

Universidad Nacional de Ingeniería
Facultad de Ingeniería Eléctrica y electrónica



TESIS

**Diseño de un convertidor triple active bridge que brinde inercia
virtual a la red eléctrica mediante la integración de
supercapacitores estacionarios**

Para obtener el título profesional de Ingeniero Electrónico.

Elaborado por

Dante Javier Solis Oncoy

 [0000-0002-9948-3844](https://orcid.org/0000-0002-9948-3844)

Asesor

MSc. Ing. Juan Francisco Tisza Contreras

 [0000-0003-2548-2686](https://orcid.org/0000-0003-2548-2686)

LIMA – PERÚ

2024

Citar/How to cite	Solis Oncoy [1]
Referencia/Reference	[1] D. Solis Oncoy, " <i>Diseño de un convertidor triple active bridge que brinde inercia virtual a la red eléctrica mediante la integración de supercapacitores estacionarios</i> " [Tesis]. Lima (Perú): Universidad Nacional de Ingeniería, 2024.
Estilo/Style: IEEE (2020)	

Citar/How to cite	(Solis, 2024)
Referencia/Reference	Solis D. (2024). <i>Diseño de un convertidor triple active bridge que brinde inercia virtual a la red eléctrica mediante la integración de supercapacitores estacionarios</i> . [Tesis, Universidad Nacional de Ingeniería]. Repositorio institucional Cybertesis UNI.
Estilo/Style: APA (7ma ed.)	

Dedicatoria

*A mi madre por el sacrificio durante toda mi vida,
mi padre por la motivación constante hacia la investigación
y a Ines por no perder la fe en mí*

Agradecimientos

Primero agradezco a dios por la vida y por cuidarme en los momentos difíciles, cuidar a mis seres queridos y brindarme la oportunidad de seguir mis sueños.

Agradezco a mi madre por el amor incondicional y el apoyo constante durante toda mi vida. A mi padre, por las enseñanzas, y la formación académica y emocional que me brindo durante la niñez.

Agradezco a mi amada Ines, por nunca perder la fe en mí y ser mi única compañía en los momentos más difíciles.

Finalmente, agradezco a los alumnos y docentes que componen la universidad nacional de ingeniería, por brindar una formación académica y personal de alta calidad. Un agradecimiento personal al profesor Victor Rojas Cerna.

Resumen

En los últimos años, la demanda eléctrica presenta un incremento acelerado debido a los avances tecnológicos, principalmente en las cargas de alta potencia como las estaciones de carga de vehículos eléctricos. Consecuentemente, es necesario que las estaciones de carga puedan conectarse a la red eléctrica brindando servicios auxiliares que refuercen la estabilidad de la red, tales como la emulación de inercia virtual, entre otros. En esta tesis se presenta la topología y el diseño de tres convertidores tipo “Triple Active Bridge” (TAB), para luego compararlos y elegir el más adecuado para establecer un convertidor DC-DC que conecta un vehículo eléctrico, un arreglo de supercapacitores (SC) y la red eléctrica. El modo de operación general de convertidor DC-DC tipo TAB consiste en la conexión de un arreglo de SC de 100 V, una tensión constante de 600 V y un Bus DC de 450 V. Adicionalmente, este convertidor suministra una potencia constante de 10KW desde el bus DC hacia la tensión constante de 600 V para la recarga del vehículo, y a su vez permitir el flujo bidireccional de potencia del SC hacia el Bus DC para emular la inercia virtual ante perturbaciones en la frecuencia de la red eléctrica. El diseño de los controladores se obtendrá el modelo matemático de cada convertidor para posteriormente realizar la linealización en los puntos de operación requeridos. Con el fin de evaluar la efectividad de los convertidores en la emulación de inercia virtual y carga del vehículo eléctrico. Estas topologías son evaluadas considerando tres modos de operación: la carga de la batería sin eventos de emulación de inercia, la carga de la batería ante eventos de emulación de inercia y la carga de la batería con la recuperación de tensión del arreglo de SC. Finalmente, la efectividad de los convertidores se comprobará mediante simulación usando el software PSIM, analizando las pérdidas y la respuesta temporal en la tensión del bus DC.

Palabras clave - Recarga de vehículos eléctricos, Convertidor triple active bridge (TAB), emulación de inercia virtual, supercapacitores (SC).

Abstract

In recent years, electricity demand has been increasing rapidly due to technological advances, mainly in high power loads such as electric vehicle charging stations. Consequently, it is necessary that charging stations can be connected to the power grid, providing auxiliary services that reinforce the grid stability, such as virtual inertia emulation, among others. In this thesis, the topology and design of three Triple Active Bridge (TAB) converters are presented, and then compared and the most suitable one is chosen to establish a DC-DC converter connecting an electric vehicle, a supercapacitor (SC) array and the power grid. The general mode of operation of the TAB type DC-DC converter consists of the connection of a 100 V SC array, a 600 V constant voltage and a 450 V DC bus. In addition, this converter supplies a constant power of 10KW from the DC bus to the 600 V constant voltage for vehicle charging, while allowing bi-directional power flow from the SC to the DC bus to emulate virtual inertia in the event of mains frequency disturbances. The design of the controllers will be obtained from the mathematical model of each converter to subsequently carry out the linearisation at the required operating points. In order to evaluate the effectiveness of the converters in virtual inertia emulation and charging of the electric vehicle. These topologies are evaluated considering three modes of operation: battery charging without inertia emulation events, battery charging with inertia emulation events and battery charging with SC array voltage recovery. Finally, the effectiveness of the converters will be tested by simulation using PSIM software, analysing the losses and the time response on the DC bus voltage.

Key words - Electric vehicle charging, triple active bridge converter (TAB), virtual inertia emulation, supercapacitors (SC).

Tabla de Contenido

	Pág.
Resumen	V
Abstract	VI
Introducción	XVII
Capítulo I. Parte introductoria del trabajo	1
1.1. Descripción de la problemática	1
1.1.1. Problemática Internacional	1
1.1.2. Problemática nacional	2
1.2. Descripción del problema	4
1.2.1. Especificaciones de los componentes del proyecto	4
1.2.2. Funcionamiento del convertidor de tres puertos	6
1.3. Objetivos de la investigación	8
1.3.1. Objetivo general	8
1.3.2. Objetivos específicos	8
1.4. Hipótesis	8
1.4.1. Hipótesis general	8
1.4.2. Hipótesis específicas	8
1.5. Organización del texto	9
Capítulo II. Fundamento teórico	10
2.1. Convertidor dual active bridge (DAB)	10
2.1.1. Topología	10
2.1.2. Modulación	10
2.1.3. Análisis en estado estacionario	11
2.1.4. Cálculo del valor de la inductancia	13
2.1.5. Modelo dinámico y estrategia de control	16
2.2. Esquema general de convertidores tipo TAB	17

2.2.1.	Convertidor TAB	17
2.2.2.	Convertidor DT-ATAB.....	17
2.2.3.	Convertidor DT-TAB	18
2.3.	Modos de operación del convertidor.....	19
2.3.1.	Estado de reposo	21
2.3.2.	Emulación de inercia virtual	21
2.3.3.	Recuperación de carga.....	21
Capítulo III. Convertidor DC-DC triple active bridge (TAB)		23
3.1.	Topología	23
3.2.	Modulación.....	24
3.3.	Análisis en estado estacionario	24
3.3.1.	Potencia promedio.....	25
3.3.2.	Corriente en el inductor	28
3.4.	Diseño de los parámetros del convertidor TAB.....	29
3.4.1.	Diseño del valor de las inductancias.....	30
3.4.2.	Diseño de los parámetros del transformador	31
3.5.	Estrategia de control	34
3.5.1	Bucle de control en la batería.....	36
3.5.2	Bucle de control del Bus DC.....	36
3.6.	Diseño de los parámetros de los controladores.....	37
3.6.1.	Criterio de estabilidad	37
3.6.2.	Procedimiento del diseño.....	37
3.7.	Resultados de la simulación.....	39
3.7.1.	Comprobación de la estabilidad.....	39
3.7.2.	Recarga del vehículo con emulación de inercia	40
3.7.3.	Recarga del vehículo con recuperación de carga	41
3.8.	Resultados matemáticos de las corrientes RMS en los puertos	42

3.8.1.	Sin inercia virtual ni recuperación de carga	42
3.8.2.	Proceso de inercia virtual.....	42
3.8.3.	Proceso de recuperación de carga	42
3.9.	Ventajas y Limitaciones.....	43
3.9.1.	Ventajas del convertidor TAB	43
3.9.2.	Limitaciones.....	43
3.10.	Conclusiones del capítulo	47
Capítulo IV. Convertidor DC-DC asymmetrical triple-port active bridge isolated (DT-ATAB)		
	48
4.1.	Topología	48
4.2.	Modulación.....	49
4.3.	Análisis en estado estacionario	49
4.3.1.	Potencia promedio.....	50
4.3.2.	Cálculo de la expresión de la corriente promedio	51
4.4.	Diseño de los parámetros del convertidor	52
4.4.1.	Cálculo del valor de las inductancias	53
4.4.2.	Diseño de los parámetros del transformador	57
4.5.	Estrategia de control	57
4.5.1.	Bucle de control del corriente en la batería.....	58
4.5.2.	Bucle de control en la tensión del Bus DC	58
4.6.	Diseño de controladores	59
4.6.1.	Criterio de estabilidad	59
4.6.2.	Procedimiento de diseño	59
4.7.	Resultados de la simulación.....	61
4.7.1.	Comprobación de los controladores	62
4.7.2.	Recarga del vehículo con emulación de inercia	63
4.7.3.	Recarga del vehículo con recuperación de carga	64
4.7.4.	Cálculo de los valores de las corrientes RMS en los puertos.....	65

4.8.	Ventajas y limitaciones.....	65
4.8.1.	Ventajas	65
4.8.2.	Limitaciones.....	66
4.9.	Conclusiones del capitulo.....	70
Capítulo V. Convertidor DC-DC dual transformer-based triple-port active bridge (DT-TAB)		
.....		71
5.1.	Topología	71
5.2.	Modulación.....	72
5.3.	Análisis en estado estacionario	72
5.3.1.	Potencia promedio.....	73
5.3.2.	Linealización del convertidor.....	76
5.4.	Diseño de los parámetros del convertidor	77
5.4.1.	Diseño de los parámetros del transformador	77
5.4.2.	Diseño de la inductancia.....	77
5.5.	Estrategia de control	78
5.5.1.	Bucle de control de la corriente de la batería.....	79
5.5.2.	Bucle de control del bus DC	80
5.6.	Diseño de controladores	81
5.6.1.	Criterio de estabilidad	81
5.6.2.	Procedimiento de diseño	81
5.7.	Resultados de simulación	82
5.7.1.	Comprobación de controladores.....	83
5.7.2.	Recarga de vehículo con emulación de inercia.....	84
5.7.3.	Recarga del vehículo con recuperación de carga	85
5.7.4.	Resultados de las corrientes RMS en los puertos.....	86
5.8.	Ventajas y limitaciones.....	87
5.8.1.	Ventajas	87
5.8.2.	Limitaciones.....	87

5.9. Conclusiones del capítulo	90
Conclusiones	93
Recomendaciones	95
Referencias bibliográficas	96

Lista de Tablas

	Pág.
Tabla 1: Parámetros de la estación de carga eléctrica que brinde inercia virtual a la red...	6
Tabla 2: Tabla de especificaciones del MOSFET usado.	6
Tabla 3: Parámetros para el diseño de convertidor DAB.....	14
Tabla 4: Parámetros de cada convertidor DAB del modelo delta del convertidor TAB.	26
Tabla 5: Parámetros de la ecuación (23).	28
Tabla 6: Parámetros del convertidor TAB.	33
Tabla 7: Parámetros de cada convertidor DAB del circuito equivalente del convertidor DT-ATAB.	51
Tabla 8: Parámetros de la ecuación (59).	52
Tabla 9: Parámetros del convertidor DT-ATAB.	61
Tabla 10: Parámetros del convertidor DT-TAB.....	78
Tabla 11: Comparación en base al estudio realizado de los convertidores tipo triple active bridge.	92

Lista de Figuras

	Pág.
Figura 1: Capacidad de energía renovable instalada (MW) hasta el 2019.	1
Figura 2: Evolución del precio en las baterías en los últimos 10 años.....	2
Figura 3: Producción de energía eléctrica en el año 2018 según el tipo de generación.	3
Figura 4(a): Estación de carga clásica con transformador de baja frecuencia (Tu et al., 2019) (a).....	4
Figura 4(b): Estación de carga clásica con transformador de alta frecuencia (Tu et al., 2019) (b).....	4
Figura 5: Esquema de una estación de carga para vehículos eléctricos para el presente estudio.....	5
Figura 6: Topología del convertidor DC-DC DAB.....	10
Figura 7: Modulación SPS para el convertidor DAB.....	11
Figura 8: Circuito equivalente del convertidor DAB.....	11
Figura 9: Corriente en el inductor del convertidor DAB en la modulación SPS.....	12
Figura 10: Ángulo de desfase “ ϕ ” en radianes y segundos con respecto a la inductancia “L”.....	15
Figura 11: Corriente RMS del inductor con respecto a la inductancia de fuga.....	15
Figura 12: Esquema de control del convertidor DAB.....	17
Figura 13: Esquema general del convertidor TAB.....	18
Figura 14: Esquema general del convertidor DT-ATAB.....	18
Figura 15: Esquema general del convertidor DT-TAB.....	19
Figura 16: Diagrama de bloques del sistema general para la emulación de inercia virtual (Kerdphol et al., 2021).	19
Figura 17: Esquema general del convertidor con los modos de funcionamiento.	20
Figura 18: Esquema general del trabajo presentado en Sarojini et al. (2020).	21
Figura 19: Forma de onda de la representación que será usada para la fuente de corriente i_2 , en base al trabajo presentado en Sarojini et al. (2020).....	22
Figura 20: Topología del convertidor DC-DC TAB	23
Figura 21: Modulación SPS del convertidor TAB.	24

Figura 22: (a) Modelo estrella del convertidor TAB. (b) Modelo delta del convertidor TAB.	25
Figura 23: Convertidores DAB pertenecientes al modelo delta del convertidor TAB.	26
Figura 24: Región admisible de L_{12} y L_{23} , para $L_{13} = 30\mu H$	31
Figura 25: Modelo Cantilever de un transformador de 3 puertos.	31
Figura 26: Diagrama de bloques de la estrategia de control del TAB.	35
Figura 27: Diagrama de bloques para la implementación digital del controlador PI.	35
Figura 28: Circuito equivalente en el lado del capacitor C_{pv}	36
Figura 29: Diagrama de bloques de control de la tensión DC.	38
Figura 30: Diagrama de bloques de control de la corriente.	38
Figura 31: Respuesta temporal de la tensión en el Bus DC.	39
Figura 32: Respuesta temporal del flujo de potencia en la batería del vehículo.	39
Figura 33: Flujos de potencia ante el incremento de la frecuencia.	40
Figura 34: Flujos de potencia ante la caída de la frecuencia.	40
Figura 35: Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.	41
Figura 36: Valor de la tensión en el SC ante la emulación de inercia y la recuperación de carga.	42
Figura 37: Densidad de flujo total en el núcleo del transformador.	43
Figura 38: Flujo del puerto 2 y 3 debido a la ecuación en el convertidor TAB.	44
Figura 39: Corriente en el puerto 2 y la tensión inducida en el transformador.	45
Figura 40: Corriente en el puerto 3 y la tensión inducida en el transformador.	45
Figura 41: Estado transitorio en las potencias, para $L_2=2\mu H$ y $L_3=23.18\mu H$	47
Figura 42: Estado transitorio en las potencias, para $L_2=4\mu H$ y $L_3=23.18\mu H$	47
Figura 43: Topología del convertidor DC-DC DT-ATAB.	48
Figura 44: Modulaci3n SPS del convertidor DT-ATAB.	49
Figura 45: Circuito equivalente del convertidor DT-ATAB.	50
Figura 46: Convertidores DAB pertenecientes al circuito equivalente del DT-ATAB.	51
Figura 47: Ángulo de desfase " ϕ_{12} " en radianes y segundos con respecto a la inductancia " L_2 ".	54

Figura 48: Corriente RMS del inductor con respecto a la inductancia de fuga.....	54
Figura 49: Ángulo de desfase " ϕ_{13} " en radianes y segundos con respecto a la inductancia " L_3 ".	56
Figura 50: Corriente RMS del inductor con respecto a la inductancia de fuga.....	56
Figura 51: Diagrama de control para el convertidor DT-ATAB.	58
Figura 52: Controlador del valor de la tensión en el Bus DC.....	60
Figura 53: Diagrama de bloques para el control del valor de la corriente de la batería.....	61
Figura 54: Control del valor de la tensión en el Bus DC.....	62
Figura 55: Control de potencia en la batería del vehículo.	62
Figura 56: Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia.....	63
Figura 57: Respuesta inercial ante la caída de la frecuencia.	63
Figura 58: Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.....	64
Figura 59: Tensión en el SC ante la caída y recuperación de la tensión.	64
Figura 60: Densidad de flujo en el núcleo del transformador del puerto 2.	66
Figura 61: Densidad de flujo en el núcleo del transformador del puerto 3.	67
Figura 62(a): Corriente en el puerto 2, sin inercia ni recuperación de carga.	67
Figura 62(b): Corriente en el puerto 3 en todos los estados de operación.	67
Figura 63: Flujo de corriente ante tensiones desfasadas en los puertos 2 y 3.....	68
Figura 64: Estado transitorio en las potencias, para $L_2=40\mu\text{H}$ y $L_3=20\mu\text{H}$	69
Figura 65: Estado transitorio en las potencias, para $L_2=60\mu\text{H}$ y $L_3=20\mu\text{H}$	69
Figura 66: Topología del convertidor DC-DC DT-TAB.....	71
Figura 67: Modulación SPS del convertidor DT-TAB.....	72
Figura 68: Circuito equivalente del convertidor DT-TAB.....	73
Figura 69: Forma de onda de la corriente en el inductor en el caso $\theta = 0$	74
Figura 70: Forma de onda de la corriente en el inductor en el caso $\theta \neq 0$	75
Figura 71: Diagrama de bloques de la estrategia de control del DT-TAB.....	80
Figura 72: Circuito equivalente en el lado del capacitor C_{dc}	80
Figura 73: Control del valor de la tensión en el bus DC.	82

Figura 74: Diagrama de bloques para el control del valor de la corriente de la batería	82
Figura 75: Control del valor de la tensión en el Bus DC.	83
Figura 76: Control de potencia en la batería del vehículo.	83
Figura 77: Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia.....	84
Figura 78: Respuesta inercial ante una caída en la frecuencia.	84
Figura 79: Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.....	85
Figura 80: Tensión en el SC ante la caída y recuperación de la tensión.	85
Figura 81: Corriente RMS en los tres terminales.....	86
Figura 82: Densidad de flujo en el núcleo del transformador del puerto 2 y 3.	88
Figura 83: Representación del flujo de potencia en el convertidor DT-TAB.....	88
Figura 84: Estado transitorio en las potencias en la etapa de emulación de inercia.....	89
Figura 85: Corriente en el puerto 2 en estado de reposo.	90
Figura 86: Topología de la expansión del convertidor DT-TAB hacia más puertos.	91

Introducción

En los últimos años, la industria automotriz presenta una significativa evolución en la transformación energética en toda gama de vehículos. Diversos estudios comprueban la necesidad de las energías renovables en lugar de las fuentes de energía eléctrica convencionales. En ese contexto, el desarrollo tecnológico de estaciones de carga para vehículos eléctricos adquiere mayor relevancia en los últimos años.

Diversas tecnologías han sido propuestas para el diseño de estaciones de carga. Una de las tecnologías actuales es el uso de la transferencia de potencia inductiva, como en Nama & Kumar Verma (2020), donde los autores diseñan una estación de recarga para la transferencia de potencia inalámbrica priorizando la recarga en los periodos de reposo momentáneo de los vehículos eléctricos, como en las paradas de tráfico o en los estacionamientos esporádicos. Por otro lado, en Atmaja & Amin (2015) se desarrolla una estación de carga móvil que posee la forma de un camión, realizando la recarga mediante un sistema de almacenamiento muy grande incorporado internamente. Las soluciones descritas poseen una gran utilidad ante la actual carencia de estaciones de carga fijas conectadas a la red, sin embargo, dichas tecnologías aún carecen de desarrollo y emplean una limitada transferencia de potencia, lo cual es crítico para reducir el tiempo de carga. Por ello en Chandra Mouli et al. (2019), se propone una estación de recarga en DC para vehículos eléctricos que realiza la recarga desde un arreglo de paneles fotovoltaicos junto con la red AC trifásica. Adicionalmente, el diseño de la estación de carga presentado en Chandra Mouli et al. (2019) logra operar a una alta eficiencia, llegando a más del 95% en todo el rango de operación y obtiene una densidad de potencia de tres veces mayor en comparación con las soluciones existentes.

En los estudios mencionados se opta por desarrollar una estación de carga clásica de dos puertos, generando un único flujo bidireccional entre la red y el vehículo. En el desarrollo de estaciones de carga fija, los sistemas de recarga con almacenamiento estacionario (baterías, supercapacitores, flywheels, etc.) se están estudiando debido a los

múltiples beneficios ante la creciente demanda de potencia por parte de los vehículos eléctricos. Como en Bryden et al. (2019) y Kornsiluk (2019) donde desarrollan una estación de recarga para varios vehículos eléctricos de forma simultánea, demostrando que el sistema de almacenamiento estacionario contribuye en reducir el pico de demanda para la red eléctrica y generando mayor estabilidad. Además, estos introducen el uso de energías renovables como en Zhang et al. (2018) y Shariff et al. (2020), logrando la reducción del costo de energía.

Otra tendencia actual es el desarrollo de sistemas de inercia virtual. Este concepto se basa en la inercia presente en los generadores eléctricos, en el que el rotor almacena una cantidad de energía debido al momento angular rotativo. Consecuentemente, esta energía almacenada se emplea en la estabilización primaria de la red, como la corrección ante variaciones de la frecuencia. Este fenómeno puede ser emulado empleando una fuente de almacenamiento, permitiendo emular el comportamiento de una máquina síncrona en un convertidor electrónico de potencia con el uso de un algoritmo de control y elementos de almacenamiento estacionario como baterías (Mishra et al., 2016)(Knap et al., 2014)(Datta et al., 2020), supercapacitores (Yang et al., 2019)(Sarojini & Kaliannan, 2021), flywheels (Yu et al., 2019) o híbridos (batería y supercapacitor)(Sarojini et al., 2020), para la “liberación” o “absorción” de energía ante eventos correctivos de la frecuencia de la red.

A diferencia de los trabajos mencionados anteriormente, los cuales abordan de manera independiente la recarga de vehículos eléctricos y la emulación de inercia virtual. En esta tesis, se analiza el funcionamiento de tres convertidores de tipo triple active bridge, a fin de obtener un convertidor adecuado de tres puertos que permita en conjunto: la recarga de vehículos eléctricos y brindar inercia virtual a la red eléctrica mediante la integración de supercapacitores estacionarios.

Capítulo I. Parte introductoria del trabajo

1.1 Descripción de la problemática

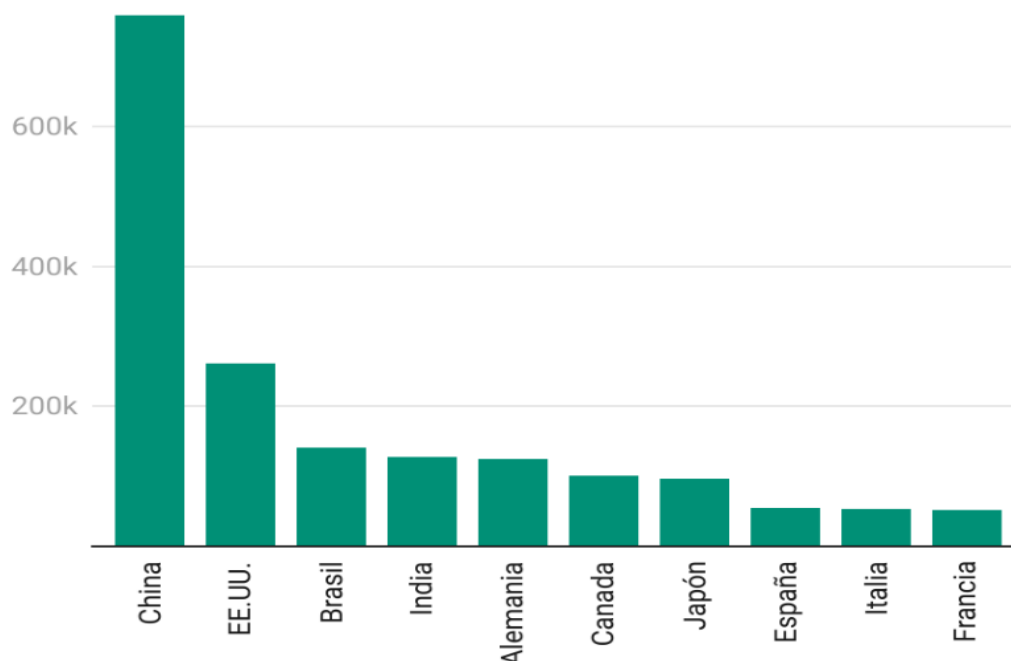
La necesidad global de reducir el uso de fuentes de energía convencionales, generan cada año la inserción de fuentes de energía renovables en la red eléctrica. Adicionalmente, el avance tecnológico reciente genera un incremento continuo en la demanda eléctrica. Estos sucesos saturan la red eléctrica, poniendo en peligro la estabilidad del sistema eléctrico ante eventuales perturbaciones. Por tanto, es necesario nuevos mecanismos que permitan una transformación eficiente de la red eléctrica.

1.1.1 Problemática Internacional

En la figura 1 se observan los 10 países predominantes en la instalación de energía renovable en los últimos años. Países como China o India, sufren una gran contaminación ambiental, por lo que, en un futuro se proyecta un sistema eléctrico basado exclusivamente en energías renovables.

Figura 1

Capacidad de energía renovable instalada (MW) hasta el 2019.



Nota: fuente International Renewable Energy Agency (IRENA).

Por otro lado, el creciente uso de los vehículos eléctricos es una realidad. Una de las principales causas de ello, es la constante reducción del precio en las baterías en los últimos años, lo cual reduce el costo de los vehículos eléctricos. En la figura 2 se muestra la evolución del precio de las baterías en los últimos 10 años. Otro factor importante para el creciente uso de los vehículos eléctricos es la reducción gradual del tiempo de recarga en las baterías en los últimos años. Las estaciones de carga rápida actualmente logran recargar el 80% de la batería en 30 min, trabajando a potencias del orden de 50KW (Solís Sosa et al., 2019). No obstante, eso incrementa la demanda en la red eléctrica y requiere un mayor compromiso en la seguridad ante el constante aumento de la generación, con fin de evitar una mayor probabilidad en ocasionar una inestabilidad en la red eléctrica.

Figura 2

Evolución del precio en las baterías en los últimos 10 años.



Nota: fuente electromovilidad (Solís Sosa et al., 2019).

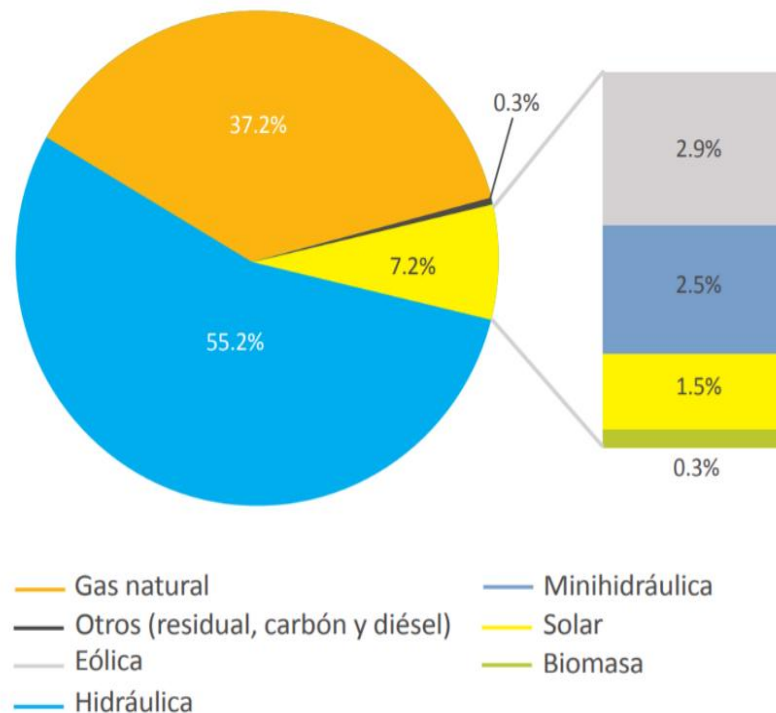
1.1.2 Problemática nacional

En el Perú, las fuentes de energías eléctricas principales son la Hidráulica y el gas natural. Sin embargo, la producción de energías renovables como fuente de generación eléctrica están en aumento cada año, pasando de una participación nula en el 2008 a una de 7.2% en el 2018 (Osinermin, 2019). En la figura 3 muestra las fuentes de energía más relevantes en el año 2018, siendo entre las más relevantes: la minihidráulica, biomasa, fotovoltaica y la eólica.

Si bien la inserción progresiva de transporte eléctrico en el Perú no es una industria predominante aun, sigue creciendo cada año. Por lo que el poder legislativo ha adoptado medidas que incentiven el uso de vehículos eléctricos, tales como la modificación de la tasa de impuestos para combustibles y vehículos mediante el decreto supremo (DS) N° 094-2018-EF (Solís Sosa et al., 2019). Consecuentemente, el aumento de vehículos eléctricos en el Perú implica la instalación progresiva de estaciones de recarga a la red eléctrica, lo cual afecta también negativamente a la estabilidad de la red.

Figura 3

Producción de energía eléctrica en el año 2018 según el tipo de generación.



Nota: fuente energías renovables (Osinergmin, 2019).

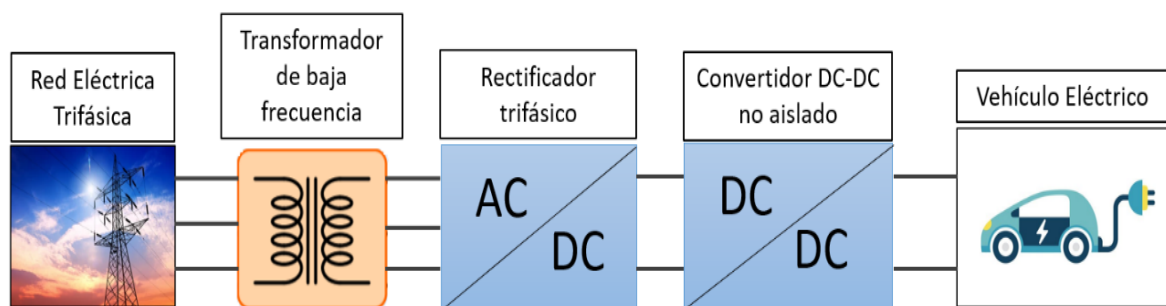
La conexión de fuentes de energía renovables y el aumento de la demanda eléctrica, reducen la inercia global del sistema eléctrico, lo que afecta a la estabilidad generando variaciones de frecuencia de la red eléctrica ante alguna perturbación. Debido a esto, la implementación de sistemas que brinden inercia virtual a la red está siendo analizadas a nivel global como una solución para la integración de este tipo de sistemas a la red eléctrica (Datta et al., 2020)(Yang et al., 2019).

1.2 Descripción del problema

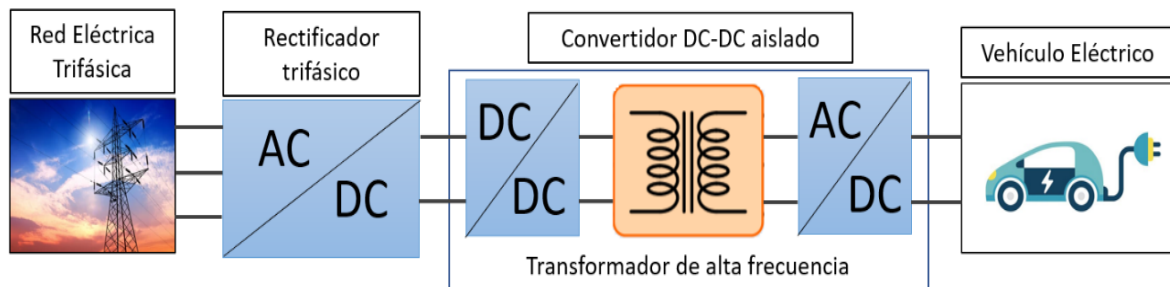
Las normas actuales sobre las estaciones de recarga rápida imponen la inclusión de aislamiento eléctrico para cumplir con la normativa IEC 61851-23. Por ello, estas estaciones son diseñadas generalmente en base a dos esquemas mostrados en la figura 4. Estas topologías consisten solo de dos puertos, sin embargo, las estaciones de carga basados en convertidores multipuertos están siendo investigados debido al respaldo que brindan estos puertos adicionales.

Figura 4

Estación de carga clásica con transformador de baja frecuencia (Tu et al., 2019) (a).



Estación de carga clásica con transformador de alta frecuencia (Tu et al., 2019) (b).



Nota: Adoptado de Tu et al. (2019).

1.2.1 Especificaciones de los componentes del proyecto

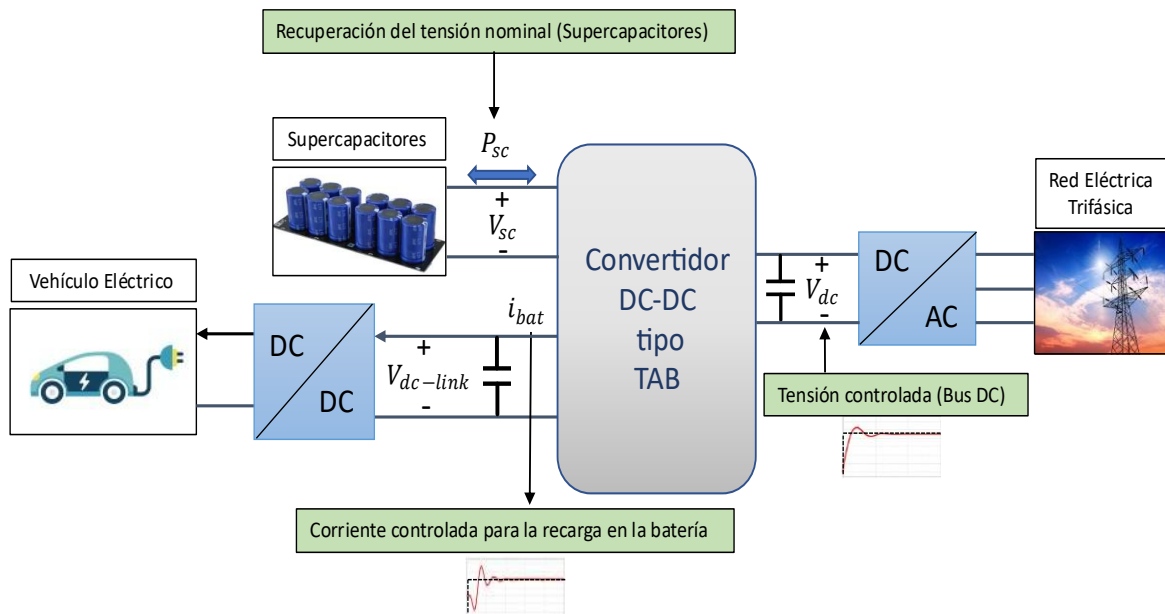
La presente tesis forma parte del proyecto 'Manufactura Automatizada de Convertidores electrónicos para Recarga de vehículos eléctricos y Servicios Especiales en la Red eléctrica (MACROSER)', el cual consiste en el diseño de una estación de carga en base a un convertidor DC-DC de tres puertos que permite la emulación de inercia virtual mediante el uso de SC estacionarios. En la figura 5 se muestra el esquema general del

proyecto, el cual integra un convertidor DC-DC, un convertidor DC-AC y un convertidor de tres puertos tipo TAB DC-DC. Esta tesis se centra en el diseño del convertidor de tres puertos DC-DC. El diseño del convertidor está basado en las especificaciones de los componentes del proyecto y las características del sistema, en que las principales componentes del proyecto MACROSER son:

- **Banco de SC:** El banco de SC es usado en la regulación de la frecuencia de la red, así también se conecta directamente con el convertidor DC-DC de tres puertos. Debido a su uso comercial, se usa las características del banco de SC 2969-SKELMOD102V-ND, cuyas especificaciones se muestran en la tabla 1.
- **Batería del vehículo eléctrico:** El diseño de las estaciones de carga comerciales se basan en protocolos internacionales. Las especificaciones de la tensión, corriente y potencia están basadas principalmente por los protocolos ISO15118-2 (CCS1) y CHAdeMO protocolo 1.1.

Figura 5

Esquema de una estación de carga para vehículos eléctricos para el presente estudio.



El valor de la potencia nominal para la estación de carga está definido como 10 KW y el valor de la corriente máxima en los componentes será de 32 A, por lo que es considerada según la norma IEC 61851-25 como una estación de carga de tipo 3. En la

tabla 1 se muestran las especificaciones requeridas en el diseño de la estación de carga. Adicionalmente, es importante remarcar que la batería del vehículo no se conectará directamente con el convertidor de tres puertos, sino a través de un convertidor bidireccional como se muestra en la figura 5. Por ello, en esta tesis se considera que el valor de la tensión de enlace $V_{dc-link}$ es regulado por el convertidor DC-DC bidireccional y es considerado como un valor constante.

Tabla 1

Parámetros de la estación de carga eléctrica que brinde inercia virtual a la red.

Parámetros	Variable	Valor
Tensión de la batería	V_{bat}	200-800 V
Tensión en el puerto de la batería	$V_{dc-link}$	600 V
Frecuencia de corte del sensor de corriente de la batería	f_o	1 KHz
Corriente de carga máxima en la batería	$I_{bat-max}$	32 A
Potencia nominal de carga en la batería	P_{bat}	10 KW
Tensión del banco de SC	V_{sc}	100 V
Capacitancia del banco de SC		88 F
Tensión de la carga	V_{dc}	450 V

Basado en las especificaciones del proyecto, se puede realizar una adecuada elección de los semiconductores. De la tensión del bus DC de enlace y la corriente máxima en la batería, el MOSFET comercial APTC60HM70BT3G cumple los requerimientos generales, tanto de la tensión nominal, corriente en modo continuo y otras especificaciones requeridas en el proyecto. En la tabla 2 se muestra las especificaciones del MOSFET APTC60HM70BT3G que serán usadas en la simulación de los convertidores.

Tabla 2

Tabla de especificaciones del MOSFET usado.

Parámetros	Variable	Valor
Tensión entre drenador y fuente	V_{DSS}	600 V
Corriente de drenaje continuo	I_D	39 A
Resistencia drenaje - fuente en conducción	R_{DS-on}	70 mΩ
Tensión de umbral de puerta	V_{GS}	3 V
Capacitancia de entrada	C_{iss}	7 nF
Capacitancia de salida	C_{oss}	2.56 nF
Capacitancia de transferencia inversa	C_{rss}	0.21 nF

1.2.2 Funcionamiento del convertidor de tres puertos

El flujo de potencia entre estas tres fuentes de energía es controlado por el convertidor DC-DC Triple Active Bridge (TAB). La integración del SC al sistema permitirá

añadir a la estación de recarga (EVSE) la capacidad de suministro de inercia virtual en contraste de la EVSE tradicional mostrada en la figura 1. Para ello, tres variables deben ser controladas:

- La tensión del bus DC, la cual permite la liberación o absorción de la energía por la emulación de la inercia virtual.
- La tensión de los SC, la cual garantiza el equilibrio de potencias cuando es liberada o absorbida la carga de los SC para la emulación de la inercia virtual. Para este proceso, se integrará un sistema de recuperación de carga, el cual proporciona un flujo de potencia constante en dirección a los SC para recuperar el valor de la tensión nominal.
- La corriente en el proceso de carga de la batería, a una potencia de 10 KW de acuerdo con la normativa IEC 61851-23, presente en la tabla 1.

Para la interfaz DC-AC que permite el flujo de la potencia trifásica en el lado de la red, se tomará como referencia el esquema de la emulación de inercia propuesto en (Suul et al., 2016), por lo que en este trabajo se modela el flujo de potencia de la red trifásica, como una fuente de corriente controlada, la cual permite el análisis de los convertidores en tres estados de operación:

- Estado de reposo: Se considera apenas un flujo de potencia del vehículo eléctrico hacia la batería.
- Emulación de inercia virtual: Se considera un flujo de potencia hacia la batería, junto a la emulación de inercia proporcionado por el arreglo de SC.
- Recuperación de carga: Se considera un flujo de potencia hacia la batería, junto a un flujo constante de potencia hacia el arreglo de SC a fin de recuperar su tensión nominal.

1.3 Objetivos de la investigación

1.3.1 *Objetivo general*

Diseñar un convertidor triple active bridge que brinde inercia virtual a la red eléctrica mediante la integración de supercapacitores estacionarios.

1.3.2 *Objetivos específicos*

- Analizar la topología de tres distintas estructuras de convertidores de tipo triple active bridge.
- Analizar los diferentes tipos de modulación y modelamiento para los tres convertidores de tipo triple active bridge.
- Establecer la estrategia de control más adecuada para garantizar la estabilidad en los tres parámetros a controlar, para los tres convertidores de tipo triple active bridge.
- Simular y evaluar la efectividad en la emulación de inercia virtual mediante el uso de SC, para los tres convertidores de tipo triple active bridge.

1.4 Hipótesis

1.4.1 *Hipótesis general*

Con el diseño de un convertidor triple active bridge se brindará la inercia virtual a la red eléctrica mediante la integración de supercapacitores estacionarios.

1.4.2 *Hipótesis específicas*

- Con el análisis de tres topologías de convertidores de tipo triple active bridge, se elegirá la topología más adecuada.
- Con el análisis de los diferentes tipos de modulación y modelamiento de tres convertidores de tipo triple active bridge, se elegirá la modulación más adecuada.
- Con el establecimiento de una estrategia de control adecuada para cada convertidor de tipo triple active bridge, se garantizará la estabilidad en los tres parámetros a controlar.

- Con la simulación de los convertidores de tipo triple active bridge abordados, se podrá evaluar la efectividad de cada uno de ellos en la emulación de inercia virtual mediante el uso de SC.

1.5 Organización del texto

Los capítulos de la tesis son como sigue: En el capítulo II, se describe el fundamento teórico, en el cual se presentan las expresiones, ecuaciones y los conceptos fundamentales para el desarrollo de la tesis. En el capítulo III, se aborda el diseño y análisis del convertidor TAB, y se analizan las limitaciones que posee tomando en cuenta los tres estados de operación. En el capítulo IV, se aborda el diseño y análisis del convertidor DT-ATAB, donde se discuten las ventajas que presenta con respecto al convertidor TAB y se analizan algunas limitaciones debidas a la topología del convertidor. En el capítulo V, se aborda el diseño y análisis del convertidor DT-TAB, donde se discuten las ventajas que presenta con respecto a los convertidores anteriores, y se analizan algunas limitaciones debidas a la topología del convertidor. Finalmente, se presentan las conclusiones generales de la tesis, comparando el funcionamiento de los convertidores mediante los resultados obtenidos en cada capítulo, y se presentan algunas recomendaciones.

Capítulo II. Fundamento teórico

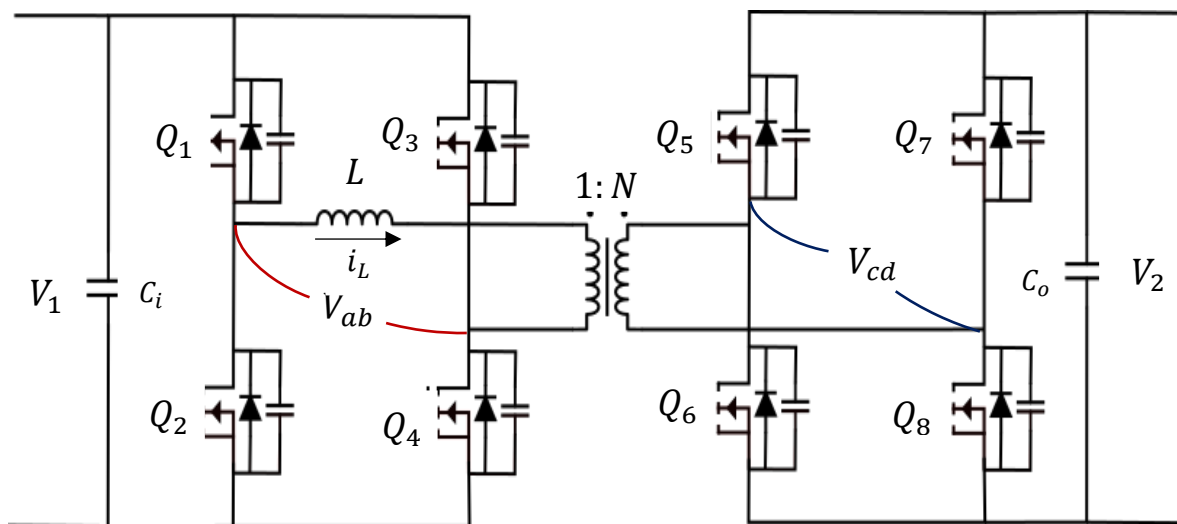
2.1 Convertidor dual active bridge (DAB)

2.1.1 Topología

La topología del convertidor DAB se muestra en la figura 6, donde se observa la unión de dos puentes completos (full bridge) mediante una inductancia de fuga y un transformador de alta frecuencia.

Figura 6

Topología del convertidor DC-DC DAB.



2.1.2 Modulación

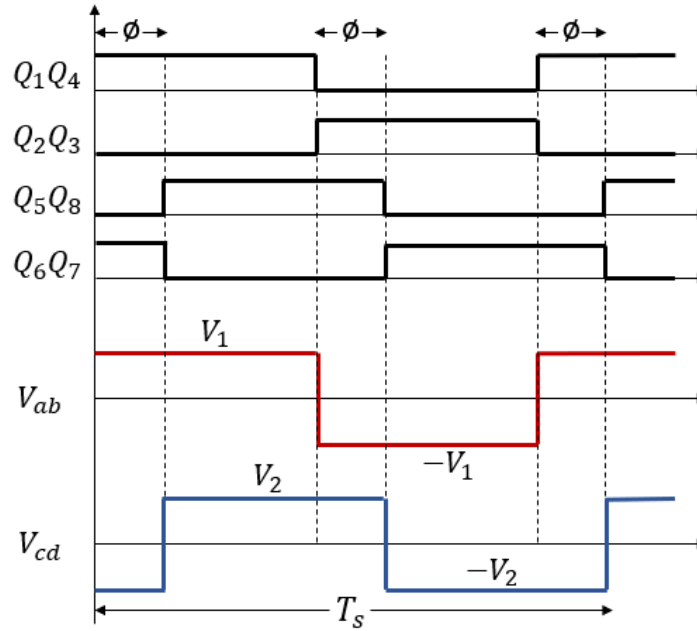
El funcionamiento del convertidor DAB se basa principalmente en el desfase de la conmutación de los pares de interruptores (Q_1, Q_2), (Q_3, Q_4), (Q_5, Q_6) y (Q_7, Q_8), identificando hasta tres grados de libertad para los ángulos de desfase y hasta cuatro tipos de modulación para el convertidor DAB (Hou & Li, 2020).

Diversos tipos de modulación han sido propuestos para el convertidor DAB (Oggier et al., 2011)(Choi et al., 2016). Modulaciones más complejas son analizadas con el objetivo de mitigar la variación de la tensión de salida. Debido a que la aplicación de esta tesis no incluye una variación de la tensión en la salida, se hará uso de la modulación reducida

single pase shift (SPS) (Wei et al., 2021). La modulación SPS para el convertidor DAB se muestra en la figura 7.

Figura 7

Modulación SPS para el convertidor DAB.

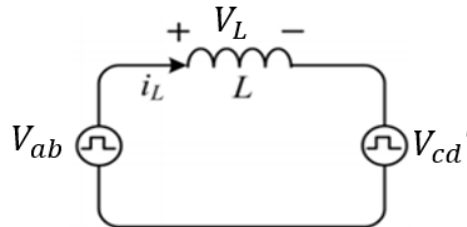


2.1.3 Análisis en estado estacionario

Considerando un transformador ideal y se reflejando la tensión V_{cd} hacia el lado primario, se obtiene un circuito equivalente para el análisis del convertidor DAB, tal como se muestra en la figura 8.

Figura 8

Circuito equivalente del convertidor DAB.



donde $V_{cd}'(t) = V_{cd}(t)/N$.

Del circuito mostrado en la figura 8, a partir de la ley de kirchhoff, se formula la siguiente ecuación en estado estacionario.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{ab}(t) - V_{cd}'(t) \quad (1)$$

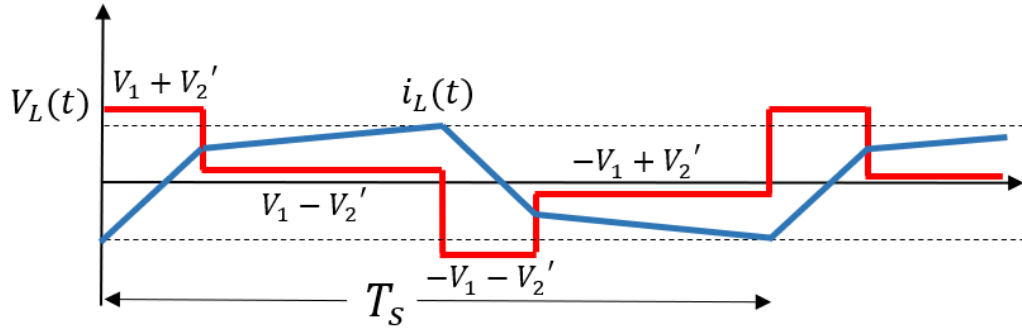
Despejando la variable $i_L(t)$, se obtiene:

$$i_L(t) = \int_0^t \frac{V_{ab}(t) - V_{cd}'(t)}{L} dt \quad (2)$$

Como la corriente en el inductor se genera a partir de un desfase de dos tensiones de forma cuadrada, a partir de la ecuación (2) se deduce la forma de onda de la corriente en el inductor i_L para el caso de la modulación SPS.

Figura 9

Corriente en el inductor del convertidor DAB en la modulación SPS.



A. Potencia y corriente promedio de salida

Como se muestra en la figura 9, la forma de onda de la corriente i_L presenta un periodo de T_s , y un valor medio de cero. Por lo que se calcula el valor de la potencia promedio mediante la siguiente ecuación:

$$P_{12} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ab}(t) i_L(t) dt \quad (3)$$

Desarrollando la ecuación (2), en base a las formas de onda de la figura 9, se obtiene la expresión:

$$P_{12} = \frac{V_1 V_2 \phi}{N w_s L} \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (4)$$

Dividiendo la expresión (4) entre el valor de la tensión de salida, se obtiene la expresión de la corriente promedio de salida:

$$I_2 = \frac{V_1 \phi}{N w_s L} \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (5)$$

B. Corriente instantánea en el inductor

En la figura 9 se muestra que se puede obtener el modelo matemático de la corriente en el inductor mediante una función a trozos, sin embargo, dicho modelo produce dificultad para el cálculo de la corriente RMS. Por ello aprovechando la periodicidad de la corriente i_L , se obtiene el modelo matemático basado en la serie de Fourier.

En la figura 7 se observa que la forma de onda de las tensiones V_{ab} y V_{cd} son ondas cuadradas impares, por ello su representación en series de Fourier es como sigue:

$$\begin{aligned} V_{ab}(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_1}{n\pi} \text{sen}(nw_s t) \\ V_{cd}(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_2'}{n\pi} \text{sen}(nw_s t - \phi) \end{aligned} \quad (6)$$

Reemplazando la ecuación (6) en la ecuación (2), se obtiene la expresión de la corriente instantánea en el inductor (Zhao et al., 2015):

$$i_L(t, \phi, L) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \text{sen}\left(nw_s t + \arctan \frac{A}{B}\right) \quad (7)$$

En que

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{2\sqrt{2}}{n^2 \pi w_s L} \sqrt{A^2 + B^2} \\ A &= V_2' \cos(n\phi) - V_1 \\ B &= V_2' \text{sen}(n\phi) \end{aligned} \quad (8)$$

C. Corriente RMS en el inductor

El modelo matemático de la corriente instantánea en el inductor basado en la serie de Fourier beneficia en gran medida al cálculo de la corriente RMS, siendo expresada como (Zhao et al., 2015):

$$I_{L_{rms}}(\phi, L) = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots} I_n^2} \quad (9)$$

2.1.4 Cálculo del valor de la inductancia

Debido al funcionamiento del sistema descrito en el capítulo anterior, se emplea un criterio de diseño de la inductancia basado en una potencia de salida constante. Para una

mejor comprensión del método usado, se realiza un ejemplo de diseño considerando los parámetros mostrados en la tabla 3.

Reemplazando el valor de $\phi = \frac{\pi}{2}$ en la expresión (4), se obtiene la expresión de la potencia nominal:

$$P_n = \frac{V_1 V_2}{8 L_{max} f_s N} \quad (10)$$

Luego, reemplazando los valores de la tabla 3 en la ecuación (10), se obtiene el valor de la inductancia máxima:

$$L_{max} = 90 \mu H$$

Tabla 3

Parámetros para el diseño de convertidor DAB.

Parámetros	Variable	Valor
Potencia nominal	P_n	10kW
Tensión de entrada	V_1	600V
Tensión de salida	V_2	450V
Relación de vueltas	N	0.75
Frecuencia de conmutación	f_s	50kHz

A. Relación del valor de “ ϕ ” respecto al valor de “L”

De la expresión (4), se despeja el ángulo de desfase ϕ en radianes, en función de la inductancia.

$$\phi_{rad}(L) = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8 f_s L P_{12} N}{V_1 V_2}} \right] \quad (11)$$

Adicionalmente, de la ecuación (11), se obtiene la expresión del ángulo de desfase representado en segundos:

$$\phi_{sec}(L) = \phi_{rad}(L) \frac{T_s}{2\pi} \quad (12)$$

Reemplazando los valores de la Tabla 3 en la ecuación (11), se obtiene la variación del ángulo de desfase con respecto al valor de la inductancia de fuga.

En base a la ecuación (12) es posible obtener una relación entre el ángulo de desfase y el valor de la inductancia. En la figura 10 se muestra la gráfica de la función

dato en (11), en que al aumentar la inductancia se genera un considerable aumento en el ángulo de desfase ϕ .

B. Relación del valor de " I_{rms} " respecto al valor de "L"

Como se observa de la ecuación (9), la corriente RMS del inductor depende del ángulo de desfase " ϕ " y el valor de la inductancia de fuga "L". Por lo que reemplazando las ecuaciones (8) y (11) en la ecuación (9), se obtiene el valor de la corriente RMS únicamente en función de la inductancia:

$$IL_{rms} = f(L)$$

Figura 10

Ángulo de desfase " ϕ " en radianes y segundos con respecto a la inductancia "L".

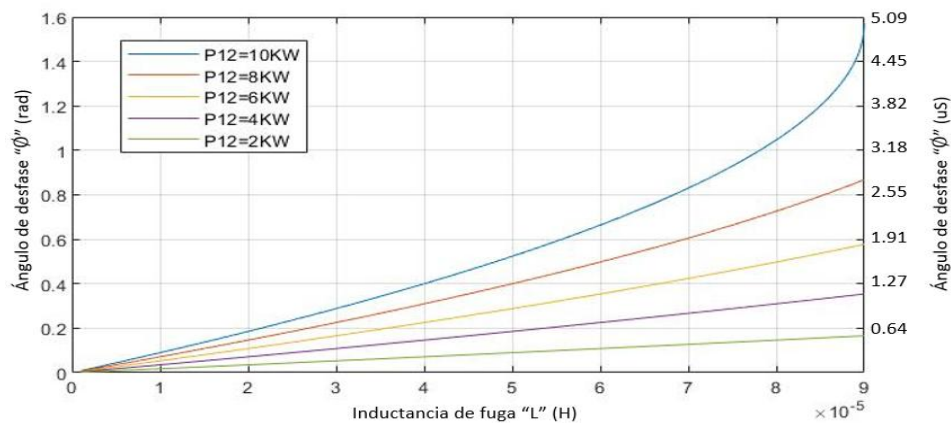
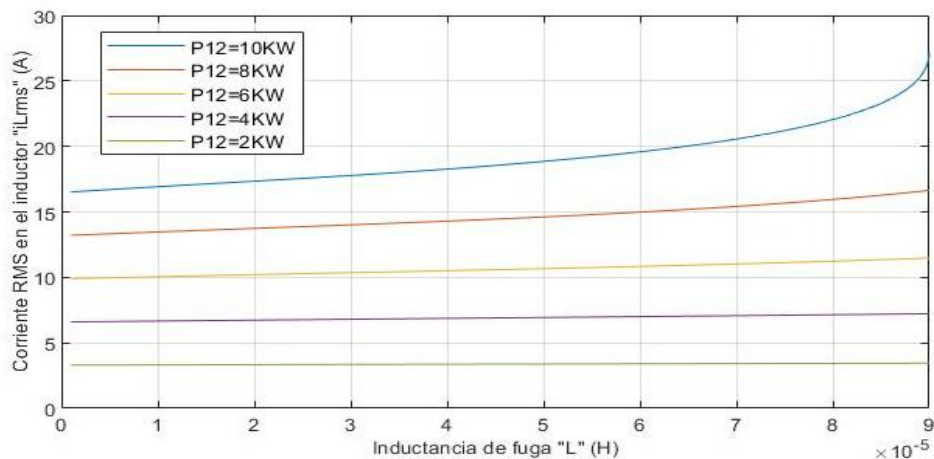


Figura 11

Corriente RMS del inductor con respecto a la inductancia de fuga.



En la figura 11, se observa la relación entre el valor de la corriente IL_{rms} y el valor de la inductancia de fuga. Adicionalmente, se observa que al aumentar el valor de la inductancia se produce un ligero aumento en el valor de la corriente RMS.

En la figura 10 se observa que, a inductancias menores el ángulo de desfase se reduce considerablemente. Un ángulo de desfase reducido es considerado un riesgo, debido a que se aproxima al tiempo de conmutación “Switching Time” del interruptor, causando una falla completa del convertidor. Adicionalmente, en la figura 11 se observa que, ante valores menores de la inductancia el valor de la corriente RMS en el inductor se reduce ligeramente, lo cual resulta favorable para reducir las pérdidas en el convertidor. Este análisis detallado define el criterio óptimo para escoger el valor de la inductancia de fuga, la cual será usada en los capítulos posteriores.

2.1.5 Modelo dinámico y estrategia de control

El convertidor DAB presenta un modelo no lineal, esto principalmente debido a los puentes activos en la entrada y salida del convertidor. Debido a ello, el método de linealización basado en el modelo de pequeña señal es un método que logra obtener un modelo dinámico eficiente (Koch et al., 2017). El modelo dinámico considerando el ángulo de desfase ϕ y la tensión de salida $V_2(t)$ como la entrada y salida respectivamente, será (Koch et al., 2017):

$$G_{v(s)} = \frac{V_2(s)}{\phi(s)} = \frac{V_2(\pi - 2\phi)}{(R_o(\pi - \phi)\phi C_o)(s + \frac{1}{C_o R_o})} \quad (13)$$

siendo:

$$R_o = \frac{V_2^2}{P_{12}}$$

En base a la ecuación (13), se obtiene la función de transferencia para el control en la corriente de salida:

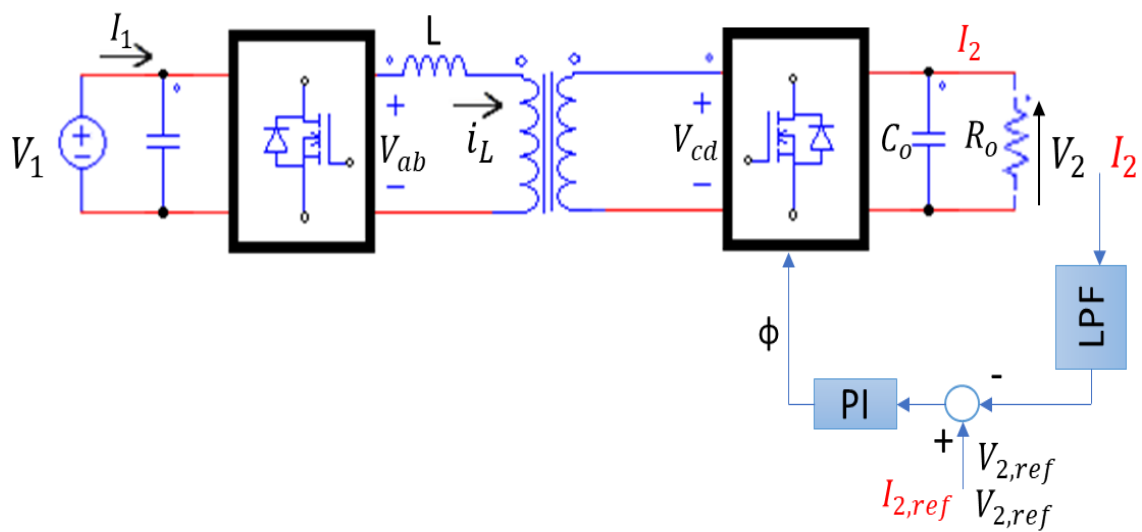
$$G_{i(s)} = \frac{I_2(s)}{\phi(s)} = \frac{V_2(\pi - 2\phi)}{(\pi - \phi)\phi C_o(s + \frac{1}{C_o R_o})} \quad (14)$$

Con el modelo dinámico del convertidor DAB, se observa que es una función de transferencia de primer orden, por ello se opta controlar mediante un controlador lineal Proporcional Integral (PI).

En la figura 12 se muestra el diagrama de control del convertidor DAB, siendo la variable de control será la tensión de salida, la cual se realimenta pasando antes por un filtro pasa bajos de primer orden.

Figura 12

Esquema de control del convertidor DAB.



2.2 Esquema general de convertidores tipo TAB

Con el fin de comprender la relación de un convertidor de TAB con el convertidor DAB, se verá un concepto general de los convertidores tipo TAB.

2.2.1 Convertidor TAB

En la figura 13, se muestra el esquema general del convertidor triple active bridge (TAB) (Ohno & Hoshi, 2018), el cual incluye la conexión de tres puentes completos mediante un transformador de tres devanados junto a sus respectivas inductancias de fuga.

2.2.2 Convertidor DT-ATAB

En la figura 14, se muestra el esquema general del convertidor Dual-Transformer-Based Asymmetrical Triple-Port Active Bridge (DT-ATAB) (V. N. S. R. Jakka, 2017), el cual incluye la conexión en paralelo de dos puentes completos mediante dos transformadores

junto a sus respectivas inductancias de fuga, a esto se le añade un tercer puente completo trifásico.

2.2.3 Convertidor DT-TAB

En la figura 15, se observa el esquema general del convertidor Dual transformer-based triple-port active bridge (DT-TAB) (Oluwasogo & Cha, 2021), el cual incluye la conexión en serie de dos puentes completos mediante dos transformadores, a esto se le añade un tercer puente completo con su única inductancia de fuga.

Figura 13

Esquema general del convertidor TAB.

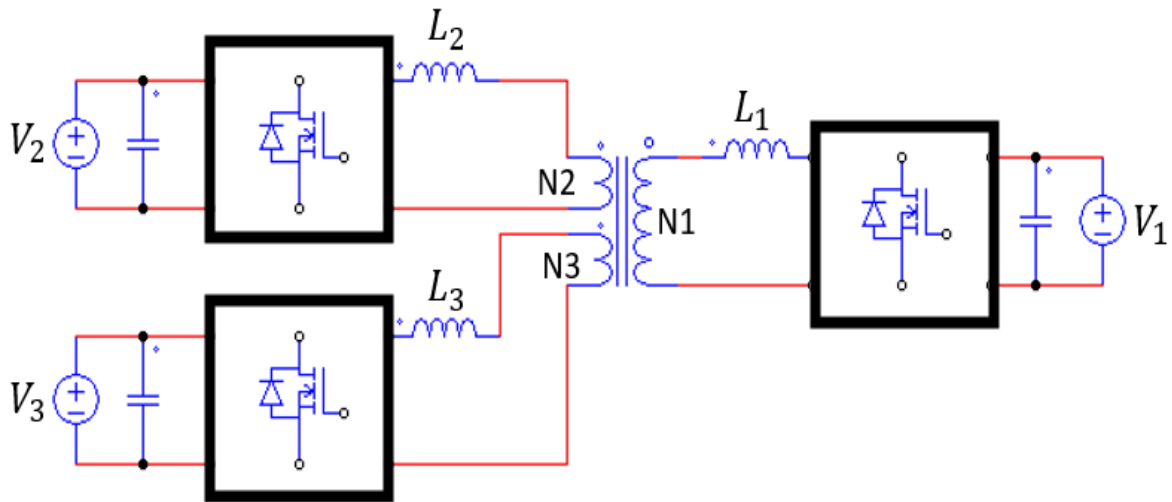


Figura 14

Esquema general del convertidor DT-ATAB.

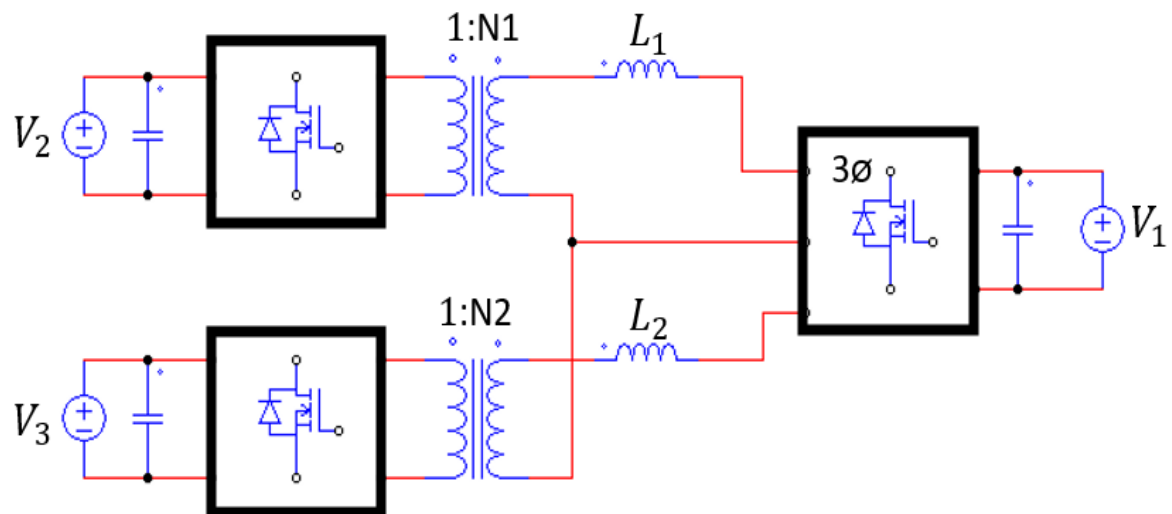
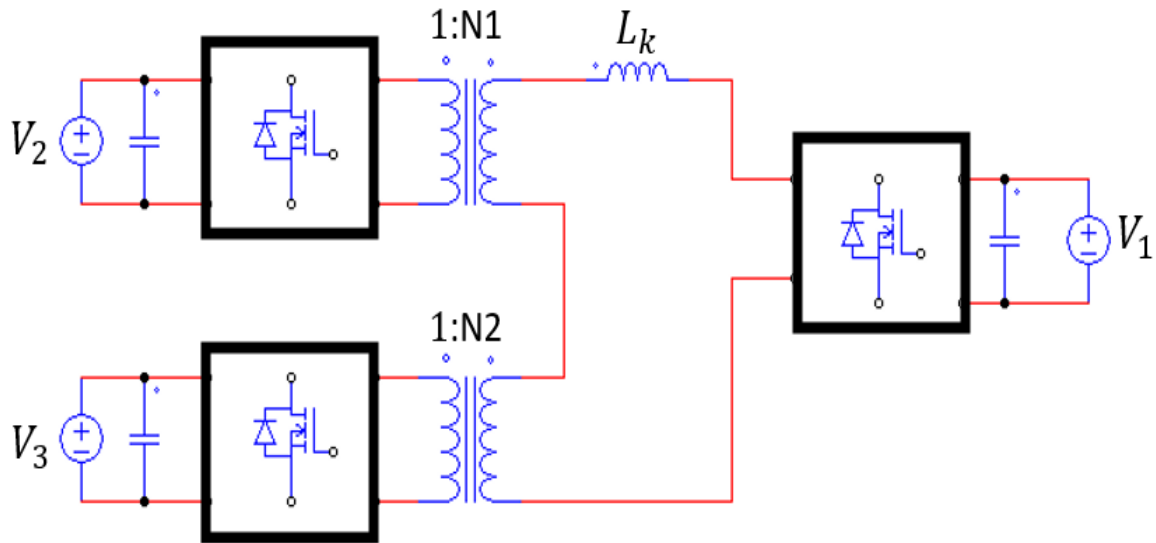


Figura 15

Esquema general del convertidor DT-TAB.

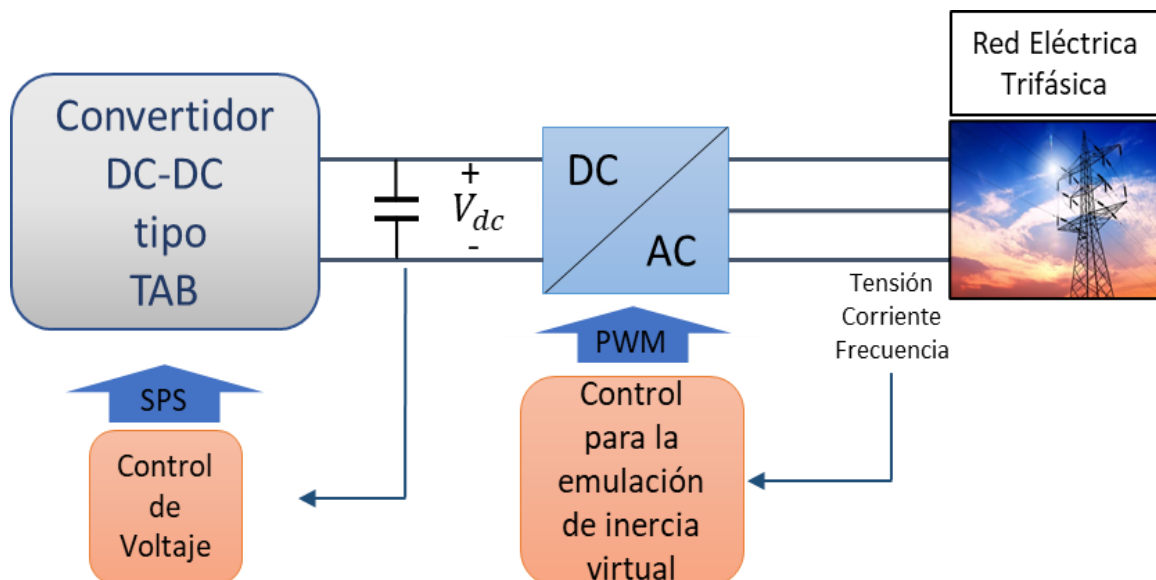


2.3 Modos de operación del convertidor

El convertidor DC-DC tipo triple active bridge está conectado a la red eléctrica mediante un convertidor DC-AC, como se muestra en la figura 16.

Figura 16

Diagrama de bloques del sistema general para la emulación de inercia virtual (Kerdphol et al., 2021).

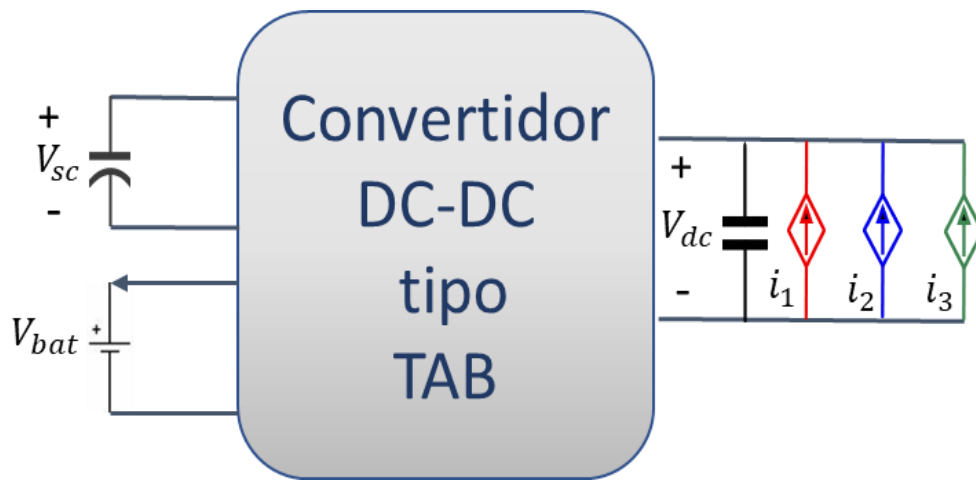


Nota: Adoptado de Kerdphol et al. (2021).

En la figura 16, se observa que el convertidor DC-AC realiza la emulación de inercia virtual mediante un algoritmo de control. Sin embargo, como el presente trabajo se centra en un convertidor DC-DC de tipo triple active bridge, el convertidor DC-AC se reemplaza por tres fuentes de corriente controladas, las cuales emulan los modos de operación del sistema. En la figura 17, se muestra el esquema general que será abordado en esta tesis, considerando los tres modos de operación mencionados en el capítulo I.

Figura 17

Esquema general del convertidor con los modos de funcionamiento.



En la figura 17 se muestran las tres fuentes de corriente, las cuales tendrán las siguientes formas de onda.

A. Fuente de corriente i_1

La fuente de corriente i_1 representa la recarga del vehículo eléctrico a una potencia constante, por ello se emula mediante una corriente constante de 22.2 A que representa una potencia constante de 10 KW a 450 V en el bus DC en todo momento.

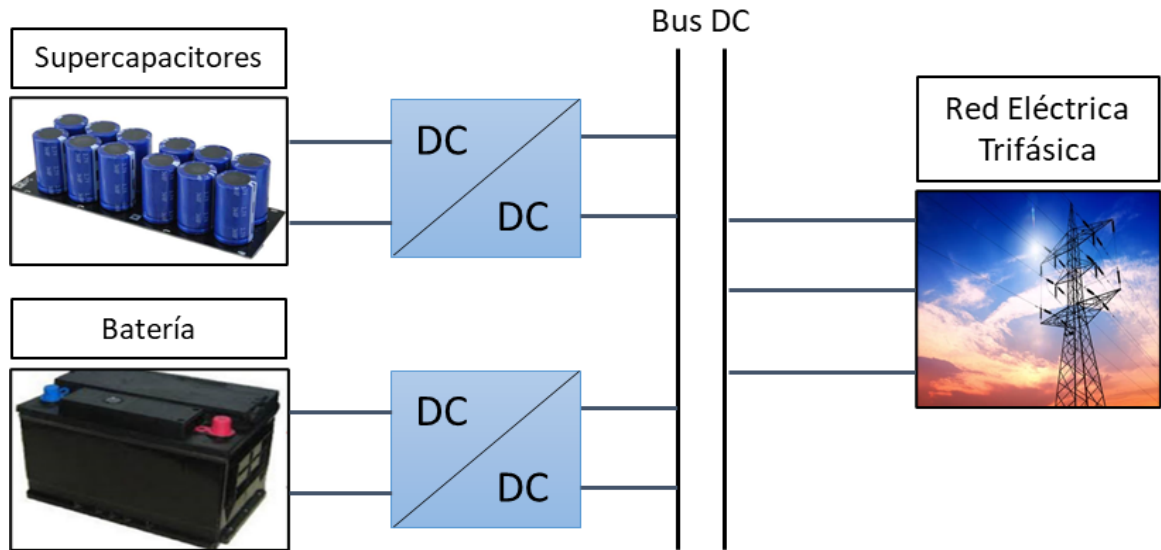
B. Fuente de corriente i_2

La fuente de corriente i_2 representa la perturbación en la frecuencia de la red eléctrica, la cual posee la forma que se muestra en la figura 17. Dicha onda de corriente se obtiene como una aproximación de los resultados del trabajo (Sarojini et al., 2020), el cual emplea una estructura similar a la figura 4. Adicionalmente, en la figura 19 se muestra la

forma de onda de la corriente i_2 , que representa el algoritmo de la emulación de inercia presentado en (Sarojini et al., 2020).

Figura 18

Esquema general del trabajo presentado en (Sarojini et al., 2020).



Nota: Adoptado de Sarojini et al. (2020).

C. Fuente de corriente i_3

La fuente de corriente i_3 representa la potencia que fluirá hacia el arreglo de SC, con el fin de recuperar el valor de la tensión nominal en este bus. Por lo que la fuente de corriente i_3 se representa mediante una función escalón, siendo la potencia constante que recibirá el arreglo de supercapacitores en un instante dado. Basado en lo anterior los modos de funcionamiento serán representados como:

2.3.1 Estado de reposo

En este modo, apenas la fuente de corriente i_1 estará conectado.

2.3.2 Emulación de inercia virtual

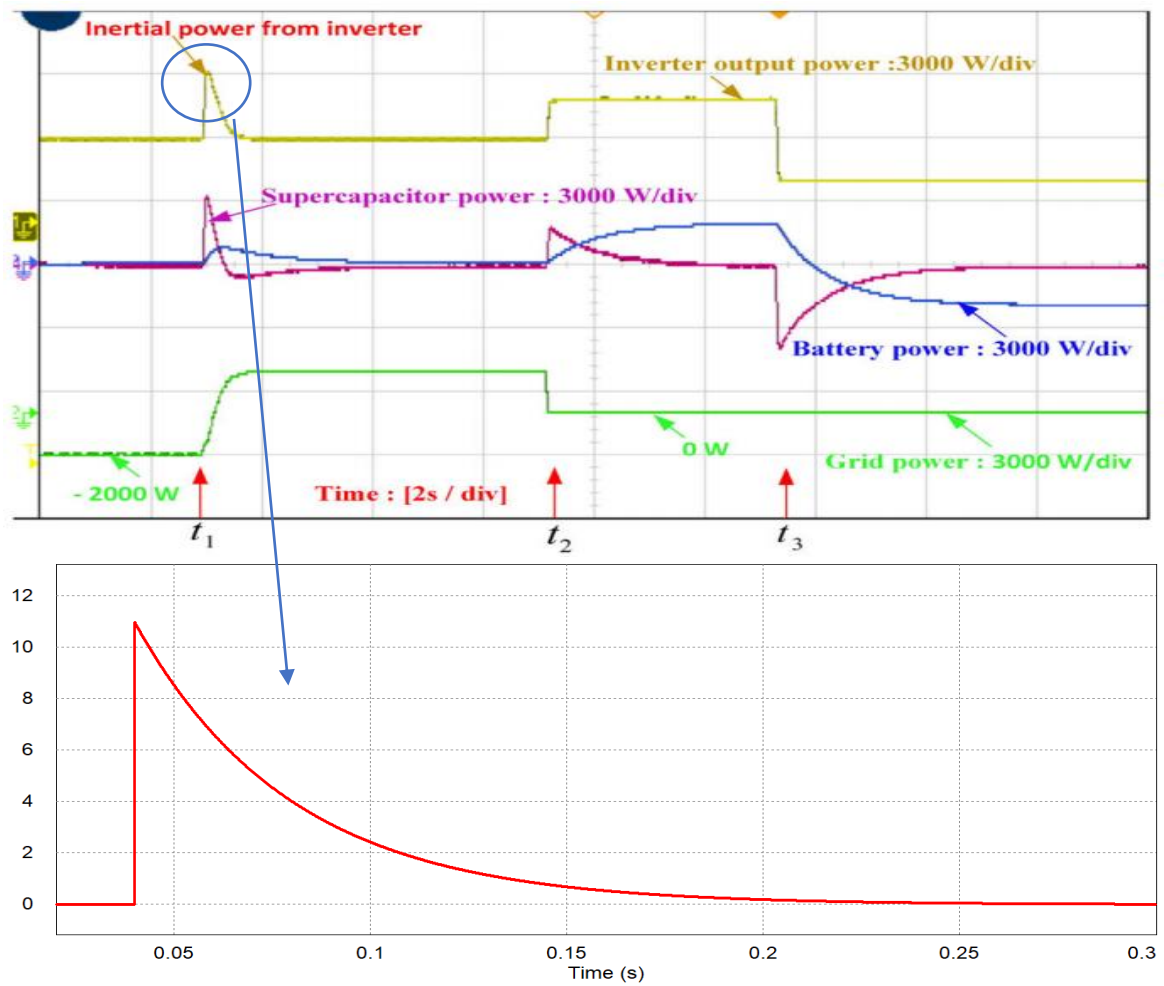
En este modo, las fuentes de corriente i_1 y i_2 se activarán simultáneamente.

2.3.3 Recuperación de carga

En este modo, las fuentes de corriente i_1 y i_3 se activarán simultáneamente

Figura 19

Forma de onda de la representación que será usada para la fuente de corriente i_2 , en base al trabajo presentado en (Sarojini et al., 2020).



Nota: Figura adaptada de Sarojini et al. (2020).

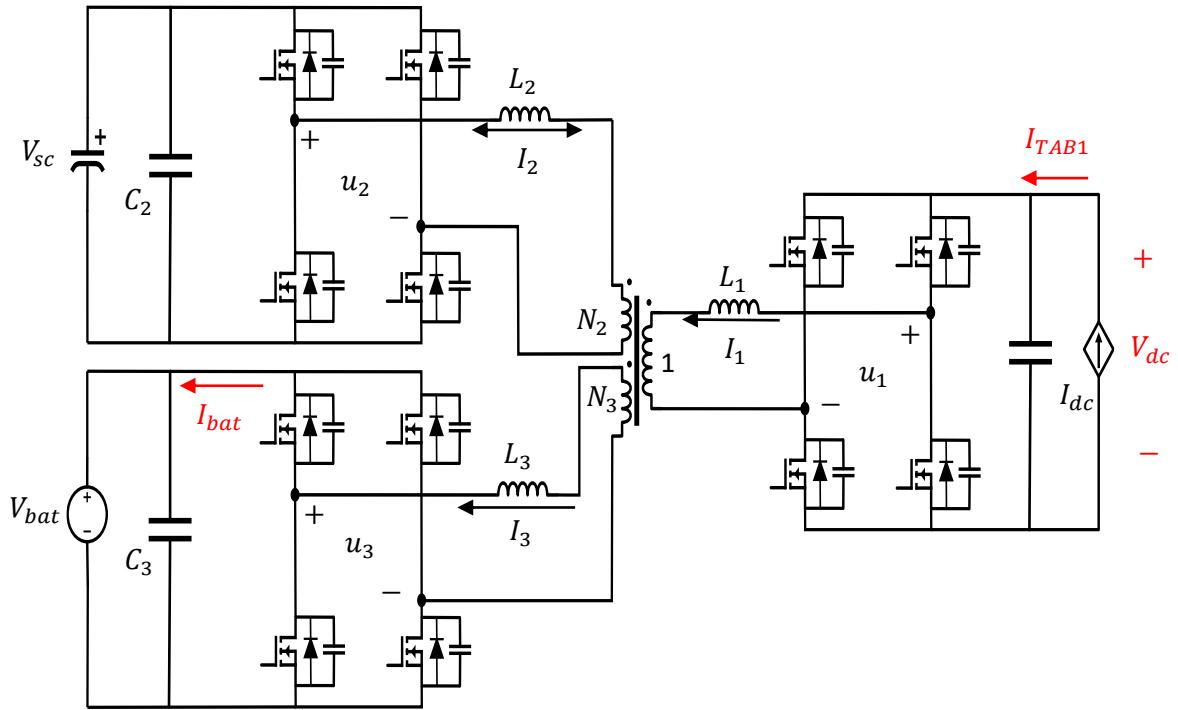
Capítulo III. Convertidor DC-DC triple active bridge (TAB)

3.1 Topología

El convertidor triple active bridge (TAB) incluye un aislamiento de tres puertos, por lo que presenta diversas aplicaciones, como la aplicación en energías renovables o en las estaciones de carga para vehículos eléctricos (Pham & Wada, 2020). En la figura 20, se muestra la configuración del convertidor TAB que se desarrolla para la aplicación de emulación de inercia.

Figura 20

Topología del convertidor DC-DC TAB



En el puerto 1 se muestra una fuente de corriente controlada, la cual realiza una variación representando la inercia de la red eléctrica. Adicionalmente, el convertidor TAB controla el valor de la tensión V_{dc} mediante el condensador C_1 . En el puerto 2 se muestra un capacitor electrolítico que representa el arreglo de SC, el cual suministra un flujo de potencia ante las variaciones de potencia del puerto 1. En el puerto 3 se muestra una fuente de tensión constante, la cual representa el puerto donde se conecta el convertidor DC-DC

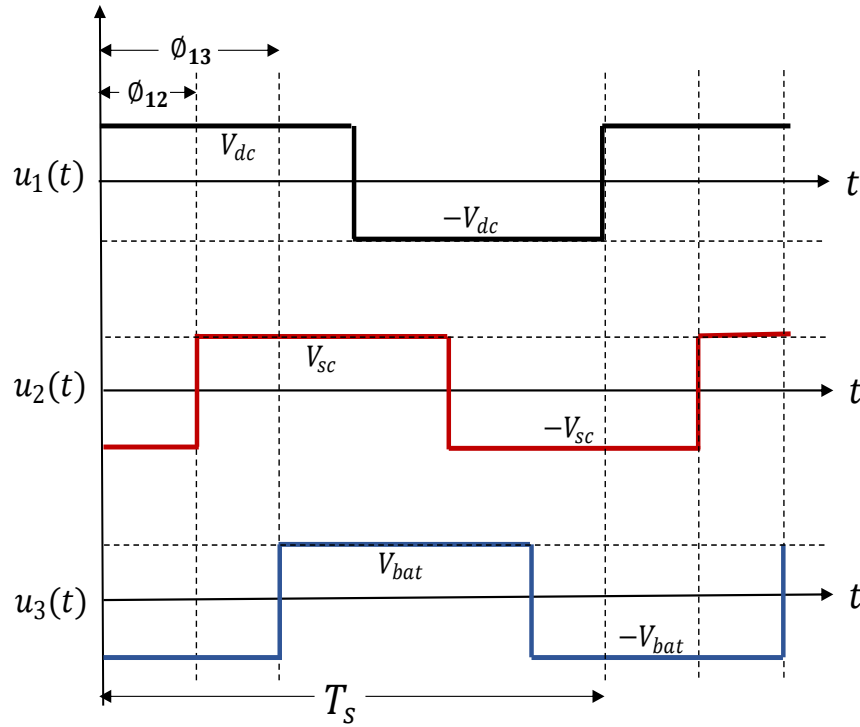
hacia la batería. Adicionalmente, el convertidor TAB controla el flujo de potencia P_{bat} a un valor constante hacia el puerto 3, por lo que las dos variables de control serán: V_{dc} y P_{bat} .

3.2 Modulación

Para los interruptores del convertidor se usa la modulación SPS, la cual genera una onda cuadrada en las tensiones a la salida de los puentes completos (u_1, u_2 y u_3). Por lo que el funcionamiento del convertidor TAB se basa principalmente en el desfase en la conmutación de los puertos 2 y 3 con respecto al puerto 1, obteniéndose dos ángulos de desfase ϕ_{12} y ϕ_{13} , tal como se muestran en la Figura 21.

Figura 21

Modulación SPS del convertidor TAB.



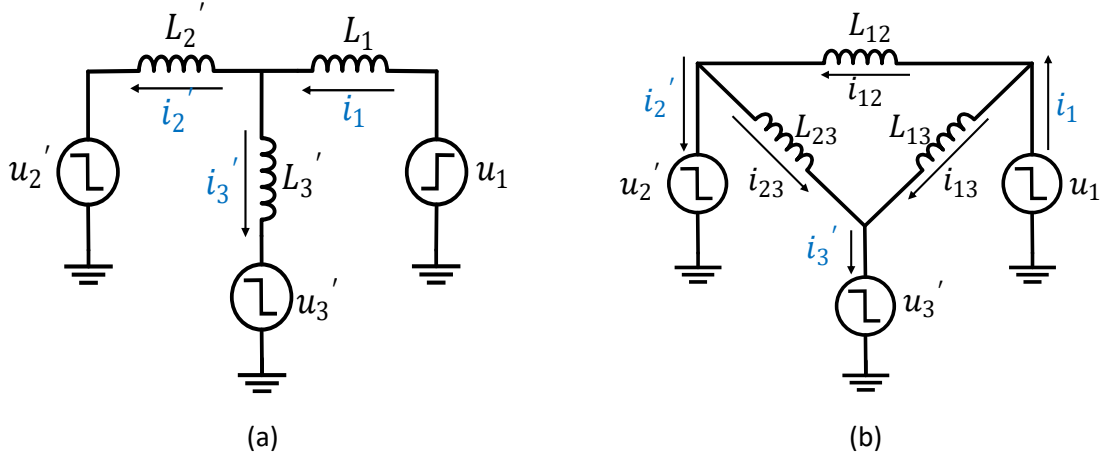
3.3 Análisis en estado estacionario

El análisis en estado estacionario se realiza en base al circuito equivalente del convertidor TAB, reflejando las tensiones u_2 y u_3 hacia el lado primario del transformador. Por tanto, se obtienen los siguientes modelos. En la figura 22 se muestran el modelo estrella (a) y el modelo delta (b), reflejados en el lado primario del transformador. Este

último es empleado para el análisis en estado estacionario debido a su equivalencia con la estructura de tres convertidores DAB conectados.

Figura 22

(a) Modelo estrella del convertidor TAB. (b) Modelo delta del convertidor TAB.



Los parámetros reflejados en el lado primario son, $(u_2' = u_2/N_2$ y $u_3' = u_3/N_3)$, $(L_2' = L_2/N_2^2$ y $L_3' = L_3/N_3^2)$ y $(i_2' = i_2 * N_2$ y $i_3' = i * N_3)$. Además, en el modelo delta del convertidor se aprecian las expresiones de las inductancias de fuga L_{12} , L_{13} y L_{23} :

$$\begin{aligned} L_{12} &= \frac{L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3'}{L_3'} \\ L_{13} &= \frac{L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3'}{L_2'} \\ L_{23} &= \frac{L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3'}{L_1} \end{aligned} \quad (15)$$

Además, siguiendo el flujo de corrientes en el modelo delta del convertidor TAB, se obtiene las expresiones de las corrientes de línea

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{12} + i_{13} \\ i_2' &= i_{12} - i_{23} \\ i_3' &= i_{13} - i_{23} \end{aligned} \quad (16)$$

3.3.1 Potencia promedio

El modelo delta del convertidor permite analizar la estructura como 3 circuitos DAB diferentes, como se muestra en la figura 23.

En la tabla 4 se muestran los parámetros de cada módulo DAB en función de los parámetros del TAB. A partir de la ecuación (4), se obtienen las expresiones de las potencias de transferencia en un convertidor DAB:

Figura 23

Convertidores DAB pertenecientes al modelo delta del convertidor TAB.

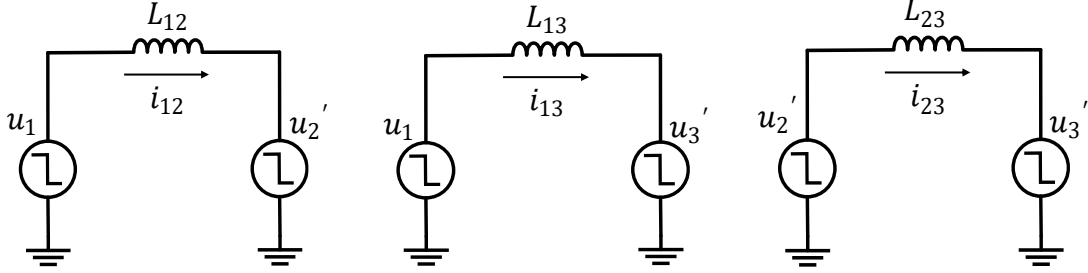


Tabla 4

Parámetros de cada convertidor DAB del modelo delta del convertidor TAB.

Parámetros	DAB $u_1 - u_2'$	DAB $u_1 - u_3'$	DAB $u_2' - u_3'$
Tensión 1	V_{dc}	V_{dc}	V_{sc}/N_2
Tensión 2	V_{sc}/N_2	V_{bat}/N_3	V_{bat}/N_3
Inductancia	L_{12}	L_{13}	L_{23}
Desplazamiento de fase	ϕ_{12}	ϕ_{13}	$\phi_{13} - \phi_{12}$
Potencia promedio	P_{12}	P_{13}	P_{23}

$$\begin{aligned}
 P_{12} &= V_{dc} \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_{12}} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi}\right) \\
 P_{13} &= V_{dc} \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_{13}} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi}\right) \\
 P_{23} &= V_{sc} \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} (\phi_{13} - \phi_{12}) \left(1 - \frac{|\phi_{13} - \phi_{12}|}{\pi}\right)
 \end{aligned} \tag{17}$$

Partiendo de la ecuación (16), se deduce el flujo de potencias para cada puerto del convertidor TAB:

$$\begin{aligned}
 P_{u1} &= P_{12} + P_{13} \\
 P_{u2} &= P_{12} - P_{23} \\
 P_{u3} &= P_{13} + P_{23}
 \end{aligned} \tag{18}$$

Reemplazando la ecuación (17) en la ecuación (18), se obtiene:

$$\begin{aligned}
 P_{u1} &= V_{dc} \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_{12}} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi}\right) + V_{dc} \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_{13}} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi}\right) \\
 P_{u2} &= V_{sc} \frac{V_{dc}}{N_2 w_s L_{12}} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi}\right) - V_{sc} \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} (\phi_{13} - \phi_{12}) \left(1 - \frac{|\phi_{13} - \phi_{12}|}{\pi}\right) \\
 P_{u3} &= V_{bat} \frac{V_{dc}}{N_3 w_s L_{13}} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi}\right) + V_{bat} \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} (\phi_{13} - \phi_{12}) \left(1 - \frac{|\phi_{13} - \phi_{12}|}{\pi}\right)
 \end{aligned} \tag{19}$$

Sin considerar las pérdidas de conmutación, a partir de la figura 20 se deducen las siguientes relaciones: $P_{dc} = P_{u1}$, $P_{sc} = P_{u2}$ y $P_{bat} = P_{u3}$.

Basado en la ecuación (19), se obtiene una relación no lineal entre las potencias y los ángulos de desfase. Por lo que, se requiere linealizar la expresión (19) dentro de los siguientes intervalos

$$-\pi \leq \phi_{12} \leq \pi \text{ y } 0 \leq \phi_{13} \leq \pi$$

A fin de simplificar los cálculos, se considera como puntos de equilibrio: $\phi_{12} = 0$ y $\phi_{13} = 0$.

Usando el desarrollo del primer término de la serie de Taylor en ecuaciones multivariables sobre ϕ_{12} y ϕ_{13} , se obtiene:

$$\begin{aligned} P_{dc} &= \phi_{12} \left. \frac{\partial P_{dc}}{\partial \phi_{12}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} + \phi_{13} \left. \frac{\partial P_{dc}}{\partial \phi_{13}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} \\ P_{sc} &= \phi_{12} \left. \frac{\partial P_{sc}}{\partial \phi_{12}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} + \phi_{13} \left. \frac{\partial P_{sc}}{\partial \phi_{13}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} \\ P_{bat} &= \phi_{12} \left. \frac{\partial P_{bat}}{\partial \phi_{12}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} + \phi_{13} \left. \frac{\partial P_{bat}}{\partial \phi_{13}} \right|_{\phi_{12}, \phi_{13}=0} \end{aligned}$$

Desarrollando las derivadas considerando las expresiones dadas en (19), se obtienen las expresiones del flujo de potencia entre cada puerto:

$$\begin{aligned} P_{dc} &= V_{dc} \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_{12}} \phi_{12} + V_{DC} \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_{13}} \phi_{13} \\ P_{sc} &= \left(V_{sc} \frac{V_{DC}}{N_2 w_s L_{12}} + V_{sc} \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \right) \phi_{12} - V_{sc} \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \phi_{13} \\ P_{bat} &= -V_{bat} \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \phi_{12} + \left(V_{bat} \frac{V_{dc}}{N_3 w_s L_{13}} + V_{bat} \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \right) \phi_{13} \end{aligned} \quad (20)$$

Adicionalmente, el valor de las corrientes promedio correspondientes a cada puerto son I_{dc} , I_{sc} e I_{bat} , las cuales se obtienen dividiendo la expresión (20) entre el valor de las tensiones V_{dc} , V_{sc} y V_{bat} , respectivamente.

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_{12}} \phi_{12} + \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_{13}} \phi_{13} \\ I_{sc} &= \left(\frac{V_{DC}}{N_2 w_s L_{12}} + \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \right) \phi_{12} - \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \phi_{13} \\ I_{bat} &= -\frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \phi_{12} + \left(\frac{V_{dc}}{N_3 w_s L_{13}} + \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \right) \phi_{13} \end{aligned} \quad (21)$$

3.3.2 Corriente en el inductor

La expresión de la corriente en el inductor en cada puerto se obtiene en base al modelo delta del convertidor TAB.

A. Corriente instantánea en los puertos

A partir de la ecuación (16):

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_{12}(t) + i_{13}(t) \\ i'_2(t) &= i_{12}(t) - i_{23}(t) \\ i'_3(t) &= i_{13}(t) + i_{23}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

Reemplazando la ecuación (7) en la ecuación (22), se obtiene:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{12} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{12}}{B_{12}}\right) + \sqrt{2} I_{13} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{13}}{B_{13}}\right) \\ i'_2(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{12} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{12}}{B_{12}}\right) - \sqrt{2} I_{23} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{23}}{B_{23}}\right) \\ i'_3(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{13} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{13}}{B_{13}}\right) + \sqrt{2} I_{23} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{23}}{B_{23}}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

En la tabla 5 se muestran los valores de A_{XY} , B_{XY} y I_{XY} .

Tabla 5

Parámetros de la ecuación (23).

	$(X,Y) \rightarrow (1,2)$	$(X,Y) \rightarrow (1,3)$	$(X,Y) \rightarrow (2,3)$
A_{XY}	$\frac{V_{sc}}{N_2} \cos(n\phi_{12}) - V_{dc}$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \cos(n\phi_{13}) - V_{dc}$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \cos(n(\phi_{13} - \phi_{12})) - \frac{V_{sc}}{N_2}$
B_{XY}	$\frac{V_{sc}}{N_2} \sin(n\phi_{12})$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \sin(n\phi_{13})$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \sin(n(\phi_{13} - \phi_{12}))$
I_{XY}	$\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_s L_{12}} \sqrt{A_{12}^2 + B_{12}^2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_s L_{13}} \sqrt{A_{13}^2 + B_{13}^2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_s L_{23}} \sqrt{A_{23}^2 + B_{23}^2}$

B. Corriente RMS total

El cálculo del valor de la corriente RMS en cada puerto es complicado si se emplea la ecuación (23), como se hizo con el convertidor DAB. Sin embargo, el cálculo de la corriente RMS en los puertos se realiza principalmente para analizar las pérdidas óhmicas en el convertidor. Las pérdidas óhmicas en cada puerto mediante la resistencia R , se representa de la siguiente forma:

$$P_{ohm} = R(I_{L1,RMS}^2 + I_{L2,RMS}^2 + I_{L3,RMS}^2) \quad (24)$$

Dicha resistencia en el modelo delta es $3R$, por lo que las pérdidas óhmicas son expresadas como sigue:

$$P_{ohm} = 3R(I_{L12,RMS}^2 + I_{L13,RMS}^2 + I_{L23,RMS}^2) \quad (25)$$

Comparando las ecuaciones (24) y (25), se deduce que la eficiencia del convertidor se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$I_{L12,RMS}^2 + I_{L13,RMS}^2 + I_{L23,RMS}^2 \quad (26)$$

En que, a partir de la ecuación (9) se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{L12,RMS}^2 &= \sum_{n=1,3,5,\dots} I_{12}^2 \\ I_{L13,RMS}^2 &= \sum_{n=1,3,5,\dots} I_{13}^2 \\ I_{L23,RMS}^2 &= \sum_{n=1,3,5,\dots} I_{23}^2 \end{aligned} \quad (27)$$

3.4 Diseño de los parámetros del convertidor TAB

El diseño de los parámetros del convertidor se realiza analizando las características de funcionamiento. En que los parámetros del TAB son diseñados a partir de los intervalos de operación de cada puerto, los cuales son como sigue:

- En el puerto 2, el SC brinda un valor de inercia virtual manteniendo un flujo de potencia máxima bidireccional de 5KW, y el punto de operación es fijado a un valor nominal de $V_{sc} = 100V$.

$$\begin{aligned} 0KW &\leq P_{sc} \leq 5KW \\ V_{sc} &= 100V \end{aligned} \quad (28)$$

- En el puerto 3, el convertidor transmite un flujo de potencia constante de 10KW, y el punto de operación es fijado a un valor constante de $V_{bat} = 600V$.

$$\begin{aligned} P_{bat} &= 10KW \\ V_{bat} &= 600V \end{aligned} \quad (29)$$

- En el puerto 1, el flujo de la potencia que es transmitido en conjunto en el puerto 2 y 3 es proporcionado por el puerto 1, el cual emula la red. La potencia mínima y máxima es considerado como 5KW y 15KW respectivamente. El valor de la tensión

es fijado en 450V, debido a que es un valor suficiente para conectar el convertidor DC-AC monofásico hacia la red eléctrica.

$$\begin{aligned} 5KW &\leq P_{dc} \leq 15KW \\ V_{dc} &= 450V \end{aligned} \quad (30)$$

Finalmente, la frecuencia de conmutación del sistema es considerado a 50 KHz, debido a que es un valor comercial en los convertidores DC-DC.

3.4.1 Diseño del valor de las inductancias

Para el diseño de las inductancias de fuga, primero se diseña las inductancias del modelo delta, luego se realiza la transformación al modelo estrella. Basado en la ecuación (19), se obtienen las expresiones de las potencias máximas en los puertos reemplazando los valores de $\phi_{12} = \phi_{13} = \phi_{23} = \pi/2$ para cada caso específico.

$$\begin{aligned} P_{dc,max} &= \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{12}} + \frac{1}{L_{13}} \right) \\ P_{sc,max} &= \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{12}} - \frac{1}{L_{23}} \right) \\ P_{bat,max} &= \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{13}} + \frac{1}{L_{23}} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

Para el caso de la batería se tiene:

$$10KW \geq \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{13}} + \frac{1}{L_{23}} \right)$$

Como los valores de las inductancias son positivos, la siguiente desigualdad es garantizada:

$$10KW \geq \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{13}} + \frac{1}{L_{23}} \right) \geq \frac{V_{dc}^2 \pi}{4w_s} \left(\frac{1}{L_{13}} \right)$$

Desarrollando y reemplazando los valores de los parámetros descritos anteriormente, se obtiene:

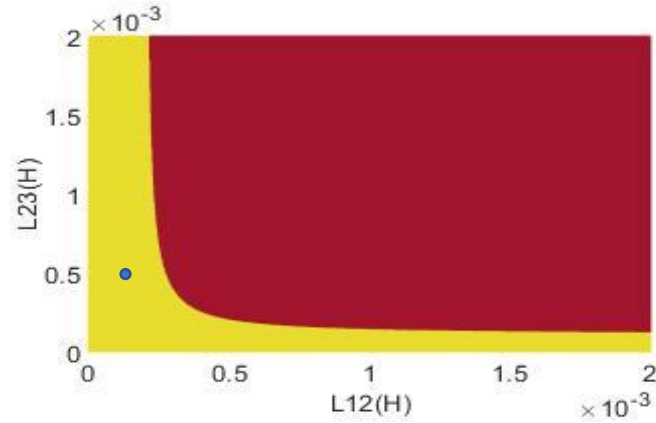
$$L_{13} \leq 50.62\mu H$$

Por tanto, basado en el criterio descrito en el marco teórico, elegimos un valor comercial para el valor de L_{13} :

$$L_{13} = 30\mu H$$

Figura 24

Región admisible de L_{12} y L_{23} , para $L_{13} = 30\mu H$.



En la figura 24 se muestran todos los valores admisibles de L_{12} y L_{23} que satisfacen la desigualdad (30). Por tanto, se elige:

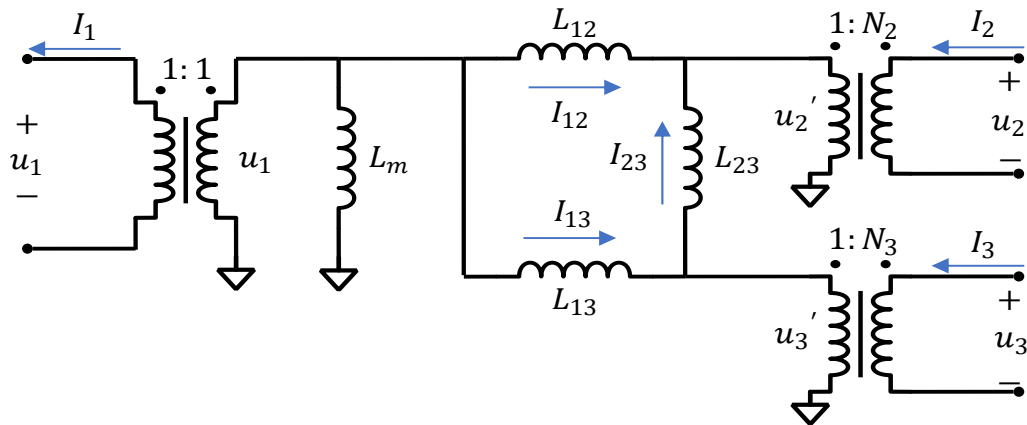
$$L_{12} = L_{23} = 100\mu H$$

Para el valor de la inductancia de magnetización L_m , se elige un valor mucho mayor a L_{12} y L_{13}

$$L_m = 1mH$$

Figura 25

Modelo Cantilever de un transformador de 3 puertos.



3.4.2 Diseño de los parámetros del transformador

En el transformador de tres puertos, el diseño se basa en el modelo extendido de cantiléver (Hanson & Perreault, 2020)(Erickson & Maksimovic, 1998), el cual se muestra en la figura 25. Esta topología, representa el modelo extendido de Cantiléver de un

transformador de 3 puertos en una configuración delta. Mediante este modelo se obtienen las inductancias reales en cada puerto L_1, L_2 y L_3 , la inductancia de magnetización L_m , y el número de vueltas en los bobinados n_2 y n_3 .

Como primera aproximación, el número de vueltas efectivos del circuito equivalente del convertidor TAB es el siguiente:

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{V_{sc}}{V_{dc}} = 0.22 \\ N_3 &= \frac{V_{bat}}{V_{dc}} = 1.33 \end{aligned} \quad (32)$$

Según el modelo de bobinas lineales acopladas magnéticamente del transformador, se obtiene la siguiente matriz de inductancias (Erickson & Maksimovic, 1998):

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & L_{22} & M_{23} \\ M_{13} & M_{23} & L_{33} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (33)$$

Donde $M_{12} = N_2 L_m$ y $M_{13} = N_3 L_m$. Para obtener la matriz de inductancias, se procede mediante el siguiente algoritmo:

1. Se define la matriz inversa de la matriz de inductancias:

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{12} & b_{22} & b_{23} \\ b_{13} & b_{23} & b_{33} \end{bmatrix} = L^{-1} = inv \begin{bmatrix} L_m & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & L_{22} & M_{23} \\ M_{13} & M_{23} & L_{33} \end{bmatrix}$$

En que $b_{12} = -1/(L_{12}N_2)$, $b_{13} = -1/(L_{13}N_3)$ y $b_{23} = -1/(L_{23}N_2N_3)$.

2. A partir de los valores calculados de $M_{12}, M_{13}, b_{12}, b_{13}$ y b_{23} se obtiene los elementos restantes de la matriz B :

$$b_{11} = (1 - M_{12} * b_{12} - M_{13} * b_{13})/L_m$$

$$b_{22} = -(M_{13} * b_{23} + L_m * b_{12})/M_{12}$$

$$b_{33} = -(L_m * b_{13} + M_{12} * b_{23})/M_{13}$$

3. Con la matriz inversa de B , se obtiene toda la matriz de inductancias

$$L = inv(B)$$

Los parámetros del modelo T se obtienen a partir de los valores de las inductancias propias y mutuas, de la siguiente forma:

$$n_A = M_{23}/M_{13}$$

$$n_B = M_{23}/M_{12}$$

$$L_m = M_{12} * M_{13}/M_{23}$$

$$L_1 = L_m - M_{12} * M_{13}/M_{23}$$

$$L_2 = L_{22} - M_{12} * M_{23}/M_{13}$$

$$L_3 = L_{33} - M_{13} * M_{23}/M_{12}$$

Finalmente, con las inductancias obtenidas anteriormente y reemplazando los valores de los parámetros $n_1, n_2, L_m, L_{12}, L_{13}$ y L_{32} , se obtienen los siguientes valores reales de los parámetros de la inductancia de tres puertos:

$$\begin{aligned} n_2 &= 0.25 \\ n_3 &= 1.41 \\ L_1 &= 13.04\mu H \\ L_2 &= 2.15\mu H \\ L_3 &= 23.18\mu H \end{aligned} \quad (34)$$

Tabla 6

Parámetros del convertidor TAB.

Parámetros	Variable	Valor
Tensión de la batería (V_{bat})	V_{bat}	600 V
Tensión del banco de supercapacitores (V_{sc})	V_{sc}	100 V
Tensión de la carga (V_{dc})	V_{dc}	450V
Inductor L_1	L_1	13.04uH
Inductor L_2	L_2	2.15uH
Inductor L_3	L_3	23.18uH
Relación de vueltas del transformador	n_2	1:0.22
Relación de vueltas del transformador	n_3	1: 1.33
Capacitor del puerto 1 (C_{dc})	C_{dc}	50uF
Capacitor del puerto 2 (C_{pv})	C_{pv}	50uF
Capacitor del puerto 3 (C_{Bat})	C_{Bat}	50uF
Frecuencia de corte del sensor de corriente de la batería	f_o	1KHz
Tiempo muerto	t_n	500ns
Time step	t_{step}	100ns
Frecuencia de Conmutación	f_s	50KHz

En la tabla 6 se muestran los valores de los componentes del circuito TAB obtenidos en el diseño.

3.5 Estrategia de control

Debido al transformador de tres puertos, el mayor desafío para el control de parámetros del convertidor TAB es el acoplamiento en el transformador, lo cual dificulta el control independiente para cada variable. Sin embargo, este problema es solucionado introduciendo una matriz de desacoplamiento, a fin de diseñar un controlador para cada variable de manera independiente (Tan et al., 2009).

Las variables por controlar en el sistema son el flujo de potencia P_{bat} y el valor de la tensión V_{dc} a los valores de 10 KW y 450 V respectivamente. Sin embargo, la potencia en la batería es controlada mediante el valor de la corriente I_{bat} usando como valor de referencia la relación P_{bat}/V_{bat} . El sistema linealizado dado en la expresión (21) se puede representar de la siguiente forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{13} \\ \varphi_{12} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Siendo los términos de la matriz jacobiana $G_{2 \times 2}$:

$$\begin{aligned} G_{11} &= \left(\frac{V_{dc}}{N_3 w_s L_{13}} + \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \right) \\ G_{12} &= -\frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_{23}} \\ G_{21} &= \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_{13}} \\ G_{22} &= \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_{12}} \end{aligned} \quad (36)$$

Con el fin de que cada variable I_{bat} y I_{dc} dependa de una sola variable de control como u_1 y u_2 respectivamente, se introduce la matriz de desacoplamiento H , el cual se define como la matriz inversa de $G_{2 \times 2}$.

$$H_{2 \times 2} = G_{2 \times 2}^{-1} \quad (37)$$

Definiendo las variables de control u_1 y u_2 como

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = H_{2 \times 2}^{-1} * \begin{bmatrix} \varphi_{13} \\ \varphi_{12} \end{bmatrix} \quad (38)$$

De las ecuaciones (35) y (38), se deduce la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Finalmente, de las ecuaciones (37) y (39) se comprueba la dependencia lineal de las variables de control respecto al valor de las corrientes I_{bat} y I_{TAB1}

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (40)$$

En la figura 26 se muestra el diagrama de bloques de la estrategia de control del convertidor TAB considerando el desacoplamiento realizado, donde cada variable se controla mediante bucles independientes usando dos controladores proporcionales integrales (PI). Una importante ventaja del control PI es la facilidad para la implementación digital discretizando el sistema linealizado. Esto se consigue mediante el uso de integradores digitales y ganancias proporcionales, tal como se presenta en la figura 27.

Figura 26

Diagrama de bloques de la estrategia de control del TAB.

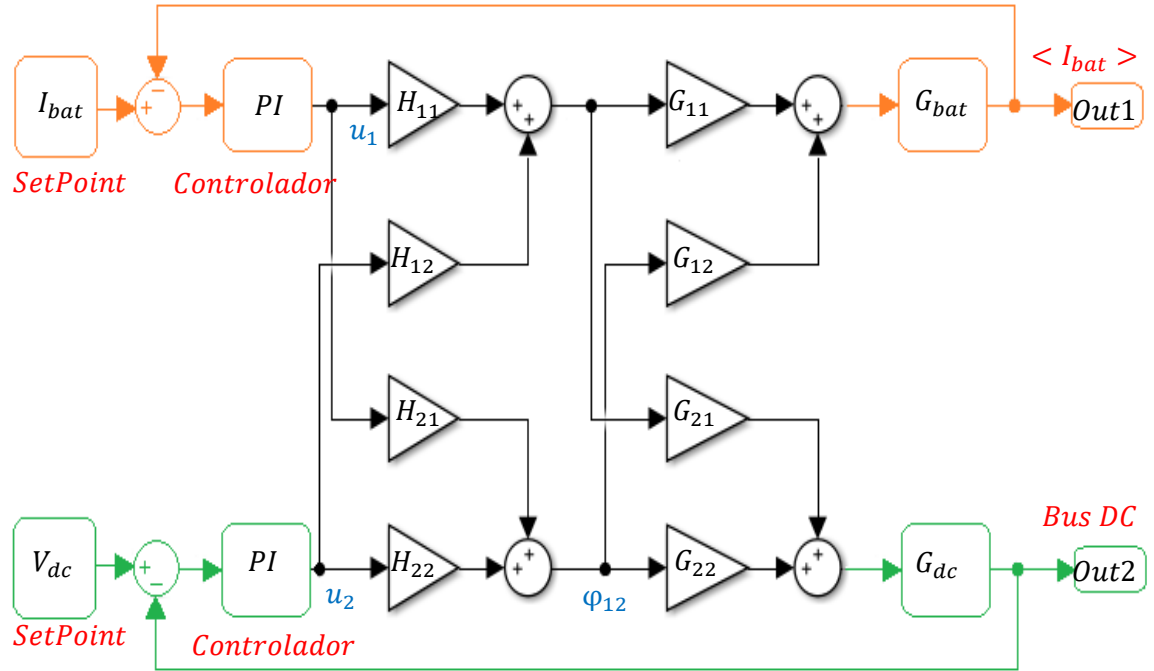
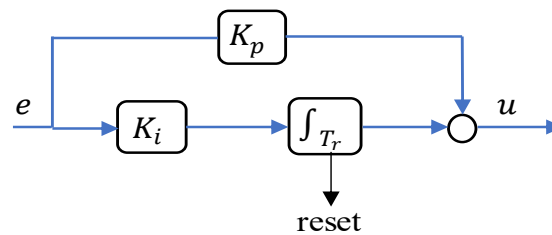


Figura 27

Diagrama de bloques para la implementación digital del controlador PI.



3.5.1 Bucle de control en la batería

Este bucle es formado por la línea naranja mostrado en la figura 26. Para controlar el valor de la corriente promedio que se inyecta a la batería del vehículo, se usa un filtro pasa bajo como sensor de corriente con una frecuencia de corte f_c y un factor de amortiguamiento ε .

$$G_{bat} = \frac{\langle I_{bat} \rangle}{u_1} = \frac{4\pi^2 f_c^2}{s^2 + 4\varepsilon\pi f_c s + 4\pi^2 f_c^2} \quad (41)$$

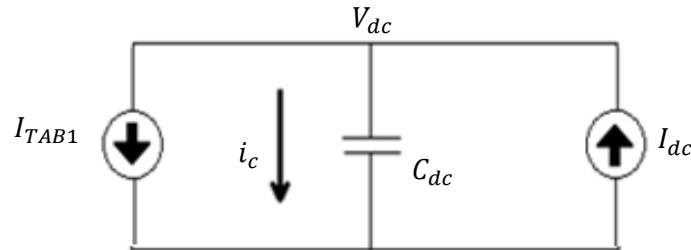
Considerando valores comerciales, se considera el valor de la frecuencia de corte $f_c = 1KHz$ y el valor del factor de amortiguamiento $\varepsilon = 0.707$.

3.5.2 Bucle de control del Bus DC

El bucle de control de bus DC es formado por la línea verde mostrado en la Figura 26. En el lado del capacitor en el bus DC, se obtiene el esquema mostrado en la figura 28.

Figura 28

Circuito equivalente en el lado del capacitor C_{pv} .



En la figura 28 se observa la fuente de corriente controlada, la cual simula la inercia virtual de la red eléctrica. Tomando la primera ley de Kirchhoff en el nodo superior, se obtiene:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{TAB1} \quad (42)$$

De la ecuación (42), el valor de la tensión V_{dc} depende del valor de I_{dc} y I_{TAB1} . Sin embargo, el valor de la corriente I_{TAB1} es la única variable que puede ser controlada debido a que el valor de I_{dc} depende exclusivamente del punto de operación de la fuente de corriente. De esta forma, la corriente I_{dc} se considera como una perturbación del sistema. Por tanto, en la ecuación (42) se determina la expresión para I_{dc} , obteniéndose:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -I_{TAB1} \quad (43)$$

Analizando la ecuación anterior en el régimen de la frecuencia, se obtiene la función de transferencia para el diseño del controlador:

$$G_{DC} = \frac{V_{dc}(s)}{I_{TAB1}(s)} = -\frac{1}{s C_{dc}} \quad (44)$$

El signo negativo de la función de transferencia dado en la expresión (44) indica que el controlador de la tensión rastrea al valor de referencia en base al valor de la corriente que ingresa al capacitor C_{DC} , cuya dirección es opuesta a la corriente I_{TAB1} .

3.6 Diseño de los parámetros de los controladores

Como las funciones de transferencia G_{DC} y G_{bat} son sistemas lineales de primer y segundo orden respectivamente, estos podrán ser controlados mediante controladores lineales PI.

3.6.1 Criterio de estabilidad

El criterio de estabilidad se basa en el análisis de la respuesta en frecuencia de cada controlador, fijando un adecuado margen de fase y ganancia que garantice:

$$|G(w_{bw} * t)| = 1 \quad y \quad 0 < 180 + \text{ang}(G(w_{bw} * t)) < 180 \quad (45)$$

$$\text{fase}(w_{bw}) = -180 \quad y \quad |G(w_{bw} * t)| < 0 \quad (46)$$

3.6.2 Procedimiento del diseño

Como la función de transferencia del controlador PI es:

$$PI(s) = \frac{K_p(1 + sT_i)}{sT_i} \quad (47)$$

Y como la función de transferencia presenta distinto orden, se realiza el diseño para cada controlador con diferente criterio.

A. Diseño del controlador de tensión

En este controlador se emplea el criterio de velocidad de respuesta para cada bloque de control y se fija el valor de la ganancia K_p del controlador PI. Luego, se procede a calcular el valor de T_i que garantiza la estabilidad del sistema. Considerando un tiempo de

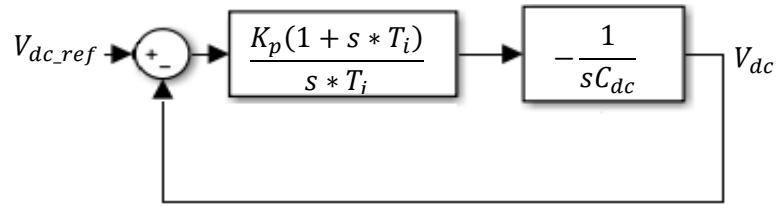
establecimiento razonable de $t_s = 4ms$ y un margen de fase de 45 grados, se obtienen las siguientes ganancias del controlador:

$$\begin{aligned} K_p &= -0.1 \\ T_i &= 4 * 10^{-4} \end{aligned} \quad (48)$$

Adicionalmente, el error en estado estable es nulo debido a la presencia de un doble integrador.

Figura 29

Diagrama de bloques de control de la tensión DC.



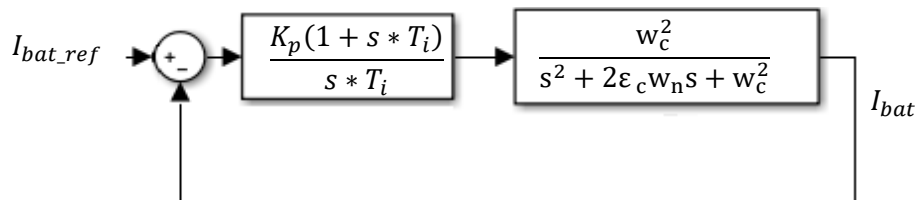
En la figura 29 se muestra el diagrama de bloques para el control de la tensión V_{dc} .

B. Diseño del controlador de la corriente

Este controlador emplea únicamente el criterio de parámetros temporales para obtener los valores de K_p y T_i , de esa manera se evita trabajar con el bode de una función de transferencia de tercer orden. Luego, con los valores obtenidos se verifica la estabilidad mediante el diagrama de bode simulado usando el software MATLAB, analizando el margen de fase como el margen de ganancia. El diagrama de este controlador en lazo cerrado muestra en la figura 30, en que al igual que en el controlador anterior, el error en estado estacionario es nulo.

Figura 30

Diagrama de bloques de control de la corriente.



Seleccionando un tiempo de establecimiento razonable de $t_s = 4ms$ y un máximo sobrepico de 5%, se obtiene:

$$\begin{aligned} K_p &= 5 * 10^{-2} \\ T_i &= 1 * 10^{-5} \end{aligned} \quad (49)$$

3.7 Resultados de la simulación

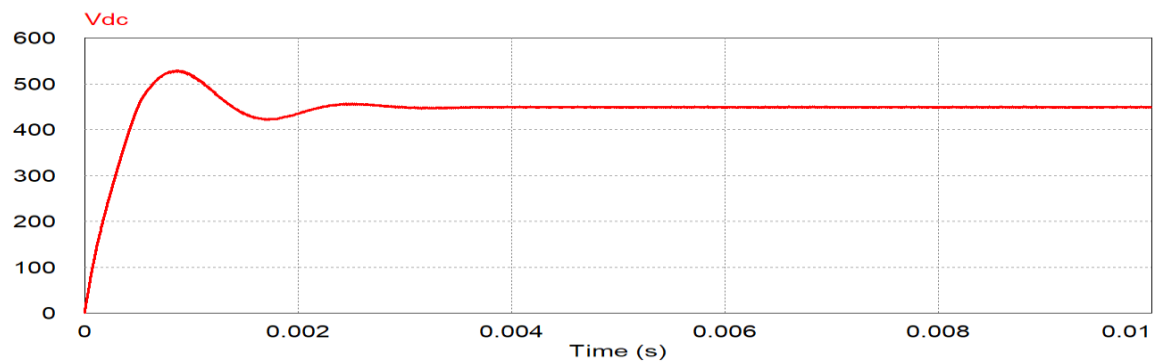
La simulación del convertidor TAB se enfoca en el análisis de estabilidad de las variables a controlar y el análisis de las pérdidas de potencia en el convertidor.

3.7.1 Comprobación de la estabilidad

A. Control de tensión en el bus DC

Figura 31

Respuesta temporal de la tensión en el Bus DC.

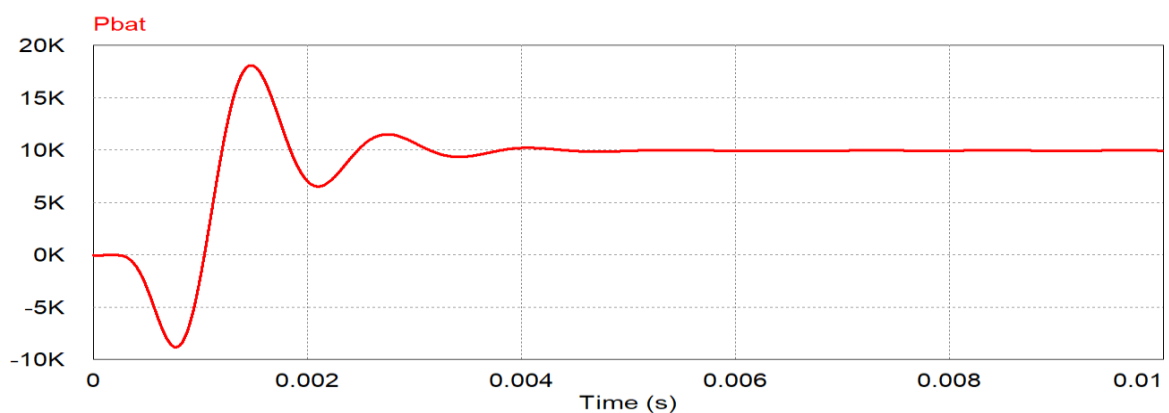


En la figura 31 se observa que el valor de la tensión en el bus DC se estabiliza en un tiempo aproximado de 4 ms y presenta un sobrepico aproximado de 10.76%

B. Control de potencia en el batería del vehículo

Figura 32

Respuesta temporal del flujo de potencia en la batería del vehículo.



En la figura 32 se observa que la potencia en la batería se estabiliza en un tiempo aproximado de 4ms.

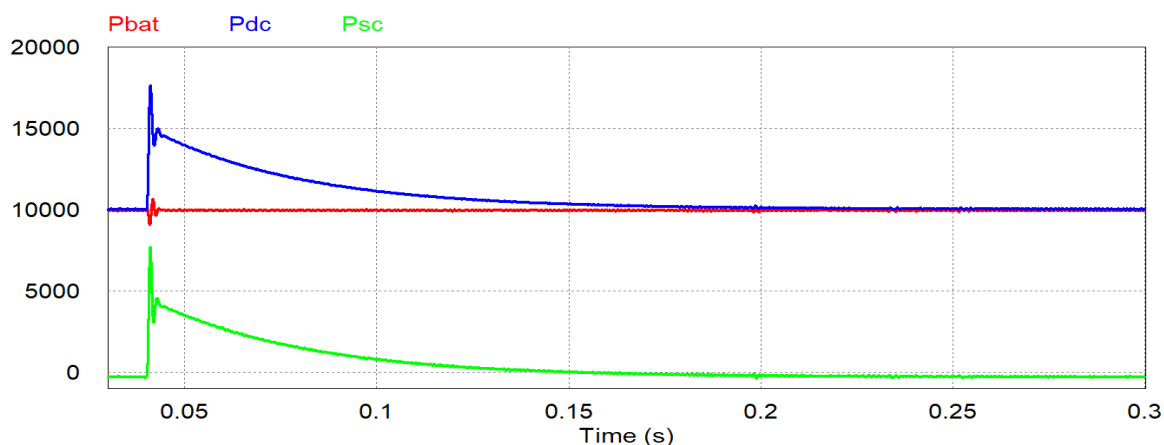
3.7.2 Recarga del vehículo con emulación de inercia

En esta parte se emula la reducción o incremento de la frecuencia en la red, en que el SC entrega o almacena energía de la red eléctrica como respuesta inercial.

A. Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia en la red

Figura 33

Flujos de potencia ante el incremento de la frecuencia.

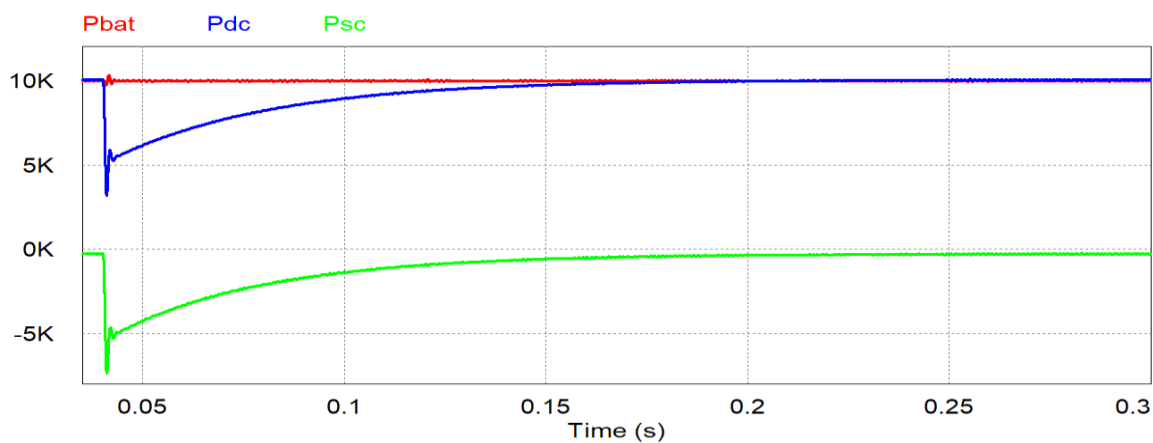


En la figura 33 se observa que, ante un incremento en la frecuencia de la red eléctrica, la fuente de corriente controlada solicita al SC almacenar energía para brindar la emulación de inercia virtual. Este funcionamiento se realiza sin modificar el flujo de potencia constante en la batería del vehículo.

B. Respuesta inercial ante una caída en la frecuencia en la red

Figura 34

Flujos de potencia ante la caída de la frecuencia.



En la figura 34 se muestra una caída en la frecuencia de la red eléctrica, ante ello, la fuente de corriente controlada solicita la descarga del SC para la emulación de la inercia virtual. Este funcionamiento se realiza sin afectar el flujo de potencia constante en la batería del vehículo.

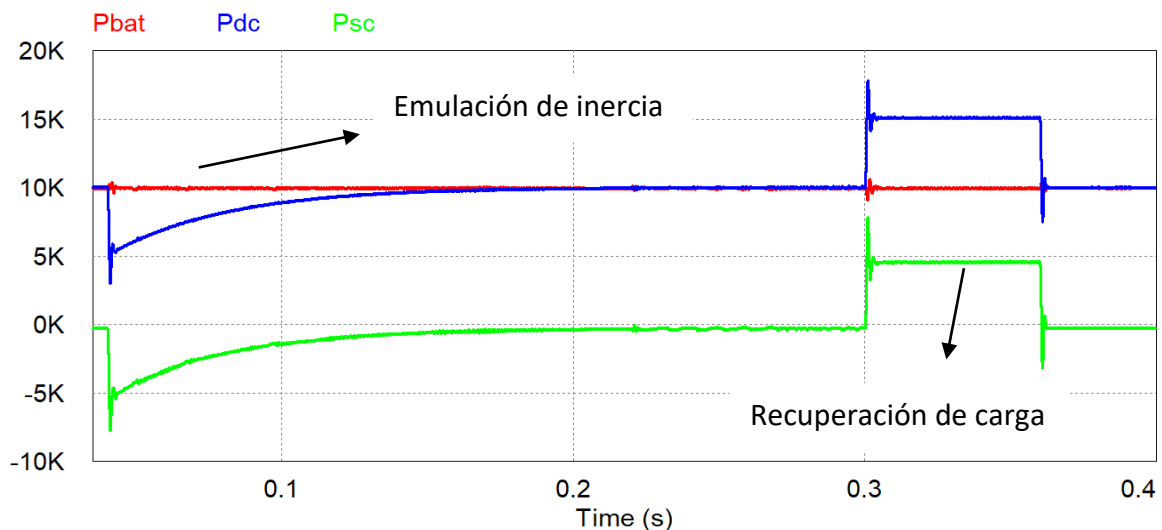
3.7.3 Recarga del vehículo con recuperación de carga

Luego de la emulación de inercia virtual, el SC requiere recuperar la carga nominal y mantener el valor de la tensión transfiriendo una potencia constante, debido a que su funcionamiento no afecte la estabilidad del convertidor. Solo se muestra la recuperación de carga ante una caída de frecuencia, debido a que un aumento de la frecuencia es un caso análogo, donde el SC requiere recibir una potencia constante.

En la figura 35, se observa la respuesta del sistema ante una caída en la frecuencia de la red. Finalizando la emulación de inercia virtual, el sistema de recuperación de carga actúa en el instante 0.3 s para inyectar un flujo de potencia constante de 5 KW hasta recuperar el valor de la tensión nominal en el SC.

Figura 35

Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.

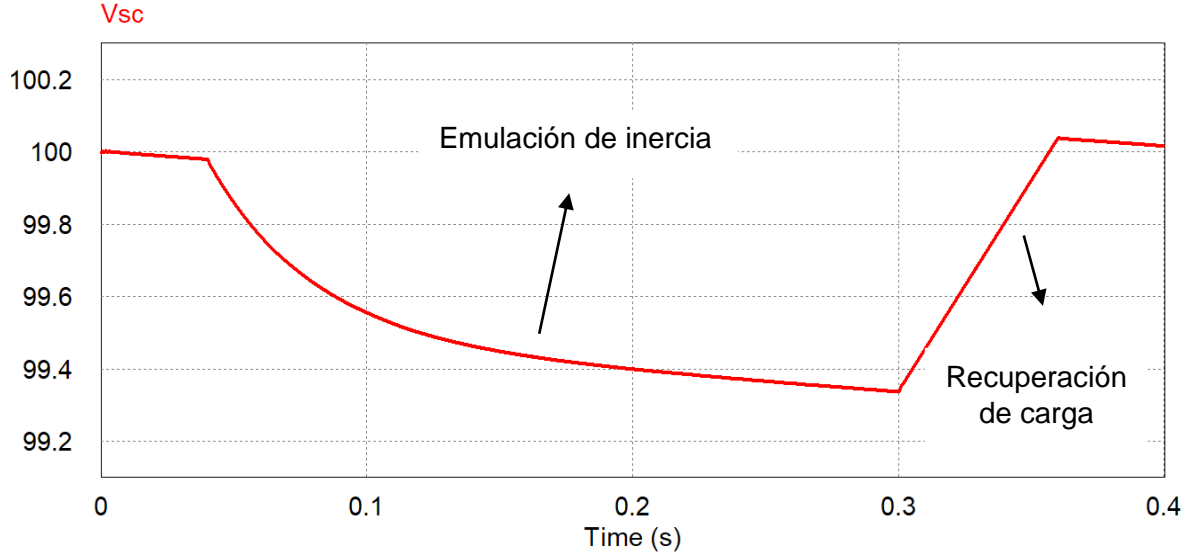


En la figura 36 se observa el valor de la tensión en el SC, el cual ante la emulación de inercia decae y en el instante 0.3s, el sistema de recuperación logra devolver la tensión a su valor nominal. Adicionalmente, la caída de la tensión en el SC en los momentos que

no existe emulación de inercia se debe al flujo de potencia entre el puerto 2 y 3. Esta caída del valor de la tensión es consecuencia de las pérdidas en la inductancia, la cual varía según la elección del “time step”, por ello este parámetro no será tomado en cuenta en esta tesis.

Figura 36

Valor de la tensión en el SC ante la emulación de inercia y la recuperación de carga.



3.8 Resultados matemáticos de las corrientes RMS en los puertos

Para el análisis de la eficiencia del convertidor es necesario obtener el valor de las corrientes RMS mediante la ecuación (27).

3.8.1 Sin inercia virtual ni recuperación de carga

Los valores de las corrientes RMS en las inductancias mutuas son:

$$I_{L12,RMS} = 4.4A, I_{L23,RMS} = 4.5A \text{ y } I_{L13,RMS} = 15.5A$$

3.8.2 Proceso de inercial virtual

En este caso, el valor de la corriente RMS varía continuamente, por lo que las pérdidas de conducción no pueden ser calculado mediante la ecuación (28) y son obtenidas a partir del software de simulación.

3.8.3 Proceso de recuperación de carga

Los valores de las corrientes RMS calculadas son:

$$I_{L12,RMS} = 30.5A, I_{L23,RMS} = 15A \text{ y } I_{L13,RMS} = 18.26A$$

3.9 Ventajas y Limitaciones

Basado en los resultados obtenidos, el convertidor TAB presenta las siguientes ventajas y desventajas:

3.9.1 Ventajas del convertidor TAB

A. Bidireccionalidad

El convertidor TAB logra la transferencia de potencia bidireccional en el puerto 2, conectando el SC estacionario para la emulación de inercial.

B. Capacidad de conectar tensiones distantes

El convertidor TAB diseñado permite conectar el SC y la batería a los valores de tensiones de 100 y 600 V respectivamente, lo cual es atractivo en una futura implementación comercial del banco de SC.

C. Capacidad de control en dos puertos

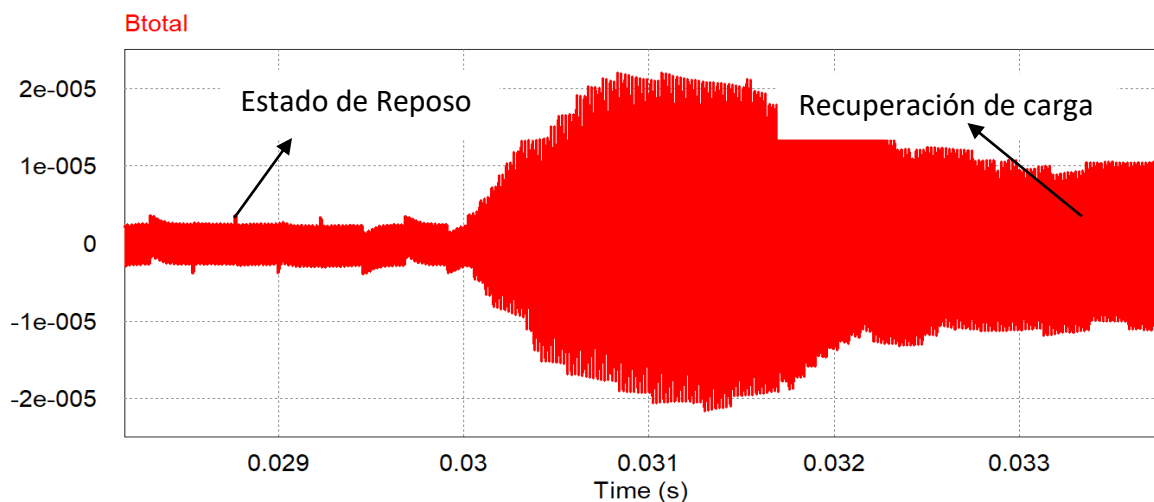
El convertidor TAB controla el valor de la tensión del bus DC a su valor nominal, esta ventaja es necesaria para mantener un funcionamiento correcto del convertidor.

3.9.2 Limitaciones

A. Sobredimensionamiento en el transformador

Figura 37

Densidad de flujo total en el núcleo del transformador.



Como se observa en la figura 37, el valor del flujo magnético del transformador se incrementa ante una transferencia de potencia simultánea en los puertos 2 y 3. Este flujo

total fluye por un solo núcleo del transformador de tres devanados, causando mayores pérdidas en el hierro. Esta limitación, implica una estructura del núcleo del transformador más voluminoso y sobredimensionado, lo cual es una de las más principales desventajas en la implementación de un convertidor de potencia.

B. Cortocircuito magnético en el transformador

La importancia del cortocircuito en el transformador fue estudiada en V. N. S. R. Jakka (2017). Cuando incrementa el flujo de potencia que se transfiere hacia el SC, se obtienen valores de ϕ_{12} y ϕ_{13} mucho más distantes. De la ecuación de Faraday, se sabe que:

$$u_k(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} N \quad (50)$$

siendo $\varphi(t)$ es el flujo magnético y N el número de vueltas en el bobinado. Despejando el flujo, se obtiene:

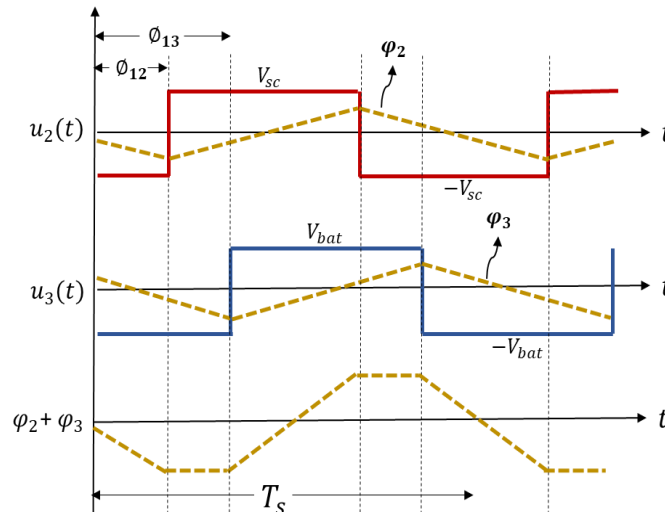
$$\varphi(t) = \frac{1}{N} \frac{d\varphi(t)}{dt} N \quad (51)$$

Por medio del fenómeno de la autoinductancia, el flujo resultante creará una tensión autoinducida en los puertos 2 y 3, expresado como

$$u_2'(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} N_2 \quad y \quad u_3'(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} N_3 \quad (52)$$

Figura 38

Flujo del puerto 2 y 3 debido a la ecuación en el convertidor TAB.



En la figura 38 se muestran los flujos en el transformador generados por las tensiones en el puerto 2 y 3. Se observa que en un intervalo de tiempo periódico se presenta un flujo resultante con una pendiente cercana a cero, lo cual genera una tensión reducida y por consecuente produce grandes picos de corriente en cada puerto. Este fenómeno se aprecia en las figuras 39 y 40, donde se observa que la tensión inducida en el transformador presenta sobre picos de corriente en los puertos 2 y 3, siendo en el puerto 2 el sobre pico más crítico.

C. Desigual reparto de la corriente en los puertos 2 y 3 (Current Sharing (Noah et al., 2018; Wang et al., 2018)).

Figura 39

Corriente en el puerto 2 y la tensión inducida en el transformador.

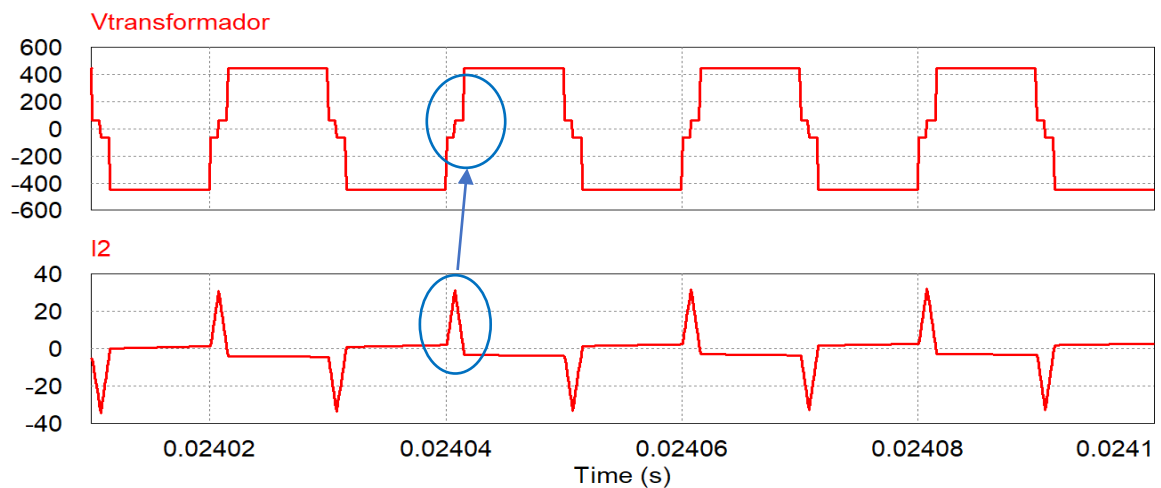
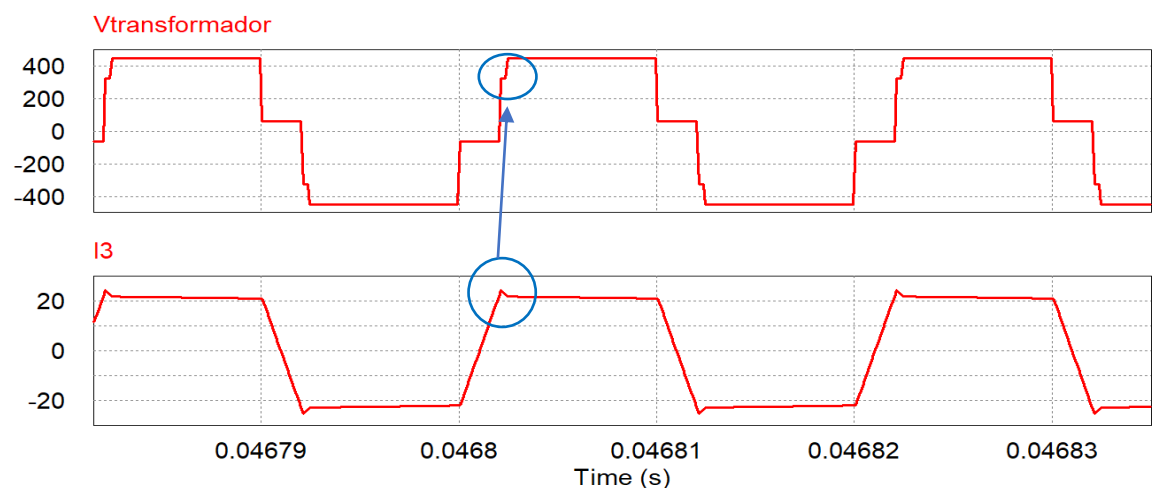


Figura 40

Corriente en el puerto 3 y la tensión inducida en el transformador.



El funcionamiento del convertidor TAB se basa en el circuito equivalente del convertidor, el cual muestra una transferencia de potencia entre el puerto 2 y 3. La transferencia de potencia entre los puertos 2 y 3 es una característica inherente en el convertidor TAB, sin embargo, el flujo de potencia P_{23} no puede ser controlada y puede llegar a valores muy grandes. Esto genera un gran aumento del valor de la corriente en los puertos 2 o 3 dependiendo de la dirección de transferencia, por lo que generalmente se busca reducir el valor de la potencia P_{23} . Existen métodos de reducir este valor en el convertidor TAB, ya sea, con estrategias de diseño, incrementando la impedancia Z_{23} o insertando un capacitor en el puerto 1 a fin de reducir el valor de las impedancias Z_{13} y Z_{12} .

D. Estado transitorio en la potencia de la batería y SC

Es necesario que la transferencia de potencia hacia la batería no sea afectada ante alguna perturbación. Como se comprobó en los resultados de la simulación, el convertidor TAB logra controlar el flujo de la potencia hacia la batería. Sin embargo, el acoplamiento de las inductancias en cada puerto es inherente de esta topología. Esta limitación se aprecia en las figuras 41 y 42, en que un cambio en la inductancia en el puerto 2 genera un cambio considerable en el estado transitorio del puerto 3.

En la figura 41, se observa un estado transitorio que es satisfactorio para el sistema, debido a que la batería del vehículo sufre leves sobrepicos. Adicionalmente, en la figura 42, se observa la respuesta transitoria de las potencias ante un valor de la inductancia L_2 diferente al caso anterior. Aunque el flujo de potencia hacia la batería se mantiene en un valor de 10 KW, se presenta un sobrepico considerable en el flujo de la potencia. Este fenómeno afecta directamente a las normas para el diseño de estaciones de recarga de baterías de vehículos eléctricos. La diferencia de las figuras 41 y 42, se generan al variar ligeramente solo la inductancia L_2 .

Figura 41

Estado transitorio en las potencias, para $L_2=2\mu H$ y $L_3=23.18\mu H$.

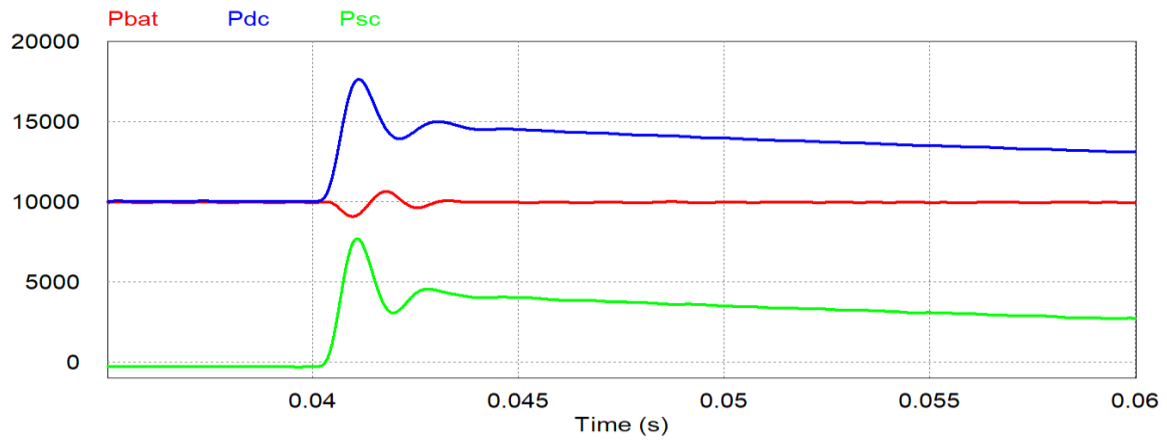
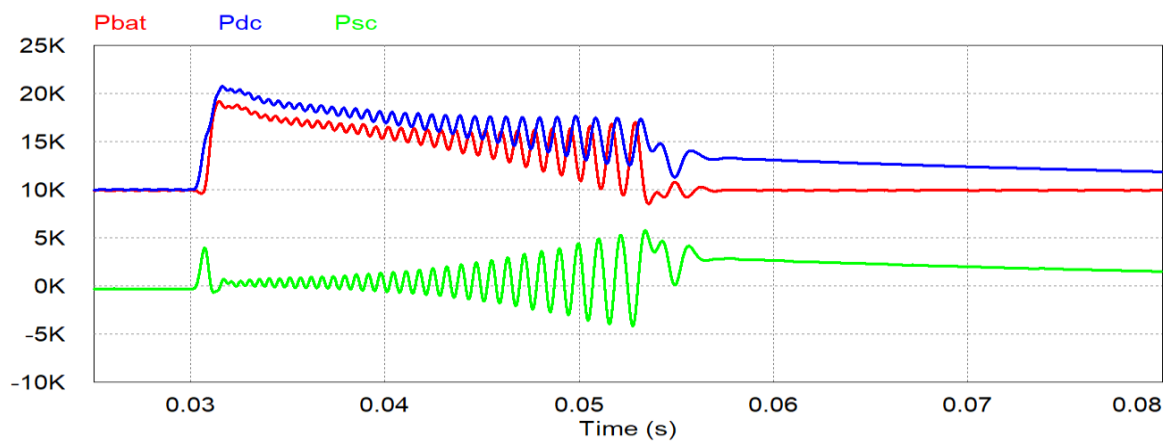


Figura 42

Estado transitorio en las potencias, para $L_2=4\mu H$ y $L_3=23.18\mu H$.



3.10 Conclusiones del capítulo

Finalizado el capítulo, se puede deducir algunas conclusiones:

- El convertidor TAB cumple las condiciones necesarias para conectar un banco de SC, una batería y un bus DC. Realizando la emulación de inercia mediante el banco de SC y a su vez transmitiendo un flujo de potencia constante hacia la batería.
- El transformador de tres devanados genera una alta densidad de potencia en el convertidor, sin embargo, genera la mayoría de las limitaciones descritas de convertidor TAB.
- El convertidor TAB diseñado, opera correctamente a las condiciones de funcionamiento planteadas.

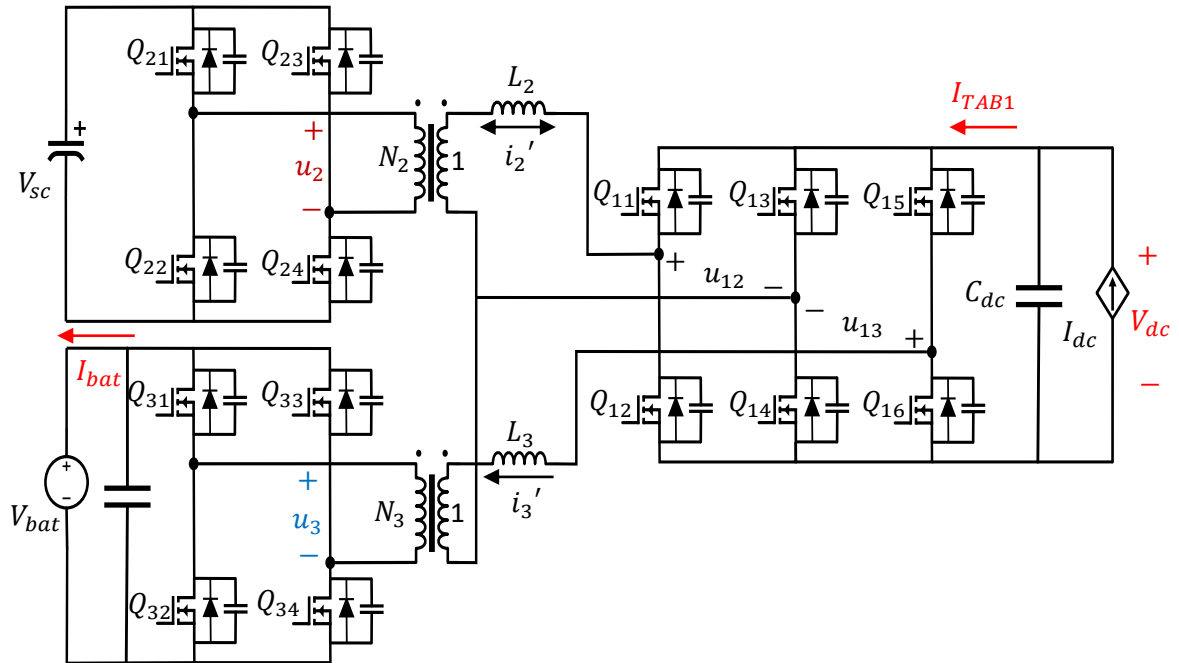
Capítulo IV. Convertidor DC-DC asymmetrical triple-port active bridge isolated (DT-ATAB)

4.1 Topología

En la figura 43 se muestra la configuración del convertidor DT-ATAB para la aplicación de emulación de inercia virtual.

Figura 43

Topología del convertidor DC-DC DT-ATAB.



En el puerto 1 se muestra una fuente de corriente controlada, la cual representa una perturbación producida en la red eléctrica. Adicionalmente, el convertidor DT-ATAB controla el valor de la tensión V_{dc} a un valor constante mediante el condensador C_{dc} . En el puerto 2 se muestra un capacitor electrolítico que representa el banco de SC, la cual suministra o almacena energía ante las variaciones de potencia del puerto 1. Finalmente, en el puerto 3 es conectada a una fuente de tensión constante, la cual representa el puerto donde se conecta el convertidor DC-DC hacia la batería. El convertidor DT-ATAB controla

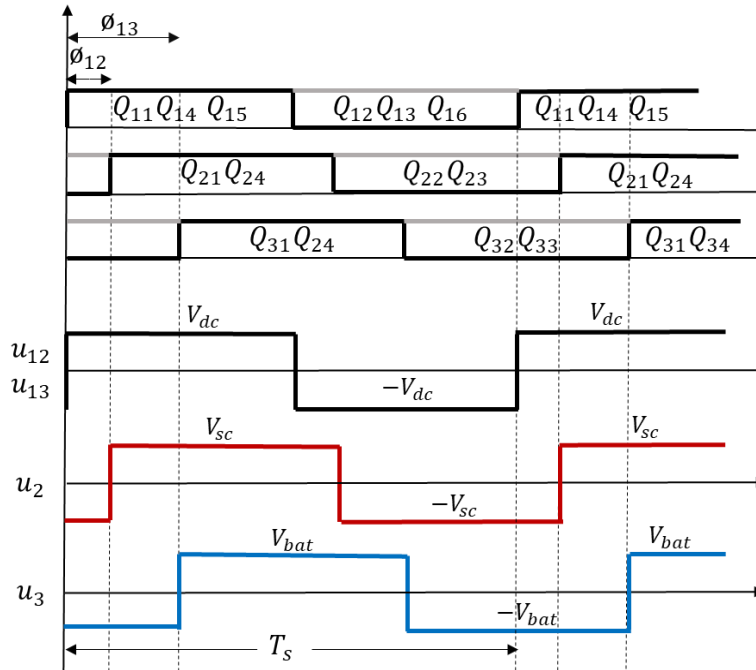
el flujo de una potencia constante P_{bat} hacia el puerto 3. Por lo que las dos variables de control son: V_{dc} y P_{bat} .

4.2 Modulación

Al igual que en el capítulo anterior, se emplea la modulación SPS para la conmutación en cada puente completo. Como se muestra en la figura 43, el puente completo genera dos tensiones de salida u_{12} y u_{13} , los valores de dichas tensiones son iguales debido a la conmutación simultanea de sus interruptores generados por la modulación SPS. Por lo que el flujo de potencia en el convertidor es controlado por los ángulos de desfase entre (u_{12} y u_2) y (u_{13} y u_3), cuyos valores son representados como ϕ_{12} y ϕ_{13} , respectivamente. En la figura 44 se muestra la modulación SPS de los interruptores en el convertidor DT-ATAB.

Figura 44

Modulación SPS del convertidor DT-ATAB.



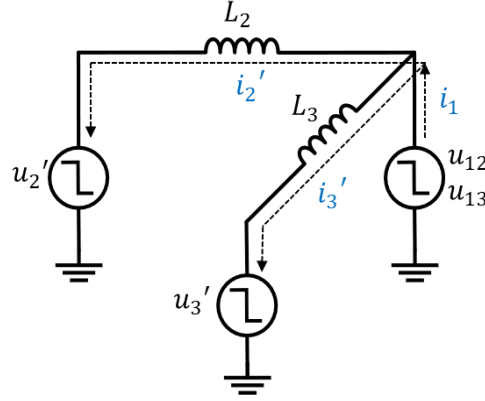
4.3 Análisis en estado estacionario

El análisis en estado estacionario del convertidor se realiza en base a un circuito equivalente. Por lo que se refleja las tensiones u_2 y u_3 al lado primario de sus respectivos

transformadores. A partir de la figura 43, se observa que se tiene el modelo de dos convertidores DAB unidos por un puerto en común.

Figura 45

Circuito equivalente del convertidor DT-ATAB.



En la figura 45, se muestran el circuito equivalente del convertidor DT-ATAB. Este circuito será usado para el análisis en estado estacionario, debido a su equivalencia con dos convertidores DAB.

Los parámetros reflejados en el primario son, $(u_2' = u_2/N_2$ y $u_3' = u_3/N_3)$ y $(i_2' = i_2 * N_2$ y $i_3' = i_3 * N_3)$. Entonces, como se muestra en la figura 45, siguiendo el flujo de corrientes del circuito equivalente se obtiene:

$$i_1 = i_2' + i_3' \quad (53)$$

$$P_1 = P_{12} + P_{13} \quad (54)$$

4.3.1 Potencia promedio

El circuito equivalente del convertidor no presenta un acoplamiento magnético, por lo que puede ser analizado mediante dos convertidores DAB. En la figura 46 se muestra el circuito equivalente del convertidor DT-ATAB, donde los valores de los parámetros de cada convertidor DAB son mostrados en la tabla 7. De la ecuación (5) vista en el marco teórico, se obtienen las expresiones para el flujo de potencia promedio.

$$\begin{aligned} P_{12} &= V_{dc} \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi}\right) \\ P_{13} &= V_{dc} \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (55)$$

Reemplazando la ecuación (55) en la ecuación (54), se obtiene:

$$P_1 = V_{dc} \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) + V_{dc} \frac{V_{bat}}{N_2 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi} \right) \quad (56)$$

Figura 46

Convertidores DAB pertenecientes al circuito equivalente del DT-ATAB.

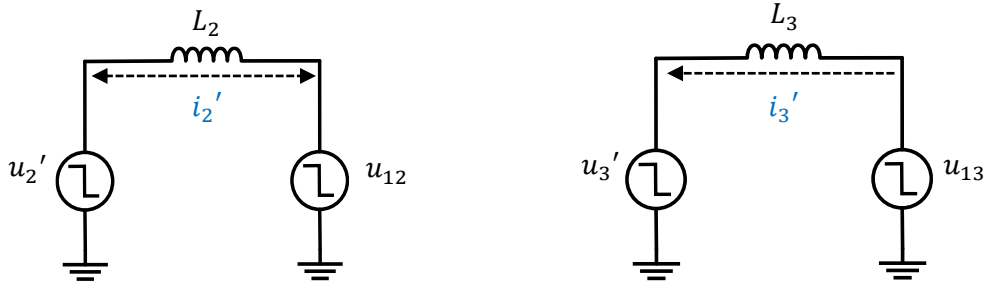


Tabla 7

Parámetros de cada convertidor DAB del circuito equivalente del convertidor DT-ATAB.

Parámetros	DAB $u_{12} - u_2'$	DAB $u_{13} - u_3'$
Tensión 1	V_{dc}	V_{dc}
Tensión 2	V_{sc}/N_2	V_{bat}/N_3
Inductancia	L_2	L_3
Desplazamiento de fase	ϕ_{12}	ϕ_{13}
Potencia promedio	P_{12}	P_{13}

Sin considerar pérdidas de potencia por conmutación y a partir de la figura 43 se deducen las siguientes relaciones: $P_{dc} = P_1$, $P_{sc} = P_{12}$ y $P_{bat} = P_{13}$. Adicionalmente, dividiendo el flujo de potencia promedio y las expresiones de las corrientes promedio en cada puerto, se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) + \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi} \right) \\ I_{sc} &= \frac{V_{DC}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) \\ I_{bat} &= \frac{V_{DC}}{N_2 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (57)$$

4.3.2 Cálculo de la expresión de la corriente promedio

Basado en las expresiones del convertidor DAB desarrollado en el marco teórico, se obtiene el valor de la corriente en el inductor de cada puerto.

A. Cálculo del valor de la corriente instantánea en los puertos

De la ecuación (53):

$$i_1(t) = i_2'(t) + i_3'(t) \quad (58)$$

Reemplazando la ecuación (7) en la ecuación (58), se obtiene:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{12} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{12}}{B_{12}}\right) + \sqrt{2} I_{13} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{13}}{B_{13}}\right) \\ i_2'(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{12} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{12}}{B_{12}}\right) \\ i_3'(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_{13} \sin\left(n\omega_s t + \arctan \frac{A_{13}}{B_{13}}\right) \end{aligned} \quad (59)$$

Donde en la tabla 8 se muestran las expresiones de A_{XY} , B_{XY} y I_{XY} .

Tabla 8

Parámetros de la ecuación (59).

	$(X,Y) \rightarrow (1,2)$	$(X,Y) \rightarrow (1,3)$
A_{XY}	$\frac{V_{sc}}{N_2} \cos(n\phi_{12}) - V_{dc}$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \cos(n\phi_{13}) - V_{dc}$
B_{XY}	$\frac{V_{sc}}{N_2} \sin(n\phi_{12})$	$\frac{V_{bat}}{N_3} \sin(n\phi_{13})$
I_{XY}	$\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_s L_2} \sqrt{A_{12}^2 + B_{12}^2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_s L_3} \sqrt{A_{13}^2 + B_{13}^2}$

B. Cálculo del valor de la corriente RMS total

En el convertidor DT-ATAB, el valor de las corrientes RMS se calcula mediante la ecuación (9), sin embargo, solo se podrá calcular la corriente RMS en los puertos 2 y 3 del convertidor debido a la complejidad del cálculo en el puerto 1. Entonces, a partir de la ecuación (9), se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{L12,RMS}^2 &= \sum_{n=1,3,5,\dots} I_{12}^2 \\ I_{L13,RMS}^2 &= \sum_{n=1,3,5,\dots} I_{13}^2 \end{aligned} \quad (60)$$

4.4 Diseño de los parámetros del convertidor

Las condiciones de funcionamiento para el diseño del convertidor se mantienen en los capítulos III, IV y V, las cuales ya fueron mencionadas en el capítulo anterior:

4.4.1 Cálculo del valor de las inductancias

El cálculo del valor de las inductancias L_2 y L_3 se realiza por separado debido al desacoplamiento entre los puertos 2 y 3.

A. Cálculo del valor de la inductancia L_2

En este caso se usa el criterio mencionado en el marco teórico del diseño del DAB, donde se procura una inductancia que asegure el menor valor de la corriente RMS, manteniendo un ángulo de desfase lejano al “switching time”. Reemplazando el valor de $\phi = \frac{\pi}{2}$ en la ecuación (55), se obtiene la expresión de la potencia nominal:

$$P_{12,n} = \frac{V_{DC}V_{sc}}{8L_{2,max}f_sN_2} \quad (61)$$

Reemplazando los valores anteriormente diseñados, se obtiene el valor de la inductancia máxima:

$$L_{12,max} = 101.25\mu H$$

De la ecuación (55), se despeja el ángulo de desfase ϕ_{12} en radianes, en función del valor de la inductancia.

$$\phi_{12,rad}(L) = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8f_sL_2P_{12}N_2}{V_{dc}V_{sc}}} \right] \quad (62)$$

De la ecuación (11), también se obtiene el ángulo de desfase representado en segundos:

$$\phi_{12,sec}(L) = \phi_{12,rad}(L) \frac{T_s}{2\pi} \quad (63)$$

Reemplazando los valores anteriormente diseñados se obtiene la variación del ángulo de desfase con respecto al valor de la inductancia de fuga. En la figura 47 se observa que, al aumentar el valor de la inductancia, se genera un considerable aumento en el ángulo de desfase ϕ_{12} . Luego, se observa en la ecuación (60) que el valor de la corriente RMS del inductor depende del ángulo de desfase ϕ_{12} y la inductancia de fuga L_2 . Por ello reemplazando la ecuación (62) y los valores de la tabla 7 en la ecuación (60); se obtiene el valor de la corriente RMS únicamente en función de la inductancia:

$$IL_{rms} = f(L)$$

En que para los valores de la tabla 7, se obtiene la relación del flujo de potencia transferida en función del valor de la corriente RMS, la cual se muestra en la figura 48.

Figura 47

Ángulo de desfase " ϕ_{12} " en radianes y segundos con respecto a la inductancia " L_2 ".

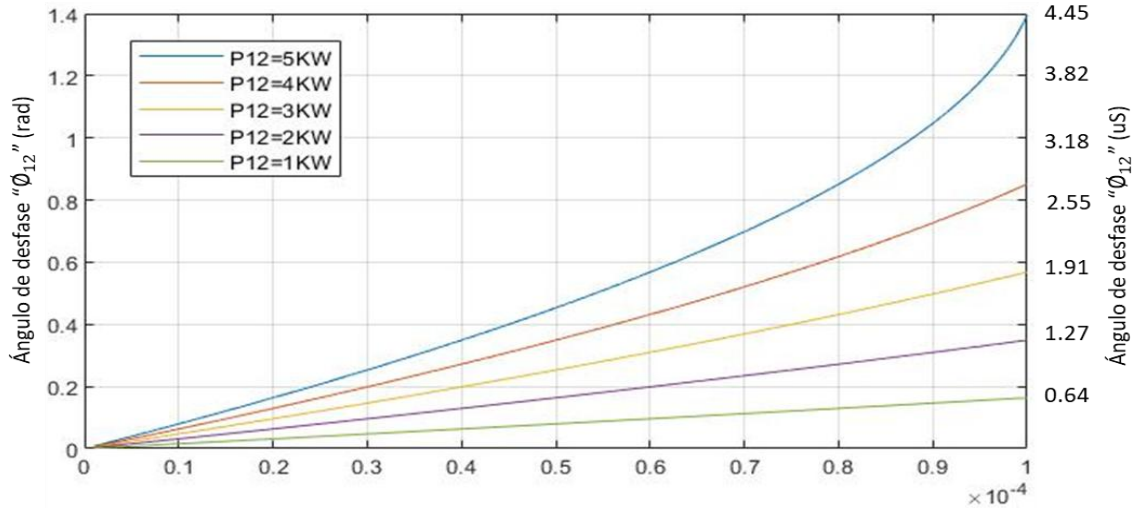
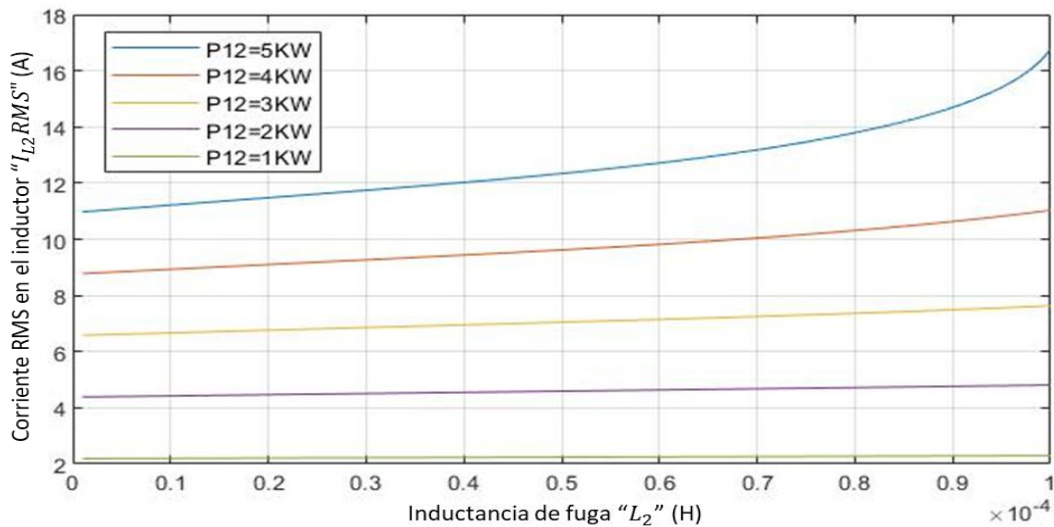


Figura 48

Corriente RMS del inductor con respecto a la inductancia de fuga.



En la figura 47, se observa que el valor del ángulo de desfase ϕ_{12} disminuye cuando disminuye el valor del flujo de potencia P_{12} o disminuye el valor de la inductancia de fuga L_2 . Adicionalmente, en base a la figura 48, se observa que el valor de la corriente RMS en el inductor aumenta cuando se incrementa el valor del flujo de potencia de transferencia

P_{12} o se incrementa el valor de la inductancia de fuga L_2 . Por tanto, se elige un valor de la inductancia que garantice un valor reducido de la corriente RMS y que permita la operación para un ángulo de desfase considerable.

$$L_2 = 40\mu H$$

B. Diseño de la inductancia L_3

Para el diseño de la inductancia se usará el criterio mencionado en el marco teórico del diseño del DAB, donde se busca una inductancia que asegure la menor corriente RMS, sin llegar a obtener un ángulo de desfase cercano al “switching time”. Reemplazamos el valor de $\phi = \frac{\pi}{2}$ en la ecuación (55), se obtiene la expresión del flujo de potencia nominal:

$$P_{13,n} = \frac{V_{DC}V_{bat}}{8L_{3,max}f_sN_3} \quad (64)$$

Reemplazando los valores de los parámetros anteriormente calculados, se obtiene el valor de la inductancia máxima:

$$L_{12,max} = 50.6\mu H$$

De la ecuación (55), se despeja el ángulo de desfase ϕ_{13} en radianes, en función de la inductancia.

$$\phi_{13,rad}(L) = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8f_sL_3P_{13}N_3}{V_{dc}V_{bat}}} \right] \quad (65)$$

De la ecuación (11), también se obtiene el ángulo de desfase representado en segundos:

$$\phi_{13,sec}(L) = \phi_{13,rad}(L) \frac{T_s}{2\pi} \quad (66)$$

Reemplazando los valores de los parámetros anteriormente calculados, se obtiene la variación del ángulo de desfase con respecto al valor de la inductancia de fuga.

En la figura 49, se observa que al aumentar el valor de la inductancia se genera un considerable aumento en el ángulo de desfase ϕ_{13} . Luego, se observa en la ecuación (4.8), que el valor de la corriente RMS del inductor depende del ángulo de desfase ϕ_{13} y del valor de la inductancia de fuga L_3 . Por lo que, reemplazando la ecuación (65) y los

valores de la tabla 7 reemplazados en (60); se obtiene el valor de la corriente RMS únicamente en función del valor de la inductancia:

$$IL_{rms} = f(L)$$

Figura 49

Ángulo de desfase " ϕ_{13} " en radianes y segundos con respecto a la inductancia " L_3 ".

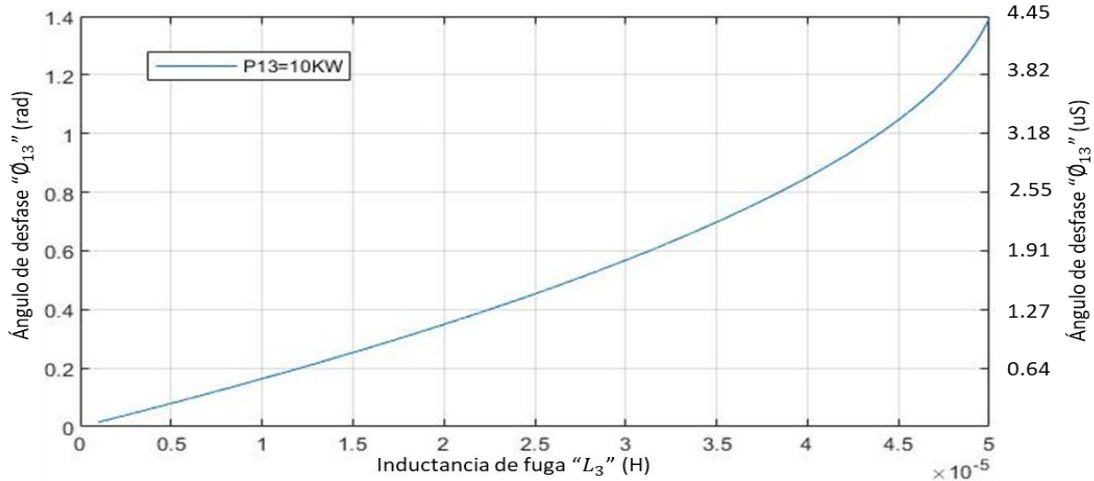
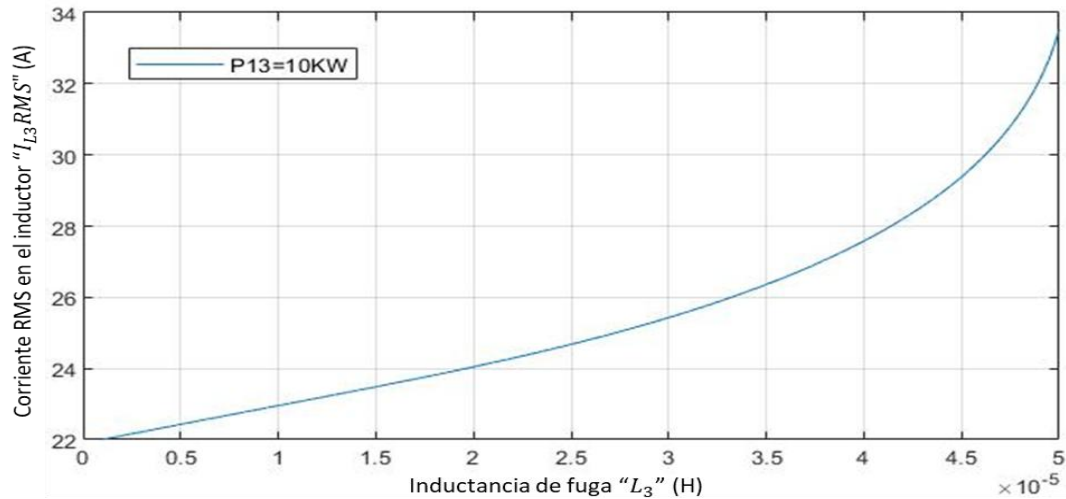


Figura 50

Corriente RMS del inductor con respecto al valor de la inductancia de fuga.



En la figura 50, se observa que, al aumentar el valor de la inductancia de fuga L_3 se produce un ligero aumento del valor de la corriente RMS. Adicionalmente, en la figura 49, se observa que el ángulo de desfase ϕ_{13} disminuye al disminuir el valor de la inductancia de fuga L_3 . Por lo que, el valor de la corriente RMS en el inductor aumenta cuando incrementa el valor de la inductancia de fuga L_3 . Según lo mencionado

anteriormente, se elige un valor que minimice el valor de la corriente RMS pero que a su vez garantice un ángulo de desfase considerable:

$$L_3 = 20\mu H$$

A partir del valor de L_3 , de la figura 50 se obtiene el ángulo de desfase ϕ_{13} nominal entre los puertos 1 y 3:

$$\phi_{13} = 0.35 \text{ rad}$$

4.4.2 Diseño de los parámetros del transformador

Como primera aproximación, el número de vueltas del transformador efectivo del circuito equivalente del convertidor DT-ATAB es el siguiente:

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{V_{sc}}{V_{dc}} = 0.22 \\ N_3 &= \frac{V_{bat}}{V_{dc}} = 1.33 \end{aligned} \quad (67)$$

Si bien estos valores no corresponden exactamente al número de vueltas real del transformador. Los valores de la ecuación (67), son suficientes para realizar el análisis del funcionamiento del convertidor.

4.5 Estrategia de control

Para el control de variables del convertidor DT-ATAB, se requiere obtener un modelo dinámico de cada convertidor DAB. Para ello se tomará el modelo en pequeña señal dado en la expresión (13). En la figura 51, se muestra el esquema de control del convertidor DT-ATAB, donde se observan los dos lazos cerrados para cada variable de control. Es importante notar que el diseño de un controlador PI para convertidores DAB fue detallado en el capítulo II.

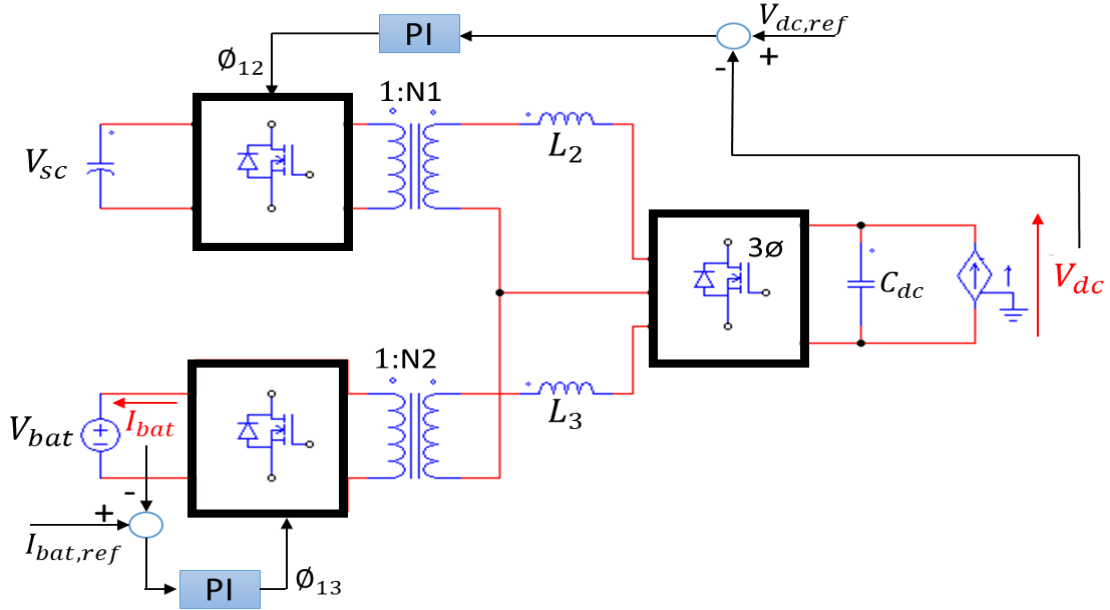
De la ecuación (57), las variables de control en el convertidor son:

$$I_{bat} = \frac{V_{DC}}{N_3 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi} \right) \quad (68)$$

$$I_{dc} = \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) + \frac{V_{bat}}{N_3 w_s L_3} \phi_{13} \left(1 - \frac{|\phi_{13}|}{\pi} \right) \quad (69)$$

Figura 51

Diagrama de control para el convertidor DT-ATAB.



4.5.1 Bucle de control del corriente en la batería

Este bucle se observa en la parte inferior de la figura 51. Para el control de la corriente promedio que se inyecta a la batería del vehículo, se realimenta una corriente en la salida del puerto 3. Como se observa en la ecuación (68), la relación entre el ángulo de desfase ϕ_{13} y el valor de la corriente I_{bat} mantiene la misma relación que en un convertidor DAB. Por lo que la función de transferencia se obtiene de la expresión (13).

$$G_{bat}(s) = \frac{I_{bat}(s)}{\phi_{13}(s)} = \frac{V_{dc}(\pi - 2\phi_{13})}{R_o^2 N_3 (\pi - \phi_{13}) \phi_{13} C_{bat} (s + \frac{1}{R_o C_{bat}})} \quad (70)$$

siendo:

$$R_o = \frac{V_{bat}^2}{P_{13}} = 36$$

4.5.2 Bucle de control en la tensión del Bus DC

Este bucle se observa en la parte superior de la figura 51. Para controlar la tensión constante en el bus DC, se realimenta la tensión en la entrada del puerto 1. Como se observa en la ecuación (69), la corriente I_{dc} depende de dos variables ϕ_{12} y ϕ_{13} . Sin embargo, el valor de ϕ_{13} es constante, por ello de la ecuación (70):

$$I_{dc} = \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) + 22.2 \quad (71)$$

Considerando al valor de 22.2 A como una perturbación, se genera la siguiente función de transferencia:

$$I_{dc} = \frac{V_{sc}}{N_2 w_s L_2} \phi_{12} \left(1 - \frac{|\phi_{12}|}{\pi} \right) \quad (72)$$

A partir de la expresión (13), se obtiene:

$$G_{dc}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{\phi_{12}(s)} = \frac{V_{sc}(\pi - 2\phi_{12})}{N_2(R_o(\pi - \phi_{12})\phi_{12}C_{dc})(s + \frac{1}{C_{dc}R_o})} \quad (73)$$

Donde se diseñan los parámetros del controlador para un valor nominal de $P_{12} = 5KW$, obteniéndose:

$$R_o = \frac{V_{dc}^2}{P_{12}} = 40.5$$

De la figura 47, se calcula el ángulo de desfase para la potencia nominal dada:

$$\phi_{12} = 0.35 \text{ rad}$$

4.6 Diseño de controladores

Las plantas G_{DC} y G_{bat} son controlados mediante controladores lineales PI.

4.6.1 Criterio de estabilidad

Este criterio se basa en el análisis de la respuesta en frecuencia de cada controlador, fijando un adecuado margen de fase y ganancia.

$$|G(w_{bw} * t)| = 1 \quad y \quad 0 < 180 + \text{ang}(G(w_{bw} * t)) < 180 \quad (74)$$

$$\text{fase}(w_{bw}) = -180 \quad y \quad |G(w_{bw} * t)| < 0 \quad (75)$$

4.6.2 Procedimiento de diseño

Usando un controlador PI para cada bloque, la función de transferencia del controlador será:

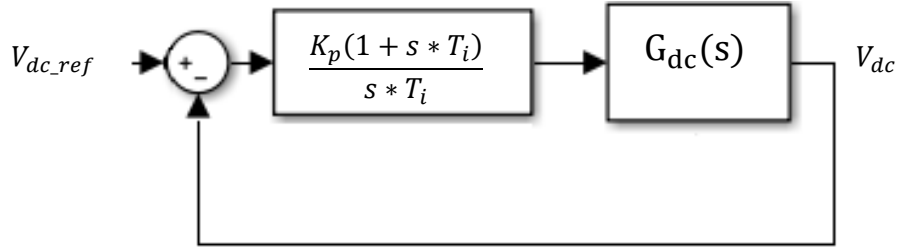
$$PI(s) = \frac{K_p(1 + sT_i)}{sT_i} \quad (76)$$

Debido a que la función de transferencia de las plantas es de primer orden, se usa el método analítico analizando los polos de la función de transferencia en lazo cerrado.

A. Diseño del controlador de tensión

Figura 52

Control del valor de la tensión en el Bus DC.



En la figura 52 se muestra el diagrama de bloques para el control del valor de la tensión en el bus DC. Por lo que, se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado:

$$G(s) = \frac{\frac{M}{\tau T_i} (K_p + s K_p T_i)}{s^2 + \left(\frac{1 + K_p M}{\tau} \right) s + \frac{K_p M}{T_i}} = \frac{\frac{M}{\tau T_i} (K_p + s K_p T_i)}{s^2 + 2\epsilon w_n s + w_n^2}$$

siendo:

$$G_{dc}(s) = \frac{M}{\tau s + 1}$$

Escogiendo un tiempo de establecimiento de $t_s = 10ms$ y un $\epsilon = 0.8$, obtenemos los siguientes valores:

$$\begin{aligned} K_p^* &= 0.005 \\ T_i &= 0.001 \end{aligned}$$

Cabe resaltar que debido a la dirección de la corriente I_{dc} que fluye en el puerto 1, los parámetros reales del controlador serán

$$\begin{aligned} K_p &= -0.005 \\ T_i &= 0.001 \end{aligned} \tag{77}$$

B. Diseño del controlador de corriente

En la figura 53 se muestra el diagrama de bloques para control del valor de la corriente de la batería. Similarmente al control de la tensión en el bus DC y escogiendo un

tiempo de establecimiento de $t_s = 10ms$ y un $\varepsilon = 0.4$. Se obtienen las siguientes ganancias del controlador:

$$\begin{aligned} K_p &= 0.08 \\ T_i &= 5 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (78)$$

Finalmente, en la Tabla 9 se muestran los parámetros calculados del convertidor DT-ATAB.

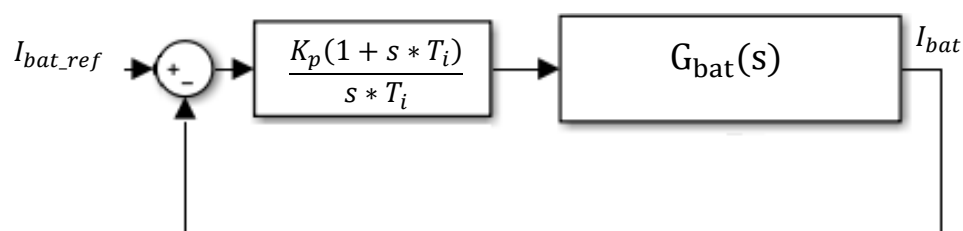
Tabla 9

Parámetros del convertidor DT-ATAB.

Parámetros	Variable	Valor
Tensión de la batería (V_{bat})	V_{bat}	600 V
Tensión del banco de SC (V_{sc})	V_{sc}	100 V
Tensión de la carga (V_{dc})	V_{dc}	450V
Inductor L_2	L_2	40uH
Inductor L_3	L_3	20uH
Relación de vueltas del transformador N_2	N_2	1:0.22
Relación de vueltas del transformador N_3	N_3	1: 1.33
Capacitor del puerto 1 (C_{dc})	C_{dc}	50uF
Tiempo muerto	t_n	100ns
Time step	t_{step}	100ns
Frecuencia de Conmutación	f_s	50KHz

Figura 53

Diagrama de bloques para el control del valor de la corriente de la batería.



4.7 Resultados de la simulación

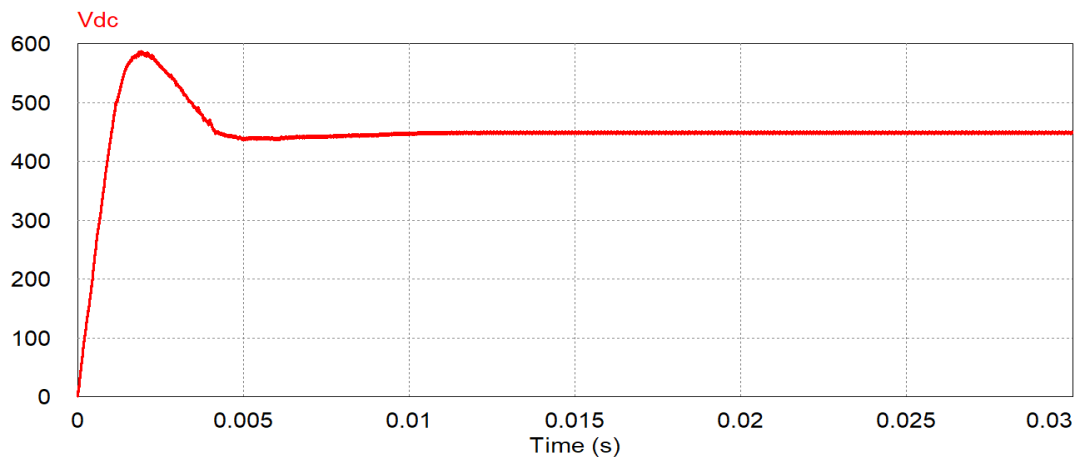
Al igual que en los resultados presentados en el capítulo anterior, el software que es usado para la simulación del convertidor es el PSIM.

4.7.1 Comprobación de los controladores

A. Control de tensión en el bus DC

Figura 54

Control del valor de la tensión en el Bus DC.

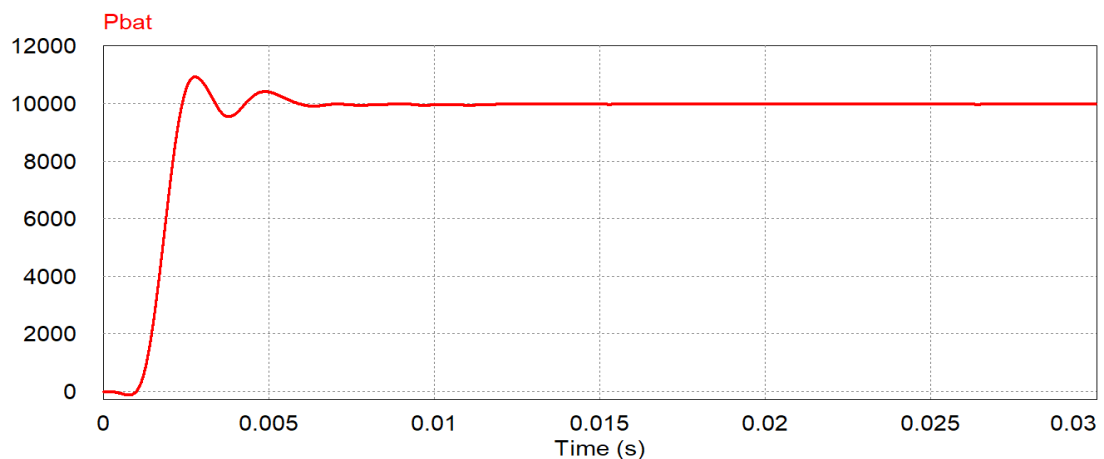


En la figura 54 se observa que la tensión en el bus DC se estabiliza en un tiempo aproximado de 10ms, tal como fue previsto en el diseño del controlador. Adicionalmente, se obtiene en el estado transitorio un sobrepico estimado de 15.4%.

B. Control de potencia en el batería del vehículo

Figura 55

Control de potencia en la batería del vehículo.



En la figura 55 se observa que la potencia en la batería se estabiliza en un tiempo aproximado de 10 ms.

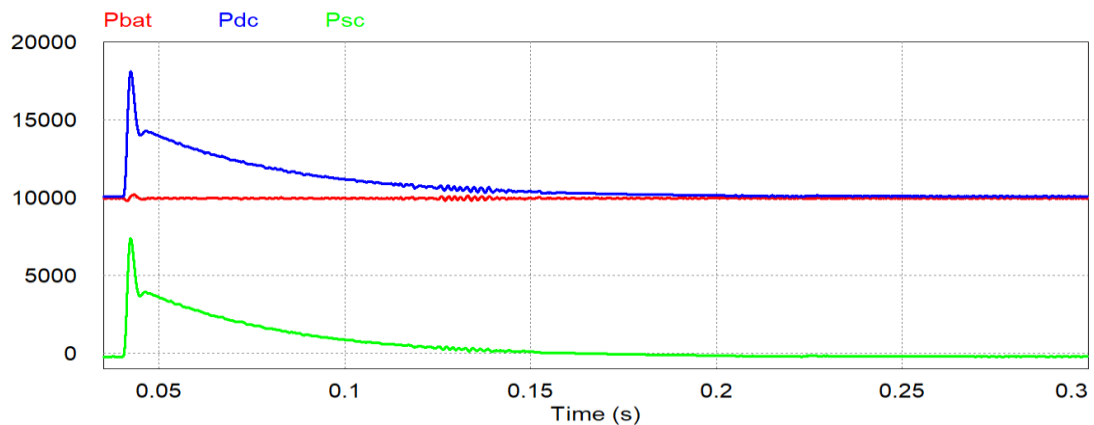
4.7.2 Recarga del vehículo con emulación de inercia

Como ante la reducción o incremento de la frecuencia en la red, el SC deberá suministrar o almacenar energía de la red eléctrica como respuesta inercial. Por lo que, siguen los siguientes escenarios:

A. Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia en la red

Figura 56

Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia.

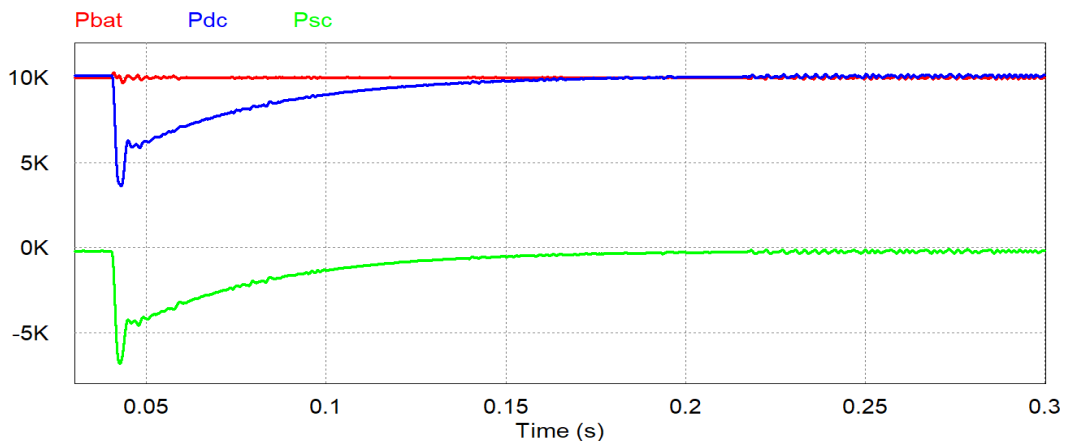


En la figura 56 se observa que se produce un incremento en la frecuencia de la red eléctrica, ante ello, la fuente de corriente controlada solicita al SC el almacenamiento de energía para brindar la inercia virtual. Se observa que el SC recibe el flujo de potencia sin afectar el flujo de potencia constante en la batería del vehículo.

B. Respuesta inercial ante una reducción en la frecuencia en la red

Figura 57

Respuesta inercial ante la caída de la frecuencia.



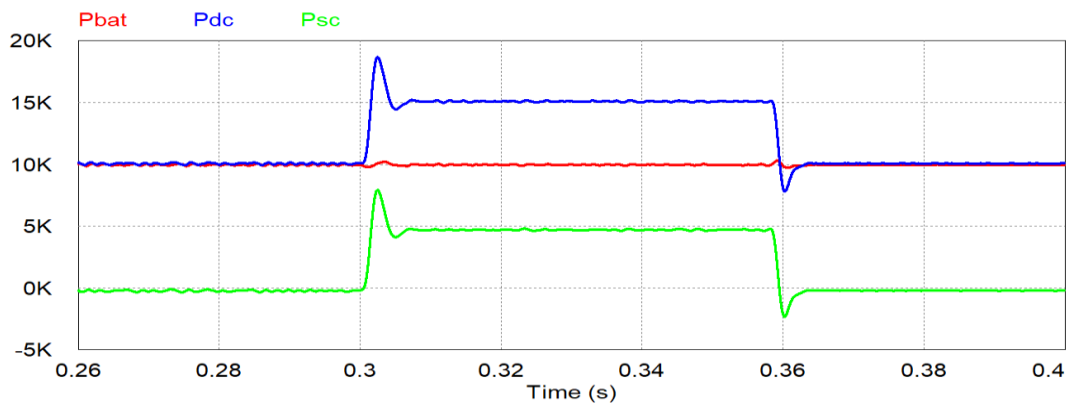
En la figura 57 se observa que se produce una caída en la frecuencia de la red eléctrica, ante ello, la fuente de corriente controlada permite suministrar energía del SC para emular la inercia virtual. Se observa que el SC transfiere un flujo de potencia sin afecta el flujo de potencia en la batería del vehículo.

4.7.3 Recarga del vehículo con recuperación de carga

Durante el proceso de emulación de inercia virtual, el SC deberá recuperar la carga y tensión para no perjudicar el correcto funcionamiento del convertidor.

Figura 58

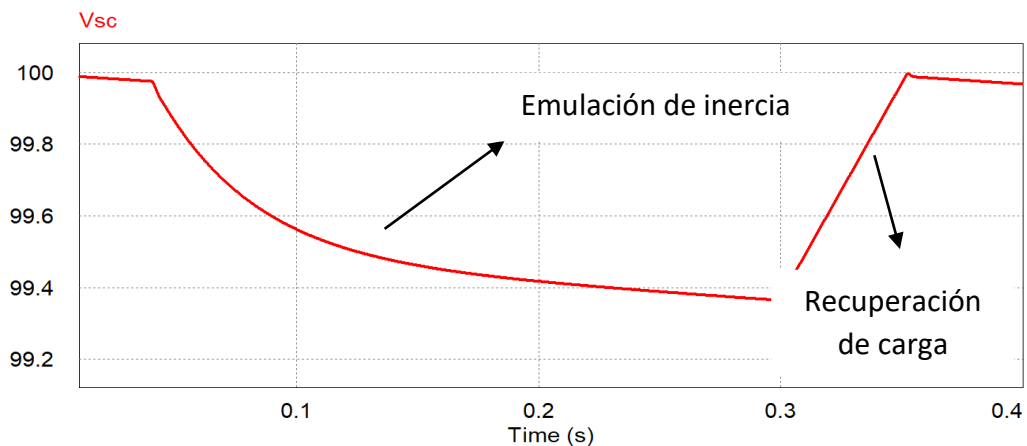
Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.



En la figura 58, se observa la respuesta del sistema ante una caída en la frecuencia de la red. Finalizando la emulación de inercia virtual, el sistema de recuperación de carga se activa en el instante 0.3 s para suministrar una potencia constante de 5 KW hasta recuperar la tensión del SC a su valor nominal.

Figura 59

Tensión en el SC ante la caída y recuperación de la tensión.



En la figura 59, se observa que el valor de la tensión en el SC se reduce, y en el instante 0.3s el sistema de recuperación logra reestablecer la tensión a su valor nominal. Al igual que en el convertidor TAB, la reducción del valor de la tensión que se observa en la figura 59 se debe al flujo de potencia entre el puerto 2 y 3, y al valor del “time step”.

4.7.4 Cálculo de los valores de las corrientes RMS en los puertos

El cálculo del valor de las corrientes RMS está basado en la ecuación (60).

A. Sin inercia virtual ni recuperación de carga

Los valores de las corrientes en las inductancias son:

$$I_{L2,RMS} = 3.16A \text{ y } I_{L3,RMS} = 25A$$

B. Proceso de inercial virtual

En este caso, el valor de la corriente RMS cambia continuamente, por lo que las pérdidas de conducción son obtenidas mediante el software de simulación.

C. Proceso de recuperación de carga

Los valores de las corrientes RMS en las inductancias son:

$$I_{L2,RMS} = 12A \text{ y } I_{L3,RMS} = 25A$$

4.8 Ventajas y limitaciones

4.8.1 Ventajas

A. Bidireccionalidad

El convertidor DT-ATAB permite la transferencia del flujo de potencia bidireccional en el puerto 2, conectando el SC estacionario para la emulación de la inercia virtual.

B. Capacidad de conectar tensiones distantes

Debido a los transformadores de alta frecuencia, se logra conectar la tensión del SC y batería a los valores de 100 V y 600 V respectivamente, lo cual es favorable para la implementación comercial del banco de SC.

C. Capacidad de control en dos puertos

La capacidad para poder controlar dos variables de manera independiente es la última ventaja importante que presenta el convertidor DT-ATAB.

4.8.2 Limitaciones

A. Sobredimensionamiento en el núcleo del transformador

En el convertidor TAB se vio que el flujo magnético creado por el puerto 2 y 3 fluye en un solo núcleo del transformador, lo cual genera un estrés en el núcleo del transformador. En contraste, en el convertidor DT-ATAB, los flujos generados por los puertos 2 y 3 fluirán en diferentes núcleos de cada transformador, lo cual reduce considerablemente la corriente de los bobinados, e implica un volumen menor para el dimensionamiento de los núcleos.

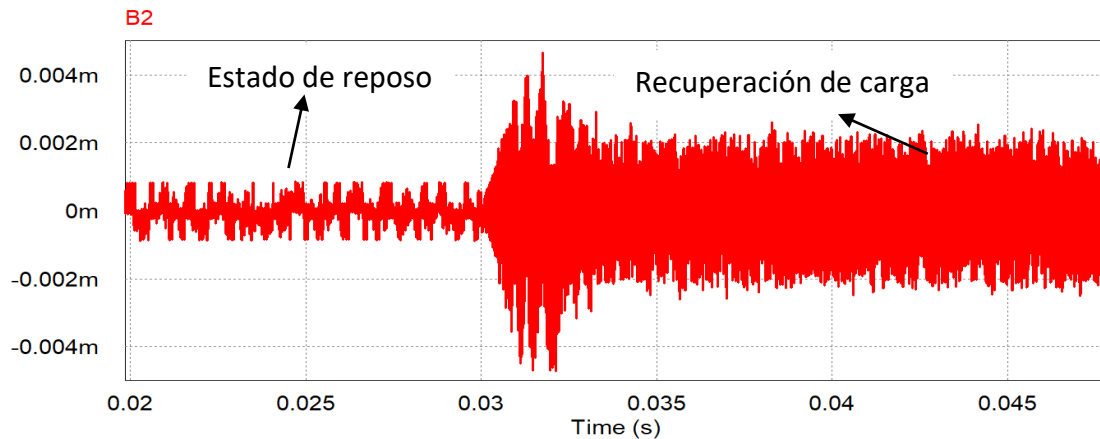
En las figuras 60 y 61 se muestran los flujos magnéticos que se generan en el puerto 2 y 3, cuando se produce la emulación de inercia virtual. Comparando la figura 60 con la figura 37 del capítulo anterior, se observa la gran disminución en el flujo en el conversor DT-ATAB con respecto al convertidor TAB.

B. Cortocircuito magnético

La razón por la que se produce esta limitación ya fue analizada en el capítulo anterior, donde se obtuvo un incremento en la corriente del convertidor TAB en los puertos 2 y 3. Debido al uso de dos transformadores en el convertidor DT-ATAB, se elimina el acoplamiento magnético presente en el convertidor TAB.

Figura 60

Densidad de flujo en el núcleo del transformador del puerto 2.



En la figura 62(a) se muestra la corriente en el puerto 2 en el estado de reposo, se observa que la corriente se redujo considerablemente. Del mismo modo, en la figura 62(b),

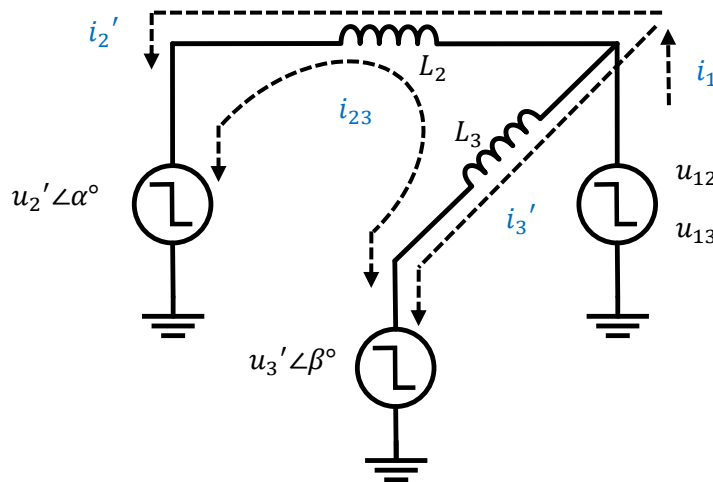
C. Desigual reparto de la corriente en los puertos 2 y 3

Debido al acoplamiento magnético de los puertos 2 y 3 en el convertidor TAB, se generaba una transferencia de potencia entre estos puertos. Si bien el convertidor DT-ATAB no presenta un acoplamiento magnético, este también transfiere un determinado flujo de potencia que fluye entre los puertos 2 y 3.

En la figura 63, se muestra el circuito equivalente del convertidor DT-ATAB, en que se observa que a diferentes amplitudes o diferentes fases entre u_2 y u_3 se genera un flujo de corriente entre los puertos 2 y 3. Por tanto, en la figura 62(a), se observa que existe un valor de corriente en el puerto 2 en los instantes que no se produce inercia ni existe recuperación de carga. Si bien la corriente en el puerto 2, es considerablemente reducido, algunos desajustes de tensión podrían provocar un incremento del valor de la corriente en el puerto 2.

Figura 63

Flujo de corriente ante tensiones desfasadas en los puertos 2 y 3.



D. Estado transitorio en la potencia de la batería y SC

En el convertidor TAB existe una dependencia entre las inductancias de los puertos 2 y 3, donde al variar la inductancia L_2 se genera un efecto transitorio no deseado en el flujo de potencia respecto al puerto 3. Dicha limitación es eliminada en el convertidor DT-

ATAB debido a que los puertos 2 y 3 están magnéticamente desacoplados. En las figuras 64 y 65 se muestran el estado transitorio de los flujos de potencia en los puertos 2 y 3. En la figura 64, se observa un estado transitorio que es satisfactorio para el sistema debido a que la batería del vehículo sufre leves sobre picos. Adicionalmente, en la figura 65, se observa la respuesta transitoria de las potencias ante una inductancia L_2 diferente al caso anterior. Aunque se produce una variación en la inductancia L_2 , no se genera ninguna diferencia en el estado transitorio en la batería.

Figura 64

Estado transitorio en las potencias, para $L_2=40\mu H$ y $L_3=20\mu H$.

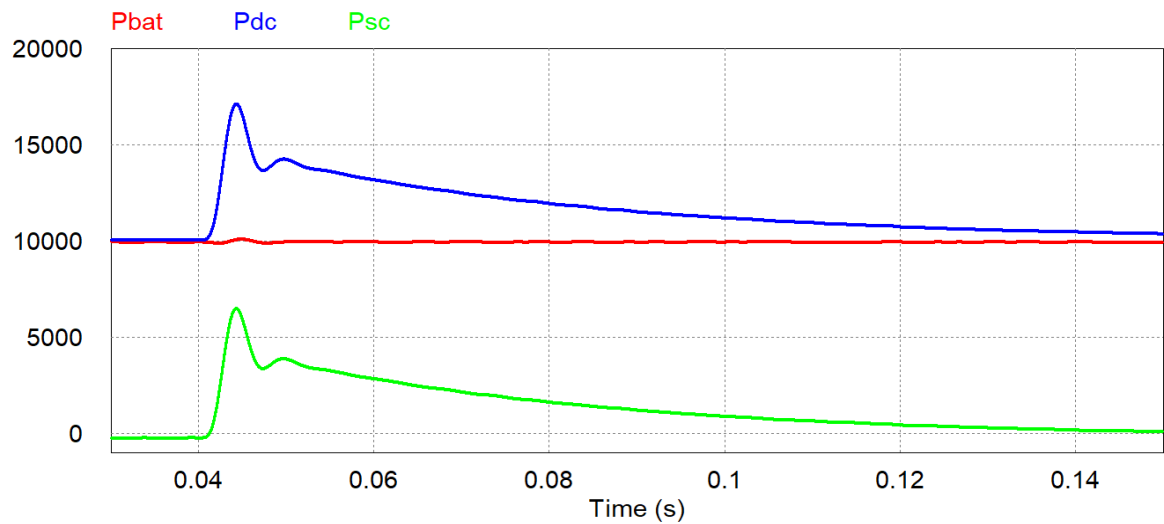
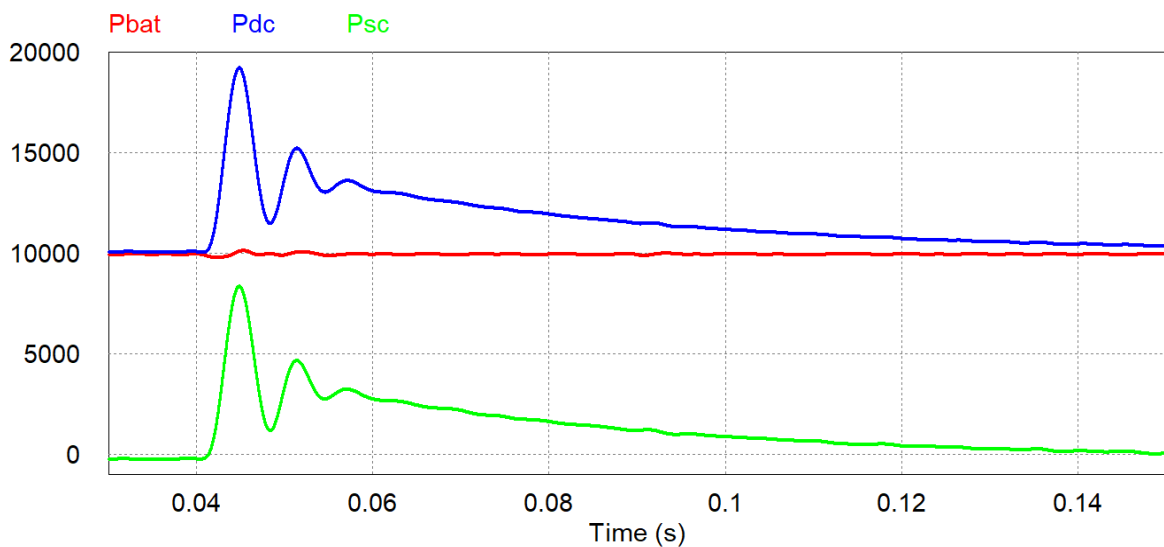


Figura 65

Estado transitorio en las potencias, para $L_2=60\mu H$ y $L_3=20\mu H$.



E. Incremento de interruptores en el convertidor

Finalmente, la limitación más significativa en el convertidor DT-ATAB es el incremento de un par de interruptores con respecto al convertidor TAB, lo cual genera un incremento en el costo y un aumento en las pérdidas por conmutación y conducción.

4.9 Conclusiones del capítulo

Finalizado el capítulo, se puede deducir algunas conclusiones:

- El convertidor DT-ATAB, cumple las condiciones necesarias para conectar un banco de SC, una batería y un bus DC, realizando la emulación de inercia mediante el banco de SC y a su vez transmitiendo una potencia constante hacia la batería.
- El convertidor DT-ATAB, logra superar tres de las limitaciones que se vieron en el convertidor TAB.
- El convertidor DT-ATAB, permite realizar un diseño óptimo de las inductancias minimizando la corriente RMS en los puertos.
- El convertidor DT-ATAB, permite el control directo de las variables sin necesidad del uso de una matriz de acoplamiento o un modelo dinámico complejo.

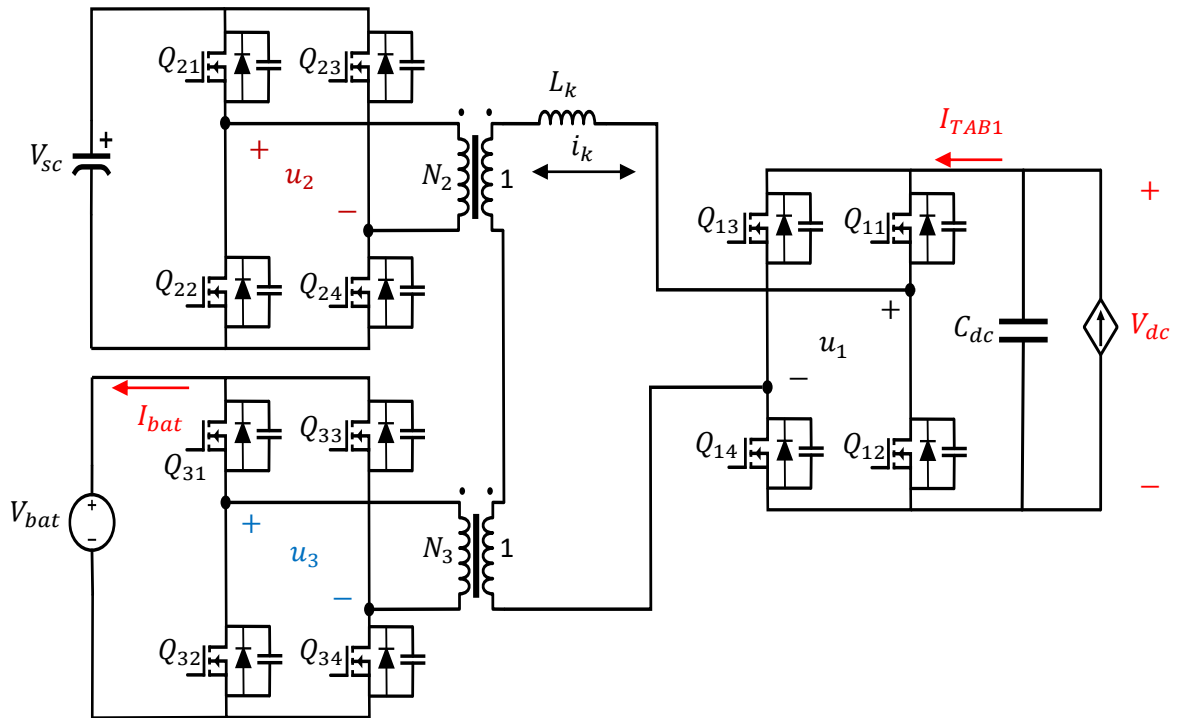
Capítulo V. Convertidor DC-DC dual transformer-based triple-port active bridge (DT-TAB)

5.1 Topología

En la figura 66, se muestra la configuración del convertidor DT-TAB para la aplicación de emulación de inercia virtual.

Figura 66

Topología del convertidor DC-DC DT-TAB.



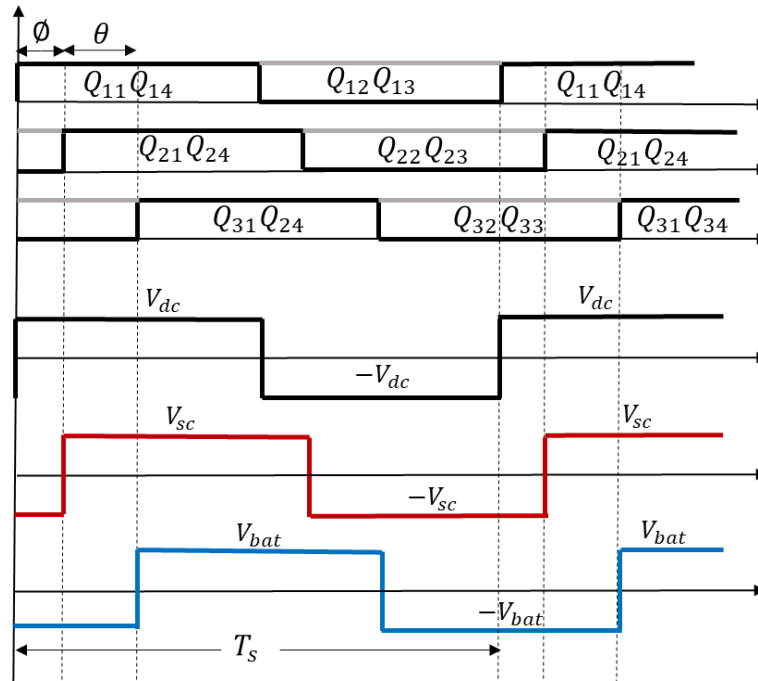
En el puerto 1, se muestra una fuente de corriente controlada, la cual realiza una variación representando una perturbación producida en la red eléctrica. Además, el convertidor DT-TAB controla la tensión V_{dc} a un valor constante mediante el condensador C_{dc} . En el puerto 2, se muestra un capacitor electrolítico que representa el banco de SC, la cual suministra o almacena energía ante las variaciones en el flujo de potencia del puerto 1. Finalmente, en el puerto 3, se conecta a una fuente de tensión constante, la cual representa la batería del vehículo. El convertidor DT-TAB controla un flujo de una potencia constante P_{bat} hacia el puerto 3. Por lo que, las dos variables de control son: V_{dc} y P_{bat} .

5.2 Modulación

Al igual que en convertidores anteriores se emplea la modulación SPS para la conmutación de los interruptores en cada puente completo. En cada puerto de los puentes completos, se producen las tensiones de salida u_1 , u_2 y u_3 . Donde u_2 y u_3 presentan un desfase de ϕ con respecto a la tensión u_1 . El ángulo θ corresponde al desfase producido entre las tensiones u_2 y u_3 , el cual define también dos modos de operación: $\theta = 0$ o $\theta \neq 0$, los cuales se analizan en seguida.

Figura 67

Modulación SPS del convertidor DT-TAB.



5.3 Análisis en estado estacionario

El análisis en estado estacionario del convertidor se realiza en base a un circuito equivalente. Por lo que se refleja las tensiones u_2 y u_3 al lado primario de sus respectivos transformadores. En la figura 66, se observa que se tiene un convertidor DAB, donde la tensión de salida es la suma de las tensiones u_2' y u_3' .

En la figura 68, se muestran el circuito equivalente del convertidor DT-TAB. Este circuito es útil para el análisis en estado estacionario debido a su equivalencia con el convertidor DAB. Donde los parámetros reflejados en el primario son, $(u_2' = u_2/N_2$ y $u_3' =$

u_3/N_3). De la figura 68, también se observa que las corrientes reflejadas en el primario, de los puertos 2 y 3 son iguales:

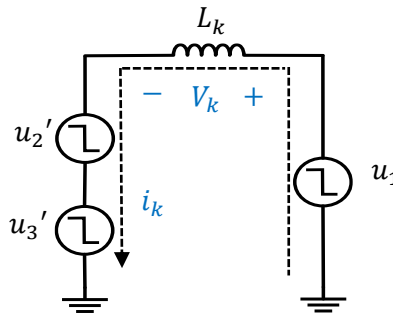
$$\begin{aligned} i_2' &= i_3' \\ i_2 N_2 &= i_3 N_3 \end{aligned} \quad (79)$$

Es importante mencionar que al igual que los convertidores anteriores, la potencia en el puerto 1 será la suma de las potencias en el puerto 2 y 3.

$$P_3 + P_2 = P_1 \quad (80)$$

Figura 68

Circuito equivalente del convertidor DT-TAB.



5.3.1 Potencia promedio

Para realizar el cálculo de la potencia promedio del convertidor, se analizan dos casos de operación.

A. CASO I ($\theta = 0$)

De la figura 69, las tensiones de u_2 y u_3 tendrán la misma fase, por lo que el cálculo de potencia se podrá realizar mediante la ecuación (5). Siendo la potencia promedio en el puerto 1 expresada como:

$$P_1 = V_{dc} \frac{\left(\frac{V_{sc}}{N_2}\right) + \left(\frac{V_{bat}}{N_3}\right)}{w_s L_k} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (81)$$

Desarrollando la expresión (81):

$$P_1 = V_{dc} \frac{V_{sc} N_3 + V_{bat} N_2}{N_2 N_3 w_s L_k} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (82)$$

Además, de las ecuaciones (79) y (80) se obtienen las expresiones de los flujos de potencia en los puertos 2 y 3 respecto al flujo de potencia P_1 .

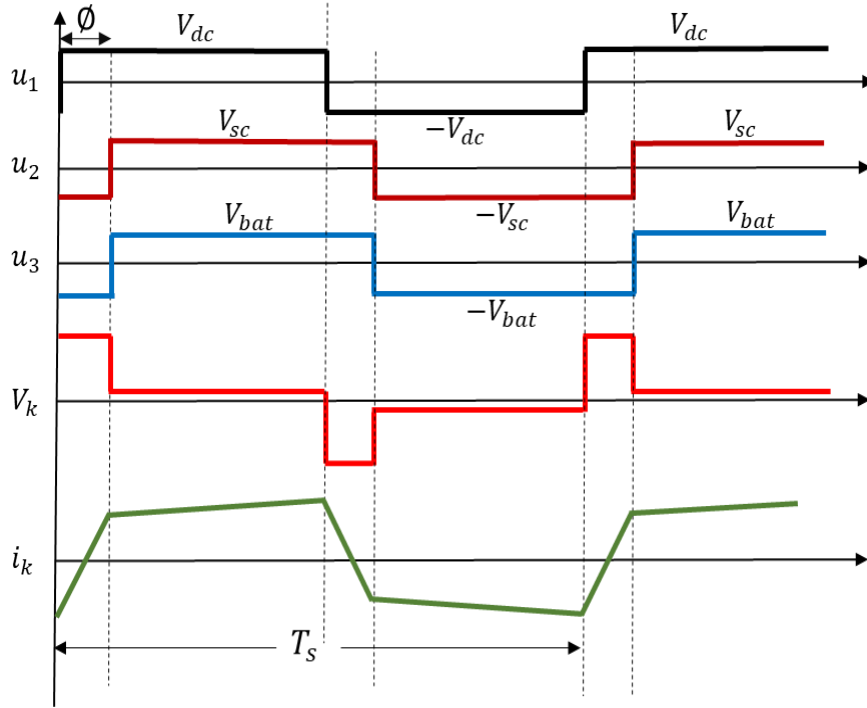
$$\begin{aligned}
 P_2 &= P_{dc} \frac{N_3}{N_2 + N_3} \\
 P_3 &= P_{dc} \frac{N_2}{N_2 + N_3}
 \end{aligned}
 \tag{83}$$

Sin considerar perdidas por conmutación, se puede se tienen las siguientes relaciones:

$$P_{dc} = P_1, P_{sc} = P_2 \text{ y } P_{bat} = P_3.$$

Figura 69

Forma de onda de la corriente en el inductor en el caso $\theta = 0$.



B. CASO II ($\theta \neq 0$)

En la figura 70, se muestra la forma de onda de la tensión en el inductor, la cual es representada por la siguiente función a trozos:

$$V_k = \begin{cases} \left(\frac{V_{sc}}{N_2} + \frac{V_{bat}}{N_3} \right) + V_{dc}, & t_0 < t < t_1 \\ \left(\frac{V_{bat}}{N_2} - \frac{V_{sc}}{N_3} \right) + V_{dc}, & t_1 < t < t_2 \\ V_{dc} - \left(\frac{V_{sc}}{N_2} + \frac{V_{bat}}{N_3} \right), & t_2 < t < t_3 \end{cases}
 \tag{84}$$

Integrando la ecuación (84) se obtiene la expresión de la corriente instantánea en el inductor (a trozos):

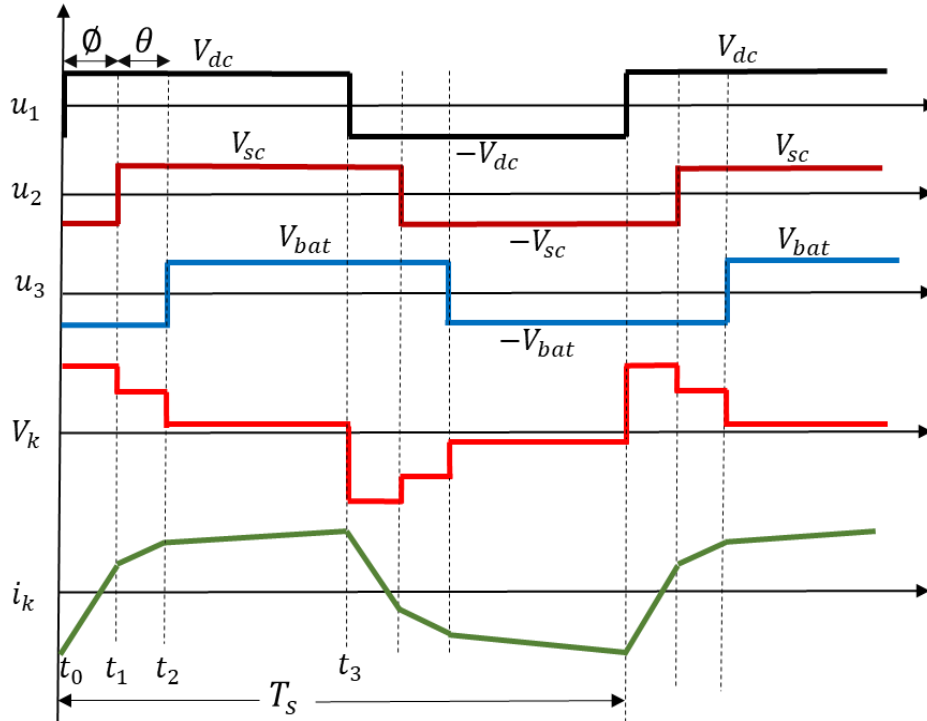
$$i_k(t)L_k = \begin{cases} \left(\left(\frac{V_{sc}}{N_2} + \frac{V_{bat}}{N_3} \right) + V_{dc} \right) t + i_{t_0}, & t_0 < t < t_1 \\ \left(\left(\frac{V_{bat}}{N_2} - \frac{V_{sc}}{N_3} \right) + V_{dc} \right) (t - t_1) + i_{t_1}, & t_1 < t < t_2 \\ \left(V_{dc} - \left(\frac{V_{bat}}{N_2} + \frac{V_{sc}}{N_3} \right) \right) (t - t_2) + i_{t_2}, & t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (85)$$

Siendo en estado estacionario:

$$i_{t_0} = -i_{t_3} \quad (86)$$

Figura 70

Forma de onda de la corriente en el inductor en el caso $\theta \neq 0$



De la figura 70, se observa que $t_0 = 0$, $t_1 = \phi$ y $t_2 = \phi + \theta$. A partir de la ecuación (3), se obtiene la expresión de la potencia promedio realizando la integración por tramos (Oluwasogo & Cha, 2021):

$$P_1(\phi, \theta) = V_{dc} \frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{N_2N_3w_s L_k} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} + \left(\frac{\theta}{2\pi} - \frac{\theta}{2\phi} - \frac{\theta^2}{2\phi\pi} \right) \right) \quad (87)$$

Del mismo modo, se calculan las expresiones de las potencias promedio en los puertos 2 y 3 para el caso de $0 < \theta < \phi$:

$$\begin{aligned}
P_2(\phi, \theta) &= \frac{V_{sc}}{N_2 N_3 w_s L_k} \left[V_{dc} N_2 \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) + 2V_{sc} \theta \left(\frac{\phi}{\pi} - 1 \right) \right] \\
P_3(\phi, \theta) &= \frac{V_{bat}}{N_2 N_3 w_s L_k} \left[V_{dc} N_3 (\phi - \theta) \left(1 - \frac{(\phi - \theta)}{\pi} \right) + 2V_{bat} \theta \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \right]
\end{aligned} \tag{88}$$

Sin considerar perdidas por conmutación, se satisfacen las siguientes relaciones: $P_{dc} = P_1$,

$$P_{sc} = P_2 \text{ y } P_{bat} = P_3.$$

Se deduce que el caso I es un caso especial del caso II, por lo que, para el diseño solo se analizará el segundo caso.

5.3.2 Linealización del convertidor

De las ecuaciones (87) y (88), se tiene una relación no lineal y las potencias en cada puerto dependen de los parámetros ϕ y θ , igual que en el convertidor TAB. Por tanto, se linealizan las expresiones (86) y (87) en el siguiente rango de operación:

$$-\pi \leq \phi \leq \pi \text{ y } -\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \tag{89}$$

Para simplificar los cálculos, se considera como puntos de equilibrio los valores $\phi = 0$ y $\theta = 0$. Para la linealización, se considera el desarrollo del primer término de la serie de Taylor en ecuaciones multivariantes con respecto a ϕ y θ :

$$\begin{aligned}
P_{dc} &= \phi \frac{\partial P_{dc}}{\partial \phi} \Big|_{\phi, \theta=0} + \theta \frac{\partial P_{dc}}{\partial \theta} \Big|_{\phi, \theta=0} \\
P_{sc} &= \phi \frac{\partial P_{sc}}{\partial \phi} \Big|_{\phi, \theta=0} + \theta \frac{\partial P_{sc}}{\partial \theta} \Big|_{\phi, \theta=0} \\
P_{bat} &= \phi \frac{\partial P_{bat}}{\partial \phi} \Big|_{\phi, \theta=0} + \theta \frac{\partial P_{bat}}{\partial \theta} \Big|_{\phi, \theta=0}
\end{aligned}$$

Desarrollando, se obtiene:

$$\begin{aligned}
P_{dc} &= V_{dc} \frac{V_{sc} N_3 + V_{bat} N_2}{N_3 N_2 w_s L_k} \phi - V_{dc} \frac{V_{sc} N_3 + V_{bat} N_2}{2 N_3 N_2 w_s L_k} \theta \\
P_{sc} &= V_{sc} \frac{V_{dc}}{N_3 w_s L_k} \phi - V_{sc} \frac{2V_{sc}}{N_3 N_2 w_s L_k} \theta \\
P_{bat} &= V_{bat} \frac{V_{sc}}{N_3 N_2 w_s L_k} \phi + V_{bat} \frac{2V_{bat} - V_{dc} N_3}{N_3 N_2 w_s L_k} \theta
\end{aligned} \tag{90}$$

Las expresiones de las corrientes promedio correspondientes a cada puerto son I_{dc} , I_{sc} e I_{bat} se obtienen dividiendo la ecuación (88) entre las tensiones V_{dc} , V_{sc} y V_{bat} , respectivamente:

$$\begin{aligned} I_{TAB1} &= \frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{N_3N_2w_s L_k} \phi - \frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{2N_3N_2w_s L_k} \theta \\ I_{sc} &= \frac{V_{dc}}{N_3w_s L_k} \phi - \frac{2V_{sc}}{N_3N_2w_s L_k} \theta \\ I_{bat} &= \frac{V_{sc}}{N_3N_2w_s L_k} \phi + \frac{2V_{bat} - V_{dc}N_3}{N_3N_2w_s L_k} \theta \end{aligned} \quad (91)$$

5.4 Diseño de los parámetros del convertidor

Se consideran las mismas condiciones de funcionamiento generales en todos los capítulos. Por lo que, se mantiene la frecuencia de conmutación a 50 KHz.

5.4.1 Diseño de los parámetros del transformador

De la ecuación (79), se tiene la siguiente relación:

$$i_2N_2 = i_3N_3 = i_k \quad (92)$$

Como $N_2 = N_3$, entonces de la ecuación (92), se obtiene la siguiente equivalencia:

$$i_2 = i_3 \quad (93)$$

La ecuación (93) indica que no existe el acoplamiento de corrientes entre los puertos 2 y 3, lo cual es una ventaja adicional del convertidor DT-TAB a diferencia de los convertidores anteriores. Esto se verá en mayor detalle en la parte final del capítulo.

Para el simplificar el análisis del funcionamiento del convertidor, se consideran los siguientes valores:

$$N_2 = N_3 = 1 \quad (94)$$

Aunque, estos valores no corresponden exactamente al número de vueltas real del transformador, los valores de la ecuación (94) son suficientes para analizar el funcionamiento del convertidor.

5.4.2 Diseño de la inductancia

Se obtiene la potencia máxima en el puerto 1 (P_{dc}), reemplazando $\phi = \frac{\pi}{4}$ y $\theta = 0$ en la expresión (90):

$$P_{dc,max} = V_{dc} \frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{N_2N_3w_s} \frac{\pi}{4L_k} \quad (95)$$

Reemplazando los valores de las tensiones nominales V_{sc} , V_{bat} , V_{dc} y los valores dados en (94), se obtiene el rango de valores de la inductancia L_k :

$$L_k < 52.5\mu H$$

Se elige:

$$L_k = 40\mu H$$

Tabla 10

Parámetros del convertidor DT-TAB.

Parámetros	Variable	Valor
Tensión de la batería	V_{bat}	600 V
Tensión del banco de supercapacitores	V_{sc}	100 V
Tensión de la carga	V_{dc}	450V
Inductor	L_k	40uH
Relación de vueltas del transformador	$N_2 = N_3$	1:0.22
Capacitor del puerto 1	C_{dc}	1: 1.33
Tiempo muerto	t_n	500ns
Time step	t_{step}	100ns
Frecuencia de Conmutación	f_s	50KHz

5.5 Estrategia de control

Al igual que el capítulo III, una desventaja del convertidor DT-TAB es la dependencia de las variables de control hacia los ángulos de desfase ϕ y θ en conjunto. Por lo que, usando el uso de una matriz de acoplamiento se diseña el controlador para cada variable de manera independiente. Las variables para controlar en el sistema son P_{bat} y V_{dc} a un valor nominal de 10KW y 450 V respectivamente; sin embargo, el flujo de potencia en la batería es controlado mediante su valor de la corriente I_{bat} usando como setpoint la relación P_{bat}/V_{bat} .

El sistema linealizado (5.13) puede ser representado de la siguiente forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \phi \end{bmatrix} \quad (96)$$

Siendo los términos de la matriz jacobiana G_{2x2} :

$$\begin{aligned}
G_{11} &= \frac{2V_{bat} - V_{dc}N_3}{N_3N_2w_s L_k} \\
G_{12} &= \frac{V_{sc}}{N_3N_2w_s L_k} \\
G_{21} &= -\frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{2N_3N_2w_s L_k} \\
G_{22} &= \frac{V_{sc}N_3 + V_{bat}N_2}{N_3N_2w_s L_k}
\end{aligned} \tag{97}$$

Con el fin de expresar cada variable de control I_{bat} y I_{dc} en función apenas de las variables u_1 y u_2 respectivamente, se introduce la matriz de desacoplamiento H, definida como la matriz inversa de $G_{2 \times 2}$.

$$H_{2 \times 2} = G_{2 \times 2}^{-1} \tag{98}$$

Definiendo las variables u_1 y u_2 como

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = H_{2 \times 2}^{-1} * \begin{bmatrix} \theta \\ \phi \end{bmatrix} \tag{99}$$

De las ecuaciones (96) en (99), se puede deducir la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{DT-TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{100}$$

Finalmente, de las ecuaciones (0.0) y (100), se comprueba la dependencia lineal a una única variable de las variables a controlar:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{TAB1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{101}$$

La figura 71 muestra el diagrama de bloques de la estrategia de desacoplamiento del convertidor DT-TAB, donde cada variable de control puede ser controlado en bucles independientes.

5.5.1 Bucle de control de la corriente de la batería

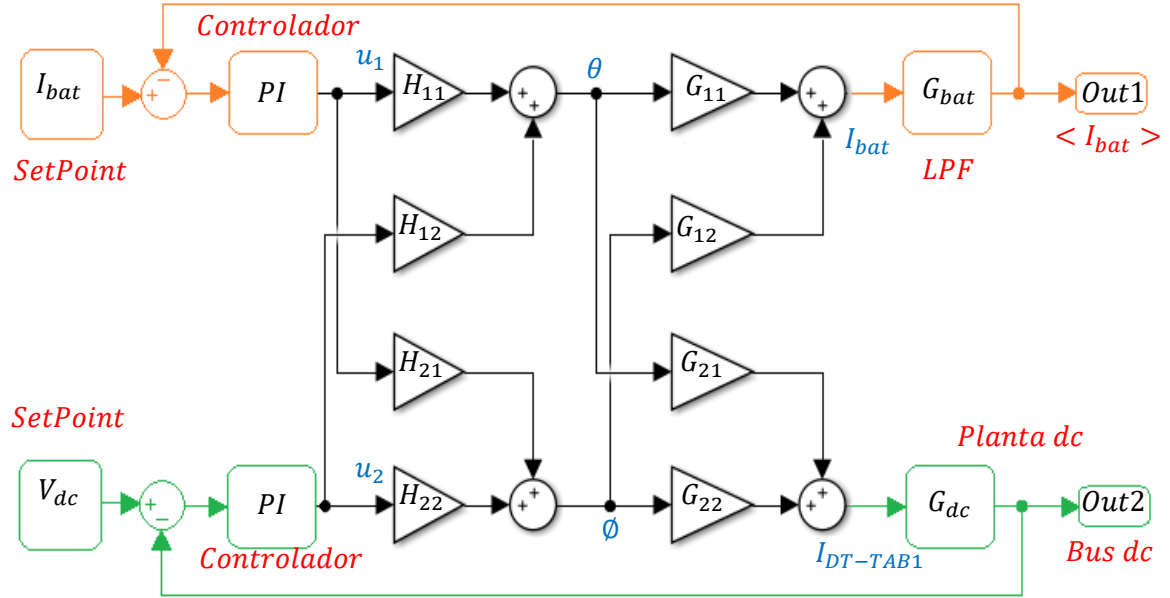
Este bucle es formado por la línea naranja mostrado en la figura 71. Para controlar el valor de la corriente promedio que se inyecta a la batería del vehículo, se usa un filtro pasa bajo como sensor de corriente con una frecuencia de corte f_c y un factor de amortiguamiento ε .

$$G_{bat} = \frac{\langle I_{bat} \rangle}{u_1} = \frac{4\pi^2 f_c^2}{s^2 + 4\varepsilon\pi f_c s + 4\pi^2 f_c^2} \tag{102}$$

Para el diseño, se elige una frecuencia de corte $f_c = 1Khz$ y un factor de amortiguamiento $\varepsilon = 0.707$.

Figura 71

Diagrama de bloques de la estrategia de control del DT-TAB.

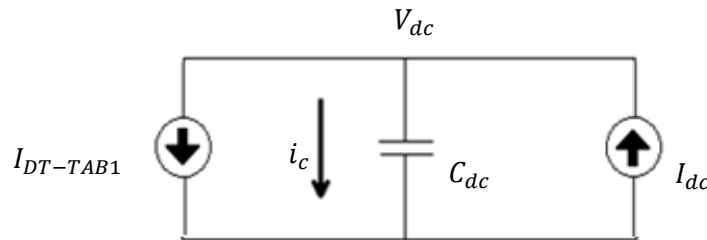


5.5.2 Bucle de control del bus DC

El bucle de control de bus DC es formado por la línea verde mostrado en la figura 71. Extrayendo el lado del capacitor en el bus DC, se obtiene la siguiente figura:

Figura 72

Circuito equivalente en el lado del capacitor C_{dc} .



En la figura 72 se observa la fuente de corriente controlada, la cual servirá para simular la inercia virtual en la red eléctrica. Por lo que tomando la primera ley de Kirchhoff en el nodo superior:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{DT-TAB1} \quad (103)$$

De la ecuación (103) se observa que el valor de la tensión del capacitor V_{dc} depende de las variables I_{dc} e I_{TAB1} . Sin embargo, el valor de la corriente I_{TAB1} es la única variable que puede ser controlada, debido a que el valor I_{dc} depende exclusivamente del punto de operación en el que este la fuente de corriente. De esta forma I_{dc} es considerado una perturbación, entonces de la ecuación (103), se obtiene:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -I_{DT-TAB1} \quad (104)$$

En base a la expresión (104), se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{DC} = \frac{V_{dc}(s)}{I_{DT-TAB1}(s)} = -\frac{1}{s C_{dc}} \quad (105)$$

El signo negativo de la función de transferencia indica que el controlador de tensión busca rastrear el valor de referencia usando la corriente que ingresa al capacitor C_{DC} , cuya dirección que es opuesta a la corriente $I_{DT-TAB1}$.

5.6 Diseño de controladores

Como las plantas G_{DC} y G_{bat} son sistemas lineales de primer y segundo orden respectivamente, son empleados dos controladores PI para su respectivo control.

5.6.1 Criterio de estabilidad

Este criterio se basa en el análisis de la respuesta en frecuencia de cada controlador, fijando un adecuado margen de fase y ganancia.

$$|G(w_{bw} * t)| = 1 \quad y \quad 0 < 180 + \text{ang}(G(w_{bw} * t)) < 180 \quad (106)$$

$$\text{fase}(w_{bw}) = -180 \quad y \quad |G(w_{bw} * t)| < 0 \quad (107)$$

5.6.2 Procedimiento de diseño

A. Diseño del controlador de tensión

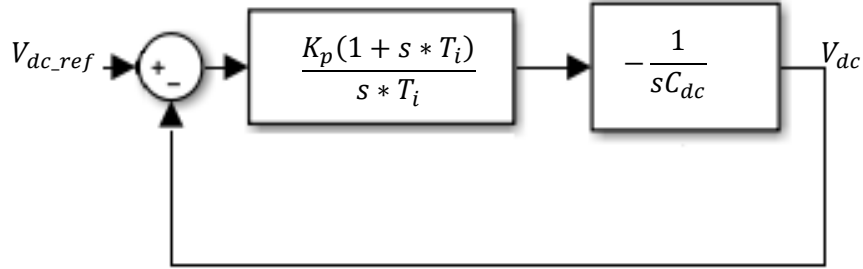
En la figura 73, se muestra el diagrama de bloques para el control de la tensión V_{dc} . Observe que, al igual que en el capítulo III, se tiene el mismo circuito equivalente respecto al capacitor C_{dc} . Adicionalmente, el valor de C_{dc} se mantiene con respecto al valor considerado en el convertidor TAB estudiado anteriormente. Por lo que, escogiendo un

tiempo de establecimiento de $t_s = 4ms$ y un margen de fase de 45 grados, al igual que el convertidor TAB, se obtienen las siguientes ganancias del controlador:

$$\begin{aligned} K_p &= -0.2 \\ T_i &= 2 * 10^{-4} \end{aligned} \quad (108)$$

Figura 73

Control del valor de la tensión en el bus DC.

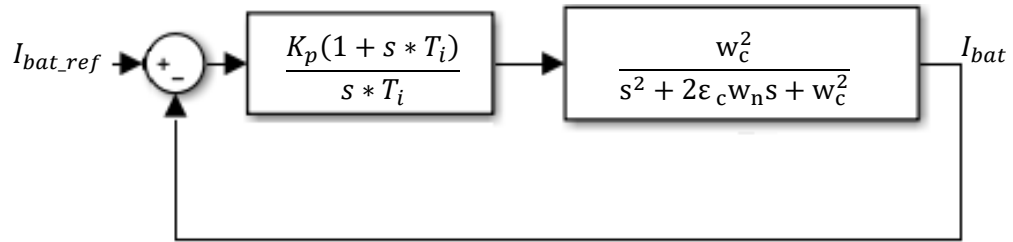


B. Diseño del controlador de corriente

En la figura 74, se muestra el diagrama de bloques para el control de la corriente I_{bat} . De la misma forma que en el caso de la tensión del bus DC, el filtro que se emplea en la corriente de la batería será el mismo que fue empleado en el capítulo III.

Figura 74

Diagrama de bloques para el control del valor de la corriente de la batería.



Eligiendo un tiempo de establecimiento $t_s = 4ms$, al igual que el convertidor TAB, se obtiene:

$$\begin{aligned} K_p &= 5 * 10^{-2} \\ T_i &= 1 * 10^{-5} \end{aligned} \quad (109)$$

5.7 Resultados de simulación

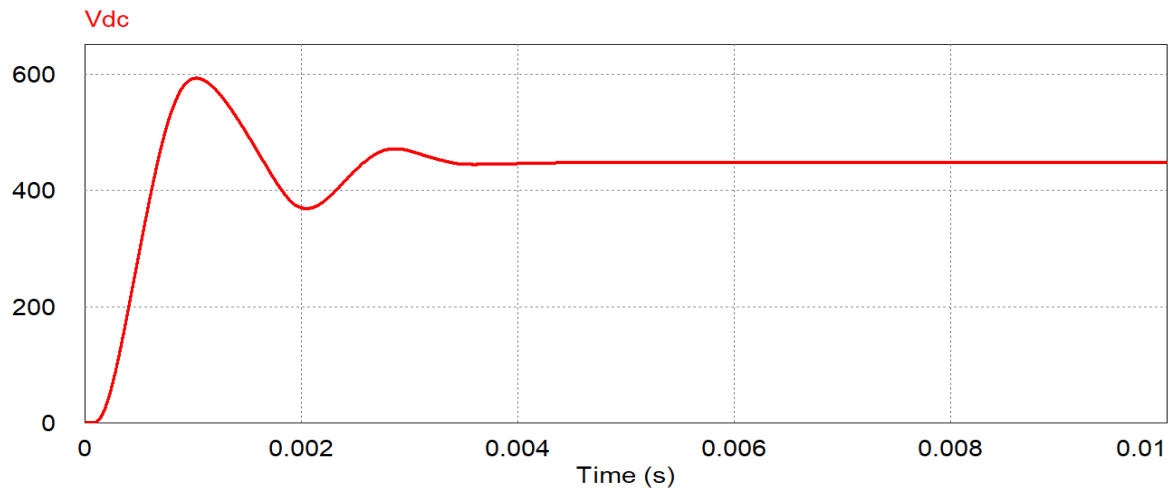
La simulación del convertidor DT-TAB, se centra en el análisis de control y de pérdidas. El software que va a ser usado para la simulación del convertidor es el PSIM.

5.7.1 Comprobación de controladores

A. Control de tensión en el bus DC

Figura 75

Control del valor de la tensión en el Bus DC.



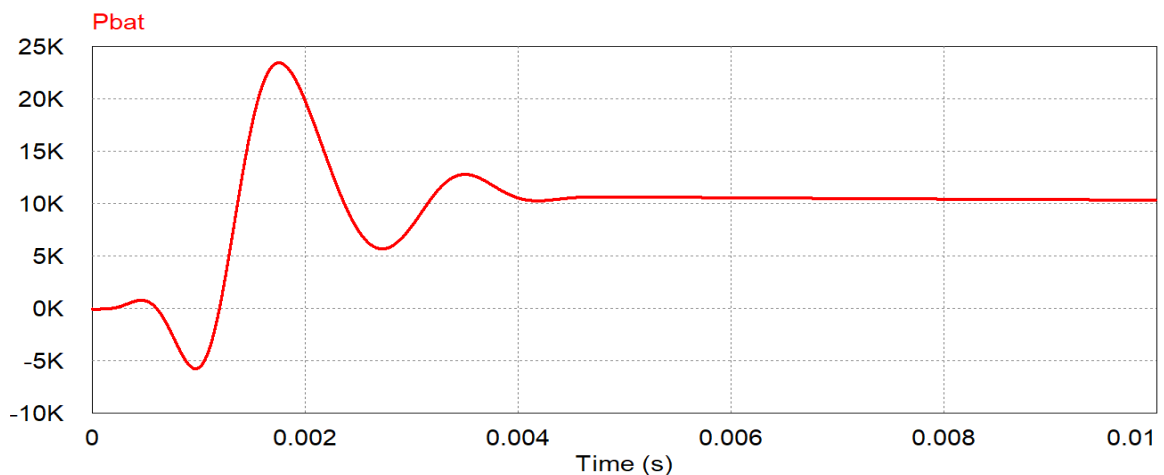
En la figura 75, se observa que la forma de onda de la tensión en el bus DC. Se observa que, el controlador PI diseñado estabiliza la tensión DC en un tiempo aproximado de 4 ms y presenta un sobrepico aproximado de 18.6%.

B. Control de potencia en el batería del vehículo

En la figura 76, se observa que la forma de onda de la potencia transmitida hacia la batería. Se observa que, el controlador PI diseñado estabiliza el flujo de potencia en un tiempo aproximado de 4 ms.

Figura 76

Control de potencia en la batería del vehículo.

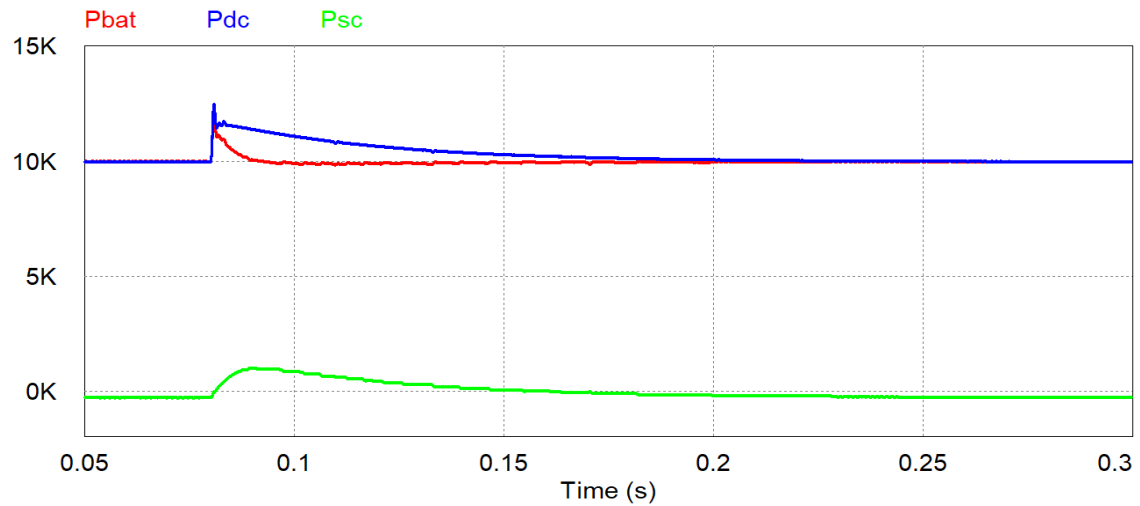


5.7.2 Recarga de vehículo con emulación de inercia

A. Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia en la red

Figura 77

Respuesta inercial ante el incremento de la frecuencia.

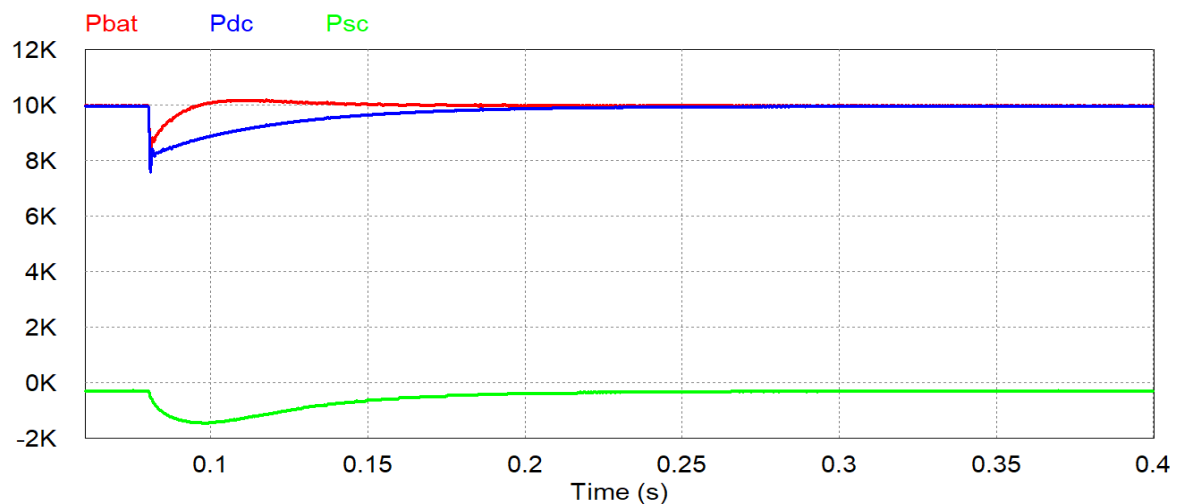


En la figura 77, se observa que se produce un incremento en la frecuencia de la red eléctrica, ante ello, la fuente de corriente controlada permite que el SC almacene energía, a fin de brindar la inercia virtual. Adicionalmente, se observa en la figura 77 que el SC recibe un flujo de potencia sin afectar el valor de la potencia constante en la batería del vehículo.

B. Respuesta inercial ante una caída en la frecuencia en la red

Figura 78

Respuesta inercial ante una caída en la frecuencia.



En la figura 78, se observa una caída en la frecuencia de la red eléctrica, ante ello, la fuente de corriente controlada permite al SC suministrar un flujo de potencia, a fin de emular la inercia virtual.

5.7.3 Recarga del vehículo con recuperación de carga

En el proceso de emulación de inercia virtual, el SC requiere reestablecer el valor de la carga y el valor de la tensión nominal. En la figura 79, se observa la respuesta del sistema ante una caída en la frecuencia de la red. El sistema de recuperación de carga se activa en el instante 0.3 s para inyectar una potencia constante de 5 KW a fin de recuperar la tensión nominal en el SC.

Figura 79

Recuperación de carga ante una caída en la frecuencia.

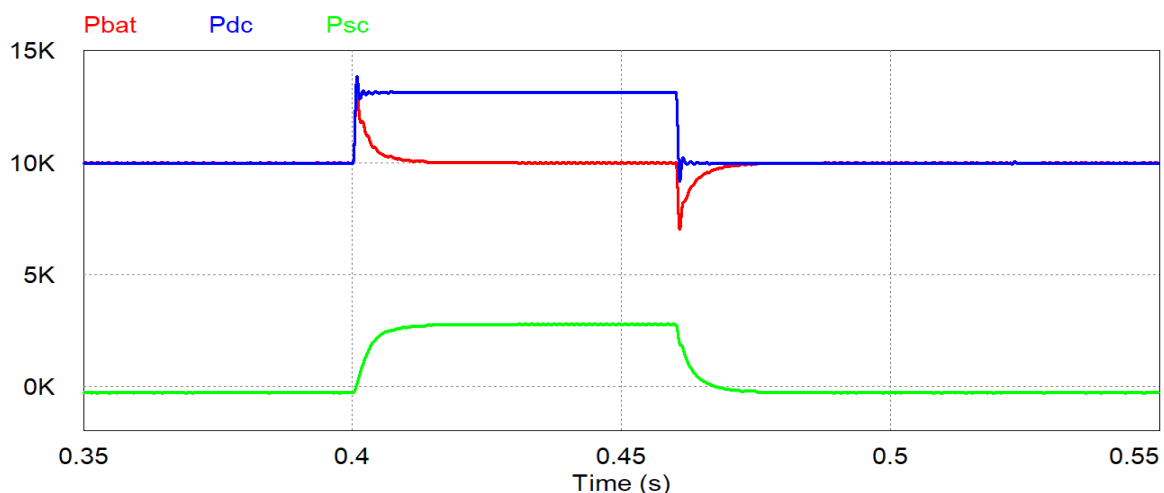
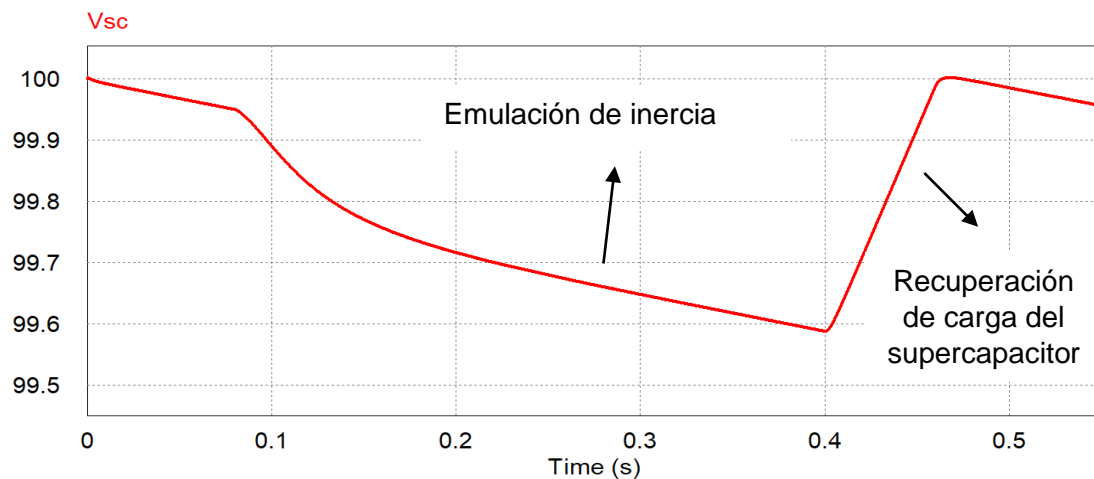


Figura 80

Tensión en el SC ante la caída y recuperación de la tensión.



En la figura 80, se observa el valor de la tensión en el SC. Se observa que el valor de la tensión disminuye en el proceso de la emulación de inercia y en el instante 0.3 s, el sistema de recuperación incrementa la tensión hasta su valor nominal. Es muy importante mencionar que la caída permanente de la tensión se debe al valor de time step escogido en la simulación, que al reducir dicho valor se elimina dicha caída de la tensión.

5.7.4 Resultados de las corrientes RMS en los puertos

Debido a su complejidad, el cálculo del valor de la corriente RMS se obtiene en base a la simulación, este resultado se muestra en la figura 81.

A. Sin inercia virtual ni recuperación de carga (Reposo)

En este estado de operación, solo se trasfiere un flujo de potencia desde la red hasta el bus de la batería.

$$I_{1,RMS} = I_{2,RMS} = I_{3,RMS} = 26A$$

B. Proceso de inercial virtual

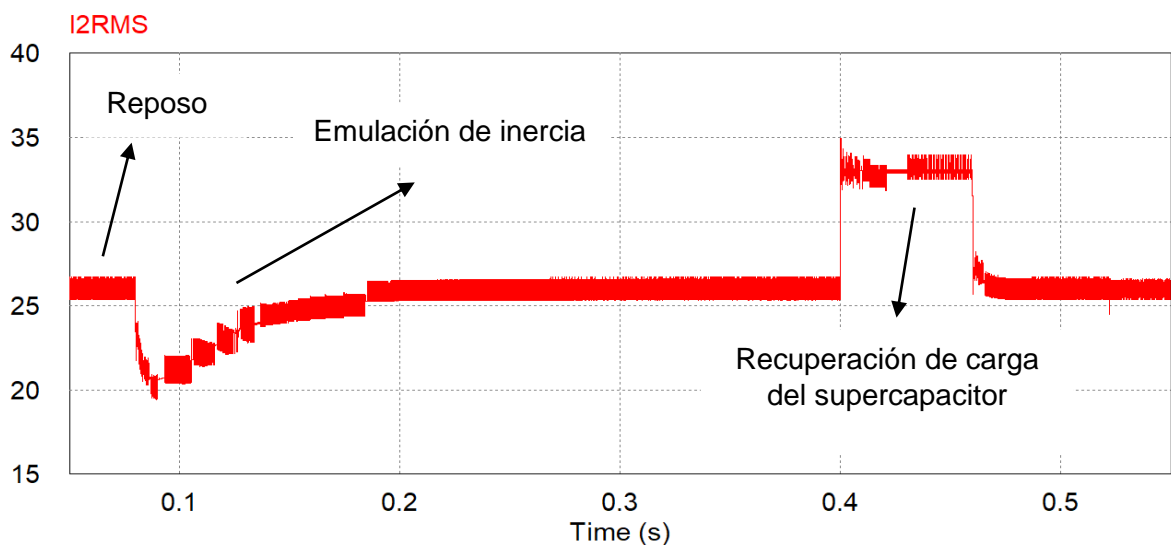
Como se observa en la figura 81, el valor de la corriente RMS en el proceso de inercia toma diversos valores, llegando a un pico en el intervalo [20-26] A.

C. Proceso de recuperación de carga

$$I_{1,RMS} = I_{2,RMS} = I_{3,RMS} = 33A$$

Figura 81

Corriente RMS en los tres terminales.



5.8 Ventajas y limitaciones

Se presentan algunas ventajas y limitaciones superadas del convertidor DT-TAB, con respecto a los convertidores analizados en los capítulos anteriores.

5.8.1 Ventajas

A. Bidireccionalidad

El convertidor DT-TAB logra la transferencia de potencia bidireccional en el puerto 2 conectando el SC estacionario para la emulación de inercial.

B. Capacidad de conectar tensiones distantes

Debido a los transformadores de alta frecuencia, el convertidor DT-TAB permite la conexión del SC y la batería a los valores de tensiones de 100 y 600 V, respectivamente.

C. Capacidad de control en dos puertos

La capacidad del convertidor DT-ATAB para controlar dos variables de manera independiente, es la última ventaja esencial para lograr que el convertidor cumpla las condiciones generales de la tesis.

5.8.2 Limitaciones

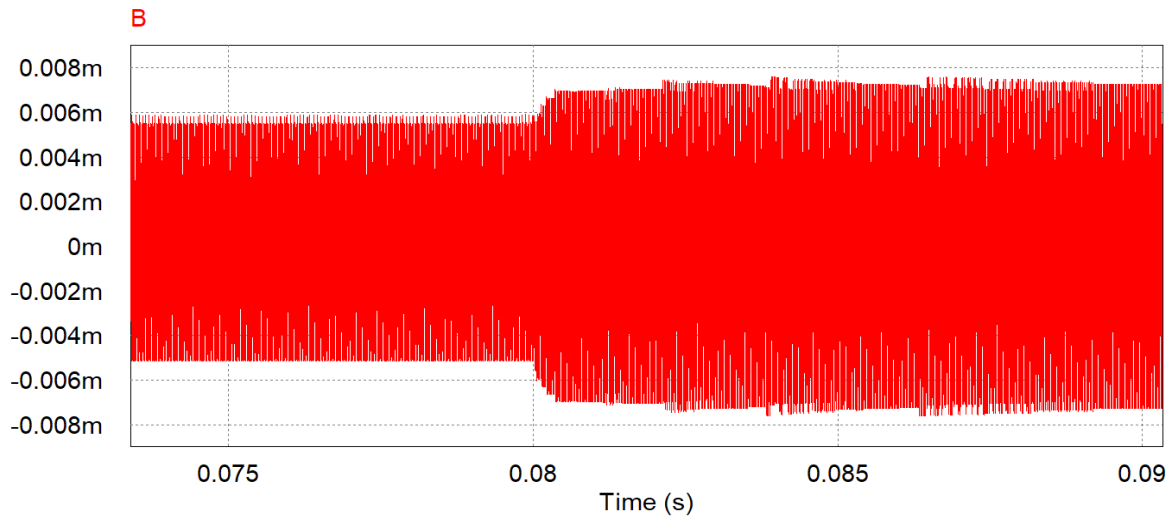
A. Sobredimensionamiento en el núcleo del transformador

En el convertidor TAB se observó un flujo magnético considerable generado en el núcleo del transformador, dicha limitación fue superada con el convertidor DT-ATAB. En el convertidor DT-TAB, los flujos magnéticos generados por los puertos 2 y 3 también se presentan en diferentes núcleos de cada transformador, lo cual reduce considerablemente el estrés en cada transformador, e implica un volumen menor en los núcleos.

En la figura 82, se muestran los flujos magnéticos que se generan en el puerto 2 y 3, cuando se produce la emulación de inercia virtual. Se observa que se obtiene el mismo flujo magnético debido a la igual corriente que fluye por los devanados. Si embargo, se aprecia una disminución en el flujo comparando con el caso del TAB, visto en el capítulo III.

Figura 82

Densidad de flujo en el núcleo del transformador del puerto 2 y 3.



B. Cortocircuito magnético

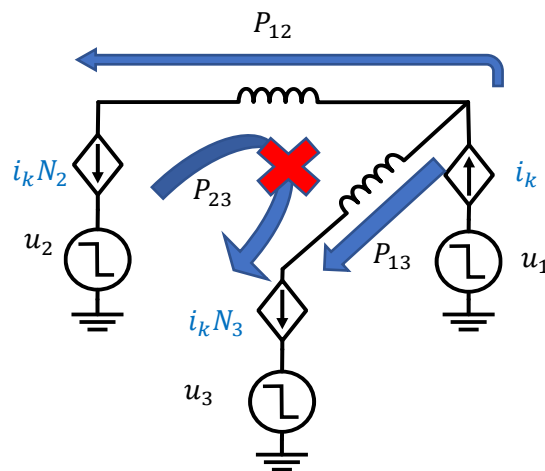
Al igual que el convertidor DT-ATAB, el convertidor DT-TAB también presenta la ventaja de incluir dos transformadores y evita el acoplamiento magnético, reduciendo el valor de la corriente en los puertos.

C. Desigual reparto de la corriente en los puertos 2 y 3

Se probó que el reparto desigual de la corriente en el convertidor DT-ATAB genera un incremento del valor de la corriente entre los puertos 2 y 3.

Figura 83

Representación del flujo de potencia en el convertidor DT-TAB.



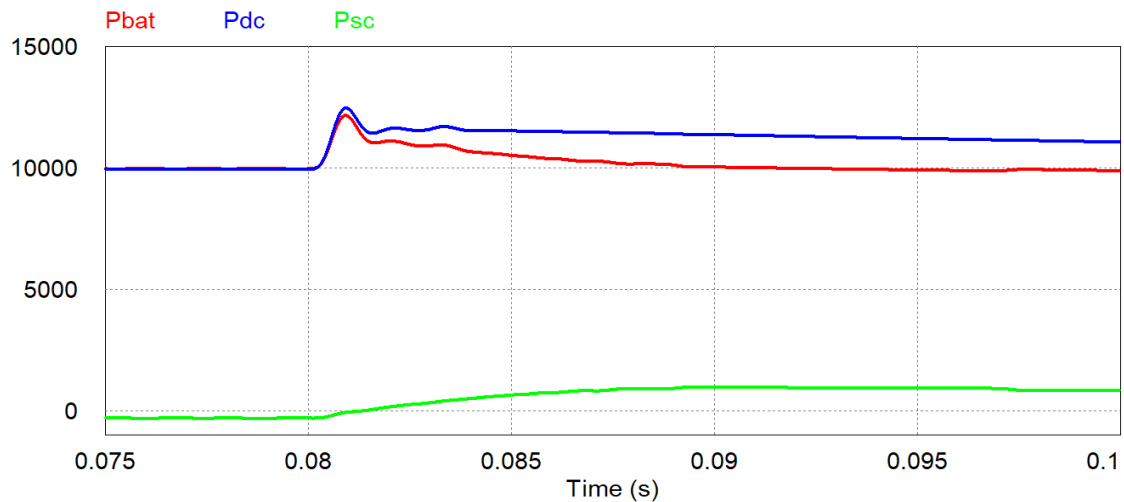
En la figura 83, se observa que las corrientes en los puertos 2 y 3 están controladas mediante el número de vueltas del transformador. Debido al criterio $N_2 = N_3$. Las corrientes i_2 e i_3 poseen el mismo valor y se realiza un reparto equivalente del flujo de las corrientes entre los puertos 2 y 3.

D. Estado transitorio en la potencia de la batería y SC

El estado transitorio en el convertidor DT-ATAB, no se ve afectado ante variaciones en la inductancia o perturbaciones. Aunque el convertidor DT-TAB posee un desacoplamiento magnético, las corrientes en los puertos 2 y 3 son iguales y por ello, el estado transitorio no puede ser controlado correctamente.

Figura 84

Estado transitorio en las potencias en la etapa de emulación de inercia.



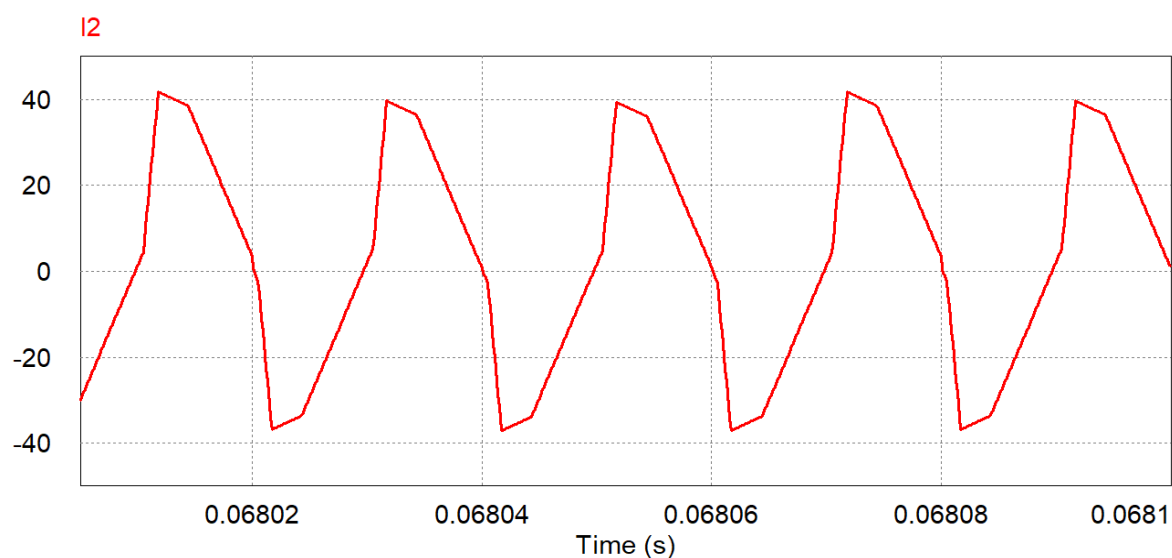
En la figura 84, se observa el estado transitorio ante el proceso de la emulación de inercia. Se observa que el valor de la potencia en la batería se estabiliza, pero genera un pico considerable en el estado estacionario. Como se advirtió en el capítulo III, este pico perjudica el funcionamiento de la batería del vehículo eléctrico. Una alternativa para esta limitación es la propuesta de una estrategia de control más compleja que induzca la alta frecuencia del estado estacionario hacia el SC. Esto sería posible debido a que en la figura 84, se observa que la potencia en el puerto 2 se eleva con un estado estacionario más conveniente.

E. Incremento de la corriente en el puerto 2

Otra desventaja muy resaltante, es el incremento del valor de la corriente en el puerto 2, debido a que será la misma de los otros puertos. En la figura 85 se observa que el valor de la corriente en el puerto 2 ante un estado de reposo, es igual al valor de la corriente en el puerto 3. Además, la potencia en el puerto 2 es controlada mediante el desfase generado con la tensión u_2 . Sin embargo, esto no implica que la corriente no fluya por los interruptores, generando pérdidas de conmutación y conducción.

Figura 85

Corriente en el puerto 2 en estado de reposo.



5.9 Conclusiones del capítulo

Finalizado el capítulo, se deducen algunas conclusiones:

- El convertidor DT-TAB cumple las condiciones necesarias para conectar un banco de SC, una batería y un bus DC. Realizando la emulación de inercia mediante el banco de SC y a su vez transmitiendo una potencia constante hacia la batería.
- Otra desventaja no mencionada, es el control en base a matriz de acoplamiento que necesita el convertidor DT-TAB para poder controlar dos variables de control.
- Finalmente, una ventaja muy importante en el convertidor DT-TAB, es la posibilidad de expansión, pudiendo conectar más puertos adicionales como se muestra en la figura 86.

Finalmente, en la tabla 11, se muestra una comparación de la eficiencia de los convertidores tipo TAB analizados, se observa que el convertidor que posee el menor número de limitaciones es el convertidor DT-ATAB. Presentando apenas la necesidad de un par de interruptores adicionales. El convertidor que logra la menor pérdida por corriente RMS en el estado de reposo, es el convertidor TAB, pero a su vez es el que obtiene la mayor corriente pico en los tres puertos. El convertidor que logra la menor pérdida por corriente RMS en estado de recuperación de carga es el convertidor DT-ATAB, siendo además el convertidor que logra el menor corriente pico en los tres puertos. Adicionalmente, la modulación SPS en los tres convertidores logra obtener un buen modo de funcionamiento y adicionalmente permite un diseño óptimo de los valores de las inductancias en el convertidor DT-ATAB. Respecto a la estrategia de control y el método de diseño óptimo para cada convertidor tipo TAB, se evidencia que el convertidor DT-ATAB posee una estrategia de control más simple que los otros dos convertidores.

Figura 86

Topología de la expansión del convertidor DT-TAB hacia más puertos.

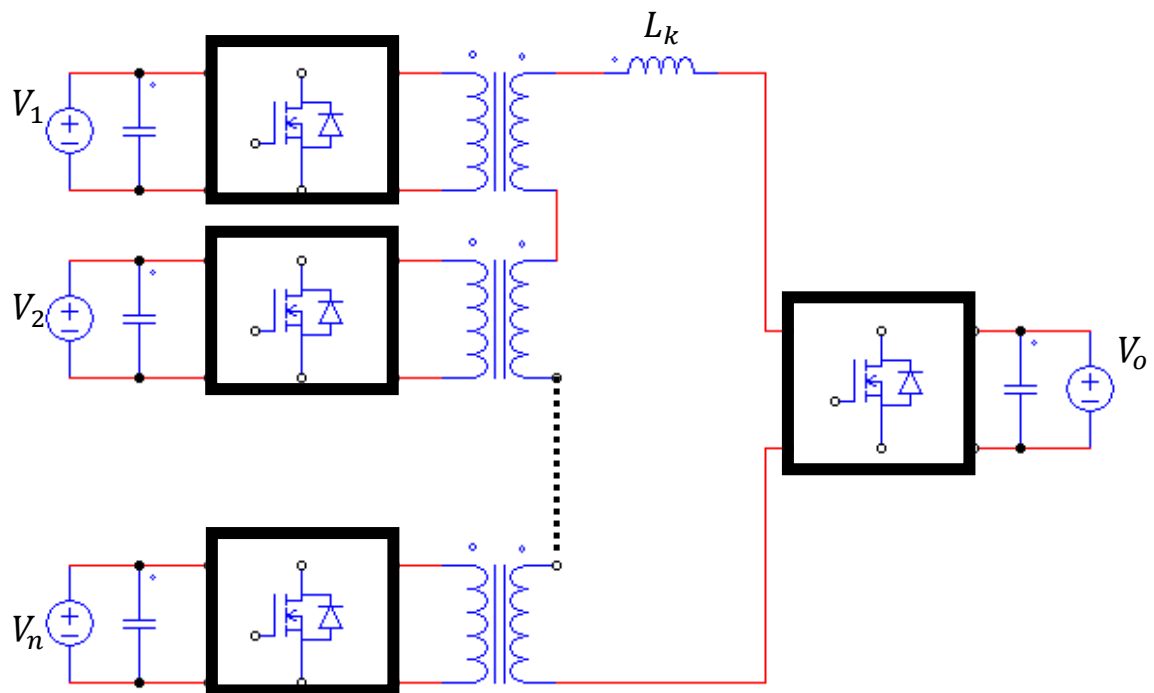


Tabla 11

Comparación en base al estudio realizado de los convertidores tipo triple active bridge.

Características	Topología	TAB tradicional	DT-ATAB	DT-TAB
	Número	1 transformador	2 transformadores	2 transformadores
Número de interruptores de potencia		12 interruptores	14 interruptores	12 interruptores
Transformador	Número	1 transformador	2 transformadores	2 transformadores
	Volumen del núcleo	Grande	Moderado	Moderado
Control de las variables		Control sofisticado	Control simple	Control sofisticado
Incremento de corriente por cortocircuito magnético		Posee en gran medida	No posee	No posee
Reparto desigual de las corrientes en los puertos 2 y 3 "Current Sharing"		Es inherente por su propia topología	Existe en cierta cantidad	No posee
Corriente RMS para las condiciones de funcionamiento	Estado de reposo (Recarga del vehículo)	$I_{1,RMS} = 25A$	$I_{1,RMS} = 28A$	$I_{1,RMS} = 26A$
		$I_{2,RMS} = 8A$	$I_{2,RMS} = 3.16A$	$I_{2,RMS} = 26A$
		$I_{3,RMS} = 19A$	$I_{3,RMS} = 25A$	$I_{3,RMS} = 26A$
	Estado de recuperación de carga (Recarga del vehículo y supercapacitor)	$I_{1,RMS} = 40A$	$I_{1,RMS} = 37A$	$I_{1,RMS} = 33A$
		$I_{2,RMS} = 55A$	$I_{2,RMS} = 12A$	$I_{2,RMS} = 33A$
		$I_{3,RMS} = 20A$	$I_{3,RMS} = 25A$	$I_{3,RMS} = 33A$
Pérdidas en base a la corriente RMS para una resistencia de $1m\Omega$	Estado de reposo	$P_{RMS} = 105W$	$P_{RMS} = 141.8W$	$P_{RMS} = 202.8W$
	Estado de recuperación de carga	$P_{RMS} = 502.5W$	$P_{RMS} = 213.8W$	$P_{RMS} = 326.7W$
Estado transitorio adecuado en la batería		Está garantizada en base a un diseño complejo de las inductancias y los controladores	Está garantizada en base a un diseño sencillo de las inductancias y controladores	No está garantizada por su propia topología, pero puede ser mejorada mediante una estrategia de control más compleja
Capacidad de expansión a mas puertos		No posee	No posee	Si posee

Conclusiones

Basado en los resultados obtenidos, se presentan las siguientes conclusiones:

1. Todos los convertidores de tipo triple activen bridge diseñados contrastan un correcto funcionamiento para la emulación de inercia virtual mediante la integración de supercapacitores estacionarios.
2. Los convertidores de tipo triple activen bridge diseñados cumplen las condiciones de bidireccionalidad del flujo de potencia en el SC, capacidad de conectar puertos con valores de tensiones con proporción arbitraria, capacidad de controlar el valor de la tensión en el Bus DC y capacidad para controlar el valor de la corriente hacia la batería.
3. Los convertidores TAB y DT-TAB presentan un 135.68% y 52.8% de pérdidas con respecto al convertidor DT-ATAB respectivamente.
4. El convertidor DT-ATAB presenta una mayor eficiencia en el proceso de emulación de inercia y recarga en la batería.
5. El convertidor TAB y DT-TAB requieren de sistemas de control más sofisticados, mientras que el convertidor DT-ATAB requiere apenas de la implementación de dos controladores lineales diseñados de manera independiente.
6. El convertidor DT-ATAB presentó un tiempo de establecimiento de 4ms, mientras que el convertidor TAB y DT-TAB presentaron un tiempo de establecimiento de 10ms.
7. El sobrepico en la estabilidad del valor de la tensión en el bus DC convertidor DT-ATAB es 48.4% y 54.7% menor que en los convertidores TAB y DT-TAB, respectivamente.
8. El convertidor DT-ATAB requiere catorce interruptores mientras que los convertidores TAB y DT-TAB apenas doce.
9. Los convertidores DT-ATAB y DT-TAB requieren de dos transformadores, mientras que el convertidor TAB requiere apenas de un transformador.

10. El convertidor TAB requiere un sobredimensionamiento del núcleo del transformador, mientras que los convertidores DT-ATAB y DT-TAB requieren apenas un volumen del núcleo moderado.
11. De manera general, el convertidor DT-ATAB presenta una eficiencia mayor para brindar inercia virtual a la red eléctrica mediante supercapacitores estacionarios.
12. De manera general, el convertidor DT-ATAB presenta mayor sencillez respecto a los otros convertidores en su implementación debido a su menor corriente en los interruptores y baja cantidad del flujo magnético en los núcleos.

Recomendaciones

Basado en los resultados obtenidos, se presentan las siguientes recomendaciones:

1. En el convertidor TAB, ante la transferencia de potencia simultánea en los puertos 2 y 3 ocurre un gran incremento de la corriente en el puerto 2.
2. Ante el estado de reposo, el convertidor TAB obtiene mejor eficiencia ante aplicaciones que no obligan la transferencia de potencia simultánea en los puertos 2 y 3.
3. En el convertidor DT-ATAB, la limitación de un par de interruptores adicionales podría ser reducida mediante el uso de una modulación distinta a la SPS basado en la conmutación con duty ratio.
4. La modulación duty ratio podría optimizar el convertidor para reducir la corriente RMS y corriente pico en los puertos (Huang et al., 2016)(Bin Ab Malek et al., 2017)(Hou et al., 2016).
5. En el convertidor DT-TAB, se obtiene una mayor eficiencia en aplicaciones de transferencia de potencia simultánea entre los puertos 2 y 3, y más aún cuando dichas potencias son iguales, debido a que se cumplirá el Current Sharing.
6. Si bien no se realizó el análisis de la conmutación en ZVS, es importante resaltar que todos los convertidores poseen la capacidad de conmutación suave, ante las tres condiciones de funcionamiento.
7. Se puede realizar una mejora en los convertidores tipo triple active bridge para reducir o eliminar las limitaciones, ya sea modificando la topología del convertidor, proponiendo un tipo de modulación más sofisticado o presentando una estrategia de control más avanzada.

Referencias bibliográficas

- Atmaja, T. D., & Amin. (2015). Energy storage system using battery and ultracapacitor on mobile charging station for electric vehicle. *Energy Procedia*, 68, 429–437. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.03.274>
- Bin Ab Malek, M. H. A., Kakigano, H., & Takaba, K. (2017). Modulation strategy of dual active bridge DC-DC converter for a complete zero voltage switching operation. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe* (Vols. 2017-Janua). <https://doi.org/10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8098967>
- Bryden, T. S., Hilton, G., Dimitrov, B., Ponce De León, C., & Cruden, A. (2019). Rating a Stationary Energy Storage System Within a Fast Electric Vehicle Charging Station Considering User Waiting Times. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4), 879–889. <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2910401>
- Chandra Mouli, G. R., Schijffelen, J., Van Den Heuvel, M., Kardolus, M., & Bauer, P. (2019). A 10 kW Solar-Powered Bidirectional EV Charger Compatible with Chademo and COMBO. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1082–1098. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2829211>
- Choi, W., Rho, K. M., & Cho, B. H. (2016). Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(6), 4048–4064. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2474135>
- Datta, U., Kalam, A., & Shi, J. (2020). Battery energy storage system for aggregated inertia-droop control and a novel frequency dependent state-of-charge recovery. *Energies*, 13(8). <https://doi.org/10.3390/en13082003>
- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (1998). Multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2, 1472–1478. <https://doi.org/10.1109/PESC.1998.703254>
- Hanson, A. J., & Perreault, D. J. (2020). Modeling the Magnetic Behavior of N-Winding Components: Approaches for Unshackling Switching Superheroes. *IEEE Power Electronics Magazine*, 7(1), 35–45. <https://doi.org/10.1109/MPEL.2019.2959356>
- Hou, N., & Li, Y. W. (2020). Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter [IEEE]. In *IEEE Transactions on Power Electronics* (Vol. 35, Issue 3). <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2927930>
- Hou, N., Song, W., & Wu, M. (2016). Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC-DC Converter with Unified Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12), 8552–8561. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2521410>
- Huang, J., Wang, Y., Li, Z., & Lei, W. (2016). Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (Vol. 63, Issue 7). <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2543182>
- Kerdphol, T., Rahman, F. S., Watanabe, M., & Mitani, Y. (2021). Technical Challenges and

- Further Research in Virtual Inertia Control. *Power Systems*, 249–256. https://doi.org/10.1007/978-3-030-57961-6_10
- Knap, V., Sinha, R., Swierczynski, M., Stroe, D. I., & Chaudhary, S. (2014). Grid inertial response with Lithium-ion battery energy storage systems. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1817–1822. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6864891>
- Koch, G. G., Queiroz, S. S., Rech, C., Oliveira, R. C. L. F., Borges, R. A., Tognetti, E. S., & Montagner, V. F. (2017). Design of a robust PI controller for a dual active bridge converter. *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2016*. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2016.7874503>
- Kornsiriluk, V. (2019). Study of Energy Storage System: Concept of Using ESS in EV Charging Stations in MEA. *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia, GTD Asia 2019*, 697–700. <https://doi.org/10.1109/GTDAAsia.2019.8715908>
- Mishra, S., Pullaguram, D., Buragappu, S. A., & Ramasubramanian, D. (2016). Single-phase synchronverter for a gridconnected roof top photovoltaic system. *IET Renewable Power Generation*, 10(8), 1187–1194. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0224>
- Nama, J. K., & Kumar Verma, A. (2020). An efficient wireless charger for electric vehicle battery charging. *PIICON 2020 - 9th IEEE Power India International Conference*, 15, 3–7. <https://doi.org/10.1109/PIICON49524.2020.9112972>
- Noah, M., Endo, S., Ishibashi, H., Nanamori, K., Imaoka, J., Umetani, K., & Yamamoto, M. (2018). A Current Sharing Method Utilizing Single Balancing Transformer for a Multiphase LLC Resonant Converter with Integrated Magnetics. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2), 977–992. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2777508>
- Oggier, G. G., García, G. O., & Oliva, A. R. (2011). Modulation strategy to operate the dual active bridge DCDC converter under soft switching in the whole operating range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4), 1228–1236. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2072966>
- Ohno, T., & Hoshi, N. (2018). A New Control Method for Triple-Active Bridge Converter with Feed Forward Control [IEEJ Industry Application Society]. In *2018 International Power Electronics Conference, IPEC-Niigata - ECCE Asia 2018* (Issue 1). <https://doi.org/10.23919/IPEC.2018.8507780>
- Oluwasogo, E. S., & Cha, H. (2021). Self-Current Sharing in Dual-Transformer-Based Triple-Port Active Bridge DC-DC Converter with Reduced Device Count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(5), 5290–5301. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3029829>
- Osinermin. (2019). Energías Renovables: Experiencia y Perspectivas en la Ruta del Perú Hacia la Transición Energética. In *Organismo Supervisor de la Inversión en Energía y Minería* (pp. 1–143). <https://www.osinermin.gob.pe/seccion/Osinermin-Energias-Renovables-Experiencia-Perspectivas.pdf>
- Pham, V. L., & Wada, K. (2020). Applications of triple active bridge converter for future grid

- and integrated energy systems. In *Energies* (Vol. 13, Issue 7). <https://doi.org/10.3390/en13071577>
- Sarojini, R. K., & Kaliannan, P. (2021). Inertia Emulation through Supercapacitor for a Weak Grid. *IEEE Access*, 9, 30793–30802. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3058951>
- Sarojini, R. K., Palanisamy, K., Sanjeevikumar, P., & Nielsen, J. B. H. (2020). Inertia emulation control technique based frequency control of grid-connected single-phase rooftop photovoltaic system with battery and supercapacitor. *IET Renewable Power Generation*, 14(7), 1156–1163. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.0873>
- Shariff, S. M., Alam, M. S., Ahmad, F., Rafat, Y., Asghar, M. S. J., & Khan, S. (2020). System Design and Realization of a Solar-Powered Electric Vehicle Charging Station. *IEEE Systems Journal*, 14(2), 2748–2758. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2019.2931880>
- Solís Sosa, B., Llerena Pratolongo, M., Coello Jaramillo, F., Guevara Ccama, E., Chávez Vásquez, D., Morante Montenegro, J. J., Terreros Ingaruca, D., Chicasaca Huamaní, J. E., Uzuriaga Fabian, J., Lozano Ruiz, G., Rojas Morán, B., & Vilela Pablo, J. (2019). *ELECTROMOVILIDAD Conceptos, políticas y lecciones aprendidas para EL PERÚ*. https://www.osinergmin.gob.pe/seccion/centro_documental/Institucional/Estudios_Economicos/Libros/Osinergmin-Electromovilidad-conceptos-politicas-lecciones-aprendidas-para-el-Peru.pdf
- Suul, J. A., D'Arco, S., & Guidi, G. (2016). Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4), 3234–3244. <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2550588>
- Tan, X. Q., Wu, Z. Q., Li, J. J., Leng, G. F., & Zhong, H. (2009). A DSP-based three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 23(5), 2443–2453. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2002056>
- Tu, H., Feng, H., Srdic, S., & Lukic, S. (2019). Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4), 861–878. <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2958709>
- V. N. S. R. Jakka, A. S. and G. D. D. (2017). *Dual-Transformer-Based Asymmetrical Triple-Port Active Bridge (DT-ATAB) Isolated DC-DC Converter*. 64(6), 4549–4560. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2674586>
- Wang, H., Chen, Y., Qiu, Y., Fang, P., Zhang, Y., Wang, L., Liu, Y. F., Afsharian, J., & Yang, Z. A. (2018). Common Capacitor Multiphase LLC Converter with Passive Current Sharing Ability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1), 370–387. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2661066>
- Wei, S., Zhao, Z., Li, K., Yuan, L., & Wen, W. (2021). Deadbeat Current Controller for Bidirectional Dual-Active-Bridge Converter Using an Enhanced SPS Modulation Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(2), 1274–1279. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3007706>
- Yang, L., Hu, Z., Xie, S., Kong, S., & Lin, W. (2019). Adjustable virtual inertia control of supercapacitors in PV-based AC microgrid cluster. *Electric Power Systems Research*, 173(August 2018), 71–85. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2019.04.011>

- Yu, J., Fang, J., & Tang, Y. (2019). Inertia Emulation by Flywheel Energy Storage System for Improved Frequency Regulation. *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference, SPEC 2018*, 1–8. <https://doi.org/10.1109/SPEC.2018.8635947>
- Zhang, J., Yuan, R., Yan, D., Li, T., Jiang, Z., Ma, C., Chen, T., & Luo, G. (2018). A Non-Cooperative Game Based Charging Power Dispatch in Electric Vehicle Charging Station and Charging Effect Analysis. *2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, EI2 2018 - Proceedings*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/EI2.2018.8582445>
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., Liu, G., & Zhao, Y. (2015). Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter under PWM Plus Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 6488–6494. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2430934>