.
- Paso 3. En este paso se separa las señales para establecer el análisis en función del tiempo.
- Paso 4. En este paso se emplea las señales divididas en el tiempo para obtener ecuaciones de corriente y tensión del sistema base. Así como también se observa el comportamiento de las potencias y energías alternativas para obtener ecuaciones.

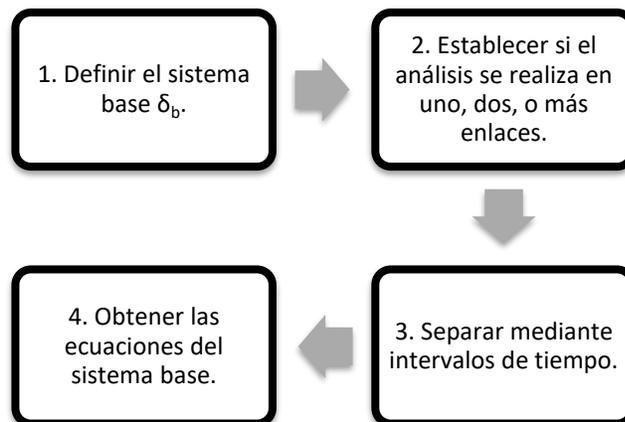


Figura 3.2. Metodología del análisis de energía del sistema.

#### 3.2.1. Definición del sistema base $\delta_b$

Este paso es de suma importancia ya que a partir de la selección del sistema base ( $\delta_b$ ), se comienza a realizar la definición de energías y potencias del sistema. En la Figura 3.3 se encuentra el sistema base definido, el cual es el conjunto del capacitor de enlace, el inversor y la carga. Asimismo, en dicha figura se localiza el sistema secundario que es la fuente de alimentación.

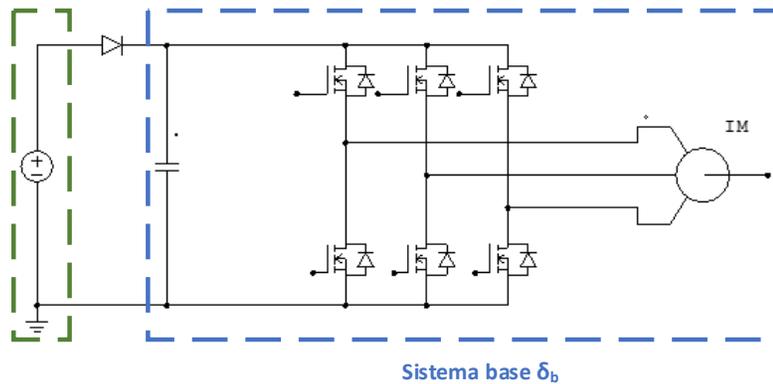


Figura 3.3. División de sistemas para el análisis.

### 3.2.2. Selección del número de enlaces

Una vez que se ha definido el sistema a analizar, es necesario determinar el número de enlaces que se abordarán. En la Figura 3.4 se indica que el análisis se realiza tomando en cuenta la energía de los enlaces 2 (sistema de desacoplamiento – inversor) y 3 (inversor – carga). Lo anterior con la finalidad de observar las energías y potencias del sistema.

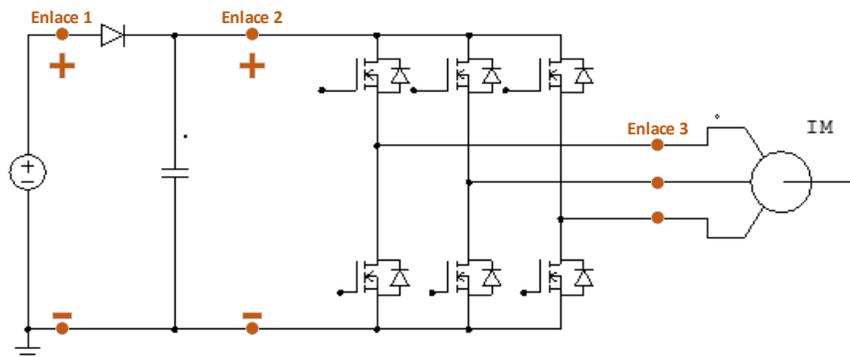


Figura 3.4. Ubicación de enlaces.

### 3.2.3. Separación mediante intervalos de tiempo

Debido a que la carga considerada es RL, existe un desfase  $\theta$  entre las señales de tensión y corriente. Para observar de manera general este desfase se toma en cuenta el valor fundamental de corriente y tensión de fase a la salida del inversor. El desfase provoca que haya retorno de energía de la carga a la fuente de alimentación, la cual es almacenada por el capacitor de enlace. Para calcular el ángulo de desfase se emplea (3.1) [111]. Los valores de R y L son la resistencia e inductancia del circuito equivalente del motor de inducción.

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L}{R} \right) \quad (3.1)$$

Donde:

- $\theta$ : ángulo de desfase

- $\omega$ : frecuencia angular
- R: resistencia equivalente
- L: inductancia equivalente

Con la finalidad de mostrar el desfase entre las señales de corriente y tensión, Primeramente, en la Figura 3.5, de color rojo se presenta la señal de tensión a la salida del inversor, la cual es una secuencia de pulsos, y no una señal senoidal, debido a que se emplea la estrategia SPWM para la modulación de los interruptores del convertidor. Es por ello que, en la misma figura, pero en color azul se encuentra la tensión promediada, la cual es aquella tensión que resulta de calcular el promedio de la tensión a la salida del inversor respecto a la frecuencia de conmutación. Al realizar la operación anterior se ocasiona que la tensión a la salida del inversor (secuencia de pulsos) se asemeje a una señal de tensión con forma senoidal, con la cual se comparará a la señal de corriente para fines de apreciación del desfase entre ellas (Figura 3.6).

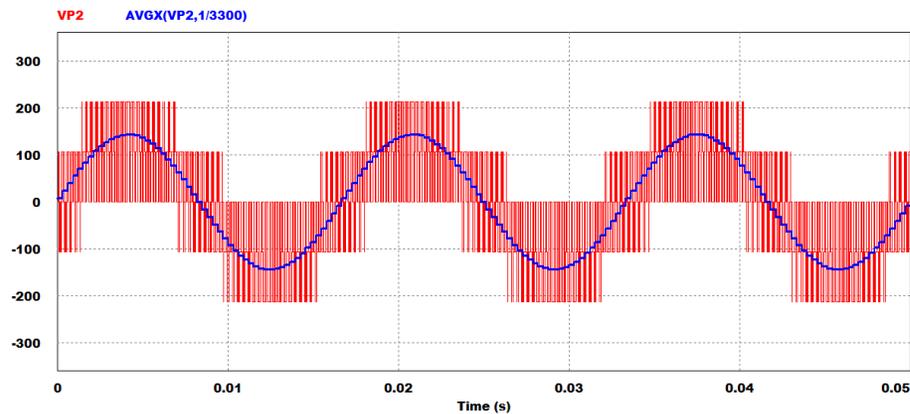


Figura 3.5. Señal de tensión a la salida y señal de tensión promediada de acuerdo con la frecuencia de conmutación.

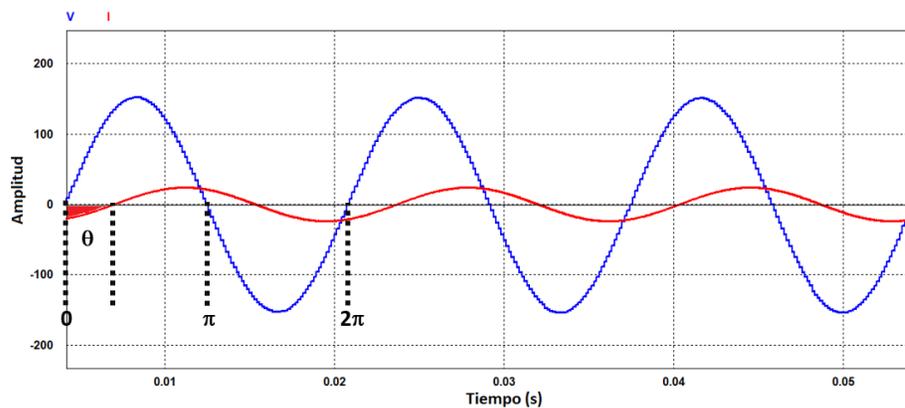


Figura 3.6. Desfase entre señales de corriente y tensión promediada.

El desfase ocasiona que no toda la energía sea aprovechada por la carga. La energía entregada a la carga circula a través del transistor (Q) y la energía que se

regresa a la fuente de alimentación fluye a través del diodo (D). Tomando en cuenta lo anterior y las consideraciones de tensión presentadas para este análisis preliminar, se establecen los intervalos de tiempos de conducción para los dispositivos semiconductores de potencia pertenecientes a la topología (Tabla 3.1).

Tabla 3.1. Distribución de intervalos de conducción.

Dispositivo	Conduce	No conduce
$I_{Q1}$	$\theta < t < \pi$	$\pi < t < \theta + 2\pi$
$I_{D1}$	$0 < t < \theta$	$\theta < t < 2\pi$
$I_{Q2}$	$\theta + \frac{2\pi}{3} < t < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} < t < \theta + \frac{8\pi}{3}$
$I_{D2}$	$\frac{2\pi}{3} < t < \theta + \frac{2\pi}{3}$	$\theta + \frac{2\pi}{3} < t < \frac{8\pi}{3}$
$I_{Q3}$	$\theta + \frac{4\pi}{3} < t < \frac{7\pi}{3}$	$\frac{7\pi}{3} < t < \theta + \frac{10\pi}{3}$
$I_{D3}$	$\frac{4\pi}{3} < t < \theta + \frac{4\pi}{3}$	$\theta + \frac{4\pi}{3} < t < \frac{10\pi}{3}$

### 3.2.4. Desarrollo de las ecuaciones del sistema base.

Para la obtención de las ecuaciones características de las corrientes por fase, en este análisis se toma en cuenta que la corriente tiene comportamiento senoidal debido a los siguientes motivos:

- La modulación empleada en el inversor es SPWM, la cual tiene determinada frecuencia de conmutación y por lo tanto los armónicos los desplaza a un rango de altas frecuencias, las cuales son múltiplos de la frecuencia de conmutación, en consecuencia, el factor de distorsión y los armónicos de bajo orden se reducen en forma significativa.
- La obtención de la distorsión armónica total (THD) obtenida es de 1.04%. Lo cual indica que su comportamiento no presenta grandes diferencias respecto a corrientes senoidales.
- La Tabla 3.2, presenta la amplitud del armónico fundamental y de los primeros armónicos múltiplos de la misma. Observando la tabla se confirma que los armónicos de bajo orden únicamente representan hasta 1.01%, por lo tanto, se desprecian para este estudio.

Tabla 3.2. Amplitud de armónicos de onda de corriente.

Número de armónico	Amplitud de armónico (A)
1	7.81
5	0.083
11	0.039
50	0.008

Partiendo que en [112] se establece que la corriente instantánea para in inversor trifásico está dada por (3.2).

$$i_a = \sum_n \left[ \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (3.2)$$

Dónde:

- $V_{CD}$ : Tensión de la fuente de alimentación
- n: número de armónico
- $\theta$ : ángulo de desfaseamiento
- $\omega$ : frecuencia angular
- R: resistencia equivalente
- L: inductancia equivalente

Una vez establecido lo anterior en las ecuaciones 3.3 a la 3.5 se encuentran las ecuaciones de corriente por fase:

$$I_a = I_{pa} * \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (3.3)$$

$$I_b = I_{pb} * \text{sen}\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.4)$$

$$I_c = I_{pc} * \text{sen}\left(\omega t - \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.5)$$

Donde:

- $I_n$ : Corriente de fase, n= a, b, c
- $I_{pn}$ : Corriente promedio de fase, n=a, b, c
- $\omega$ : frecuencia angular
- T: período
- $\theta$ : ángulo de desfaseamiento

Asumiendo que las corrientes promedio en las fases son iguales ( $I_{pa} = I_{pb} = I_{pc}$ ) se sustituye (3.6) en las ecuaciones anteriores y se obtienen las ecuaciones (3.7) a la (3.9).

$$I_p = \frac{V_p}{Z} = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (3.6)$$

$$I_a = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} * \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (3.7)$$

$$I_b = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} * \text{sen}\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.8)$$

$$I_c = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} * \text{sen}\left(\omega t - \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.9)$$

Las ecuaciones de corriente sirven para posteriormente calcular la cantidad exacta de energía que maneja el sistema y posteriormente realizar una estrategia para optimizar su aprovechamiento. Empleando los tiempos anteriormente establecidos se obtienen las ecuaciones 3.10 a la 3.15. Las primeras tres representan cuando conduce el transistor (corriente transferida) y las restantes cuando conduce el diodo (corriente regresada). Estas ecuaciones se emplean posteriormente en el cálculo de las diferentes energías y potencias.

$$I_{Q1} = \frac{I_p}{2\pi} * [1 - \cos(\pi - \theta)] \quad (3.10)$$

$$I_{Q2} = \frac{I_p}{2\pi} * \left[1 - \cos\left(\pi - \theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (3.11)$$

$$I_{Q3} = \frac{I_p}{2\pi} * \left[1 - \cos\left(\pi - \theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right] \quad (3.12)$$

$$I_{D1} = \frac{I_p}{2\pi} * [1 - \cos(\theta)] \quad (3.13)$$

$$I_{D2} = \frac{I_p}{2\pi} * \left[1 - \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (3.14)$$

$$I_{D3} = \frac{I_p}{2\pi} * \left[1 - \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right] \quad (3.15)$$

Donde:

- $I_{Qn}$ : corriente entregada por el transistor,  $n$  varía dependiendo el transistor
- $I_{Dn}$ : corriente regresada por el diodo,  $n$  varía dependiendo el diodo

### 3.4. Selección de condición de operación crítica

Para la selección de la condición de operación crítica se realiza una evaluación del comportamiento del flujo de energía en el sistema bajo diferentes condiciones del mismo (Figura 3.7). Lo anterior tiene como finalidad realizar una comparación entre los puntos con mayor retorno de energía, para posteriormente seleccionar la condición de operación que represente el punto crítico con mayor energía almacenada por el sistema de desacoplamiento, en el modo motor de la máquina eléctrica, el cual será utilizado para el desarrollo de la ecuación matemática propuesta.

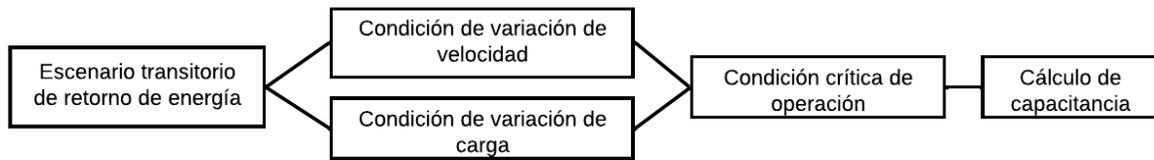


Figura 3.7. Condiciones de operación bajo estudio-

La metodología utilizada para la selección de la condición de operación crítica se presenta en la Figura 3.8 y se enlista continuación:

1. Se delimita el análisis al modo motor de la máquina eléctrica.
2. Se selecciona la condición de operación a analizar ya sea a variación de carga o variación de velocidad a carga nominal.
3. Se realiza el análisis del comportamiento del flujo de potencias en la condición de operación seleccionada, a partir de la corriente del inversor.
4. Se identifica el punto de máximo retorno de energía en la condición de operación seleccionada de la máquina eléctrica.
5. Se obtienen los resultados anteriores para ambas condiciones de operación de la máquina eléctrica, con la finalidad de seleccionar la condición de operación crítica.
6. Se realiza una comparación de los valores de mayor retorno de energía obtenidos en ambas condiciones de operación (variación de carga o variación de velocidad a carga constante).
7. Se selecciona la condición de operación crítica con el mayor retorno de energía obtenido del paso anterior.
8. Se realiza el desarrollo matemático considerando la condición de operación crítica seleccionada (cuando ocurra el mayor retorno de energía).

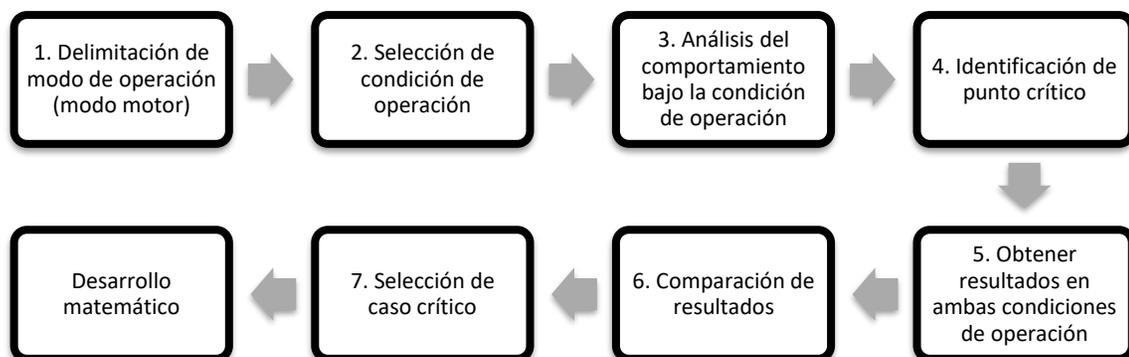


Figura 3.8. Metodología para la selección de la condición de operación crítica.

Para el análisis de las condiciones de operación bajo estudio, se emplea como carga un motor de inducción cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Especificaciones del motor empleado.

Parámetro	Valor
Potencia	3 HP
Tensión nominal	220 V
Corriente nominal	8 A
Velocidad nominal	1800 RPM
Frecuencia nominal	60 Hz
Par nominal	11.67 Nm
Número de polos	4

### 3.4.1. Variación de carga

En esta condición de operación se emulan diferentes pendientes en el funcionamiento de la máquina eléctrica, ya que estas situaciones requieren diferente potencia de la misma. Para ello, se utiliza una variación de carga en el motor para simular las distintas condiciones de uso.

En la Figura 3.9 se encuentra el diagrama esquemático empleado para la simulación de las condiciones de operación bajo estudio, destacando en color rojo el lugar en donde fueron obtenidas las mediciones presentadas a lo largo de esta sección.

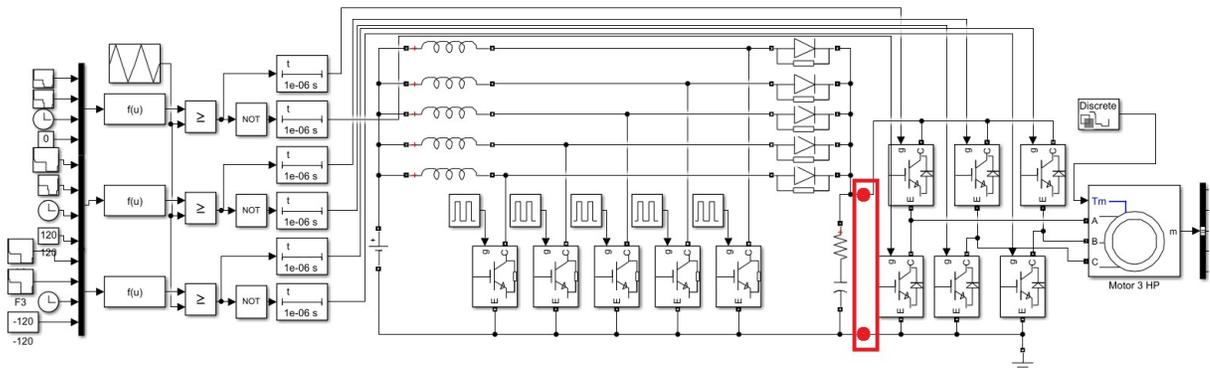


Figura 3.9. Diagrama esquemático empleado para simular condiciones de operación

Para el análisis se utilizan diferentes niveles de variación de carga para evaluar el comportamiento energético del sistema. Estos niveles van desde la carga nominal del motor hasta el 10% de la misma (Figura 3.10) y son esenciales para simular situaciones de alta y baja demanda de potencia en las aplicaciones del vehículo.

La Figura 3.11 muestra la corriente del inversor ( $i_{inv}$ ) en diferentes intervalos de la operación de la máquina eléctrica, en donde se puede apreciar que hay intervalos en los cuales la corriente es negativa. Asimismo, en la Figura 3.12 se muestra el comportamiento de la velocidad y potencia en esta condición de operación. En dicha figura de potencia, se puede observar que hay intervalos en los que hay un retorno de la misma debido a su sentido negativo. Enfatizando que el propósito de las variaciones presentadas es observar el intervalo en el que se devuelve la mayor cantidad de energía a la fuente, cuando la máquina eléctrica se encuentre operando en motor,

recordando que en esta tesis no se aborda el escenario de frenado regenerativo por los motivos mencionados al inicio de este trabajo de investigación.

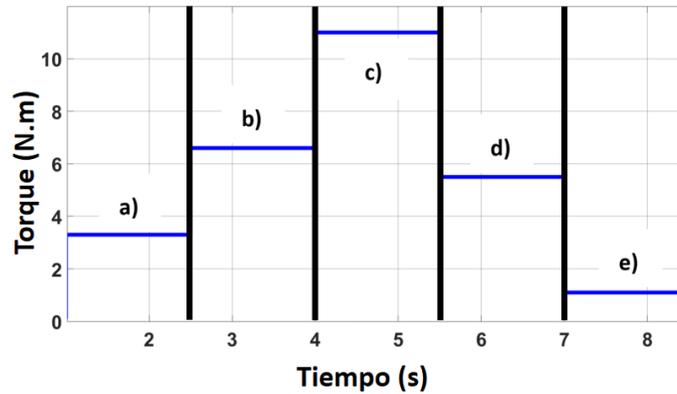


Figura 3.10. Niveles de variación de par: a) 30% de la carga nominal; b) 60% de la carga nominal; c) a plena carga; d) 50% de la carga nominal; y e) 10% de la carga nominal.

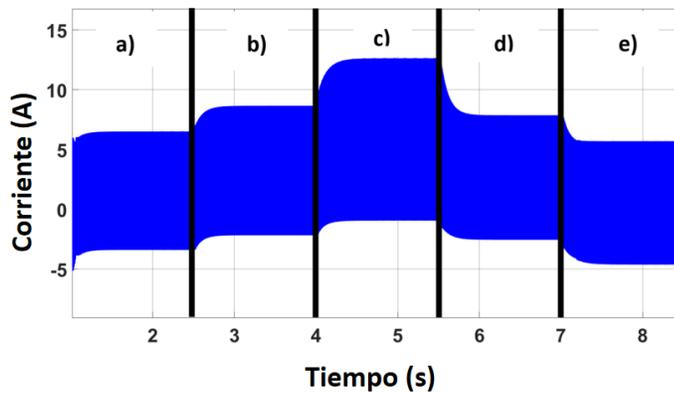


Figura 3.11. Corriente del inversor, variación de carga: a) al 30% de la carga nominal; b) al 60% de la carga nominal; c) a plena carga; d) al 50% de la carga nominal; y, e) al 10% de la carga nominal.

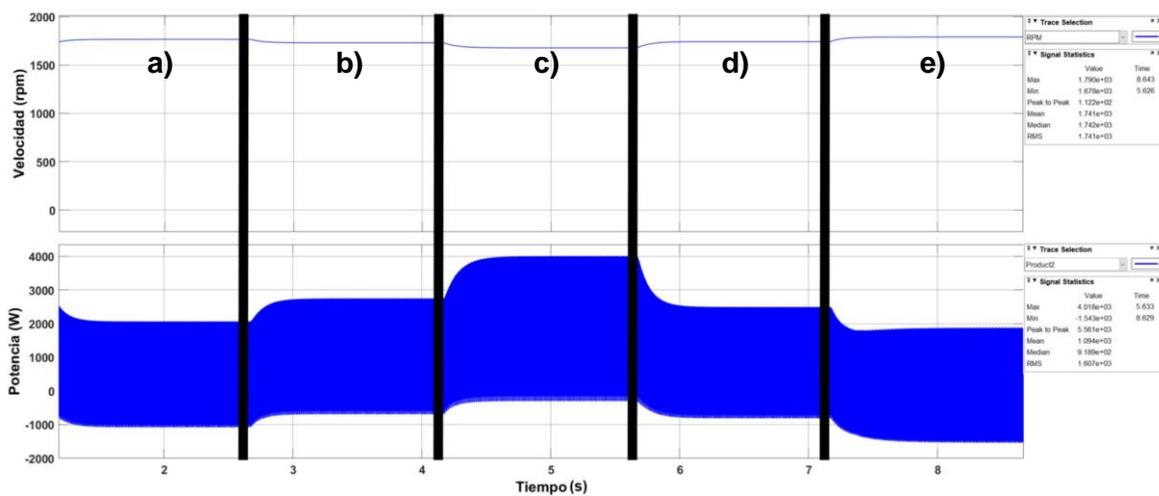


Figura 3.12. Velocidad y potencia del inversor, variación de carga: a) al 30% de la carga nominal; b) al 60% de la carga nominal; c) a plena carga; d) al 50% de la carga nominal; y, e) al 10% de la carga nominal.

Con la información proporcionada por las figuras 3.11 y 3.12 se enfatiza que para esta condición de operación (variación de carga), el nivel más alto de potencia regresada, la cual define el sentido de energía, al capacitor se presenta al momento de variar la carga del 50% al 10% de la carga nominal.

### 3.4.2. Variación de velocidad a carga nominal

En esta condición de operación se lleva a cabo la variación de velocidad a carga nominal, lo cual consiste en modificar la velocidad del motor eléctrico manteniendo la carga nominal de operación, esto se hace para observar el comportamiento de la energía bajo variaciones de frecuencia y voltaje.

Para desarrollar esta condición de operación, se aplican diferentes niveles de tensión y frecuencia al motor eléctrico (Tabla 3.4) con la finalidad de mantener la carga nominal a lo largo de la variación de velocidad en la condición de operación abordada.

Tabla 3.4. Variación de parámetros de tensión y frecuencia manteniendo la carga nominal

Tensión (V)	Frecuencia (Hz)	Velocidad (RPM)
220	60	1800
198	54	1620
168	46	1440
80	21	630
55	15	400

La Figura 3.13 muestra la corriente del inversor obtenida a diferentes velocidades de prueba a carga nominal, lo que permite observar la variación de la corriente en función de la velocidad del motor eléctrico. Las mediciones se obtienen del enlace destacado anteriormente en la Figura 3.9.

En la Figura 3.14 se muestra el comportamiento del par del motor y la potencia. El interés es identificar las zonas en las cuales la potencia es negativa, que es cuando ocurre el retorno de energía de la carga a la fuente de CD, recordando que este estudio abarca únicamente el modo de operación motor de la máquina eléctrica.

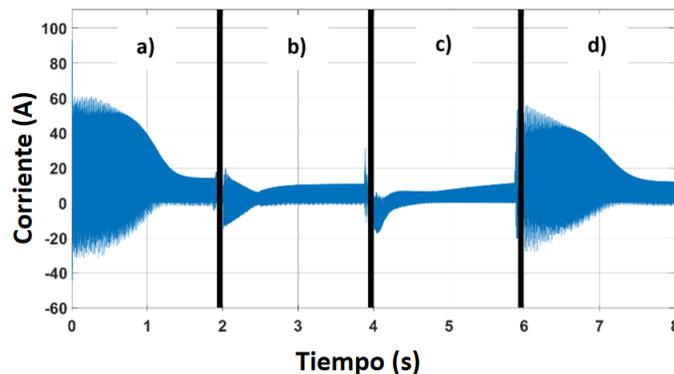


Figura 3.13. Corriente del inversor, carga nominal a velocidad variable. Variaciones de velocidad: a) 0% a 100%; b) del 100 al 80 por ciento; c) del 80 al 35 por ciento; d) del 35 al 90 por ciento.

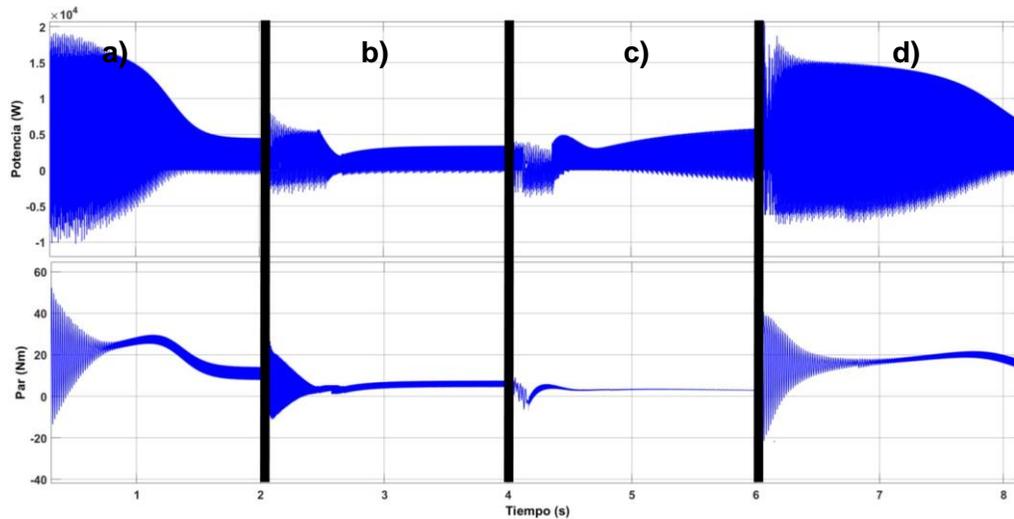


Figura 3.14. Potencia y par. Variaciones de velocidad: a) 0% a 100%; b) del 100 al 80 por ciento; c) del 80 al 35 por ciento; d) del 35 al 90 por ciento.

En la Figura 3.15 se muestran los niveles de variación de velocidad definidos para realizar la variación de la misma a carga máxima, los cuales representan niveles de frecuencia y tensión aplicados en el motor de inducción utilizado como carga.

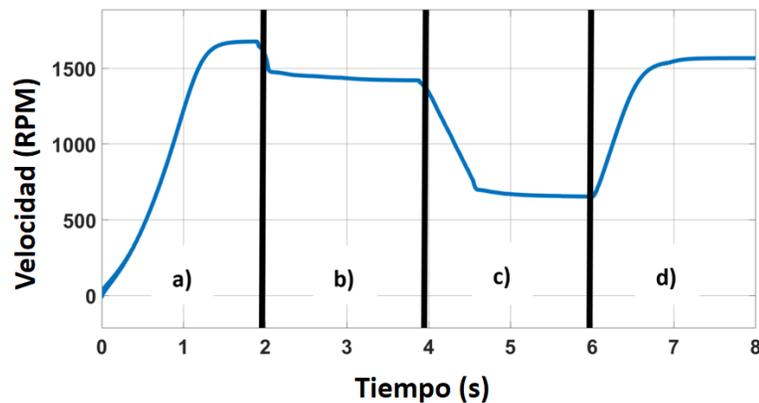


Figura 3.15. Niveles de variación de velocidad: (a) 0% a 100%; (b) 100% a 80%; (c) 80% a 35%; (d) 35% a 90%.

Tomando en cuenta la información proporcionada por las figuras 3.12 y 3.14 donde se muestran las señales de potencia, las cuales definen el sentido de la energía, se observa que el mayor retorno de energía del inversor al capacitor de desacoplamiento ocurre cuando se varía del estado de reposo a la velocidad nominal.

Cabe mencionar que existen otras condiciones de operación en que dichas variaciones arrojan valores diferentes a los presentados en la Figura 3.14. Por ejemplo, en la Figura 3.16 se muestran diferentes variaciones de velocidad y carga de acuerdo a los datos presentados en la Tabla 3.5, los cuales están referidos a los datos nominales presentes en la Tabla 3.3. Sin embargo, estos resultados son menores a los obtenidos en Figura 3.14.

Tabla 3.5. Variación de parámetros de velocidad y carga por zonas.

Zona	Porcentaje de velocidad nominal (%)	Porcentaje de carga nominal (%)
a)	20 %	30 %
b)	40 %	45 %
c)	70 %	70 %
d)	100 %	100 %

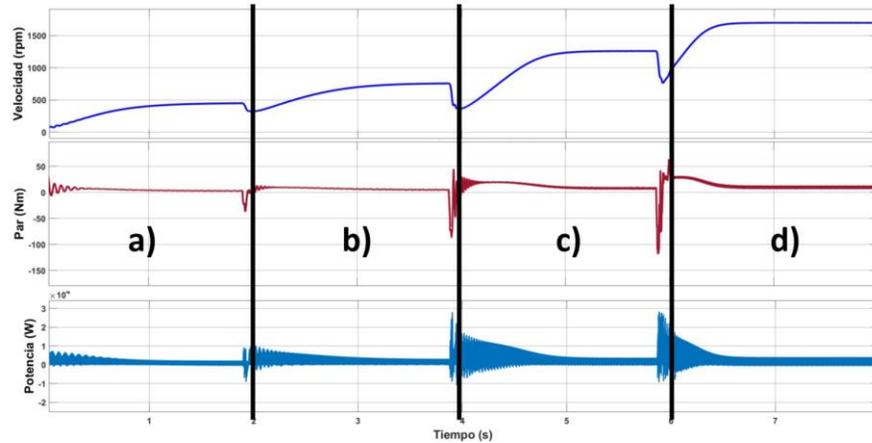


Figura 3.16. Comportamiento de parámetros de velocidad, par y potencia del motor.

### 3.4.1. Conclusión de condición crítica seleccionada

Comparando los puntos críticos de mayor retorno de energía obtenidos por las condiciones de operación desarrolladas en esta sección, se determina que el mayor retorno de energía ocurre en la segunda condición de operación y por ello es la condición de operación adecuada para ser utilizada como caso de estudio para la elaboración del análisis matemático. Entonces, el caso crítico de estudio seleccionado (condición de operación crítica) es cuando se varía la velocidad de operación del estado de reposo a la velocidad nominal de motor de inducción en el menor tiempo posible. El caso de estudio se selecciona debido a que tomando en cuenta las condiciones establecidas en el trabajo, este representa ser la condición de operación más desafiante dentro del modo operación motor de la máquina eléctrica, en cuanto al retorno de energía que manejará el capacitor de desacoplamiento, lo cual garantiza su correcto funcionamiento bajo esquemas de trabajo menos demandantes en dicho modo de operación.

Finalmente, es importante mencionar que existen condiciones de operación que podrían dar lugar a casos críticos como lo es la condición de operación cuando se varía de velocidad nominal a velocidad cero, en donde la energía regresada aumentaría. Sin embargo, bajo esta condición la máquina eléctrica opera en modo generador, regresando toda la energía a la fuente de alimentación, lo que comúnmente se conoce como frenado regenerativo.

A lo largo de este documento de tesis se ha mencionado que este trabajo de investigación se limita al modo de operación motor de la máquina eléctrica (Figura 3.17) debido a los motivos y restricciones abordadas al inicio del mismo, dejando en trabajos futuros este esquema de operación.

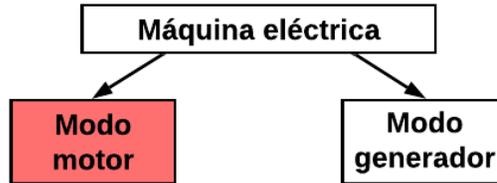


Figura 3.17. Modo de operación bajo estudio.

### 3.5. Desarrollo de modelo matemático

El desarrollo matemático de la capacitancia mínima requerida por el sistema de desacoplamiento utilizando el caso crítico seleccionado resultante de la comparación realizada en el apartado anterior, garantiza el correcto funcionamiento del sistema en escenarios de trabajo menos exigentes a este, ya que asegura que el capacitor calculado pueda operar en el caso de un mayor retorno de energía.

Para comenzar a abordar el análisis del sistema para la obtención de la ecuación de la capacitancia mínima, es necesario identificar los intervalos críticos tomando en cuenta el caso seleccionado previamente, derivado de las condiciones de operación abordadas (variación de carga o variación de velocidad a carga nominal) en modo motor de la máquina eléctrica.

En la Figura 3.18 se presentan las señales de conmutación del inversor trifásico. Se puede observar que se presentan seis diferentes tiempos donde la configuración de los dispositivos cambia, originado los diferentes niveles de tensión y de carga que maneja el inversor.

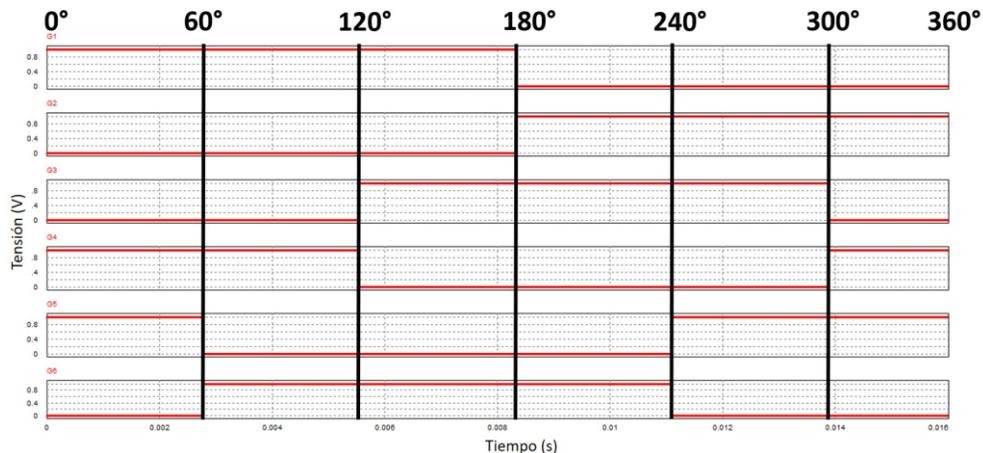


Figura 3.18. División de estados de interruptores activos.

Los circuitos equivalentes presentados en la Figura 3.19 se obtienen de las diferentes configuraciones de los dispositivos activados en cada uno de los seis

tiempos se muestran en la Figura 3.20. Una vez establecidos los intervalos y circuitos equivalentes, se procede a analizar las corrientes, por lo que para obtener los patrones de señales de inversor y del enlace de CD en estos intervalos críticos, se realizaron simulaciones con las especificaciones presentadas en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6. Especificaciones de diseño utilizadas para el análisis.

Parámetro	Valor
Carga	
Carga	Motor de inducción
Potencia de carga (Motor)	3 HP
Velocidad de motor	1800 RPM
Corriente nominal de motor	8 A
Número de polos	4
Convertidor CD-CA y estrategia de modulación	
Inversor	Inversor trifásico Puente completo
Estrategia de modulación	SPWM
Alimentación CD	320 V
Frecuencia de moduladora	60 Hz
Frecuencia de portadora	3300 Hz
Índice de modulación	0.9
Capacitor de enlace	
Capacitor	200 $\mu$

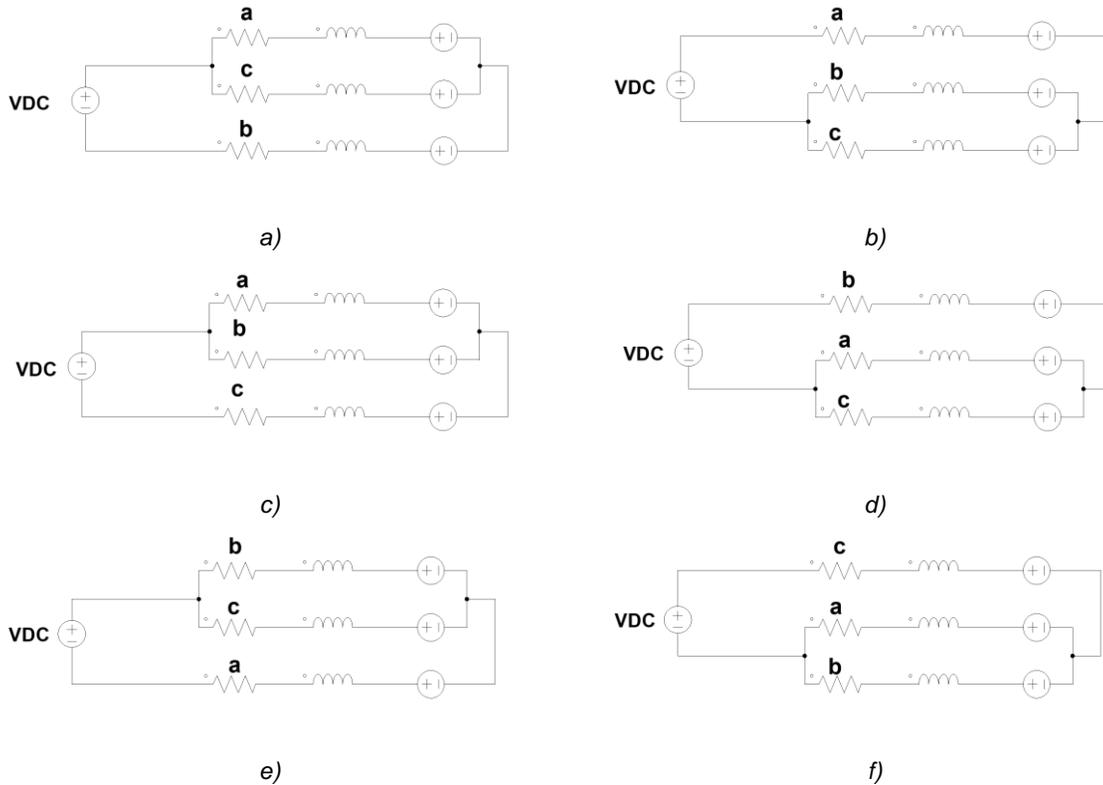
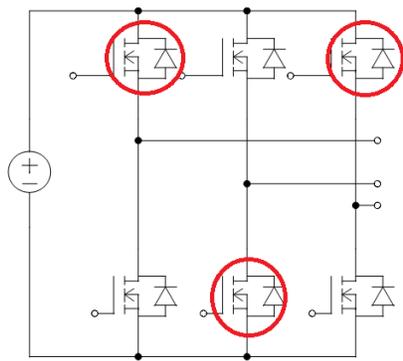
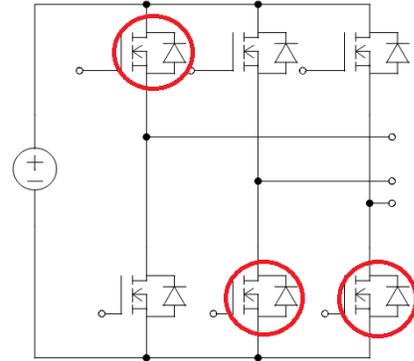


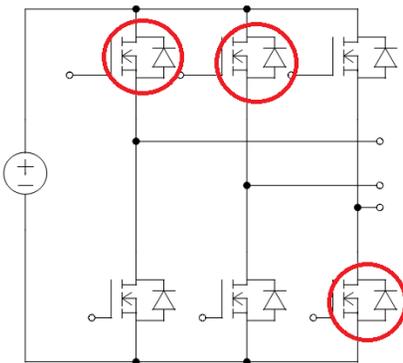
Figura 3.19. Configuración de interruptores activos por estado: a)  $0^{\circ}$ - $60^{\circ}$ ; b)  $60^{\circ}$ - $120^{\circ}$ ; c)  $120^{\circ}$ - $180^{\circ}$ ; d)  $180^{\circ}$ - $240^{\circ}$ ; e)  $240^{\circ}$ - $300^{\circ}$ ; f)  $300^{\circ}$ - $360^{\circ}$ .



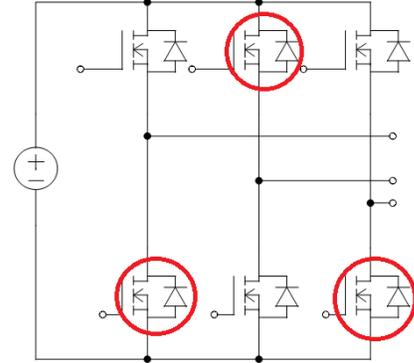
a)



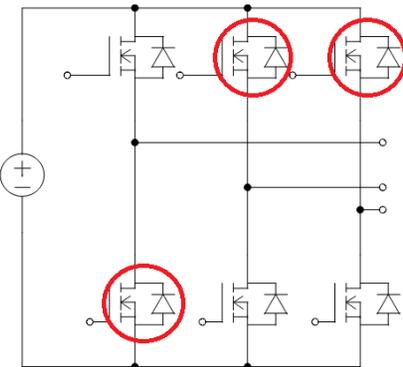
b)



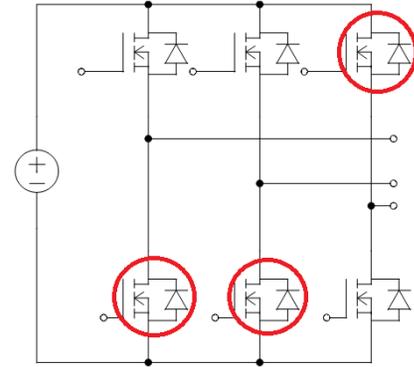
c)



d)



e)



f)

Figura 3.20. Configuración de interruptores activos por estado: a)  $0^{\circ}$ - $60^{\circ}$ ; b)  $60^{\circ}$ - $120^{\circ}$ ; c)  $120^{\circ}$ - $180^{\circ}$ ; d)  $180^{\circ}$ - $240^{\circ}$ ; e)  $240^{\circ}$ - $300^{\circ}$ ; f)  $300^{\circ}$ - $360^{\circ}$ .

En la Figura 3.21 se muestran las formas de onda de la corriente del inversor y el rizo de tensión en el capacitor. Lo anterior tomando en cuenta el escenario menos favorable de operación del motor de inducción, es decir el caso seleccionado en la sección anterior. En la Figura 3.22 se encuentra un acercamiento de la señal de tensión del capacitor en el caso crítico de operación, destacada anteriormente en la Figura 3.9.

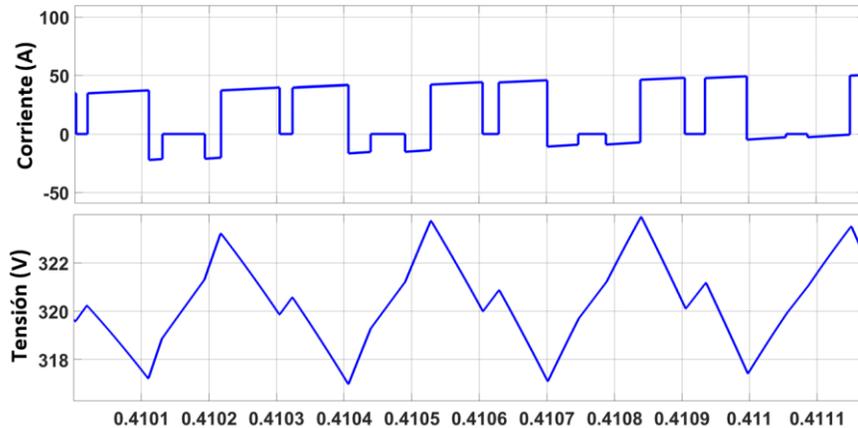


Figura 3.21. Señales de (a) corriente del inversor; (b) tensión del capacitor en la condición crítica de operación en modo motor.

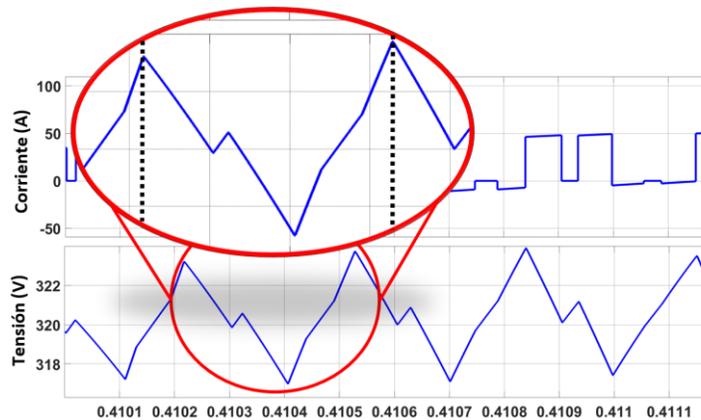


Figura 3.22. Acercamiento de la tensión del capacitor en el caso crítico de operación.

De la figura anterior se puede observar que el patrón se ve directamente afectado por las señales de conmutación. Sin embargo, se detectó que se sigue un patrón determinado cada seis intervalos. Por esta razón, se procede a seccionar la señal para separar la energía (Figura 3.23), obteniendo la energía regresada y con ello deducir la capacitancia en el mayor rizo presentado (peor caso). En la Tabla 3.7 se encuentran los intervalos definidos.

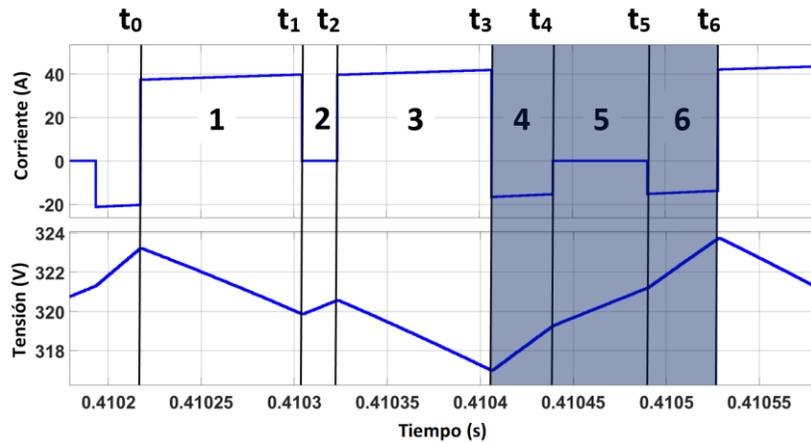


Figura 3.23. Intervalos de retorno máximo de energía

Tabla 3.7. Distribución de secciones e intervalos en el caso crítico.

Sección	Intervalo
1	$t_0 \leq t \leq t_1$
2	$t_1 \leq t \leq t_2$
3	$t_2 \leq t \leq t_3$
4	$t_3 \leq t \leq t_4$
5	$t_4 \leq t \leq t_5$
6	$t_5 \leq t \leq t_6$

Una vez establecidos los circuitos equivalentes y los intervalos críticos de operación, se continúa con el análisis de corrientes; considerando Figura 3.24 como punto de partida.

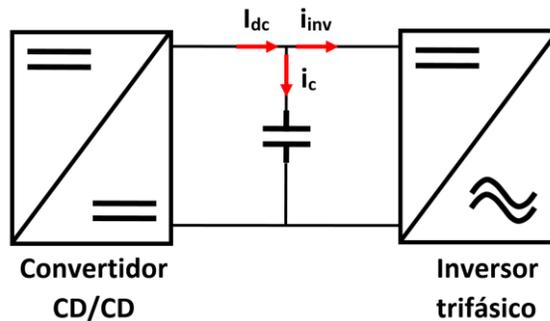


Figura 3.24. Identificación de corrientes de estudio.

El desarrollo del cálculo de la capacitancia mínima requerida se aborda en las ecuaciones (3.1) a (3.19), las cuales parten de la ley de nodos de Kirchhoff, tomando como referencia las corrientes entrantes y salientes en el circuito de desacoplamiento, así como el modo de operación de la carga [113, 114]. Posteriormente, se abordan los datos relativos al caso crítico de operación, que se caracteriza por el mayor retorno de energía al circuito de desacoplamiento. Este análisis no considera los efectos del calentamiento y la degradación del enlace CD.

Usando la ley de nodos de Kirchhoff, obteniendo:

$$I_{dc} = i_c + i_{inv} \quad (3.1)$$

Donde  $I_{dc}$  es la corriente del convertidor CD-CD;  $i_c$  es la corriente del capacitor e  $i_{inv}$  es la corriente del inversor compuesta por los seis intervalos de estudio.

Sabiendo que la corriente del capacitor es igual a la capacitancia multiplicada por la derivada del voltaje a través del capacitor con respecto al tiempo (3.2). Sustituyendo (3.2) en (3.1) se obtiene (3.3):

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.2)$$

$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} + i_{inv} \quad (3.3)$$

Donde  $C$  es la capacitancia de desacoplamiento;  $\frac{dV_c}{dt}$  es la relación de cambio de la tensión con respecto al tiempo.

Despejando la capacitancia  $C$  de (3.3) se obtiene (3.4). Asumiendo las derivadas como una variación en el valor de la tensión,  $C$  se obtiene con (3.5).

$$C = \frac{(I_{dc} - i_{inv})(dt)}{dV_c} \quad (3.4)$$

$$C = \frac{I_{dc} - i_{inv}(\Delta t)}{\Delta V_c} \quad (3.5)$$

Posteriormente, se determina la relación de la potencia nominal del sistema con la potencia del caso de estudio, en el que se lleva a cabo el punto crítico de retorno de energía porque bajo esta circunstancia el capacitor debe ser capaz de manejar la máxima variación. La relación anterior se realiza empleando factores de proporcionalidad, obteniendo (3.6).

$$K = \frac{P_{máxreq}}{P_{nom}} \quad (3.6)$$

Donde  $K$  es el factor de proporcionalidad general;  $P_{nom}$  es la potencia nominal del sistema y  $P_{máxreq}$  es la potencia del peor caso (caso de estudio).

Deduciendo  $P_{máxreq}$  de (3.6), (3.7) y (3.8) se obtienen:

$$P_{máxreq} = K P_{nom} \quad (3.7)$$

$$P_{máxreq} = I_{máxreq} V_{cd} \quad (3.8)$$

Donde  $I_{máxreq}$  es la corriente máxima del inversor en la condición crítica de operación (caso de estudio) y  $V_{cd}$  es el voltaje del convertidor CD-CD.

Igualando (3.7) y (3.8) se obtiene (3.9). A partir de esto, la corriente máxima del inversor requerida en la condición de operación crítica se obtiene de acuerdo con (3.10).

$$KP_{nom} = I_{máxreq}V_{dc} \quad (3.9)$$

$$I_{máxreq} = \frac{KP_{nom}}{V_{dc}} \quad (3.10)$$

Entonces, para obtener la corriente total de inversor ( $i_{inv}$ ) compuesta por los intervalos de máximo retorno de energía presentados en Figura 3.23 se emplea (3.11) y, se obtiene (3.12), donde  $T$  es el período.

$$i_{inv} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{máxreq}(t) dt \quad (3.11)$$

$$i_{inv} = \frac{1}{T} \left[ \int_{t_3}^{t_4} I_{máxreq4}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} I_{máxreq5}(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} I_{máxreq6}(t) dt \right] \quad (3.12)$$

Sin embargo, como se presenta en la Figura 3.23, la corriente  $I_{máxreq5}$  del intervalo  $t_4$  a  $t_5$  es cero. Considerando lo anterior y resolviendo (3.12) se obtiene (3.13), dónde  $\Delta t$  es el incremento en el tiempo de los intervalos.

$$i_{inv} = \frac{1}{\Delta t} [I_{máxreq4}(t_3 - t_4) + I_{máxreq6}(t_5 - t_6)] \quad (3.13)$$

Para obtener la corriente del inversor en términos de potencia, (3.10) se sustituye en (3.13), y se obtiene (3.14):

$$i_{inv} = \frac{1}{\Delta t} \left[ \frac{-K_4 P_{nom}}{V_{dc}} (t_3 - t_4) + \frac{-K_6 P_{nom}}{V_{dc}} (t_5 - t_6) \right] \quad (3.14)$$

Los factores de proporcionalidad  $K_4$  y  $K_6$  tienen un valor negativo derivado de la dirección de la corriente, que se regresa de la carga a la fuente.

Posteriormente, se busca obtener una relación entre los intervalos utilizados en (3.14), en relación con la frecuencia de conmutación del inversor utilizada. Esto se debe a que, al variar dicha frecuencia, se modifica la duración de los intervalos utilizados en la ecuación de capacitancia desarrollada.

Mediante el análisis de los intervalos en los que se produce el caso crítico en las condiciones de operación establecidas en el trabajo, así como la influencia de la modulación en ellos, se obtiene la relación que existe entre la frecuencia de conmutación y la duración del conjunto de los intervalos completos de  $t_0$  a  $t_6$  resultando un factor de 2.4. La ecuación (3.15) representa la relación del intervalo completo, de  $t_0$  a  $t_6$  con respecto a la frecuencia de conmutación.

$$\Delta t = \frac{1}{f_{sw}(2.4)} \quad (3.15)$$

Donde  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación de modulación.

Una vez definida la dimensión del incremento de intervalo  $\Delta t$ , se determinó la

relación relativa a  $t_4$  y  $t_6$  donde se produce el retorno de energía, con (3.16) y (3.17), respectivamente, las cuales se utilizan para calcular el tiempo en el que se regresa la energía máxima del caso crítico de la condición de operación bajo estudio. En las ecuaciones (3.16) y (3.17) se encuentran los factores resultantes de la relación entre la frecuencia de conmutación del inversor y los intervalos en los que se regresa energía al sistema de desacoplamiento, siendo  $\frac{3}{10}$  y  $\frac{1}{3.03}$ , respectivamente. Esta energía regresada se añade a la energía manejada (incluyendo la energía absorbida y la energía entregada) por el capacitor de enlace, dando como resultado el caso crítico de máxima energía almacenada por el sistema de desacoplamiento.

$$t_4 = \frac{3\Delta t}{10} \quad (3.16)$$

$$t_6 = \frac{\Delta t}{3.03} \quad (3.17)$$

Las ecuaciones (3.15-3.17) se utilizan para generalizar la determinación de la duración exacta de los intervalos cuando la frecuencia de conmutación en el inversor varía.

Finalmente, sustituyendo (3.14) en (3.5) y considerando (3.18), la ecuación de capacitancia requerida se obtiene con (3.19). El signo negativo de los factores K representa la energía regresada de la carga a la fuente, que se suma a la energía entregada por la fuente y juntos representan la energía total almacenada en el capacitor de enlace en ese instante. Recordando que los factores K se obtienen tomando como base (3.6) y únicamente variando la medición de la potencia máxima requerida en la alimentación de CD y en el intervalo deseado ( $k_4$ ,  $k_6$ ).

$$I_{dc} = \frac{K_{i_{dc}} P_{nom}}{V_{cd}} \quad (3.18)$$

$$C = \frac{[\Delta t] \left[ \frac{K_{dc} P_{nom}}{V_{cd}} - \left( \frac{1}{\Delta t} \right) \left[ \frac{-K_4 P_{nom}}{V_{cd}} t_4 + \frac{-K_6 P_{nom}}{V_{cd}} t_6 \right] \right]}{\Delta V_c} \quad (3.19)$$

---

# CAPÍTULO 4: VALIDACIÓN DE ECUACIÓN DE CAPACITANCIA MÍNIMA

---

## 4.1 Descripción general

En este capítulo se presentan los resultados provenientes de la validación la ecuación de capacitancia desarrollada en este trabajo a través el análisis energético del sistema de propulsión.

Para llevar a cabo la validación, se considera la condición crítica de operación seleccionada de la máquina eléctrica. Este caso crítico se produce cuando la máquina eléctrica opera en modo motor y acelera desde el 0% hasta el 100% de su velocidad nominal, bajo carga máxima, en el menor tiempo posible.

Se utilizan las especificaciones de diseño establecidas para el inversor trifásico de puente completo con modulación SPWM. Dichas especificaciones incluyen un índice de modulación de 0.9 y una frecuencia de conmutación de 3300 Hz (55 veces la frecuencia de la señal moduladora), las cuales contribuyen a establecer los límites de operación del caso crítico mencionado donde existe mayor retorno de energía.

## 4.2 Especificaciones de prueba

En la Tabla 4.1 se encuentran las especificaciones de diseño empleadas para la validación de la ecuación de capacitancia mínima desarrollada en este trabajo de investigación, la cual se obtuvo mediante el análisis realizado en capítulos anteriores. La elección de los parámetros de simulación se basa en los siguientes motivos:

- La tensión de alimentación de CD es 320 V, debido a que se requiere obtener 220 V<sub>RMS</sub> para la alimentar al motor de inducción a tensión nominal.
- La frecuencia de señal moduladora de 60 Hz se selecciona debido a que coincide con la frecuencia de operación del motor que se emplea como carga en el trabajo de investigación y a su vez, esta es la frecuencia presente en la condición crítica de operación de la máquina eléctrica en modo motor.
- La frecuencia de señal portadora es 3300 Hz se selecciona debido a que en diferentes referencias se sugiere que la frecuencia de señal portadora debe ser al menos 21 veces mayor que la frecuencia de la señal moduladora [115, 116].
- El índice de modulación es de 0.9, debido a que hay estudios que indican que es el que presenta mejores resultados de distorsión armónica total en la señal de tensión a la salida del inversor, sin alcanzar la sobremodulación.

- Se tiene como carga al motor de inducción de 3 HP, cuyas especificaciones se encuentran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Especificaciones de diseño.

Parámetro	Valor
Fuente CD	320 V
Frecuencia de señal moduladora	60 Hz
Frecuencia de señal portadora	3300 Hz
Índice de modulación	0.9
Carga (Motor)	3 HP
Velocidad nominal (Motor)	1800 RPM
Corriente nominal (Motor)	8 A
Número de polos (Motor)	4

El programa de simulación utilizado es Simulink®, el cual es un software especialmente diseñado para el análisis y diseño de sistemas de control, pero su aplicación se extiende a cualquier tipo de sistema dinámico. Este simulador es útil tanto para sistemas lineales como no lineales, tiempo continuo o muestreado, así como sistemas híbridos de multifrecuencia [117]. En la Figura 4.1 se presenta el diagrama esquemático del sistema. Dentro de este diagrama se puede observar la resistencia ESR (por sus siglas en inglés *Equivalent Series Resistance*) que posee el capacitor de desacoplamiento.

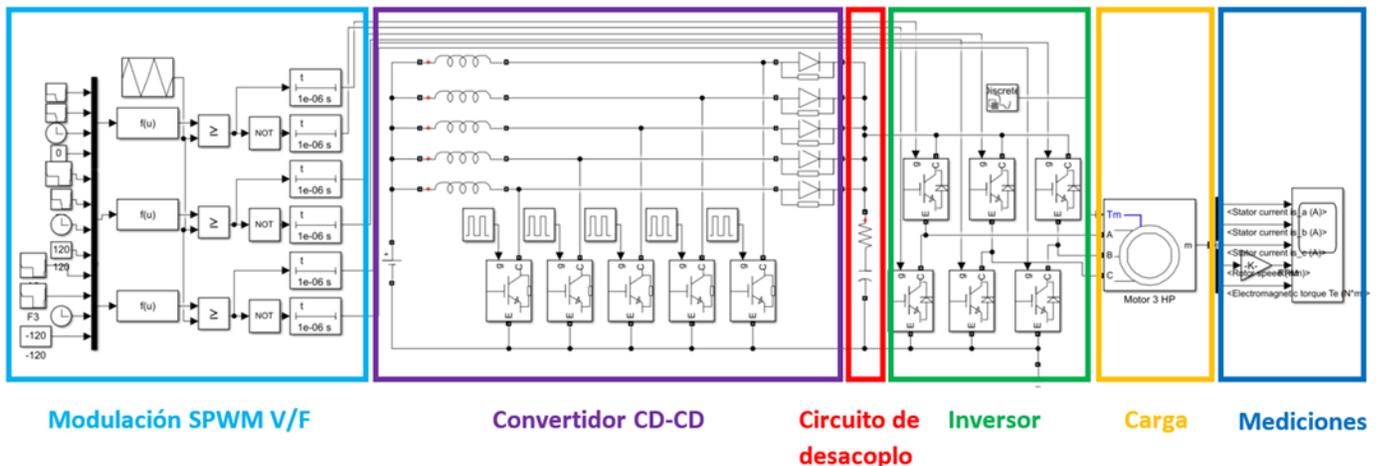


Figura 4.1. Diagrama esquemático del sistema.

Es importante mencionar que esta tesis, debido a que el sistema desarrollado funciona con un convertidor CD Boost multifase (cinco fases), la frecuencia de conmutación de cada fase es de 50 kHz, por lo que la salida presenta una señal con una frecuencia de 250 kHz, que en comparación con la frecuencia de conmutación del inversor diseñado (3.3 kHz) es considerablemente mayor, por lo que el comportamiento de la forma de onda con respecto a la conmutación del convertidor no interfiere significativamente con el objetivo del análisis del flujo de la energía entre el capacitor de desacoplamiento y el inversor trifásico puente completo.

### 4.3 Validación

Para llevar a cabo la validación de la ecuación de capacitancia mínima requerida obtenida en este trabajo, presentada al final del capítulo anterior, se realizan los siguientes pasos:

1. Se emplean los valores medios de los parámetros K en (3.19).
2. Se proponen rizados de tensión y se utilizan en (3.19) junto con los parámetros K obtenidos en el paso anterior y se obtienen los valores mínimos de capacitancia requeridos.
3. Se lleva a cabo la simulación del sistema completo empleando los valores mínimos de capacitancia requeridos obtenidos.
4. Se obtienen mediante simulación los valores de los rizados de tensión utilizando el valor mínimo de capacitancia obtenido previamente.
5. Se calcula el porcentaje de error entre los valores inicialmente propuestos y los valores obtenidos utilizando (3.19).

Primeramente, para obtener los parámetros K de (3.19), se simularon diferentes motores de 3 HP, considerando la aplicación seleccionada y el caso crítico.

En la Tabla 4.2 se encuentran los datos de circuito equivalente de los motores de inducción utilizados, de igual manera obtenidos por la hoja de datos otorgada por el fabricante como lo mostrado en el Anexo 3. Los valores obtenidos de parámetros K se presentan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.2. Datos de circuito equivalente de motores de inducción utilizados.

Motor 1		Motor 3	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Rs	0.435 $\Omega$	Rs	0.396 $\Omega$
Rr	0.816 $\Omega$	Rr	0.743 $\Omega$
Lm	69.31 mH	Lm	63.07 mH
Ls	4 mH	Ls	3.64 mH
Lr	2 mH	Lr	1.82 mH
Motor 2		Motor 4	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Rs	0.418 $\Omega$	Rs	0.409 $\Omega$
Rr	0.783 $\Omega$	Rr	0.767 $\Omega$
Lm	66.54 mH	Lm	65.15 mH
Ls	3.84 mH	Ls	3.76 mH
Lr	1.92 mH	Lr	1.88 mH

Tabla 4.3. Parámetros K obtenidos.

Motor de inducción 3 HP	Factores de proporcionalidad		
	$K_{dc}$	$K_4$	$K_6$
Motor 1	3.07	1.43	1.21
Motor 2	2.96	1.4	1.19
Motor 3	2.85	1.48	1.24
Motor 4	2.91	1.45	1.21

El valor promedio de estos parámetros K en el caso crítico de estudio se utiliza en la ecuación de capacitancia de (3.19), resultando en (4.1), (4.2) y (4.3):

$$K_{dc} = 2.947 \quad (4.1)$$

$$K_4 = 1.439 \quad (4.2)$$

$$K_6 = 1.213 \quad (4.3)$$

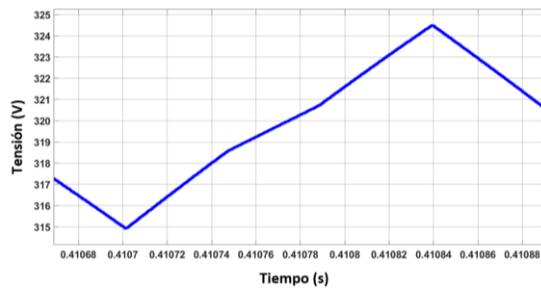
Enfatizando que los valores obtenidos pertenecen al caso crítico seleccionado y a la aplicación propuesta.

Posteriormente, se proponen diferentes rizados de tensión para verificar el buen rendimiento de la ecuación de capacitancia desarrollada. La Tabla 4.4 muestra diferentes rizados de tensión propuestas y las capacitancias mínimas obtenidas utilizando estos valores en (3.19).

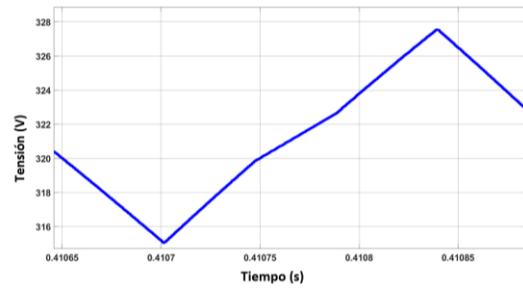
Tabla 4.4. Rizados de tensión propuestos y ecuación de capacitancia mínima obtenida

Rizo de tensión propuesto (%)	Capacitancia obtenida empleando la ecuación propuesta ( $\mu\text{F}$ )
3	361.2
4	270.0
5	217.0
6	180.6
7	155.8
8	136.0

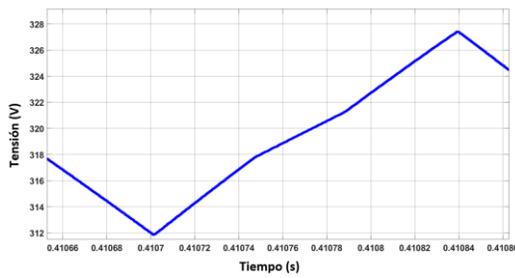
Las capacitancias presentes en la tabla anterior, las cuales están calculadas empleando la ecuación desarrollada en esta tesis, se implementan en el sistema completo de simulación y se obtienen los rizados mostrados en la Figura 4.2. El propósito es comparar los rizados de tensión inicialmente propuestos con las obtenidas utilizando la ecuación de capacitancia mínima requerida desarrollada, para obtener un error porcentual entre ellas.



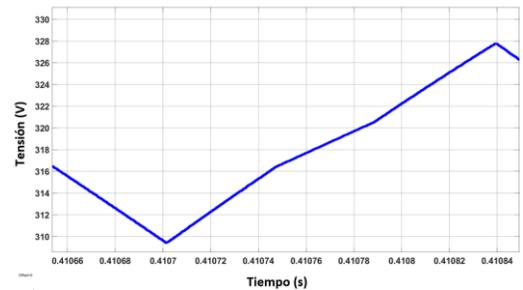
(a)



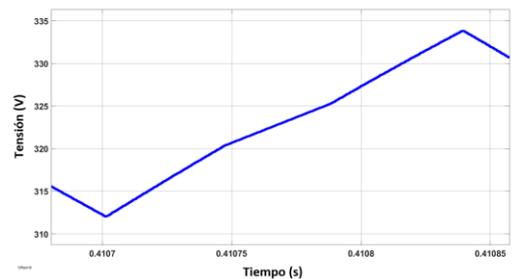
(b)



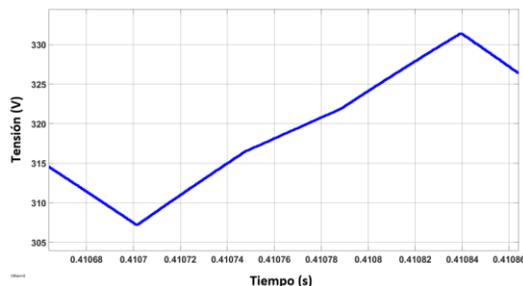
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.2. Rizos de tensión obtenidos en simulación, utilizando la capacitancia con la ecuación propuesta: (a) 3%; b) 4 por ciento; c) el 5 por ciento; d) 6 por ciento; e) 7 por ciento; f) 8%.

Teniendo en cuenta los valores de rizos de tensión obtenidos en la simulación utilizando los valores mínimos de capacitancia teóricamente desarrollados, se realiza una comparación con la ondulación de tensión propuesta inicialmente, la Figura 4.3 presenta esta comparación. Los datos de dicha tabla se utilizan para calcular los porcentajes de error entre lo propuesto y lo obtenido en la simulación bajo la ecuación de capacitancia mínima desarrollada, obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 4.5.

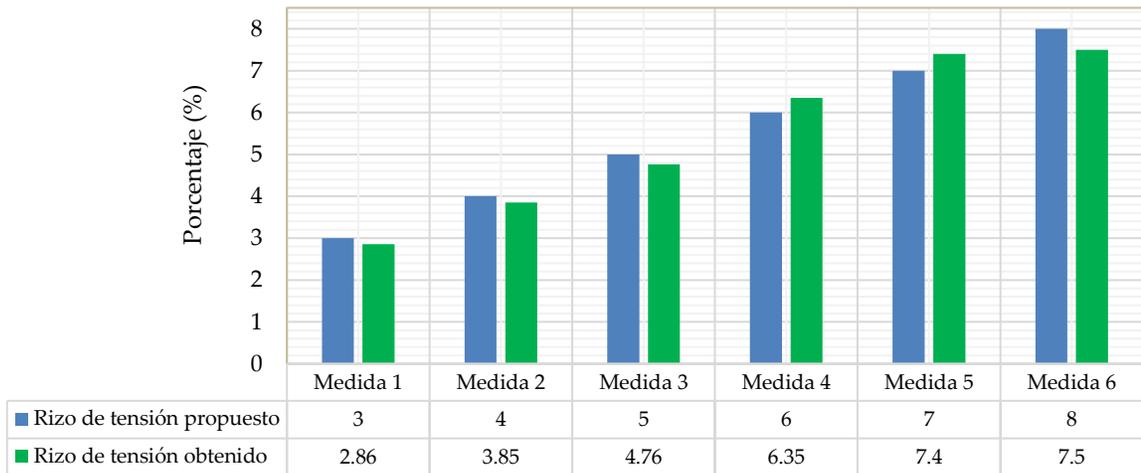


Figura 4.3. Comparación entre rizados de tensión propuestos y rizados de tensión obtenidos con la ecuación de capacitancia desarrollada.

Tabla 4.5. Porcentaje de error entre las ondulaciones de tensión propuestas y las ondulaciones obtenidas en la simulación

Número de medición	Porcentaje de error (%)
1	4.6
2	3.75
3	4.8
4	5.51
5	5.4
6	6.25

Como se muestra en la tabla anterior, el porcentaje de error más alto obtenido utilizando la ecuación propuesta es del 6.25%, con respecto al valor inicial propuesto de ondulación de voltaje.

#### 4.4 Comparación de resultados

Una vez validada el funcionamiento de la ecuación desarrollada mediante el análisis del flujo de energía de estudio, se procede a realizar una comparación entre el valor de capacitancia obtenido utilizando la ecuación propuesta en esta tesis y el valor de capacitancia requerido utilizando ecuaciones existentes desarrolladas en [90, 118], mostradas en (4.4) y (4.5).

$$C = \frac{P_o}{2V_{dc}\Delta V} \quad (4.4)$$

$$C_{DC-link} = \frac{I_{c,RMS}}{V_{Ripple}2\pi f_{sw}} \quad (4.5)$$

Dónde:

- $C, C_{DC-link}$ : Capacitor de desacoplamiento
- $f$ : frecuencia

- $f_{sw}$ : frecuencia de conmutación
- $V_{dc}$ : tensión de alimentación
- $\Delta V$ : Variación de tensión pico-pico
- $V_{ripple}$ : rizo de tensión
- $P_O$ : Valor promedio de la potencia real
- $I_{C,RMS}$ : Corriente RMS del capacitor de desacoplamiento

La Tabla 4.6 muestra la comparación entre las capacitancias obtenidas empleando la ecuación desarrollada en esta tesis y las ecuaciones (4.4) y (4.5), bajo el rizo de tensión de 3%.

Tabla 4.6. Valores de capacitancia utilizando ecuaciones existentes y la ecuación propuesta

Referencia utilizada	Número de ecuación	Capacitancia obtenida $\mu F$
Propuesta	(3.19)	365
[90]	(4.4)	967
[118]	(4.5)	552.62

El valor mínimo de capacitancia requerido por el sistema utilizando la ecuación desarrollada en este trabajo es menor en 2.6 y 1.51 veces, en comparación con [90] y [118], respectivamente.

Es importante enfatizar que la ecuación desarrollada se puede emplear en diferentes aplicaciones solo modificando los factores de proporcionalidad. Por ejemplo, para aplicaciones o escenarios donde se requiere un factor de servicio del motor de inducción de 1.25 (cuyas especificaciones se describen en la sección anterior), solo se vuelven a calcular los factores de proporcionalidad, lo que resulta en (4.6), (4.7) y (4.8); Estos factores se utilizan en la ecuación de capacitancia mínima desarrollada en este trabajo, resultando en (4.9), proponiendo una ondulación de voltaje del 3%.

$$K_{dc} = 2.900 \quad (4.6)$$

$$K_4 = 1.950 \quad (4.7)$$

$$K_6 = 1.800 \quad (4.8)$$

$$C = 378 \mu \quad (4.9)$$

Finalmente, el proceso para lograr la transferencia del análisis y la ecuación desarrollada se enumera a continuación:

1. Seleccione la aplicación para la que se utilizará el motor de inducción para obtener las especificaciones de diseño del sistema.
2. Identificar los intervalos de estudio. Es decir, los intervalos de retorno máximo

de energía al sistema de desacoplamiento.

3. Calcular los factores de proporcionalidad a través de (3.6), considerando los intervalos establecidos en el punto anterior.
4. Sustituir los valores obtenidos de los factores de proporcionalidad y las especificaciones de diseño de la aplicación seleccionada en la ecuación principal desarrollada de capacitancia mínima requerida (3.19).

---

# CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

## 5.1 Conclusiones generales

En este trabajo de investigación se aborda el análisis del flujo de energías y potencias del sistema de propulsión de un vehículo eléctrico mediante conceptos alternativos. El objetivo del análisis es establecer una ecuación que permita calcular la capacitancia mínima requerida por el sistema de desacoplamiento considerando los parámetros del caso crítico de operación, con la finalidad de reducir el valor de la capacitancia y con ello evitar el uso de capacitores electrolíticos.

El emplear la ecuación de capacitancia mínima permite seleccionar capacitores con tecnologías de construcción más confiables y de mayor vida útil, lo cual impacta positivamente en el rendimiento, costo y eficiencia del sistema de propulsión, así como en la vida útil del vehículo. Es por ello que derivado del análisis realizado en esta tesis se concluye lo siguiente:

- Al analizar el flujo de energía en los convertidores de potencia del sistema se logra obtener una ecuación altamente efectiva que logra determinar la cantidad de capacitancia mínima necesaria para asegurar el correcto funcionamiento del sistema en condiciones críticas.
- Con la ecuación propuesta se logra disminuir la capacitancia requerida por el sistema de desacoplamiento entre un 49.9% y un 62.2% en comparación con las ecuaciones existentes en la literatura, logrando con ello un ahorro de recursos y un mejor rendimiento del sistema.
- Al implementar la ecuación desarrollada en conjunto con el inversor trifásico punto completo con modulación SPWM, se obtuvieron errores de entre 3.75% y 6.25% entre lo obtenido teóricamente y en simulación, demostrando que la ecuación es precisa y confiable.
- El minimizar la capacitancia requerida por el sistema de desacoplamiento permite seleccionar capacitores con tecnologías de construcción más confiables y de mayor vida útil, teniendo un impacto positivo en el rendimiento del sistema de propulsión.
- El análisis y la ecuación derivada del mismo son una solución adaptable, ya que son fácilmente escalables a diferentes esquemas de trabajo, ampliando su espectro de aplicación.

## 5.2 Trabajos futuros

A continuación, se enlistan los trabajos futuros que se consideran convenientes para contribuir al tema de investigación:

- Elaborar el análisis de energías alternativo considerando diferentes escenarios, incluyendo el frenado regenerativo en el sistema.
- Elaboración de curvas características que relacionen la ecuación característica con diferentes potencias e índices de proporcionalidad.
- Implementar el sistema de propulsión completo, considerando los elementos diseñados en este trabajo de investigación.

## 5.3 Trabajo publicado

Como resultado de la investigación se publicó un artículo científico en la revista Applied Science, la cual pertenece al Journal Citation Reports (JCR), con factor de impacto de 2.838 y pertenece al cuartil Q2. Los datos del artículo son los siguientes: Minimization of the Decoupling Circuit (DC-Link) in Induction Motors, Applied Science 13, no. 3674, 2023. <https://doi.org/10.3390/app13063674>. En la Figura 5.1 se encuentran la constancia de aceptación.



Figura 5.1. Constancia de aceptación de artículo en revista Applied Sciences

# REFERENCIAS

---

- [1] O. M. d. I. Salud. (2021). *Air pollution remains the biggest environmental risk to health*. Available: <https://www.who.int/news-room/feature-stories/detail/air-pollution-remains-the-biggest-environmental-risk-to-health>
- [2] O. M. d. I. Salud. (2021). *New air quality guidelines: global targets for reducing health impacts of air pollution*. Available: <https://www.who.int/news-room/feature-stories/detail/new-air-quality-guidelines-global-targets-for-reducing-health-impacts-of-air-pollution>
- [3] A. I. d. E. (AIE), "Global Energy Review 2021," 2021.
- [4] P. Ahmadi, "Environmental impacts and behavioral drivers of deep decarbonization for transportation through electric vehicles," *Journal of Cleaner Production*, vol. 225, pp. 1209–1219, 2019/07/10/ 2019.
- [5] K. Jyotheeswara Reddy and S. Natarajan, "Energy sources and multi-input DC-DC converters used in hybrid electric vehicle applications – A review," *International journal of hydrogen energy*, vol. 43, no. 36, pp. 17387–17408, 2018.
- [6] B. Luin, S. Petelin, and F. Al-Mansour, "Microsimulation of electric vehicle energy consumption," *Energy*, vol. 174, pp. 24–32, 2018.
- [7] T.-V. Tran, N. Edouard, K. Mikati, P. Pelleray, and B. Assaad, "Optimal design and experimental prototype testing of a low-cost machine for city battery electric vehicle," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 3886–3892: IEEE.
- [8] Y. Guan, Z. Q. Zhu, I. A. A. Afinowi, J. C. Mipo, and P. Farah, "Difference in maximum torque-speed characteristics of induction machine between motor and generator operation modes for electric vehicle application," *Electric Power Systems Research*, vol. 136, pp. 406–414, 2016/07/01/ 2016.
- [9] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Benchmarking of electric and hybrid vehicle electric machines, power electronics, and batteries," in *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, 2015, pp. 519–526.
- [10] M. Kumar Arya and W. Sulochana, "Transient Analysis of Three Phase Squirrel Cage Induction Machine using Matlab," *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*, vol. 1, pp. 918–922, 2019.
- [11] D. Logue and P. T. Krein, "Simulation of electric machinery and power electronics interfacing using MATLAB/SIMULINK," in *COMPEL 2000. 7th Workshop on Computers in Power Electronics. Proceedings (Cat. No.00TH8535)*, 2000, pp. 34–39.

- [12] S. Rahman, *A review on electrical motors energy use and energy savings. Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14, 877–898. 2010, pp. 877–898.
- [13] M. Yilmaz, "Limitations/capabilities of electric machine technologies and modeling approaches for electric motor design and analysis in plug-in electric vehicle applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 80–99, 2015/12/01/ 2015.
- [14] Z. Gao *et al.*, "Evaluation of Electric Vehicle Component Performance over Eco-Driving Cycles," *Energy*, vol. 172, pp. 823–839, 2019.
- [15] X. Ding, H. Guo, R. Xiong, F. Chen, D. Zhang, and C. Gerada, "A new strategy of efficiency enhancement for traction systems in electric vehicles," *Applied Energy*, vol. 205, pp. 880–891, 2017.
- [16] V. K. G. A. Signhg I.S. Bathia, S. Anand Sethi, "Simulation and speed control of induction motor drives," Tesis Doctoral, Ingeniería eléctrica, Instituto Nacional de Tecnología, 2012.
- [17] Y. Li, M. Liu, J. Lau, and B. Zhang, "A novel method to determine the motor efficiency under variable speed operations and partial load conditions," *Applied Energy*, vol. 144, pp. 234–240, 2015.
- [18] X. Ding, M. Du, T. Zhou, H. Guo, and Z. Chengming, "Comprehensive comparison between silicon carbide MOSFETs and silicon IGBTs based traction systems for electric vehicles," *Applied Energy*, vol. 194, pp. 626–634, 2016.
- [19] P. W. M. Doppelbauer. (2017). *Shut Up About the Batteries: The Key to a Better Electric Car Is a Lighter Motor*. Available: <https://spectrum.ieee.org/transportation/advanced-cars/shut-up-about-the-batteries-the-key-to-a-better-electric-car-is-a-lighter-motor>
- [20] H. Prasad and T. Maity, "FPGA-based design and implementation of DTC and regenerative braking control of ZSI-Fed an induction motor drive," in *2016 International Conference on Intelligent Control Power and Instrumentation (ICICPI)*, 2016, pp. 184–188.
- [21] J. Jency Joseph, J. L. Juliha, and F. T. Josh, "Review on the recent development of the power converters for electric vehicle," presented at the 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES), 2017.
- [22] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2677–2687, 2013.
- [23] E. A. Moreno-Basaldúa, J. A. Morales-Saldaña, and R. Loera-Palomo, "Design methodology for quadratic step-up dc-dc converters based on non-cascading structures," in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 2016, pp. 210–215.
- [24] M. A. Al-Saffar, E. H. Ismail, and A. J. Sabzali, "High efficiency quadratic boost converter," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 1245–1252.

- [25] A. Benny K.H .Beena, "Analysis and Implementation of Quadratic Boost Converter for Nanogrid Applications," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 04, no. 7, pp. 6043–6048, 2015.
- [26] P. He and A. Khaligh, "Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC–DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 147–156, 2017.
- [27] F. Alonge, M. Pucci, R. Rabbeni, and G. Vitale, "Dynamic modelling of a quadratic DC/DC single-switch boost converter," *Electric Power Systems Research*, vol. 152, pp. 130–139, 2017.
- [28] A. Mendoza-Torres, N. Visairo, C. Núñez, J. Armenta, E. Rodríguez, and I. Cervantes, "Switching rule for a bidirectional DC/DC converter in an electric vehicle," *Control Engineering Practice*, vol. 82, pp. 108–117, 2019.
- [29] J. G. A. Campos, "Estudio del Frenado Regenerativo y su Impacto en la Autonomía de un Vehículo Eléctrico," Tesis Doctoral, Centro de Investigación y Estudios de Posgrado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2018.
- [30] L. Pan and C. Zhang, "An Integrated Multifunctional Bidirectional AC/DC and DC/DC Converter for Electric Vehicles Applications," *Energies*, vol. 9, no. 7, p. 493, 2016.
- [31] M. E. Vilberger and D. P. Vislogusov, "Bidirectional DC–DC Conversion in the Traction Drive," in *2018 XIV International Scientific–Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, 2018, pp. 467–470.
- [32] J. Loncarski, M. Leijon, M. Srdović, C. Rossi, and G. Grandi, "Comparison of Output Current Ripple in Single and Dual Three-Phase Inverters for Electric Vehicle Motor Drives," *Energies*, vol. 8, pp. 3832–3848, 2015.
- [33] G. Brando, A. Dannier, A. D. Pizzo, R. Rizzo, and I. Spina, "Generalised look-up table concept for direct torque control in induction drives with multilevel inverters," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 8, pp. 556–567, 2015.
- [34] S. Mukherjee and G. Poddar, "Direct torque control of squirrel cage induction motor for optimum current ripple using three-level inverter," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 6, pp. 904–914, 2010.
- [35] V. S. S. P. K. Hari and G. Narayanan, "Space-Vector-Based Hybrid PWM Technique to Reduce Peak-to-Peak Torque Ripple in Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1489–1499, 2016.
- [36] T. Shiraishi, U. Ufot Ekong, T. Nakade, M. Inamori, and M. Morimoto, "Evaluation of Transformation Matrix for Instantaneous Vector Control of Four Switch Three Phase Inverter fed Induction Motor Drive," presented at the 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018.
- [37] M. Tousizadeh, H. S. Che, J. Selvaraj, N. A. Rahim, and B. Ooi, "Performance Comparison of Fault-Tolerant Three-Phase Induction Motor Drives Considering Current and Voltage Limits," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2639–2648, 2019.

- [38] J. P. Ramírez, "Aplicación de Convertidores Multinivel a Compensadores Estáticos de Potencia Reactiva STATCOM," Tesis Doctoral, Centro de Investigación y Estudios de Posgrado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, San Luis Potosí, 2012.
- [39] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 64-72, 2011.
- [40] F. Khoucha, S. M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel-Inverter Induction-Motor-Drive Direct Torque Control for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 892-899, 2010.
- [41] F. Khoucha, A. Ales, A. Khoudiri, K. Marouani, M. E. H. Benbouzid, and A. Kheloui, "A 7-level single DC source cascaded H-bridge multilevel inverters control using hybrid modulation," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 2010, pp. 1-5.
- [42] M. Z. R. Z. Ahmadi, A. Jidin, M. N. Othman, H. Jopri, and M. Manap, "Improved performance of Direct Torque Control of induction machine utilizing 3-level Cascade H-Bridge Multilevel Inverter," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 2089-2093.
- [43] J. Rodriguez, J. Pontt, S. Kouro, and P. Correa, "Direct torque control with imposed switching frequency and torque ripple minimization in an 11-level cascaded inverter," in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, 2003, vol. 2, pp. 501-506 vol.2.
- [44] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1108-1116, 2004.
- [45] R. O. Raghi and J. M. Geisa, "Multilevel converter topology with reduced switching elements for Electric Vehicle," in *2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2016, pp. 647-652.
- [46] E. P. Anila and M. Sujith, "Multi Level Inverter with Reduced Number of Switches for Drives," presented at the International Conference on Current Trends towards Converging technologies (ICCTCT), 2018.
- [47] R. K. R, K. Gopakumar, M. Boby, A. K. Yadav, L. G. Franquelo, and S. S. Williamson, "Multilevel 24-Sided Polygonal Voltage-Space-Vector Structure Generation for an IM Drive Using a Single DC Source," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1023-1031, 2019.
- [48] M. Espinoza-B *et al.*, "An Integrated Converter and Machine Control System for MMC-Based High-Power Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2343-2354, 2019.

- [49] D. M. Hernandez, "Control digital para convertidor multinivel alimentado con energía solar," Tesis de licenciatura Universidad de las Américas, 2006.
- [50] B. Kwak and J.-K. Seok, "Three-Phase Inverter Control for AC Motor Drives with Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase Diode Rectifier," presented at the Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018.
- [51] P. C. Luz, M. R. Cosetin, P. E. Bolzan, T. Maboni, and R. N. do Prado, "A family of insulated integrated drivers to feed LED's lamps to street lighting with reduced capacitances," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 1154-1158: IEEE.
- [52] C. Gobbato, S. V. Kohler, I. H. d. Souza, G. W. Denardin, and J. d. P. Lopes, "Integrated topology of DC converter for street lighting system based on LED modular drivers," in *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2016, pp. 1-6.
- [53] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "Isolated AC/DC Offline High Power Factor Single-Switch LED Drivers Without Electrolytic Capacitors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 679-690, 2015.
- [54] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "A High Power Factor, Electrolytic Capacitor-Less AC-Input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 943-955, 2015.
- [55] G. Jane, S. Chun-Chieh, C. Huang-Jen, and L. Yu-Kang, "High-efficiency LED driver for street light applications," in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, pp. 1-5.
- [56] C. Adragna and E. Pastori, "High-efficiency multiple LED-string driver for street lighting and TV backlighting applications," in *2014 AEIT Annual Conference - From Research to Industry: The Need for a More Effective Technology Transfer (AEIT)*, 2014, pp. 1-6.
- [57] C. Cheng, C. Chang, T. Chung, and F. Yang, "Design and Implementation of a Single-Stage Driver for Supplying an LED Street-Lighting Module With Power Factor Corrections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 956-966, 2015.
- [58] C. Cheng, T. Chung, and F. Yang, "A single-stage LED driver for street-lighting applications with high PF," in *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2013, pp. 1-4.
- [59] Y. Wang, Y. Guan, K. Ren, W. Wang, and D. Xu, "A Single-Stage LED Driver Based on BCM Boost Circuit and LLC Converter for Street Lighting System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5446-5457, 2015.
- [60] S. Pervaiz, A. Kumar, and K. K. Afridi, "A Compact Electrolytic-Free Two-Stage Universal Input Offline LED Driver With Volume-Optimized SSC Energy Buffer," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1116-1130, 2018.

- [61] M. Chen, K. K. Afridi, and D. J. Perreault, "Stacked Switched Capacitor Energy Buffer Architecture," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5183–5195, 2013.
- [62] Y. Ni, S. Pervaiz, M. Chen, and K. K. Afridi, "Energy Density Enhancement of Stacked Switched Capacitor Energy Buffers Through Capacitance Ratio Optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6363–6380, 2017.
- [63] M. Chen, Y. Ni, C. Serrano, B. Montgomery, D. Perreault, and K. Afridi, "An electrolytic-free offline LED driver with a ceramic-capacitor-based compact SSC energy buffer," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2713–2718.
- [64] X. Ruan, B. Wang, K. Yao, and S. Wang, "Optimum Injected Current Harmonics to Minimize Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1820–1825, 2011.
- [65] B. Wang, X. Ruan, K. Yao, and M. Xu, "A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 592–601, 2010.
- [66] K. H. Leung, C. S. Wong, K. H. Loo, Y. M. Lai, and M. H. L. Chow, "Elimination of electrolytic capacitor through high-voltage driving of LED aided by third-order harmonic current injection," in *IECON 2013 – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 6058–6062.
- [67] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, and K. Yao, "Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1399–1408, 2009.
- [68] P. Fang, Y. Qiu, H. Wang, and Y. Liu, "A Single-Stage Primary-Side-Controlled Off-line Flyback LED Driver With Ripple Cancellation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4700–4715, 2017.
- [69] D. Camponogara, D. R. Vargas, M. A. D. Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 184–192, 2015.
- [70] D. Camponogara, G. F. Ferreira, A. Campos, M. A. D. Costa, and J. Garcia, "Offline LED Driver for Street Lighting With an Optimized Cascade Structure," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2437–2443, 2013.
- [71] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S. Tan, Y. Yang, and Z. Ye, "A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4540–4548, 2012.
- [72] Q. Hu and R. Zane, "Minimizing Required Energy Storage in Off-Line LED Drivers Based on Series-Input Converter Modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2887–2895, 2011.

- [73] P. Fang and Y. F. Liu, "An electrolytic capacitor-free single stage Buck-Boost LED driver and its integrated solution," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1394-1401.
- [74] L. Wang, B. Zhang, D. Qiu, and L. Wang, "A novel flicker-free AC-DC LED driver without electrolytic capacitor," in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, pp. 370-375.
- [75] K. Lee, Y. Hsieh, and T. Liang, "A current ripple cancellation circuit for electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1058-1061.
- [76] Y. Qiu, L. Wang, H. Wang, Y. Liu, and P. C. Sen, "Bipolar Ripple Cancellation Method to Achieve Single-Stage Electrolytic-Capacitor-Less High-Power LED Driver," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 698-713, 2015.
- [77] A. Álzate, D. M. Yarce, and M. G. Valencia, "Control de velocidad mediante relación voltaje frecuencia," *Scientia et Technica*, vol. 3, no. 49, pp. 19-24, 2011.
- [78] L. M. C. Santos, "Diseño de un sistema fotovoltaico e inversor trifásico de alta eficiencia para aplicaciones de bombeo de agua," Tesis de Maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, 2019.
- [79] R. Morales-Capora, G. Montiel-Gomez, A. Pérez-López, K. E. Hernández-Castañeda, and F. A. Vázquez-Tonix, "Diseño de un inversor trifásico e implementación del control escalar para accionar una máquina de inducción con aplicaciones en vehículos eléctricos," presented at the Congreso Internacional de Investigación Celaya, 2'16.
- [80] M. Roldán Castro, "Diseño y Construcción de un Variador de Velocidad Aplicado a un Motor Asíncrono con Arranque Suave, para Formación Académica," Tesis de Licenciatura, Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- [81] H. R. C. Vera, B. V. Toro, and C. L. T. Rodríguez, "Diseño y simulación de un controlador PD difuso para el control de la velocidad de un motor de inducción," *Ingeniería y Desarrollo*, no. 27, pp. 62-92, 2010.
- [82] C. Wang, R. Xiong, h. Hongwen, X. Ding, and W. Shen, "Efficiency analysis of a bidirectional DC/DC converter in a hybrid energy storage system for plug-in hybrid electric vehicles," *Applied Energy*, vol. 183, pp. 612-622, 2016.
- [83] J. H.M. Langbroek, M. Cebecauer, J. Malmsten, J. Franklin, Y. Susilo, and P. Georén, "Electric vehicle rental and electric vehicle adoption," *Research in Transportation Economics*, vol. 73, pp. 72-82, 2019.
- [84] O. Egbue and S. Long, "Barriers to widespread adoption of electric vehicles: An analysis of consumer attitudes and perceptions," *Energy Policy*, vol. 48, pp. 717-729, 2012/09/01/ 2012.
- [85] A. S. Kiyota, "Análisis de datos de transporte y consumo eléctrico para la movilidad eléctrica," Tesis de Licenciatura, Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial de Barcelona, 2013.

- [86] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, 2008.
- [87] M. Otsuki, M. Watanabe, and A. Nishiura, "Trends and opportunities in intelligent power modules (IPM)," in *2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD)*, 2015, pp. 317–320.
- [88] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems—a review," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3235–3240: IEEE.
- [89] E. González, "Sistema fotovoltaico con mínimo almacenamiento de energía en el enlace de CD," Tesis de Maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Cuernavaca, Morelos, México: sn, 2008.
- [90] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4690–4698, 2012.
- [91] S. Luo, Z. Ye, R.-L. Lin, and F. C. Lee, "A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, vol. 2, pp. 901–908: IEEE.
- [92] C. Wang, "Investigation on interleaved boost converters and applications," Tesis de doctorado, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2009.
- [93] K. D. Coelho and I. Barbi, "A three level double-ended forward converter," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, vol. 3, pp. 1396–1400: IEEE.
- [94] T. M. U. Ned Mohan, William P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, 3 ed. John Wiley & Sons, 2007, p. 802.
- [95] M. N. P. Pravin D. Patel, Vinod P. Patel, "Design and implementation of 10 kW 6 kHz dc-dc boost converter using DSP," presented at the TENCON 2008 – 2008 IEEE Region 10 Conference, Hyderabad, India, Nov. 2009, 2009.
- [96] A. I. J. L. D. G. David R. López Flores. (2005) Diseño y consideraciones de un lazo de compensación para el convertidor tipo Boost CD-CD controlado en modo de voltaje. *Sociedad, cultura y desarrollo sostenible*. 349–362.
- [97] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003.
- [98] Z. Chen, Q. Wu, M. Li, Y. Xu, and Q. Wang, "A three-port DC-DC converter with low frequency current ripple reduction technique," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 2069–2074.
- [99] S. Harb, M. Mirjafari, and R. S. Balog, "Ripple-Port Module-Integrated Inverter for Grid-Connected PV Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2692–2698, 2013.

- [100] J. S. Romero, "Evaluación de la Mejora de los Convertidores CD-CD Utilizados en Sistemas Fotovoltaicos," Tesis de Maestría, Departamento de Ingeniería Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), 2017.
- [101] S. Zhao, X. Ge, X. Wu, J. Zhang, and H. Zhang, "Analysis and design considerations of two-stage AC-DC LED driver without electrolytic capacitor," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2606-2610.
- [102] H. Ma, W. Yu, C. Zheng, J.-S. Lai, Q. Feng, and B.-Y. Chen, "A universal-input high-power-factor PFC pre-regulator without electrolytic capacitor for PWM dimming LED lighting application," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 2288-2295: IEEE.
- [103] P. S. Almeida, G. M. Soares, D. P. Pinto, and H. A. Braga, "Integrated SEPIC buck-boost converter as an off-line LED driver without electrolytic capacitors," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4551-4556: IEEE.
- [104] J. C. Pedrosa and E. M. González, *Instalaciones eléctricas básicas*. McGraw-Hill, 2013.
- [105] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas* 5a ed. McGraw Hill Mexico, 2012.
- [106] N. Vázquez and J. V. López, "Inverters," in *Power Electronics Handbook*: Elsevier, 2018, pp. 289-338.
- [107] E. A. M. Basaldúa, "Análisis de flujo de energía en circuitos monofasicos mediante definiciones alternativas de energías y potencias," Tesis de Doctorado, Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, 2015.
- [108] J. Cao and A. Emadi, "A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122-132, 2012.
- [109] M. Farhadi and O. Mohammed, "Energy Storage Technologies for High-Power Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 1953-1961, 2016.
- [110] F. Naseri, E. Farjah, and T. Ghanbari, "An Efficient Regenerative Braking System Based on Battery/Supercapacitor for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles With BLDC Motor," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3724-3738, 2017.
- [111] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [112] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [113] T. Gillespie, *Fundamentals of vehicle dynamics*. SAE international, 2021.
- [114] L. Guzzella and A. Sciarretta, *Vehicle propulsion systems*. Springer, 2007.
- [115] C. Govindaraju and K. Baskaran, "Efficient Sequential Switching Hybrid-Modulation Techniques for Cascaded Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1639-1648, 2011.

- [116] J. L. Coutiño, "Análisis de Técnicas de Modulación en Convertidores Multinivel en Cascada Asimétrico," Tesis de maestría, Electrónica de potencia, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2013.
- [117] J. R. P. d. Inestrosa, *Introducción a Matlab y Simulink*. Spain, Granada: Department of Signal Theory, Telematics and Communications ..., 2022.
- [118] M. Hussain, M. Talha, S. Raihan, O. Butt, T. Butt, and M. Ashfaq, "Simulative Study to Reduce DC-Link Capacitor of Drive Train for Electric Vehicles," *Energies*, vol. 15, no. 4499, 2022.

**Anexo 1. Tabla de armónicos representativos para diferentes estrategias de modulación**

Harmonic Number	Naturally Sampled PWM (%) (Sawtooth Carrier)	Regularly Sampled PWM (%) (Sawtooth Carrier)	Naturally Sampled PWM (%) (Triangular Carrier)	Symmetrical Regular Sampled PWM (%) (Triangular Carrier)	Asymmetrical Regular Sampled PWM (%) (Triangular Carrier)	Direct Modulation Asymmetrical Calculation (%)
1	90.0	89.8	90.0	89.7	89.9	89.9
2	0.0	6.0	0.0	0.5	0.0	0.0
3	0.0	0.61	0.0	0.1	0.2	0.2
4	0.0	0.07	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.01	0.0	0.0	0.0	0.0
16	2.1	0.8	0.0	0.0	0.0	0.0
17	7.0	4.3	1.2	0.6	0.7	0.7
18	17.7	15.0	0	1.1	0.0	0.0
19	30.5	31.9	26.8	24.8	25.1	25.0
20	25.5	27.9	0.0	5.3	0.0	0.0
21	51.2	51.2	71.2	71.2	71.2	71.3
22	25.5	21.5	0.0	5.0	0.0	0.0
23	30.5	28.3	26.8	28.1	28.4	28.3
24	17.7	19.4	0.0	1.8	0.0	0.0
25	7.0	9.8	1.2	1.9	1.9	2.0
26	2.1	4.1	0.0	0.1	0.0	0.0

## Anexo 2. Ecuaciones de simplificación de circuito de motor a RL

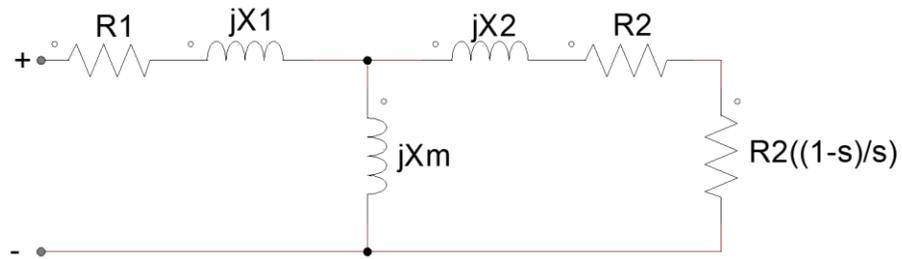


Figura A.1. Circuito equivalente por fase de motor en estado estable

$$R_{eq1} = R_2 + R_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) = \frac{R_2}{s}$$

$$X_{eq1} = \frac{R_2}{s} + jX_2$$

$$X_{eq2} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \parallel jX_m$$

$$X_{eq2} = \frac{\left( \frac{R_2}{s} + jX_2 \right) (jX_m)}{\frac{R_2}{s} + jX_2 + jX_m}$$

$$X_{eq2} = \frac{-X_m jX_2 + jX_m R_2}{R_2 + jX_2 s + jX_m s}$$

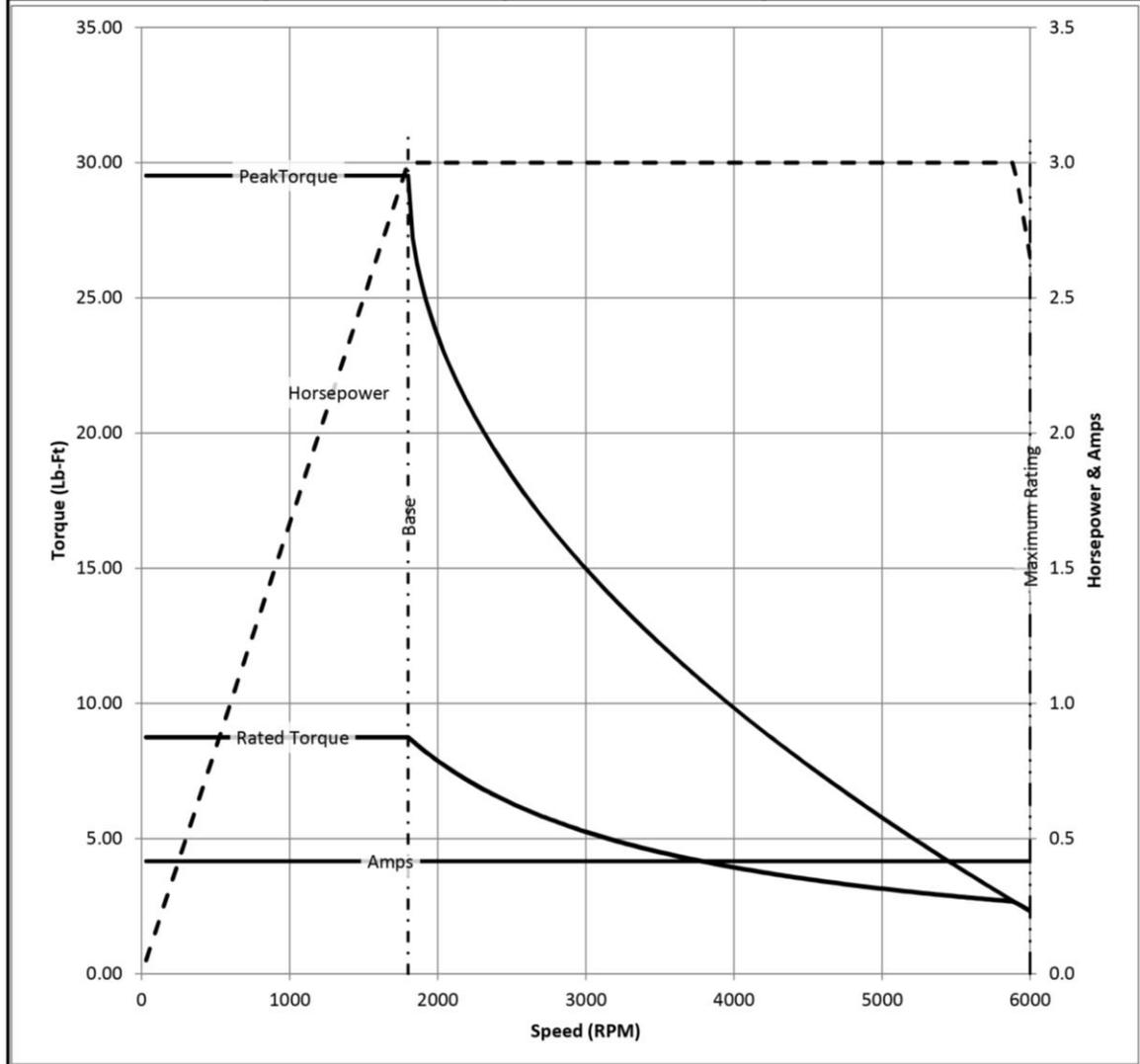
$$X_{eq2} = \frac{(X_m^2 s R_2)}{(X_m s + jX_2 s)^2 + R_2^2} + j \frac{X_m R_2^2 + X_m^2 X_2 s^2 + X_m^2 X_2^2 + s^2}{(X_m s + X_2 s)^2 + R_2^2}$$

$$X_{eqTOTAL} = R_1 + jX_1 + jX_{eq2}$$

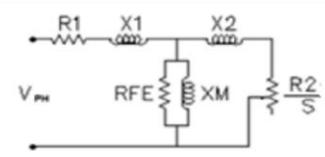
$$X_{eqTOTAL} = \frac{R_1 (R_2^2 + X_m^2 s^2 + s^2 X_2^2 + 2X_m s^2 X_2) + X_m^2 s R_2}{R_2^2 + X_m^2 s^2 + s^2 X_2^2 + 2X_m s^2 X_2} + j \frac{X_1 (R_2^2 + X_m^2 s^2 + s^2 X_2^2 + 2X_m s^2 X_2) + X_m R_2^2 + X_m^2 X_2 s^2 + X_m X_2^2 s^2}{R_2^2 + X_m^2 s^2 + s^2 X_2^2 + 2X_m s^2 X_2}$$

### Anexo 3. Especificaciones de fabricante (motor de inducción)

Catalog	ZDNM3661T	NP VOLTS	230/460	ENCLOSURE	TENV	WYE CONN EQ CKT OHMS PER PHASE (BASE RATING, 20C)			
FRAME	184TC	NP AMPS	8.4/4.2	Base Volts	460	R1	2.110	X1	5.101
HP	3 HP	DUTY	Cont	Base AMPS	4.16	R2	1.290	X2	4.266
BASE SPEED	1800	MAX SAFE RPM	6000	Slip Hz	1.43			XM	108.947
PHASE/HZ	3/60	AMB <sup>0</sup> C/INSUL	40/H	WK <sup>2</sup> (lb-ft <sup>2</sup> )	0.298				



Remarks: Calculated Data



<p><b>BALDOR</b> A MEMBER OF THE ABB GROUP</p>	DR BY	ENR	<p><b>A-C MOTOR</b> <b>PERFORMANCE CURVES</b></p> <p>06F550X388Z1</p> <p>ISSUE DATE 2/27/2013</p>
	CK BY		
	APP BY	ENR	
	DATE	2/27/2013	