

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Supervisor:

Dr. Rubén S. Peña Guiñez

Tesis para optar al grado de:

**Doctor en Ciencias de la
Ingeniería con mención en
Ingeniería Eléctrica**

Convertidor Modular Multinivel DC-DC para Aplicación en Alta Potencia (HVDC)

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Supervisor:
Dr. Rubén S. Peña Guíñez

Convertidor Modular Multinivel DC-DC para Aplicación en Alta Potencia (HVDC)

The logo of the Universidad de Concepción is a shield-shaped emblem. It features a central yellow shield with a red torch. Above the shield are five white stars. The shield is surrounded by a blue laurel wreath. The entire emblem is set against a light blue background.

Cristián Eduardo Pesce González

Tesis para optar al grado de

Doctor en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica

Enero 2017

Agradecimientos

Agradezco al profesor guía Rubén S. Peña Guiñez quien me brindó su orientación, conocimientos y apoyo para poder llevar adelante esta tesis.

A mis compañeros del programa de doctorado Iván Andrade, Javier Riedemann, Werner Jara. A Gustavo Hunter, compañero de trabajo en el laboratorio LEME de la Universidad.

A mis amigos y colegas de la Universidad de La Frontera Raúl Burgos, Boris Pavez, Cesar San Martín, Roberto Halabi, Galo Paiva, Roberto Moncada y Millaray Curilem. A mis amigos Wladimir Ríos, Ramón Álvarez, Walter Hund y Esteban Hund.

A mi Padre, a mi Madre y hermano.

A la Universidad de La Frontera, a través de sus directores de departamento de Ingeniería Eléctrica en estos años y a los Decanos de la Facultad de Ingeniería de la Universidad.

Se agradece el apoyo financiero de los siguientes fondos de investigación que hicieron posible la realización de esta tesis: Fondecyt 1151325, Fondecyt Grant 1121104 y CONICYT/FONDAP/15110019.

Finalmente el apoyo brindado por el Gobierno de Chile a través del sistema de Becas de Doctorado Nacional adjudicada el año 2011, beca número CONICYT N° 21110312.

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VI
LISTA DE FIGURAS	VII
NOMENCLATURA	XI
ABREVIACIONES	XII
RESUMEN	XIII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. RESUMEN PREVIO.....	1
1.2. INTRODUCCION Y MARCO DE DESARROLLO	1
1.3. TRABAJOS PREVIOS	9
1.3.1 <i>Topologías DC-DC MMC</i>	9
1.3.2 <i>Estrategias de control para balance de tensión en los Capacitores</i>	11
1.3.3 <i>Control y modulación del DC-DC MMC</i>	12
1.3.4 <i>Discusión</i>	13
1.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO.....	14
1.5. OBJETIVOS	14
1.5.1 <i>Objetivo general</i>	14
1.5.2 <i>Objetivos específicos</i>	14
1.6. TEMARIO	14
CAPÍTULO 2. TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR MMC DC-DC Y MODELADO	16
2.1. INTRODUCCIÓN	16
2.2. MODELADO DEL CONVERTIDOR.....	22
2.2.1 <i>Modo de operación</i>	22
2.2.2 <i>Modelado</i>	23
2.3. ESTRATEGIA DE CONTROL DE ENERGÍA DEL CONVERTIDOR	26
2.4. BALANCE DE TENSIÓN DE LOS CAPACITORES DE LOS PUENTES-H DE CADA RAMA	33
CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR MMC DC-DC	36
3.1. ENFOQUE DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR	36
3.2. CRITERIOS PARA SELECCIÓN DE LA CORRIENTE I_u , FRECUENCIA DE LA CORRIENTE CIRCULANTE F_u , MAGNITUD DE LA CORRIENTE DE ECUALIZACIÓN I_q	38
3.2.1 <i>Selección de la corriente I_u, frecuencia f_u</i>	38
3.2.2 <i>Selección de la corriente alterna de ecualización I_q</i>	40
3.3. CRITERIOS DE SELECCIÓN DE CAPACITORES E INDUCTORES	41
3.3.1 <i>Selección del capacitor</i>	41
3.3.2 <i>Selección del inductor</i>	43
3.4. CRITERIOS DE SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES	44
3.4.1 <i>Dispositivos rama shunt</i>	45
3.4.2 <i>Dispositivos rama serie</i>	46
3.4.3 <i>Dispositivos rama derivación</i>	46
3.5. CALCULO DE EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR MMC DC-DC	46
3.5.1 <i>Pérdidas en la rama shunt del convertidor</i>	46
3.5.2 <i>Pérdidas en la rama serie</i>	52
3.5.3 <i>Pérdidas en la rama derivación</i>	56
3.5.4 <i>Cálculo numérico de la eficiencia del convertidor MMC DC-DC</i>	60
CAPÍTULO 4. RESULTADOS VÍA SIMULACION DEL MMC DC-DC	61
4.1. INTRODUCCIÓN	61
4.2. RESULTADOS BALANCE DE ENERGÍA Y CORRIENTES CIRCULANTES DE CADA RAMA	62

4.2.1	Formas de onda al 75% corriente nominal de carga i_{DC_0}	62
4.2.2	Formas de onda, con impacto de carga del 75% al 100% de la corriente nominal de carga	67
4.3.	TENSIONES EN LOS ENLACES DC DE CADA RAMA E IMPACTOS DE CARGA	73
4.3.1	Formas de onda con corriente de carga i_{DC_0} del 75%	73
4.3.2	Formas de onda de los enlaces DC de cada rama con impactos del 75% al 100% corriente nominal de carga	76
4.3.3	Formas de onda de ecualización de los enlaces DC de una misma rama, ante magnitudes distintas	78
4.4.	TENSIONES DE CADA SUB-CONVERTIDOR QUE COMPONEN EL MMC DC-DC Y DIAGRAMA ESPECTRAL	80
4.5.	EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR MMC DC-DC VIA SIMULACIÓN	85
CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES EN PROTOTIPO (MMC DC-DC)/2		88
5.1.	INTRODUCCIÓN	88
5.1.1	Construcción y estructura de prototipo del convertidor (MMC DC-DC)/2	88
5.1.2	Tarjetas de medición de variables, tensión y corriente	94
5.1.3	Tarjetas de adaptación de señales para los ADC del DSP	95
5.1.4	Tarjetas transductoras de luz a señal eléctrica y viceversa	96
5.2.	RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PROTOTIPO (MMC DC-DC)/2	98
5.2.1	Formas de onda de tensión en los capacitores de cada puente-H en la rama serie	99
5.2.2	Formas de onda de tensión en los capacitores de cada puente-H en la rama derivación	101
5.2.3	Formas de onda de corriente de las ramas serie y derivación	102
5.2.4	Formas de onda de corriente de entrada y salida	104
5.2.5	Formas de onda de tensión de salida V_{DC_0}	105
5.2.6	Formas de onda internas de control	106
5.3.	CÁLCULO DE EFICIENCIA DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL	108
5.4.	CONCLUSIONES PRELIMINARES	108
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....		109
6.1.	INTRODUCCIÓN	109
6.2.	DISEÑAR EL CONVERSOR Y OBTENER RESULTADOS VÍA SIMULACIÓN	109
6.3.	PROPONER ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA EL BALANCE DE ENERGÍA DE CADA RAMA DEL CONVERSOR	110
6.4.	PROPONER ESTRATEGIAS PARA LA ECUALIZACIÓN DE LA TENSIÓN DE LOS CAPACITORES DE CADA RAMA	110
6.5.	OBTENER RESULTADOS DE SIMULACIÓN CON NIVELES DE POTENCIA ACEPTABLES PARA APLICACIONES HVDC	111
6.6.	IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO QUE PERMITA VALIDAR EXPERIMENTALMENTE LOS RESULTADOS OBTENIDOS VÍA SIMULACIÓN	111
6.7.	VALIDEZ DE LA HIPÓTESIS DE TRABAJO	112
6.8.	PRODUCTIVIDAD DE ESTE TRABAJO DE TESIS	113
6.9.	TRABAJO FUTURO.....	113
BIBLIOGRAFÍA		114
ANEXO A. DISEÑO DE CONTROLADORES		118
A.1.	DISEÑO CONTROLADORES RAMA SHUNT	118
A.2.	DISEÑO CONTROLADORES RAMA DERIVACION	120
A.3.	DISEÑO CONTROLADORES ENERGÍA W_T	122
A.4.	RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE I_{SH1} , I_{SE1}	123
A.5.	ANEXO CAPITULO 5, CIRCUITO ESQUEMATICO PUENTE-H	125

Lista de Tablas

Tabla 4.1: Parámetros y variables para la simulación del convertidor 61

Tabla 5.1: Parámetros y variables del convertidor simulado 98

Nota: todas las tablas son de elaboración propia.



Lista de Figuras

Fig. 1.1. Diagrama esquemático de pérdidas de energía v/s distancia entre tecnología HVAC y HVDC, [19]	3
Fig 1.2. Diagrama esquemático sistema HVDC: a) monopolar b) bipolar	4
Fig 1.3. Topología convertidor MMC DC-DC propuesta	6
Fig 2.1. Diagrama esquemático convertidor MMC DC-DC	16
Fig. 2.2. Topología MMC DC-DC doble Π	18
Fig. 2.3. Lazo de control de energía rama shunt	27
Fig. 2.4. Lazo de control de corriente I_{sh1} , anidado en el lazo de energía rama shunt	28
Fig. 2.5. Lazo de control de energía rama derivación	29
Fig. 2.6. Lazo de control de la corriente circulante $i_u^* + i_q^*$	31
Fig. 2.7. Lazo de control de energía de la suma de la rama serie y derivación	32
Fig. 2.8. Lazo de control de corriente I_{se1}	33
Fig. 2.9. Lazo de control para ecualización de tensión en una rama	35
Fig. 3.1. Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior) de un puente-H rama shunt	48
Fig. 3.2. Formas de onda IGBT3 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior) de un puente-H rama shunt	49
Fig. 3.3. Formas de onda IGBT de tensión colector-emisor (rojo) y corriente de colector (azul) de un puente-H rama shunt.....	51
Fig. 3.4. Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior) de un puente-H rama serie	53
Fig. 3.5. F.O. IGBT3 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior) de un puente-H rama serie.....	55
Fig. 3.6. Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior) de un puente-H rama derivación	57
Fig. 3.7. F.O. IGBT3 de I_c (superior) y V_{ce} (inferior) de un puente-H rama derivación.....	58
Fig. 4.1. F.O. de energías del sub-convertidor Π superior a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	63
Fig. 4.2. F.O. de energías del sub-convertidor Π inferior a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación	

.....	63
Fig. 4.3. F.O. de corrientes de balance del convertidor Π superior a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	64
Fig. 4.4. F.O. de corrientes del convertidor Π inferior a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	65
Fig. 4.5. F.O. de corrientes del convertidor Π superior a) I_{sh1} e $I_{sh1_{ref}}$ b) I_{se1} e $I_{se1_{ref}}$	66
Fig. 4.6. F.O. de corrientes del convertidor Π inferior a) I_{sh2} e $I_{sh2_{ref}}$ b) I_{se2} e $I_{se2_{ref}}$	66
Fig. 4.7. F.O. de energías del convertidor Π superior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	67
Fig. 4.8. F.O. de energías del convertidor Π inferior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	68
Fig. 4.9. F.O. de corrientes del convertidor Π superior ante impactos de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	68
Fig. 4.10. F.O. de corrientes del convertidor Π inferior ante impactos de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	69
Fig. 4.11. F.O. de corrientes del convertidor Π superior e inferior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	70
Fig. 4.12. Acercamiento de la F.O. de corrientes fig.4.11, de sub-convertidor Π superior e inferior con corriente nominal de carga en estado estable a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	70
Fig. 4.13. F.O. para impacto de corriente de carga a) corriente i_{DC_o} b) tensión de salida V_{DC_o}	71
Fig. 4.14. F.O. de: a) corriente de entrada i_{DC_i} b) corriente de salida i_{DC_o}	72
Fig. 4.15. FFT de la corriente de entrada i_{DC_i}	73
Fig. 4.16. F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π superior. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	74
Fig. 4.17. F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	75
Fig. 4.18. F.O. de voltajes del capacitor $N = 1$ de la misma rama del sub-convertidor Π superior e inferior. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	75
Fig. 4.19. F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π superior ante impacto de	

carga en 1,5[s]. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	76
Fig. 4.20. F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior ante impacto de carga en 1,5[s]. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.....	77
Fig. 4.21. F.O. de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π superior a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación	78
Fig. 4.22. F.O. de ecualización de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π superior. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación	79
Fig. 4.23. F.O. de ecualización de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior. a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación	79
Fig. 4.24. F.O. de voltaje de salida del convertidor Π superior	81
Fig. 4.25. Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida del convertidor Π superior	81
Fig. 4.26. F.O. de voltaje de salida del convertidor Π inferior	82
Fig. 4.27. Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida del convertidor Π inferior	82
Fig. 4.28. F.O. de voltaje de salida V_{DCo} del convertidor MMC DC-DC	84
Fig. 4.29. Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida V_{DCo} del convertidor MMC DC-DC.....	84
Fig. 4.30. Gráfica de la eficiencia del convertidor MMC DC-DC, a corriente de carga nominal	86
Fig. 5.1. Fotos con las etapas en la implementación del prototipo de laboratorio	89
Fig. 5.2. Fotografía de los componentes principales del prototipo de laboratorio (MMC DC-DC)/289	
Fig. 5.3. Diagrama circuital esquemático del prototipo de laboratorio	90
Fig. 5.4. DSP 28335, sistema de adaptación de señales y transmisión de pulsos por fibra óptica ...	91
Fig. 5.5. Fotografías de: a) Implementación de la tensión de entrada b) magnitud de la tensión de entrada c) cargas del sistema	92
Fig. 5.6. Fotografías de un puente-H, de los seis que se constituyen el convertidor	93
Fig. 5.7. Fotografías del enlace DC de un puente-H y el montaje en el chasis del convertidor	93
Fig. 5.8. Fotografías de una tarjeta de medición de tensiones, con capacidad para cuatro mediciones de tensión	94
Fig. 5.9. Fotografías de una tarjeta de medición de corrientes, con capacidad para cuatro mediciones de corriente.....	95
Fig. 5.10. Fotografías de tarjeta de adaptación de señales para el ADC del DSP	96
Fig. 5.11. Fotografías de tarjeta de transmisión de señales por fibra óptica.....	97
Fig. 5.12. Fotografías de tarjeta de recepción de señales por fibra óptica.....	97

Fig. 5.13. F.O. de tensión de los capacitores rama serie, en estado permanente	100
Fig. 5.14. F.O. de tensión de los capacitores rama serie, en estado transiente	100
Fig. 5.15. F.O. de tensión de los capacitores rama derivación, en estado permanente	101
Fig. 5.16. F.O. de tensión de los capacitores rama derivación, en estado transiente	102
Fig. 5.17. F.O. de corriente, de las ramas serie (azul) y derivación (rojo) con $i_{DC_o} = 8[A]$	103
Fig. 5.18. F.O. de corriente, de las ramas serie (azul) y derivación (rojo) con $i_{DC_o} = 0,5[A]$	103
Fig. 5.19. F.O. de corriente de salida i_{DC_o}	104
Fig. 5.20. F.O. de corriente de entrada i_{DC_i} (azul) y salida i_{DC_o} (rojo) del convertidor	105
Fig. 5.21. F.O. de tensión de salida V_{DC_o}	106
Fig. 5.22. F.O. de corrientes internas, serie y referencia I_{se1} e I_{se1ref}	107
Fig. 5.23. F.O. de corrientes internas, circulante y referencia i_u e i_{uref}	107
Fig. A.1.1. Lazo de control de energía rama shunt	118
Fig. A.1.2. Lazo de control interno de corriente de energía rama shunt	119
Fig. A.2.1. Lazo de control de energía rama derivación	120
Fig. A.2.2. Sub-lazo de control	121
Fig. A.3.1. Lazo de control de la suma de la energía derivación y serie	122
Fig. A.4.1. Respuesta en frecuencia del lazo de control interno de corriente I_{se1} e I_{sh1} sin compensador	124
Fig. A.4.2. Respuesta en frecuencia del lazo de control interno de corriente I_{se1} e I_{sh1} con compensador	124
Fig. A.5.1. Esquema circuital de un puente-H	125

Nota: todas las figuras son de elaboración propia. A excepción de la figura 1.1 y la figura 1.2, en las cuales se ha referenciado su fuente.

Nomenclatura

Escalares

v_u	: voltaje alterno de salida, de frecuencia idéntica a la corriente circulante.
i_{u-i}	: corriente alterna $i = 1,2$ circulante del convertidor, es decir i_{u1} e i_{u2}
i_{u1}	: corriente alterna circulante por la mitad superior del convertidor
i_{u2}	: corriente alterna circulante por la mitad inferior del convertidor
i_q	: corriente alterna circulante en cuadratura con i_{u1} y i_{u2}
V_{DCi}	: voltaje continuo de entrada
V_{DCo}	: voltaje continuo de salida
i_{DCi}	: corriente continua de entrada
i_{DCo}	: corriente continua de salida
I_{DCo}	: componente continua de la corriente continua de salida
i_{se1}	: corriente rama serie mitad superior convertidor
I_{se1}	: componente continua de la corriente rama serie mitad superior convertidor
i_{se2}	: corriente rama serie mitad inferior convertidor
i_{sh1}	: corriente rama shunt mitad superior convertidor
I_{sh1}	: componente continua de la corriente rama shunt mitad superior convertidor
i_{sh2}	: corriente rama shunt mitad inferior convertidor
i_{de1}	: corriente rama derivación mitad superior convertidor
i_{de2}	: corriente rama derivación mitad inferior convertidor
f_u	: frecuencia de la corriente alterna circulante i_u
f_c	: frecuencia de conmutación de los puentes-H
$f_{comp_{arm}}$: frecuencia de las componentes armónicas.
N	: número de puentes-H usados en cada rama
T	: período de la corriente alterna circulante i_u
T_c	: período de conmutación de los puentes-H

Abreviaciones

Mayúsculas

AC	: corriente alterna.
HVAC	: transmisión de alto voltaje de corriente alterna
HVDC	: transmisión de alto voltaje de corriente continua.
FACTS	: sistema flexible de compensación en sistemas de transmisión en AC.
DC	: corriente continua.
MT-HVDC	: Conexión Multi-terminal en HVDC.
PWM	: modulación por ancho de pulso.
SPWM	: modulación sinusoidal por ancho de pulso.
SVM	: modulación de espacio vectorial.
THD	: índice de distorsión armónica total.
VSI	: inversor fuente de voltaje.
MMC	: convertidor multinivel modular.
DC-DC	: conversión de voltaje de componente continua a componente continua.
AC-DC	: conversión de voltaje de componente alterna a componente continua.
DC-AC	: conversión de voltaje de componente continua a componente alterna.
IGBT	: transistor de compuerta aislada.
SCR	: semiconductor controlado de silicio.
Π	: Topología Pi
L.C.	: Abreviación de lazo de control
F.O.	: Abreviación de formas de onda

Resumen

En esta tesis se desarrolló un convertidor de corriente continua del tipo multinivel, capaz de operar con elevados niveles de tensión y corrientes, para ser aplicado en el transporte de energía eléctrica de alto voltaje en corriente continua (HVDC, High Voltage Direct Current en inglés). El desarrollo de este tipo de convertidores, bajo los requerimientos en HVDC, es de ámbito relativamente nuevo y la posibilidad del uso multinivel permite escalar a niveles de tensión y corriente siendo atractivo para este tipo de aplicaciones. Esta tesis buscó entregar una propuesta novedosa al problema de la conversión DC-DC de alta energía para aplicaciones MT-HVDC (multi-terminal HVDC) de media potencia, ya que en la actualidad existen pocas alternativas al respecto.

Esta tesis se llevó a cabo de forma inicial, realizando una investigación bibliográfica sobre las distintas soluciones existentes frente a esta problemática. Actualmente los trabajos que buscan solucionar esta problemática [11,13, 32, 37] ocupan tecnologías de rectificación; otros trabajos como [12] incorporan tecnología multinivel logrando resultados prometedores, pero son pocos los documentos por ser una tecnología reciente.

Esta tesis entrega una propuesta novedosa, mediante una topología de conversión multinivel, no abordada en los trabajos revisados a la fecha. La validez de la topología propuesta se desarrolló de manera teórica, mediante los modelos matemáticos que describían la operación y la estructura de control del convertidor. Como paso posterior vinieron la implementación vía simulación (Plataforma PSIM) de la operación del convertidor, la estrategia de control diseñada para el convertidor, obteniendo los resultados que permitieron validar las ecuaciones de control y el funcionamiento de la topología misma.

El principal problema a resolver en esta tesis fue lograr el funcionamiento adecuado de la topología DC-DC multinivel, en base al control de energía de las ramas del convertidor. Este problema fue resuelto logrando los resultados expuestos en este documento.

Los resultados obtenidos en esta tesis, vía simulación y de manera experimental, validaron con la publicación de dos artículos científicos, más dos trabajos expuestos en congresos internacionales.

Capítulo 1. Introducción

1.1. Resumen previo

En esta tesis se propuso y se desarrolló un convertidor DC-DC del tipo multinivel, para aplicación en sistemas de transporte de energía eléctrica de alta tensión de corriente continua (HVDC).

Para cumplir con este desafío, se investigaron las topologías existentes en aplicaciones HVDC verificando la posibilidad de desarrollar esta topología, se procedió a diseñar y validar el sistema de control y balance de energía necesario para el funcionamiento de la topología mediante simulaciones, se obtuvieron satisfactorios resultados vía simulación y se construyó un prototipo del convertidor obteniendo resultados experimentales, a pequeña escala, que validaron los diseños y permitieron corroborar la propuesta de este trabajo de tesis.

1.2. Introducción y marco de desarrollo.

El desarrollo de esta tesis, sobre la propuesta de convertidor DC-DC multinivel, se entiende en el marco de los conceptos de transporte de energía eléctrica en líneas eléctricas de alta tensión y operaciones de funcionamiento y conversión en este mismo ámbito. Para ello se dará una visión somera de los dos distintos sistemas de transmisión de energía eléctrica (corriente alterna y corriente continua) para contextualizar la problemática general y la justificación del trabajo de tesis.

Uno de los aspectos fundamentales es la eficiencia en el transporte de energía eléctrica, desde los centros de generación hasta los de consumo, y este problema ha sido motivo de un gran desarrollo tecnológico y de investigación en los últimos años [11,17-23, 28-29].

En la actualidad la mayoría de las redes de transmisión en el mundo son redes de alto voltaje de corriente alterna (HVAC, High Voltage Alternating Current). Esto se debe principalmente porque la generación de energía eléctrica (de forma masiva) es en corriente alterna (AC, alternating current). Además el uso de redes HVAC se justifica porque para poder generar y luego transmitir, a través de largas distancias dicha energía generada minimizando pérdidas, se hace fundamental el uso de transformadores de poder que eleven a muy altas magnitudes el voltaje generado [27].

Sin embargo las redes HVAC presentan serias limitaciones cuando se trata de transmitir a

grandes distancias, mencionaremos solo algunas [27-29]:

- La elevada corriente capacitiva de excitación que requieren los cables, contrarrestando este problema en parte con ayuda de reactores en paralelo.
- En interconexiones entre grandes sistemas eléctricos las pequeñas variaciones de la frecuencia entre los mismos, pueden acarrear grandes oscilaciones de potencia intercambiada y estabilidad transitoria.
- Interconexiones de sistemas eléctricos de distinta frecuencia lleva a emplear costosos sistemas de sincronismo entre ellos.
- Transmisiones aéreas de gran longitud, aparece el problema de la estabilidad y el costo de los conductores.

Frente a esta problemática se han desarrollado dos líneas de acción: seguir el desarrollo en HVAC reduciendo artificialmente las reactancias mediante el uso de equipos compensadores estáticos de reactivos (FACTS, Flexible AC transmission system) o rectificar las señales alternas y transmitir en corriente continua de alto voltaje (HVDC, High Voltage Direct Current) donde las limitaciones impuestas por la reactancia y la potencia reactiva se ven ampliamente atenuadas.

En transmisión por HVDC los problemas mencionados anteriormente para redes HVAC, son ampliamente mitigados o inexistentes porque [27-29]:

- La elevada corriente capacitiva de excitación no existe en HVDC, ampliando la distancia de transmisión.
- En interconexiones entre sistemas eléctricos grandes se elimina el problema de sincronía en la unión (de frecuencia) y estabilidad transitoria (problema existe en HVAC debido a cables de larga distancia).
- Mejora la posibilidad de interconexiones de distinta frecuencia mediante enlaces en HVDC a menores costos, respecto al mismo problema pero en sistemas eléctricos HVAC de frecuencias distintas; ejemplo de ello es línea HVDC subterránea existente entre España y Francia que une sistemas HVAC de distinta frecuencia [38].
- En transmisiones de larga distancia el costo en HVDC es menor debido a la menor cantidad de conductores necesarios. Además no se necesitan condensadores serie ni reactores en paralelo (para energizar las líneas y operar a baja carga).

Actualmente se sabe que a distancias mayores a 100 kms. la transmisión por HVDC para ciertos niveles de tensión es, en términos de pérdidas de energía, más eficiente que HVAC [19], como

se muestra en la Fig. 1.1.

Por estas razones señaladas anteriormente y otras de relevancia importante en términos de costos [17, 20, 21, 23], en el futuro serán cada vez más numerosos los sistemas de transmisión de potencia eléctrica de largas distancias, que sean diseñados en HVDC.

Para realizar la transmisión en HVDC, la energía generada en AC debe ser elevada mediante transformadores y acondicionada en estaciones rectificadoras AC-DC. Una vez que la potencia eléctrica es DC se transmite por las líneas HVDC. Del lado receptor se necesitan estaciones inversoras DC-AC para la posterior distribución de la energía transmitida. En la fig. 1.2 se muestra, de manera muy esquemática y simple, el sistema HVDC de manera general.

El esquema monopolar (fig. 1.2a) es el más sencillo, el cual emplea un solo conductor generalmente de polaridad negativa, siendo el más barato de todos pero justificable solo cuando sean aceptables los problemas concernientes a la corriente de retorno; su confiabilidad es baja debido a tener un solo conductor.

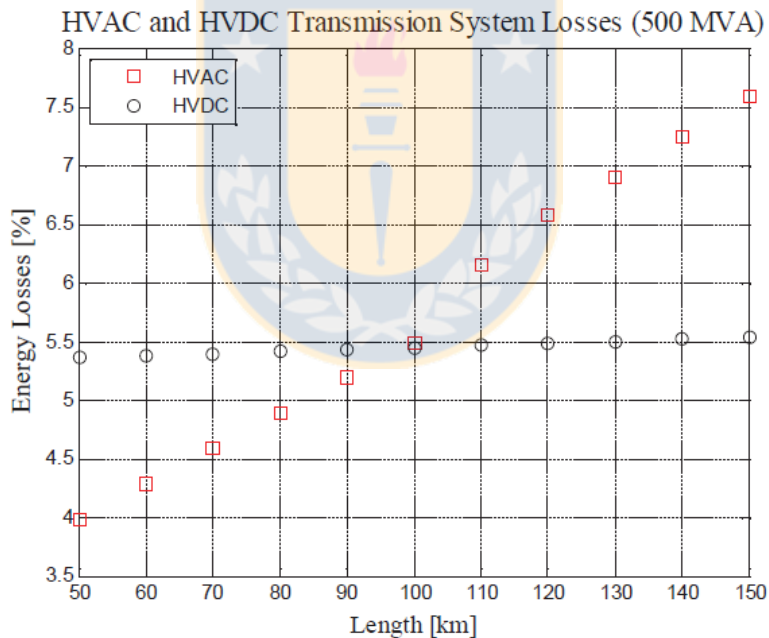


Figura 1.1. Diagrama esquemático de pérdidas de energía v/s distancia, entre tecnología HVAC y HVDC, [19].

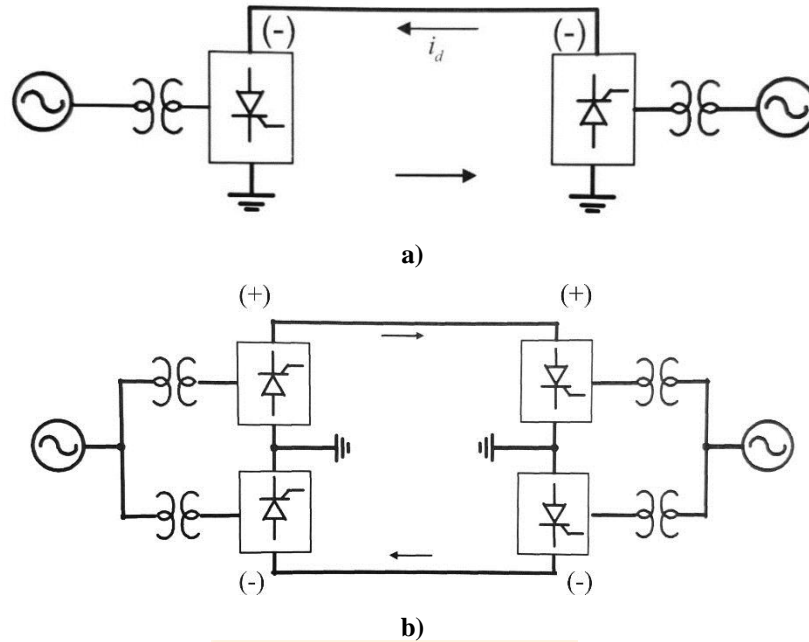


Figura 1.2. Diagrama esquemático sistema HVDC: a) monopolar b) bipolar. [27]

El esquema bipolar (fig. 1.2b) emplea dos conductores, uno a tensión negativa y otro a positiva. En caso de necesidad cada polo puede trabajar por separado, brindando una mayor confiabilidad en términos de falla de operación de un polo.

Una configuración importante en sistemas HVDC es la conexión multiterminal (MT-HVDC) [5, 15, 25]. MT-HVDC consiste en la conexión de tres o más sub-estaciones a un sistema HVDC, esta conexión puede ser [5,39]:

- Paralela: todas las subestaciones están conectadas a una misma tensión. Usada cuando las subestaciones superan el 10% de la potencia total de las estaciones rectificadoras.
- Serie: las subestaciones están conectadas en serie y a cada una llega una tensión diferente. Una subestación conectada en serie no puede consumir más del 10% de la potencia total de las estaciones rectificadoras, para no afectar al nivel de tensión que llega a las otras.
- Mixta: combinación de conexiones paralela o serie.

Los sistemas MT-HVDC operan las líneas HVDC a distintos niveles de tensión, intercambiando flujos de potencia entre líneas de transmisión, por temas de operación y gestión de la energía transmitida. Los sistemas MT-HVDC necesitan el uso de convertidores DC-DC de alta energía

que permitan adaptar los niveles de tensión entre líneas y así permitir el intercambio de potencia entre líneas que operan a distintos niveles de tensión.

Ante esta problemática actual, esta tesis propone una solución para los sistemas MT-HVDC operando con distintos niveles de tensión DC. En la actualidad hay pocas aplicaciones que trabajen en estos sistemas, la propuesta de un convertidor DC-DC del tipo multinivel que permita operar en estos sistemas, se presenta como atractiva e innovadora.

Este convertidor DC-DC permite el flujo de potencia entre sistemas MT-HVDC de distinto nivel de tensión. Actualmente son las escasas aplicaciones de convertidores DC-DC en MT-HVDC; razón por la cual esta tesis aborda un conversor aplicado a sistemas MT-HVDC debido al naciente potencial que posee este tipo de aplicaciones en la operación en sistemas HVDC [3-5, 15, 25].

El uso de convertidores modulares multinivel DC-DC (MMC DC-DC), a la fecha, es una tecnología naciente con amplio potencial para uso en sistemas MT-HVDC [5, 11, 14, 16, 25]. El desarrollo de los MMC DC-DC para aplicaciones en HVDC es aún reciente; para ser viables deben poseer alta eficiencia de conversión, manejar altos voltajes y corrientes con bajas pérdidas.

Existen distintas topologías que abordan el problema de la conversión DC-DC pero en baja potencia; a medida que la potencia aumenta, se hace necesario el uso de conversores modulares en un arreglo específico que permita el manejo de mayores magnitudes de voltaje y corriente [1-3, 5, 11, 13, 22].

Los trabajos realizados en la conversión DC-DC de alta potencia a la fecha destacan las topologías que ofrecen aislación [32-33, 35, 37], sin embargo la conversión es DC-AC y AC-DC sumando mayores pérdidas que una etapa DC-DC sin intermedios [4, 33-34, 36]; además se incrementa el volumen, peso y costos del conversor al usar transformadores. Destaca el artículo [4] que al hacer uso de dos componentes de corriente alterna circulantes de distintas frecuencias se realiza de mejor manera el balance de energía en los condensadores de cada rama, sin embargo una de las topologías propuestas basadas en el concepto de ramas serie y paralelo usa filtro pasa-banda que aumenta los costos de implementación.

En esta tesis se investigaron las topologías MMC en la conversión DC-DC de media y alta potencia. Las topologías MMC DC-DC usan, en su mayoría, capacitores como elementos de almacenamiento de energía y los inductores usados actúan como filtros para efectos de conmutación de los puentes-H.

Esta tesis desarrolló la topología doble Π , siendo esta una modificación de la topología MMC de conversión AC-AC descrita en el documento [15]; pero la conversión es DC-DC utilizando corrientes AC en las mallas internas del convertidor. Tal como se mencionaba anteriormente, esta propuesta no ha sido abordada en aplicaciones MT-HVDC según lo investigado, siendo una alternativa que da respuesta a la problemática actual que busca dar solución al intercambio de potencia en sistemas MT-HVDC.

Un convertidor tipo Π es un convertidor que posee tres ramas configuradas en estructura Π ; es decir una rama en paralelo con la fuente de entrada llamada SHUNT, una rama SERIE que une lo anterior con la salida, una rama DERIVACION que provee la tensión de salida y a la cual pueden conectarse las cargas. La topología doble Π es la unión de dos convertidores Π en una línea común, el convertidor Π superior tiene su línea de retorno en común con la línea superior del convertidor Π inferior. Una diagrama esquemático de la topología, es mostrada en la figura 1.3.

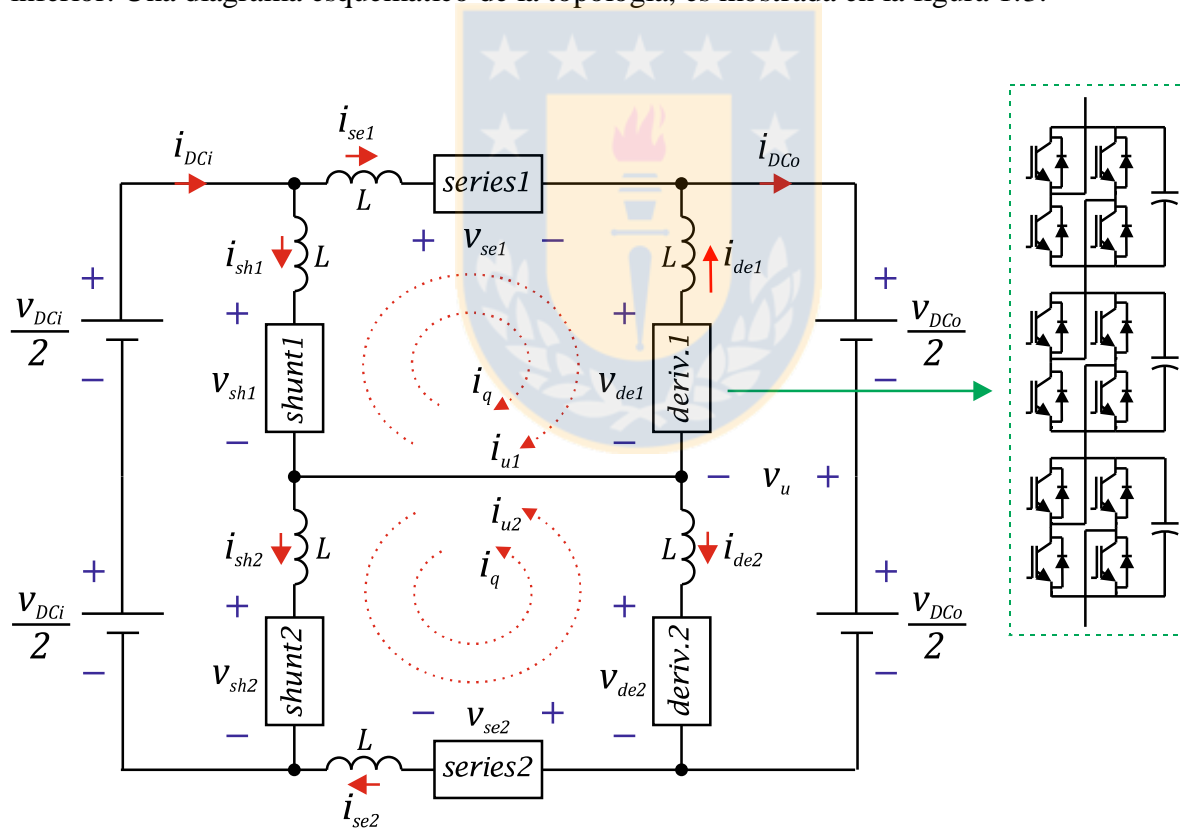


Figura 1.3: Topología convertidor MMC DC-DC propuesta

Cada convertidor Π entrega una tensión continua y una componente alterna; si se conectan estos convertidores en topología doble Π , estas componentes alternas son desfasadas en 180° entre sí eliminándose y permaneciendo solo la componente continua en la tensión de salida.

El principio de funcionamiento del convertidor, se basa fundamentalmente en el balance de energía de las ramas que componen la topología. El balance de energía de cada rama se logra con corrientes continuas y corrientes alternas, dependiendo de la rama en cuestión.

Entendiendo el comportamiento de la mitad del convertidor, es decir de un convertidor Π , el concepto de funcionamiento es el siguiente:

- La rama shunt, que está en paralelo con la fuente de entrada, mantiene el balance de energía controlando la corriente continua circulante en la rama.
- El balance de energía de la rama serie es controlado por la corriente serie circulante también continua.
- El balance de energía de la rama derivación se realiza por corriente alterna. La corriente alterna que circula por la rama derivación también circula por la rama shunt y serie. Esta corriente alterna modifica el balance de energía pero debido al sistema de control de energía, esta modificación es corregida debidamente, en las ramas shunt y serie.
- La circulación de una corriente alterna en la rama derivación genera una tensión alterna, que también está presente en la rama serie. Esta tensión alterna, que es parte de la tensión de salida, está en suma con la tensión continua que el convertidor Π entrega.
- Así la adición de un segundo convertidor Π , pero con las componentes alternas presentes en la rama derivación en desfase de 180° permiten la cancelación de las mismas y se obtiene tensión continua en la salida.

Sin embargo se presentaron dos grandes desafíos en esta tesis: el control de energía de cada rama y el balance o ecualización de tensión de los capacitores usados en los puentes-H de cada rama, que suman 18 para esta configuración.

El control de energía mantiene la energía en la rama, ante impactos de carga o demandas de potencia del convertidor. La operación del lazo de energía mantiene constante la tensión de los capacitores de todos los puentes-H de cada rama. Sin embargo para que el control de energía funcione, debe primeramente funcionar el control de corriente de cada rama. Esto es debido a que el control de

energía impone una corriente para establecer la referencia de energía; si el control de corriente funciona mal, no se logra establecer la referencia de energía. Los lazos de energía y corriente son anidados, el control de corriente es un lazo integrado dentro del lazo de control de energía; el diseño del lazo de corriente es diez veces más rápido que el de energía. Aunque todo esto es explicado más adelante, con las ecuaciones que fundamentan esto.

Otro desafío muy importante fue el de igualar las tensiones de los capacitores. Con respecto a las tensiones de cada uno de los capacitores en una rama, al operar el control de energía, la evolución de la tensión de los capacitores, hasta alcanzar la energía de referencia, no siempre será la misma para cada capacitor. Es así como los voltajes de cada capacitor pueden crecer de forma des-igual, y en total, la suma de las tensiones puede cumplir con la referencia de energía, pero no estarán las tensiones en todos sus valores iguales. El objetivo del control de ecualización es garantizar que las tensiones de cada capacitor de cada rama vayan creciendo de forma pareja, garantizando que sus magnitudes sean iguales y constantes. Existirán márgenes de holgura, debido a la operación del control de ecualización, que mantendrán la tensión prácticamente igual en cada uno de los capacitores de cada rama siendo ese el objetivo de este control de ecualización.

Los principios básicos de operación, balance de energía en particular, ecualización de los condensadores, se implementaron vía simulación permitiendo verificar la validez de los modelos analíticos que se desarrollaron y las estrategias de control propuestas. Las simulaciones se realizaron en el software PSIM 9.1.

Una vez obtenidos los resultados de simulación y validada la operación del convertidor se procedió a realizar pruebas en un sistema experimental construido en el laboratorio. Dichos resultados validaron la operación a nivel de prototipo del convertidor, obteniendo resultados de la operación de un convertidor Π , ya que el funcionamiento del sub-convertidor superior es idéntico al sub-convertidor Π inferior y dichos resultados permiten concluir que la operación y control del convertidor funcionan. Se obtuvieron formas de onda de corriente alterna circulante, tensiones de los capacitores de cada rama y la tensión de salida que muestran la validez de funcionamiento de la nueva topología y el sistema de control.

1.3. Trabajos Previos

Los diferentes avances realizados respecto a convertidores DC-DC de alta energía, topologías de convertidores estáticos, estrategias de modulación y control fueron revisados para el necesario fundamento de esta tesis. El objetivo fue establecer si es viable considerar un conversor DC-DC del tipo MMC, que manejando componentes alternas para el control de energía y balance de tensiones en los enlaces DC, pudiese tener capacidad de potencia y eficiencia suficiente para su estudio, diseño y posibilidades de aplicación en sistemas MT-HVDC.

En este estudio de trabajos previos, se abordarán la revisión de las distintas topologías que se enfocan en aplicaciones HVDC y como han sido el desarrollo de sus soluciones.

Luego revisado esto y observado que es viable desarrollar la topología propuesta en esta tesis, se estudió si otros trabajos han abordado el desafío del convertidor propuesto en términos de balance energético y como se solucionaron dichos problemas.

Luego se estudió los trabajos que proponen solución al control de convertidores.

Finalmente de este estudio previo, se observó que debido al nuevo enfoque que se busca en esta tesis, la introducción de una topología multinivel DC-DC, es una solución viable y no abordada en estudios previos, a la fecha.

1.3.1 Topologías DC-DC MMC

- ♣ Lüth, T. ; Imperial Coll. London, London, UK ; Merlin, M.M.C. ; Green, T.C. ; Barker, C.D. "Performance of a DC/AC/DC VSC system to interconnect HVDC systems". *AC and DC Power Transmission (ACDC 2012), 10th IET International Conference on*. Publication Year: 2012 , Page(s): 1 - 6. [28]

Esta topología es usada en HVDC siendo usada en potencias de hasta 500 MW, utilizando una conexión de AC intermedia entre dos convertidores multinivel modulares (MMC), generando una conversión DC-AC-DC. Las ramas del conversor muestran múltiples celdas en cada una de ellas; y las piernas del conversor están en paralelo. Por otra parte, la ventaja de esta topología es que permite bloquear un fallo de DC del lado de la carga y prevenir su propagación efecto a través del sistema. Esta topología permite controlar las corrientes AC de las ramas permitiendo balancear los flujos de potencia.

- ♣ Jan A. Ferreira, "The Multilevel Modular DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 10, October 2013. [29]

Las dos topologías propuestas en este trabajo superan la limitación en la que se basan las topologías conocidas, consistente en los medios-ciclos positivos y negativos de la corriente alterna para lograr el equilibrio de carga de los condensadores de cada rama. Para superar esta limitación se introduce un lazo de realimentación secundaria que permite intercambios de energía con los lazos de la realimentación general que controla la energía de la rama, mediante el uso del principio de ortogonalidad de flujo de potencia a diferentes frecuencias. Este trabajo es un aporte a esta tesis propuesta, abordando el concepto de ortogonalidad que se usa en el balance o ecualización de tensiones en los enlaces DC. En esta tesis se aplicó este principio aunque no directamente como se hace en este trabajo.

- ♣ D. Soto-Sanchez and T. C. Green, "Control of a modular multilevel converter - based HVDC transmission system". *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Publication Year: 2011, Page(s):1-10 Cited by: Papers (2) . [23]

La topología MMC es considerado un puente trifásico estándar y utiliza módulos de puente-H para poner en práctica las válvulas convertidoras. En comparación con el estándar MMC, que utiliza módulos de medio puente, el puente-H MMC ofrece la posibilidad de aislar fallas del sistema de DC. Sin embargo, la funcionalidad del sistema está limitada por la capacidad de los condensadores de células para almacenar y entregar energía durante la falla. Sin embargo, una MMC terminal de HVDC de puente-H, incluso con una pequeña capacidad de almacenamiento (20 ms a la potencia nominal), es aun capaz de gestionar severas interrupciones del sistema de CA y CC sin la ayuda de elementos auxiliares (por ejemplo, resistencia de rotura o un fallo del limitador de corriente).

- ♣ Diego E. Soto-Sanchez, Rubén Peña, Roberto Cárdenas, Jon Clare, and Patrick Wheeler. "A Cascade Multilevel Frequency Changing Converter for High-Power Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 6, June 2013. [26]

En este documento se propone una topología que permite entregar una frecuencia de salida

distinta a la de entrada usando MMC. Para la tensión de salida el elemento de conversión principal es el convertidor de serie. Esto permite el intercambio de la potencia activa a partir de la entrada, a la frecuencia de entrada, a la salida, en la frecuencia de salida, y viceversa. El propósito del convertidor de salida es mantener la tensión de salida independiente de las condiciones de operación. Los filtros convertidor de derivación en los componentes actuales, que no están en la frecuencia de entrada, compensan la corriente reactiva a la frecuencia de entrada fundamental.

1.3.2 Estrategias de control para balance de tensión en los Capacitores

- ♣ D. Soto-Sanchez and T. C. Green, "Control of a modular multilevel converter - based HVDC transmission system". *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Publication Year: 2011, Page(s):1-10 Cited by: Papers (2) . [23]

Este documento propone un esquema de control novedoso para regular las tensiones de los condensadores en un convertidor de topología de varios modular MMC, que es adecuado para sistemas de transmisión HVDC. El esquema se basa en el uso de la componente de corriente de secuencia positiva activa (en términos de potencia), para mantener el equilibrio entre el AC y lado DC; los componentes de secuencia negativa activa y reactiva sirven para el intercambio de energía a partir de los condensadores de una fase a las de la otra fase. Esto último iguala la energía almacenada entre las válvulas y es útil durante fallas asimétricas en el sistema de corriente alterna, o durante perturbaciones del sistema que generalmente carga o descarga los condensadores cada válvula de una manera diferente.

- ♣ Diego E. Soto-Sanchez and Tim C. Green. "Voltage Balance and Control in a Multilevel Unified Power Flow Controller". *IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 16, No. 4, October 2001*. [30]

En este documento se expone que, los esquemas de control, tanto para la rama en derivación y la serie, funcionan en términos de equilibrio de tensión y control de flujo de potencia. Un análisis de la corriente continua en términos de las funciones de conmutación, las tensiones y los flujos de potencia activa de la rama serie y shunt, para el enlace de las corrientes del condensador DC, supone un equilibrio de potencia entre la rama de derivación y la rama serie y por lo tanto el establecimiento de todas las corrientes del condensador a cero; esta condición debe cumplirse para lograr el equilibrio

de tensión en los condensadores. Por lo tanto los ángulos de control del convertidor (o los) en derivación y los de la rama serie no son independientes el uno del otro. Sin embargo la magnitud de las tensiones del convertidor, no están obligados a ser igual. Esto permite el control independiente de la rama serie y los voltajes del convertidor de derivación.

- ♣ Jiangchao Qin and Maryam Saeedifard. "Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System". *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 27, No. 3, July 2012. [31]

En este trabajo se propone una estrategia de control predictivo que tiene la ventaja de usar una función técnica de minimización de costos para eliminar las corrientes de circulación y llevar a cabo la tarea de equilibrio de tensión de un sistema HVDC back-to-back basada en MMC. El modelo predictivo se utiliza para seleccionar los mejores estados de conmutación de cada unidad MMC basado en la evaluación y la minimización de una función de costo definido asociado con los objetivos de control de las unidades de MMC y el sistema HVDC en general. La estrategia de control predictivo propuesto: 1) permite el control de potencia real y reactiva del sistema HVDC; 2) alcanza el equilibrio de tensión del condensador de las unidades de MMC, y 3) mitiga las corrientes de circulación de las unidades de MMC.

Este trabajo ilustra cómo la simulación permite obtener resultados que experimentalmente resultarían costosos y de alto riesgo para las personas. Es más, producir desbalances en la red de alimentación no es algo trivial de lograr en un laboratorio. En este trabajo se muestra cómo la simulación permite obtener resultados satisfactorios. El trabajo también incluye resultados experimentales preliminares de una estructura en particular que permiten corroborar la teoría, Sin embargo, las características ideales de la fuente de alimentación dejan todavía aspectos no cubiertos por el trabajo.

1.3.3 Control y modulación del DC-DC MMC

- ♣ Minyuan Guan and Zheng Xu. "Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions", *IEEE Transactions on Power Electronics Volume:27, Issue: 12*. [32]

En este trabajo se presenta un modelo matemático generalizado para MMC en aplicaciones HVDC bajo condiciones de red equilibradas y desequilibradas. Las componentes de secuencias

positiva, negativa y cero se controlan de tal modo que se eliminan las componentes de corriente de secuencia negativa y las del doble de la frecuencia de línea.

1.3.4 Discusión

Los distintos trabajos citados ilustran los avances que se han realizado en la conversión DC-DC en alta energía. Se observa que la topología propuesta, en que se utiliza un convertidor MMC doble Π , no ha sido estudiada ni abordada aún, de la forma en que se presenta en esta tesis. Esto puede solucionar la problemática que presentan los sistemas MT-HVDC descritos en la primera parte de este capítulo.

Existen varios artículos que han permitido aportar a esta tesis, como el caso del artículo [4], que trata sobre el uso del principio de ortogonalidad en los flujos de potencia; aspecto clave en el desarrollo del control de energía del convertidor propuesto en esta tesis. El artículo [15] fue clave para entender el concepto de topología Π , ya que en dicho artículo se trabaja en un convertidor que entrega una frecuencia distinta de la frecuencia de entrada. Esta idea es la que se propone en esta tesis, ya que la salida de un convertidor Π , entrega una onda de frecuencia alterna distinta a la entrada, que es tensión continua. Así la adición de otro convertidor Π , pero con la señal alterna en desfase de 180° permite finalmente en la salida cancelar las componentes alternas y tener una señal continua. El artículo [11] y [41] permitió entender los conceptos de balance de energía de las ramas y aplicarlo a las ecuaciones de control. Los conceptos de ecualización de tensión también fueron entendidos gracias al artículo [15] y aplicados en esta tesis además de complementar los conceptos de balance de energía de las ramas derivación y serie.

Parte de la bibliografía revisada discute sobre la posibilidad de la conversión DC-DC usando topologías multinivel para las aplicaciones HVDC. Un problema común en las topologías revisadas que abordan altas potencias y del tipo multinivel subyace en el balance energético de las ramas y por lo tanto el control de tensión de cada condensador de cada una de los puentes-H usados.

Las topologías tradicionales DC-DC abordadas en la referencia [40], debido a sus limitaciones en el uso de semiconductores, el gran tamaño de sus elementos de almacenamiento tales como inductores o capacitores necesarios para su uso en estas aplicaciones (HVDC), quedan fuera de esta revisión.

1.4. Hipótesis de Trabajo

La hipótesis de esta tesis plantea la posibilidad de lograr la conversión de niveles de tensión de corriente continua de distinta magnitud en la entrada y en la salida (DC-DC) mediante el uso de corrientes y tensiones alternas de circulación interna, *manteniendo el balance de energía en las ramas que componen el convertidor*. Estas componentes alternas son una corriente circulante i_u y una tensión v_u , las cuales permitirían el balance de energía de las ramas derivación de cada mitad del convertidor, manteniendo la tensión de salida continua y constante. Para cumplir con la conversión DC-DC las componentes alternas de tensión, no deben verse reflejadas en la tensión de salida.

1.5. Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Diseñar e implementar un convertidor DC-DC en base a topología MMC tipo doble II.

1.5.2 Objetivos Específicos

- Diseñar el conversor y obtener resultados vía simulación.
- Proponer estrategia de control para el balance de energía de cada rama del conversor.
- Proponer estrategia de control para el balance de la tensión de los condensadores de los conversores de cada rama.
- Obtener resultados de simulación con niveles de potencia aceptables para aplicación HVDC.
- Implementar un prototipo de laboratorio que permita obtener y validar experimentalmente, en pequeña escala, los resultados obtenidos vía simulación del convertidor propuesto.

1.6. Temario.

Esta tesis está organizada como sigue. En el Capítulo 2 se describen la topología, funcionamiento, filosofía de control y las principales ecuaciones que permiten modelar el convertidor. Estas ecuaciones describen la energía almacenada en cada rama y como se deducen las variables de control que permiten controlar al convertidor. Además la estrategia de control propuesta y la descripción de los controladores.

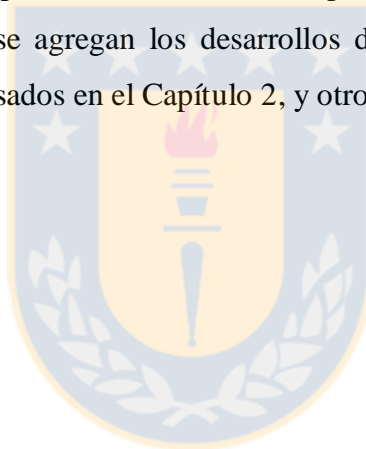
En el Capítulo 3 se abordan los criterios de diseño del convertidor, la selección de la magnitud y frecuencia de la corriente circulante, el criterio de selección de los condensadores e inductores, diseño de los semiconductores, y finalmente los cálculos de eficiencia.

En el Capítulo 4 se muestran los resultados vía simulación de funcionamiento del convertidor. Se muestra la evolución de las tensiones de los enlaces DC de cada puente usado, la energía de cada rama, las corrientes circulantes y sus referencias de control, la tensión de salida de cada mitad del convertidor y la tensión total de salida. Además se muestran impactos de carga para las variables anteriores y la eficiencia del convertidor.

En el Capítulo 5 se muestran los resultados obtenidos experimentalmente y la implementación del prototipo construido. Dichos resultados son los obtenidos en el funcionamiento del convertidor.

En el Capítulo 6 se muestran se presentan las conclusiones del proyecto de tesis y la productividad obtenida durante el periodo de desarrollo del programa de doctorado.

Finalmente en el Anexo se agregan los desarrollos de las ecuaciones que determinan los parámetros de los controladores usados en el Capítulo 2, y otros ítems del capítulo 4 y 5.



Capítulo 2. Topología del convertidor MMC DC-DC y modelado

2.1. Introducción

La topología MMC DC-DC es en líneas generales un convertidor fuente de tensión de corriente continua. Esta topología consiste en dos sub-convertidores unidos en sus extremos, un sub-convertidor superior y otro inferior. Cada uno de estos sub-convertidores son de topología Π , es decir el convertidor MMC DC-DC completo se compone de un sub-convertidor Π superior y otro sub-convertidor Π inferior. Cada sub-convertidor Π está compuesto de tres ramas, llamadas rama shunt, rama serie y rama derivación. Así los dos sub-convertidores tipo Π están unidos en una línea eléctrica común, conformando la topología desarrollada en esta tesis, tal como se ilustra en la Fig. 2.1.

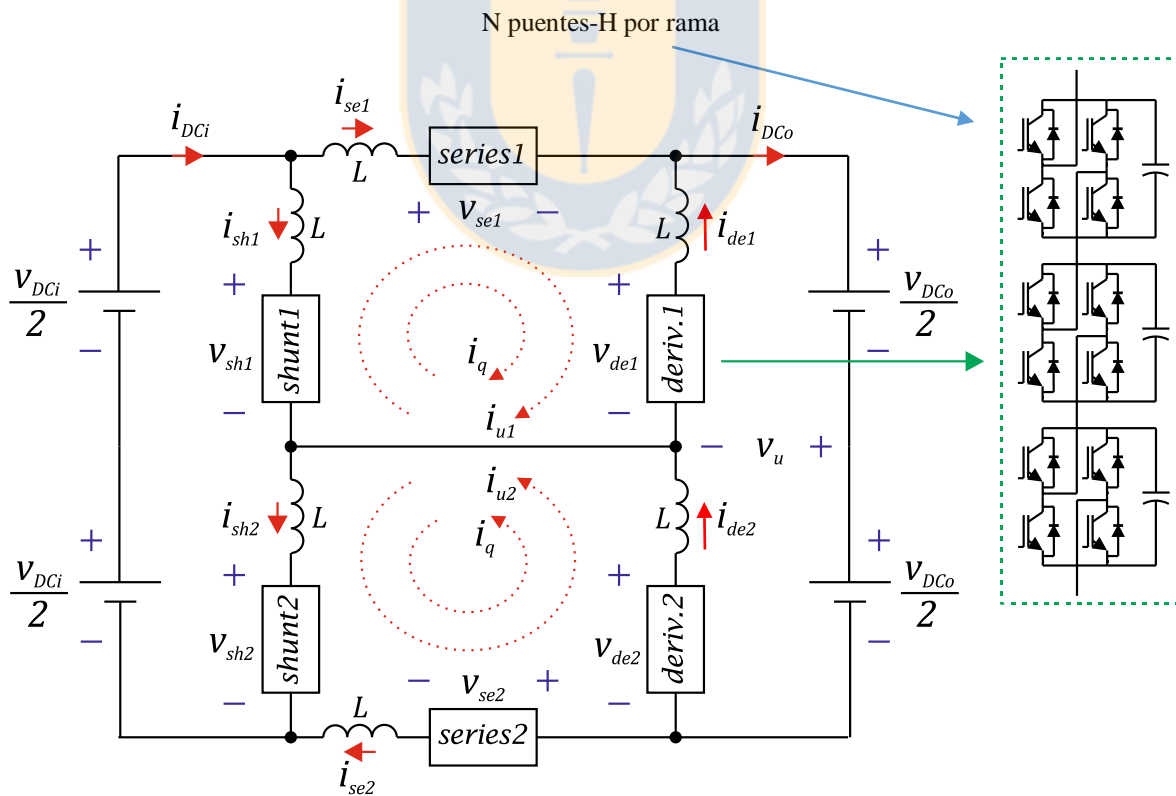


Figura 2.1. Diagrama esquemático convertidor MMC DC-DC

Como la topología contiene dos sub-convertidores de tres ramas cada uno, al sub-convertidor superior y sus ramas serán denotadas con el número 1 al lado de los nombres de las ramas (ejemplo: rama₁); así como las ramas del sub-convertidor inferior serán acompañadas del número 2 al lado de cada nombre de rama (ejemplo: rama₂).

Describiendo un sub-convertidor Π en este caso el superior, ya que el otro es idéntico, se le denomina rama al arreglo de N puentes-H monofásicos en cascada. La rama shunt₁ está en paralelo con la entrada, la rama serie₁ entre la rama shunt₁ y la derivación₁ y la rama derivación₁ en paralelo con la salida.

Cada uno de los N puentes-H tienen en sus lados terminales (lado derecho), *capacitores* en vez de fuentes, que el uso de fuentes DC en la entrada es el caso del inversor monofásico. En el inicio de cada rama, se hace necesario el uso de inductores L , debido a varias razones, la principal es que permite el acoplo de fuentes de tensión alterna, ya que cada rama es una fuente de componentes alternas y continuas. La otra razón importante es que permite controlar la dinámica de corriente necesaria para la estrategia de control propuesta y además los inductores sirven para mitigar el ruido de la conmutación de los switches (de los puentes-H) ver fig. 2.2.

En términos de funcionamiento, la mitad superior de esta topología (sub-convertidor Π superior) entrega en su salida un voltaje de la forma $\frac{V_{DCo}}{2} - v_u$, en donde la componente V_{DCo} es una tensión continua, la componente v_u es una tensión alterna de frecuencia f_u . Esta frecuencia f_u es de valor menor con respecto a la frecuencia de conmutación f_c , que en esta tesis f_u es igual a 100 [Hz], la razón de ello se explica en detalle en el capítulo sobre el diseño del convertidor, así como la frecuencia de conmutación f_c que fue definida en 1[kHz].

La mitad inferior (sub-convertidor Π inferior) entrega en su salida un voltaje de la forma $\frac{V_{DCo}}{2} + v_u$. La componente v_u del convertidor Π inferior está en 180° de desfase con respecto al convertidor Π superior, provocando un efecto de cancelación de esa componente alterna, teniéndose en la salida una tensión prácticamente continua. Esto es debido a que las componentes alternas de salida, producto de la conmutación, son bastante pequeñas en comparación a la magnitud de la componente continua de salida.

La tensión de salida total será V_{DCo} sin componentes alternas de baja frecuencia, es decir sin la presencia de f_u , permaneciendo solo las componentes de alta frecuencia múltiplos de la frecuencia

de conmutación f_c y que son de magnitud menor, producto del desplazamiento en frecuencia debido a la modulación efectuada por los puentes-H.

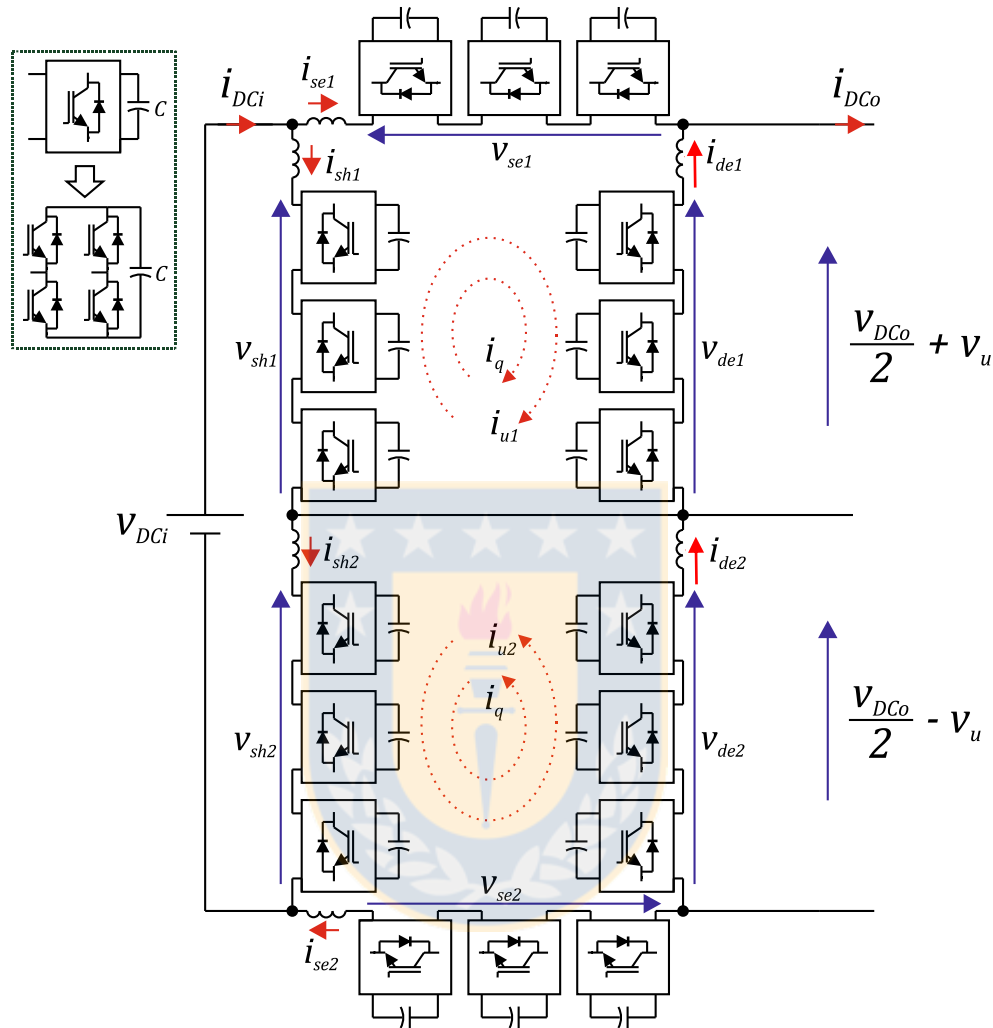


Figura 2.2. Topología MMC DC-DC doble H.

Para que esta topología funcione adecuadamente, debe funcionar de manera óptima un sistema de control que mantenga la tensión de los capacitores estable, esto es la base de operación del convertidor. Mediante este control de la tensión de cada capacitor, de cada puente-H, la topología puede funcionar adecuadamente entregando la tensión requerida de diseño, esto se explica a continuación.

Para que el convertidor MMC DC-DC pueda operar como tal, observando lo estudiado en la revisión bibliográfica y tomando aportes de muy buenos trabajos como [4], [15] y [32], se adoptó la

jerarquía de control que se sugieren en estos trabajos, lo que permite que se efectúe la conversión DC-DC de manera efectiva. El porqué de la elección de esta estrategia de control está explicado en el párrafo siguiente, destacando y rescatando los conceptos de control expuestos en el artículo de la bibliografía [15].

La filosofía del sistema control se explica a continuación. El convertidor es en líneas generales un convertidor DC-DC fuente de tensión. Para estos análisis se supone que el convertidor no tiene pérdidas, por lo tanto la potencia de entrada es igual a la potencia de salida y el convertidor funciona a carga nominal.

Se ha adoptado la estrategia de control de energía, debido a que es la forma más adecuada de controlar la tensión de cada enlace DC de cada rama. Las ramas serie y derivación ante impactos de carga, deben ser controladas de tal forma que el intercambio de energía entre estas ramas garantice que la tensión de salida del conversor se mantenga constante y definida en el valor de operación. Si esto no se cumple la tensión de los enlaces de cada rama no se mantiene constante, es decir una rama almacenará más energía que la otra debido a que las tensiones de sus enlaces son de diferente magnitud y esto no garantiza que la tensión de salida sea constante y definida en el valor de operación.

Si se demanda potencia de salida, es decir se conectan cargas al convertidor, estas cargas demandan corriente que debe ser suministrada por las ramas serie y derivación, ya que la rama shunt no tiene circulación de corriente continua debido a que opera solo como filtro activo para absorber la corriente alterna circulante i_{u-i} con $i = 1, 2$ (como son dos corrientes i_{u1} e i_{u2} se abrevia de esta forma i_{u-i} , la corriente alterna circulante i_{u-i} es la que permite realizar el control de energía de la rama derivación y será justificada en breve). Para que esta corriente i_{u-i} no sea suministrada desde la fuente de entrada, el sistema de control de las ramas serie, derivación y shunt permite que esta corriente i_{u-i} circule internamente. Esto se logra imponiendo la corriente i_{u-i} en la rama serie, también en la rama derivación y a su vez en la rama shunt. Por ley de corrientes, si la rama derivación impone i_{u-i} esta no se ve reflejada a la salida; si la rama shunt impone i_{u-i} la corriente de retorno a la fuente circula sin la corriente i_{u-i} .

Si la rama shunt no consume corriente continua, la corriente continua de entrada al convertidor circulará por la rama serie. Para cumplir con la ley de corriente en el nodo de salida, la rama derivación deberá aportar con la corriente necesaria que demanda la carga, ya que la corriente de salida $I_{DCo} = I_{se1} + I_{de1}$. La rama derivación define la tensión continua de salida del convertidor, a su vez entrega

la corriente continua necesaria para cumplir con la igualdad de potencias entre la entrada y la salida del convertidor, ya que las tensiones de entrada y salida del convertidor son distintas.

El control de la energía en la rama serie se ha hecho en base a la corriente continua que circula por la misma rama, llamada I_{se1} . La rama derivación para mantener su tensión constante, debe usar otra acción de control que no puede ser la corriente continua de la rama serie I_{se1} ni tampoco la corriente continua que circula por la rama derivación. Es aquí donde se hace necesaria otra corriente del tipo alterna llamada i_{u-i} , para ejercer como acción de control de energía de la rama derivación. Así en la rama serie el control de energía se logra controlando la corriente continua en dicha rama I_{se1} , en la rama derivación el control de energía se logra controlando la corriente alterna en dicha rama i_{u-i} . Para que este control de energía en la rama derivación se haga efectivo debe haber una tensión alterna v_u en fase con la corriente i_{u-i} , que permitan controlar la potencia de la rama.

La corriente alterna i_{u-i} circula internamente por las ramas, controlando la energía de la rama derivación. Esta corriente i_{u-i} no se ve reflejada en la corriente de salida, como se explicaba anteriormente. Luego la corriente que retorna a la fuente no tiene las componentes alternas que aporta i_{u-i} .

La corriente i_{u-i} , afecta a la energía de la rama serie, porque esta corriente i_{u-i} interactúa con la tensión alterna v_u presente en la rama serie; pero debido al sistema de control esta perturbación es corregida manteniendo la energía en la rama serie en el valor de referencia.

Además se presentó otro desafío en el control del convertidor y fue la de mantener la tensión de cada capacitor en la misma magnitud, algo esencial en la operación del convertidor. Este control funciona en base a una tensión alterna de “ecualización” llamada v_{bal-i} y con otra corriente alterna de ecualización llamada i_q , ambas variables debiendo estar en fase. Esta tensión v_{bal-i} y la corriente i_q aportan con la energía necesaria para “ecualizar” las tensiones de los capacitores de una rama en particular y mantenerla constante con respecto a todos los capacitores de la rama en particular.

Como la corriente i_q está en desfase de 90° con respecto a i_{u-i} , no altera la energía de la rama derivación. Al circular por todas las ramas permite controlar la ecualización de los capacitores de todas las ramas del convertidor.

En resumen, esta jerarquía de control del convertidor MMC DC-DC consiste en distintos tipos de control, que se enumeran a continuación en orden de prioridad:

1. Control de corriente de los capacitores de cada rama: este control mantiene la tensión en el capacitor constante y es el lazo de control fundamental. Si este lazo falla, el lazo

de energía no puede imponer su referencia de corriente y mantener la energía en alguna referencia. Este lazo debe ser diseñado para ser el más rápido, ya que forma parte interna del lazo de energía. Existen 3 lazos de corriente por sub-convertidor, es decir 6 lazos de corriente, por las 6 ramas del convertidor completo. Este control se basa en tres corrientes, la corriente circulante por la rama shunt I_{sh1} , la corriente por la rama serie I_{se1} y la corriente circulante por la rama derivación i_{u-i} . Esta corriente i_{u-i} además circula por las ramas shunt y serie.

2. Balance o ecualización de la tensión de los capacitores en conjunto de la rama: este lazo de control permite que las tensiones de los capacitores de una rama en específico evolucionen de manera conjunta. Si este lazo no existiese, las tensiones de los capacitores no se estabilizarían en una misma magnitud y cada capacitor tomaría un valor distinto de magnitud. Se compone de N-lazos de control como tantos puentes-H existan en el convertidor; como en este convertidor se usaron 18 puentes-H existen 18 lazos de control para ecualizar las tensiones de cada capacitor usado. El funcionamiento principal de este lazo de control es en base a la tensión alterna de balance v_{bal} y la corriente alterna i_q . Estas variables de control, poseen frecuencia f_u pero desfasadas en 90° con respecto a la corriente i_u . Esto permite que puedan operar de manera independiente los controles de energía y ecualización, balanceando la energía en la rama y ecualizando las tensiones de los capacitores de cada rama, de manera separada.
3. Control de energía de la rama: este lazo es el que controla la energía de la rama. Estabiliza la energía de los N puentes-H usados en cada rama. En concreto permite estabilizar la tensión de los capacitores. En el convertidor son 3 lazos por sub-convertidor, es decir 6 lazos de control de energía, por las 6 ramas existentes. El control de la energía en la rama shunt es ejercido por I_{sh1} que es corriente continua; la componente alterna i_{sh1} es igual a i_{u-i} pero en desfase de 180° y no tiene efectos sobre el control de energía de esta rama, circulando para efectos de filtro activo. El control de energía en la rama serie es ejercido por I_{se1} que es continua, la corriente i_{u-i} tiene efectos en la energía en esta rama, pero el sistema de control corrige la perturbación. El control de energía en la rama derivación, es ejercido por i_{u-i} y v_u , ambas variables alternas de frecuencia f_u .

Las tres jerarquías de control, en ese orden y funcionando adecuadamente, permiten que la tensión de los capacitores se mantenga en un nivel de referencia constante. Si la tensión de los capacitores se mantiene constante, estos capacitores actúan como fuentes de tensión, es decir los puentes-H pueden entregar tensión continua como alterna en su lado de salida y permitir, mediante la operación en cascada de los puentes-H, operar la totalidad del convertidor en modo multinivel.

En líneas generales se ha explicado la filosofía de control, las ideas fundamentales de funcionamiento y las principales variables involucradas. En los próximos sub-capítulos, se abordarán la descripción analítica y modelado del convertidor.

En la Fig. 2.2 se observa la topología completa. Si se desea escalar en mayor nivel de tensión y por lo tanto en potencia, podrían usarse N puentes-H obteniendo así mayor capacidad de almacenamiento de energía, al usar N capacitores. La capacidad de corriente de cada rama, estará limitada por la capacidad de los switches usados.

2.2. Modelado del convertidor

2.2.1 Modo de operación

El método de operación del convertidor se basa en la idea del balance de energía de cada rama, dicha idea tratada anteriormente y expuesta en el artículo [15] y directamente aplicable a la topología MMC DC-DC, ya que los principios son los mismos. Se procede a explicar el funcionamiento del sub-convertidor superior, ya que el inferior opera de la misma forma.

En el sub-convertidor superior (II superior), el balance de energía consiste en mantener la tensión constante de todos los capacitores de todas las ramas y con ello la energía almacenada constante ante impactos de carga. En especial las ramas serie y derivación que se ven afectadas principalmente ante los impactos de carga.

Como se mencionó anteriormente, la rama serie y derivación deben tener intercambio de potencia igual a cero, para que se mantenga el balance de energía, es decir tensión constante de los enlaces DC. Para que esto ocurra hay que entender las ecuaciones que vienen a continuación, en el ítem de modelado.

El balance de energía en la rama shunt se realiza en base a la corriente continua I_{sh1} que circula

por esta rama, ya que $i_{sh1} = I_{sh1} - i_{u1}$. La corriente i_{u1} que circula en desfase de 180° en esta rama, no modifica el control de energía. La función de las ramas shunt es de suministrar un camino de retorno a la corriente i_{u1} , para que su circulación sea dentro del convertidor y no hacia la fuente ni hacia la carga.

2.2.2 Modelado

Definiendo las variables en el convertidor, siendo V_{DCi} la tensión de entrada, i_{DCi} la corriente que entrega la fuente al convertidor y de componente continua.

Las corrientes por las ramas shunt₁ y shunt₂ i_{sh1} e i_{sh2} respectivamente, cada corriente i_{sh} se compone de una corriente continua I_{sh} y la corriente alterna i_u , es decir $i_{sh1} = I_{sh1} - i_{u1}$. La tensión v_{sh1} y v_{sh2} son iguales a $v_{sh1} = \frac{V_{DCi}}{2}$ y $v_{sh2} = \frac{V_{DCi}}{2}$.

Las corrientes por las ramas serie₁ y serie₂ i_{se1} y i_{se2} respectivamente; estas corrientes i_{se1} se componen de una corriente continua I_{se1} y de i_u , luego $i_{se1} = I_{se1} + i_{u1}$. Las tensiones en las ramas serie₁ y serie₂ v_{se1} y v_{se2} respectivamente son iguales a $v_{se1} = \frac{V_{DCi} - V_{DCo}}{2} - v_u$ y $v_{se2} = \frac{V_{DCi} - V_{DCo}}{2} + v_u$.

Las corrientes por las ramas derivación₁ y derivación₂ i_{de1} y i_{de2} respectivamente, al igual que las otras corrientes de rama anteriores i_{de1} se compone de una componente continua I_{de1} y de la corriente i_{u1} ; por lo tanto $i_{de1} = I_{de1} + i_{u1}$. La circulación de las corrientes alternas i_{u1} e i_{u2} van en suma con las corrientes de ecualización i_q conformando una sola corriente circulante de la misma frecuencia igual a $i_{u1} + i_q$ para el sub-convertidor superior y $i_{u2} + i_q$; pero desfasadas en 90° entre ambas. Las tensiones $v_{de1} = \frac{V_{DCo}}{2} + v_u$ y $v_{de2} = \frac{V_{DCo}}{2} - v_u$.

La corriente de salida i_{DCo} la corriente de salida del conversor de componente continua y V_{DCo} la tensión de salida de componente continua. La tensión alterna v_u , de frecuencia f_u , está presente en la salida de cada una de las ramas derivación v_{de1} y v_{de2} respectivamente. Cada rama derivación aporta la componente alterna $\frac{v_u}{2}$ pero con signo contrario; estas tensiones, al estar en serie, se suman y se eliminan en la tensión total de salida permaneciendo V_{DCo} con componentes continua y pequeñas componentes alternas debidas a la modulación. La corriente de salida I_{DCo} es la corriente continua de salida.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del convertidor se abordan analizando la parte

superior del convertidor, expuesto en la Fig. 2.2, ya que la mitad inferior del convertidor opera de manera similar. Este se compone por las tres ramas superiores o nueve puentes-H superiores del convertidor de la Fig. 2.2.

La potencia instantánea en la rama serie p_{se1} está definida por:

$$p_{se1} = \frac{dW_{se1}}{dt} = \left(\frac{V_{DCi} - V_{DCo}}{2} - v_u \right) (I_{se1} + i_{u1}) \quad (2.1)$$

Donde la tensión v_{u1} es una tensión alterna, de la forma $v_{u1}(t) = V_u \text{sen}(2\pi f_u t)$. La frecuencia f_u es la de la tensión v_{u1} y de la corriente i_{u1} . La corriente i_{u1} es de la forma $i_{u1}(t) = I_{u1} \text{sen}(2\pi f_u t)$. Las magnitudes I_{u1} e V_u son los valores máximos de las variables i_{u1} e v_u respectivamente.

En la expresión (2.1) las variables escritas con mayúsculas son magnitudes de componente continua, las minúsculas son valores alternos. La potencia instantánea en la rama derivación p_{d1} está definida por:

$$p_{d1} = \frac{dW_{d1}}{dt} = \left(\frac{V_{DCo}}{2} + v_u \right) (I_{se1} + i_{u1} - I_{DCo}) \quad (2.2)$$

La potencia instantánea p_{sh1} en la rama shunt está definida por:

$$p_{sh1} = \frac{dW_{sh1}}{dt} = \frac{V_{DCi}}{2} (I_{sh1} - i_{u1}) \quad (2.3)$$

Las potencias medias para cada rama están definidas respectivamente por:

$$\frac{d\overline{W}_{se1}}{dt} = \left(\frac{V_{DCi} - V_{DCo}}{2} \right) \cdot I_{se1} - \frac{V_u}{2} \cdot I_{u1} \quad (2.4)$$

$$\frac{d\overline{W}_{de1}}{dt} = \frac{V_{DCo}}{2} \cdot (I_{se1} - I_{DCo}) + \frac{V_u}{2} \cdot I_{u1} \quad (2.5)$$

$$\frac{d\overline{W}_{sh1}}{dt} = \frac{V_{DCi}}{2} \cdot I_{sh1} \quad (2.6)$$

Donde I_{u_1} e V_u son los valores máximos de las variables i_{u_1} e v_u respectivamente. La corriente I_{sh1} es de componente continua. Con respecto a las dinámicas, las energías instantáneas en el dominio de Laplace, de las ramas shunt, serie y derivación están definidas respectivamente por:

$$W_{sh1} = \frac{1}{s} p_{sh1} \quad (2.7)$$

$$W_{se1} = \frac{1}{s} p_{se1} \quad (2.8)$$

$$W_{d1} = \frac{1}{s} p_{d1} \quad (2.9)$$

La energía media para las ramas shunt, serie y derivación, están definidas respectivamente por:

$$\overline{W}_{sh1} = \frac{1}{s} \overline{P}_{sh1} \quad (2.10)$$

$$\overline{W}_{se1} = \frac{1}{s} \overline{P}_{se1} \quad (2.11)$$

$$\overline{W}_{d1} = \frac{1}{s} \overline{P}_{d1} \quad (2.12)$$

Como el balance de energía debe ser cero entre las ramas serie y derivación, se desea saber la suma de las energías medias de la rama serie y derivación, está definida como:

$$\overline{W}_{T1} = \overline{W}_{se1} + \overline{W}_{d1} \quad (2.13)$$

La suma media de las potencias de la rama serie y derivación, es decir la suma de las expresiones (2.4) y (2.5) está definida como:

$$\frac{d\overline{W}_{T1}}{dt} = \frac{d\overline{W}_{se1}}{dt} + \frac{d\overline{W}_{d1}}{dt} = \frac{V_{DCi}}{2} \cdot I_{se1} - \frac{V_{DCo}}{2} \cdot I_{DCo} \quad (2.14)$$

La expresión (2.14) es clave en el control de la energía de las ramas serie y derivación. Como se debe controlar que el balance de energía entre las ramas serie y derivación sea cero, las potencias medias entre las ramas serie y derivación deben ser iguales.

Observando la expresión (2.14), la corriente I_{DCO} está determinada por la carga y es considerada una perturbación. *La corriente I_{se1} es la que determinará la acción de control para el control de la suma de las energías serie y derivación.* Así el control impondrá una referencia de energía en la rama derivación y el esquema de control controlará I_{se1} para el balance de la energía en la rama serie, cumpliendo que la suma de las energías de las ramas serie y derivación iguale a la expresión (2.14).

Según (2.14) si la corriente I_{se1} controla la suma de las energías medias de las ramas serie y derivación, una de las dos ramas debe ser controlada de forma independiente. Como en la rama serie circula I_{se1} , indirectamente la energía de la rama serie se controla por esta variable, luego la energía de la rama derivación es la que debe ser controlada independientemente. Según la expresión (2.5) *la acción de control que tenemos disponible para el control de energía de la rama derivación es la corriente i_u .* La tensión alterna v_u será definida de amplitud constante y de frecuencia f_u .

La tensión alterna v_u en conjunto con la i_{u1} son las que permiten el control de potencia de la rama derivación, estando en fase e igual frecuencia. Esto permite que la potencia (2.15) y por ende la energía, pueda ser controlada por la variable i_{u1} .

$$p_{d1} = \frac{dW_{d1}}{dt} = \frac{1}{T} \int v_u(t) i_{u1}(t) dt \quad (2.15)$$

En este caso T representa un periodo de la corriente circulante i_{u1} , igual a $T = \frac{1}{f_u}$, y f_u es la frecuencia de la corriente circulante i_{u1} .

2.3 Estrategia de control de energía del convertidor

La estrategia de control se basa en el control por cada una de las tres ramas, explicado anteriormente.

El detalle de la obtención de las expresiones de los parámetros de cada controlador aquí expuesto, se encuentra en el anexo final de esta tesis. El enfoque de diseño de los controladores se realiza en base a los procedimientos tradicionales expuestos en [42].

Para el caso el control de la rama shunt, la expresión (2.6) nos indica que *la acción de control será la corriente I_{sh1}* . La corriente $i_{u1} + i_{q1}$ que circula por esta rama, no interfiere en el control de energía de esta rama. La corriente circulante es vista como perturbación y corregida su oscilación por el lazo de control. Se usa un controlador *PI* que procesa la energía de referencia de la rama y la energía medida; la medición de tensión en los enlaces DC, se hace en los N condensadores de los N puentes-H usados por rama; en esta tesis se usaron tres puentes-H.

La salida de este *PI* es la corriente continua I_{sh1} , tal como se muestra en la fig. 2.3 en donde se observa el lazo de control de la energía en la rama shunt:

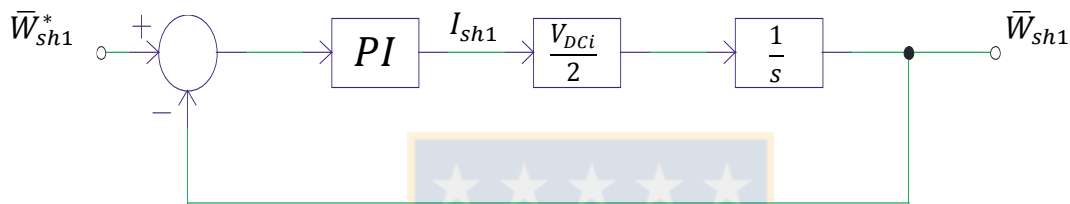


Figura 2.3. Lazo de control de energía rama shunt.

El diseño de los parámetros del *PI* de este control están definidos por las ecuaciones:

$$Kp_{wsh} = \frac{4 \varepsilon \omega_{nsh}}{V_{DC1}} \quad (2.16)$$

$$Ki_{wsh} = \frac{2 \omega_{nsh}^2}{V_{DC1}} \quad (2.17)$$

Donde ε es el factor de amortiguamiento definido en 0,707. La frecuencia natural ω_{nsh} definida usando la ecuación (2.18):

$$\omega_{nsh} = \frac{1 - 0,416\varepsilon + 2,917\varepsilon^2}{t_{rsh}} \quad (2.18)$$

Y t_{rsh} es el tiempo de subida (risetime) que define la dinámica de convergencia del control, además del sobrepaso que sea aceptable (no superar el 5%). El procedimiento de diseño [43] usado fué definiendo t_{rsh} , para lograr un tiempo de subida adecuado, dentro de los límites de estabilidad.

Sin embargo para lograr imponer la corriente I_{sh1} que impone el control de energía, en la rama shunt (o en cualquier otra) se necesita controlar esa corriente. Una de las funciones que tienen los

inductores L en serie con cada rama, aparte de acoplar entre sí las distintas fuentes de tensión que generan las ramas, es servir de parámetro de control de corriente de la rama.

La frecuencia natural ω_{nsh} , son dependientes de un lazo anidado interior, el lazo de corriente I_{sh1} . No se le puede pedir más rapidez al control, si la corriente I_{sh1} no es capaz de alcanzar la referencia. Por lo tanto la frecuencia natural depende de la rapidez del lazo de corriente I_{sh1} .

La corriente I_{sh1} es impuesta por un lazo interno de corriente (interno dentro del lazo de energía de la rama shunt) y debe ser filtrada (con un filtro de primer orden). El porqué de este filtro es debido a que en esta rama circula $i_{sh1} = I_{sh1} - (i_{u1} + i_{q1})$; esta componente alterna que circula debe ser filtrada para no hacer que el control oscile a la frecuencia de la corriente alterna. Este filtro atenúa bastante la componente alterna pero no la elimina.

El filtro pasabajos agrega un polo en lazo cerrado a la frecuencia de corte del filtro f_{cish} , lo que limita la frecuencia natural ω_{ni} del lazo. Luego la frecuencia natural de este lazo ω_{ni} tendrá que ser menor a la frecuencia de corte del filtro f_{cish} ($\omega_{cish} = 2\pi f_{cish}$), al menos 10 veces, para garantizar la buena operación del lazo de corriente. Por lo tanto la frecuencia del filtro pasabajos reduce la frecuencia natural del lazo de energía ω_{nsh} . En esta tesis se diseñó la frecuencia natural del lazo de corriente ω_{cish} se hace usando la expresión (2.18) y definiendo el tiempo de subida adecuado para no generar inestabilidades en el lazo de corriente. Se adjunta en el apéndice A4.2 un gráfico de bode con el margen de fase de este controlador, para garantizar la estabilidad del lazo de corriente.

La planta de este lazo, que se controla con un PI , está compuesto por el inductor L y su componente resistiva R propia del devanado, la medición de corriente que se hace con el filtro pasabajos, tal como se muestra en la fig. 2.4.:

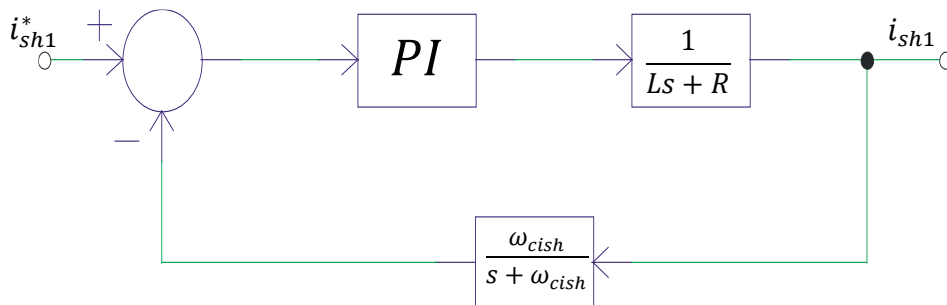


Figura 2.4. Lazo de control de corriente I_{sh1} , anidado en el lazo de energía rama shunt.

Los parámetros de este lazo de control de I_{sh1} , se muestran a continuación en las siguientes expresiones:

$$K i_{ish} = \left(\omega_{cish} + \frac{R}{L} - 2 \varepsilon \omega_{ni} \right) \frac{L \omega_{ni}^2}{\omega_{cish}} \quad (2.19)$$

$$K p_{ish} = \frac{L \omega_{ni}^4 + 2 \varepsilon \omega_{ni} K i_{ish} \omega_{cish} - R \omega_{cish} \omega_{ni}^2}{\omega_{cish} \omega_{ni}^2} \quad (2.20)$$

Donde $\omega_{cish} = 2\pi f_{cish}$, f_{cish} es la frecuencia de corte del filtro pasabajos de la corriente i_{sh} , definida en 20 [Hz], 5 veces menor que la frecuencia de la corriente alterna i_{u1} es 100[Hz]. La frecuencia natural de este controlador ω_{ni} , diez veces más lento que la frecuencia de corte del filtro pasabajos. Luego la frecuencia natural del lazo de energía shunt ω_{nsh} queda definida con el criterio anterior, en base a la determinación de la frecuencia natural del lazo de corriente.

Respecto del control de energía en la rama derivación, mostrado en la figura 2.5, en donde la expresión (2.5) nos da la acción de control, la corriente I_{u1} . Al igual como el lazo anterior, la respuesta de este sistema de control dependerá de la velocidad de respuesta de la corriente I_{u1} , ya que esta corriente viene de otro lazo anidado al lazo de energía de la rama derivación. Este lazo es un control de corriente alterna, ya que la corriente que debe circular por la rama derivación y que es la acción de control del lazo de energía es i_{u1} . A continuación se muestra el control de energía de la rama derivación, en donde I_{u1} es la salida del PI de este lazo.

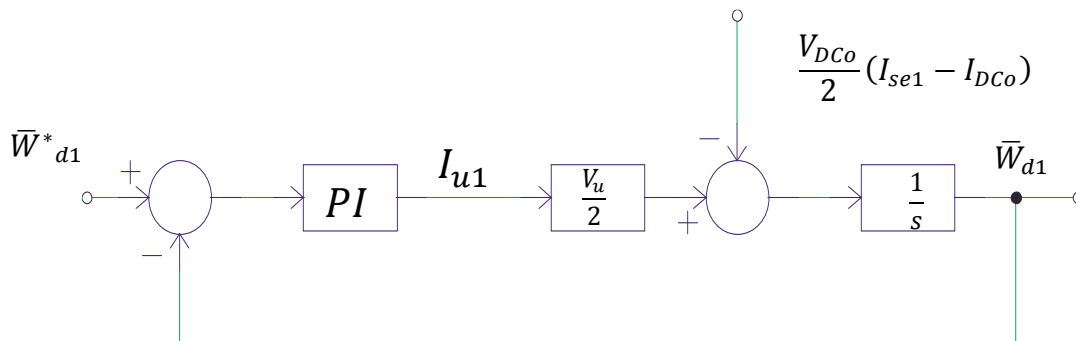


Figura 2.5. Lazo de control de energía rama derivación.

Los parámetros de diseño usando el compensador *PI* se definen en las expresiones siguientes:

$$Ki_{wd} = \frac{\omega_{n_d}^2}{\left(\frac{v_u}{2}\right)} \quad (2.21)$$

$$Kp_{wd} = \frac{2 \varepsilon \omega_{n_d}}{\left(\frac{v_u}{2}\right)} \quad (2.22)$$

Donde ω_{n_d} es la frecuencia natural de este controlador. Sin embargo la corriente I_{u1} debe ser una corriente sinusoidal, ya que en fase con la tensión v_u controlan la potencia en la rama derivación. Para que la salida del *PI* de energía I_{u1} sea sinusoidal, este valor I_{u1} se multiplica por una función $\text{sen}(\omega_u t)$, donde $\omega_u = 2\pi f_u$. El resultado de esta multiplicación es la corriente variable i_{u1} (variable por que es la acción de control del lazo de energía de la rama derivación). Esta corriente i_{u1} es ahora la referencia a un controlador resonante que impondrá esta corriente en la rama derivación y en todas las ramas, ya que circula internamente en el convertidor y por lo mismo no es reflejada en la corriente de salida ni en la corriente de entrada.

Para formar esta corriente i_{u1} , la corriente I_{u1} de la salida del controlador de energía es multiplicada por una señal $\text{sen}(t)$ de amplitud unitaria y frecuencia $f_u = 100[\text{Hz}]$; el porqué de la magnitud de esta frecuencia se verá en el capítulo de diseño. Luego que la señal i_{u1} sale del multiplicador, ingresa como referencia a un controlador resonante que impondrá dicha corriente alterna en la rama serie. Esta corriente alterna está en fase y a la misma frecuencia que la tensión alterna v_u generada en la rama derivación.

Para el control de ecualización de cada capacitor de una rama en particular, se agrega en suma otra corriente sinusoidal, pero en desfase de 90° llamada i_q , que es de la forma $i_q = I_q \text{sen}\left(\omega_u t - \frac{\pi}{2}\right)$. La amplitud I_q es constante y definida en un valor mínimo, para minimizar las pérdidas en los elementos del convertidor. Este valor mínimo se define menor al 1% de la corriente de entrada.

Esta corriente i_q se suma a la corriente i_u^* siendo la entrada del controlador resonante, tal como lo muestra la figura 2.6. El funcionamiento de este sistema de ecualización se detalla más adelante.

Al control resonante llega la corriente alterna $i_{u1}^* + i_q^*$ como referencia. Luego el controlador resonante $C(s)$ impone la corriente de referencia en las ramas. Dicho esquema de control se ilustra en la figura 2.6.

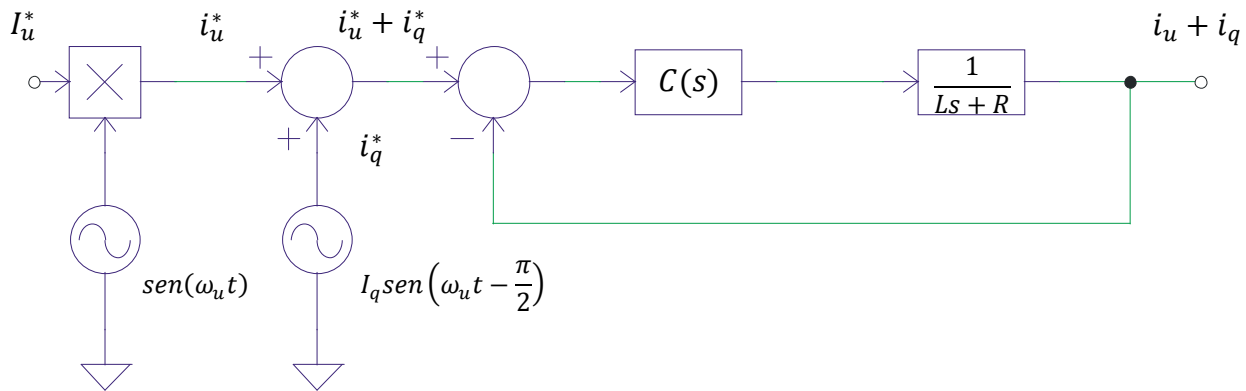


Figura 2.6. Lazo de control de la corriente circulante $i_u^* + i_q^*$.

El diseño del control resonante se hace en base al trabajo [10], en donde el controlador $C(s)$ tiene la forma:

$$C(s) = Kp_{res} \frac{s^2 + s \frac{2Ki_{res}}{Kp_{res}} + \omega_u}{s^2 + \omega_u^2} \quad (2.23)$$

En donde el diseño de Ki_{res} y Kp_{res} son el diseño de un PI que compensa la planta de la figura 2.6. La frecuencia natural $\omega_{n_{res}}$ se define en base a la expresión (2.18) pero el tiempo de subida es definido 10 veces la frecuencia ω_u , para garantizar la rápida convergencia del controlador ya que la referencia varía a la frecuencia ω_u . Los parámetros del PI se definen con las siguientes expresiones:

$$Ki_{res} = \omega_{n_{res}}^2 L \quad (2.24)$$

$$Kp_{res} = 2 \varepsilon \omega_{n_{res}} L - R \quad (2.25)$$

Por lo tanto mediante la expresión (2.5) es como se controla la potencia en la rama derivación.

La energía de la suma de las energías medias de la rama serie y derivación, es controlada mediante la ecuación (2.14) en donde *la acción de control es la corriente I_{se1}* . Sin embargo como se explicó en los párrafos anteriores, la energía en la rama derivación se controla independiente, este control de forma indirecta, controla la energía en la rama serie. El diagrama de control se muestra en la figura 2.7. Esta corriente I_{se1} es impuesta por los convertidores de la rama serie.

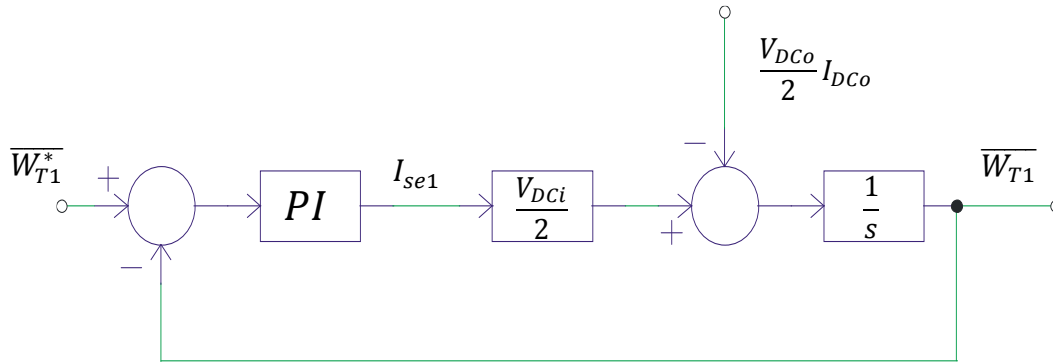


Figura 2.7. Lazo de control de energía de la suma de la rama serie y derivación.

Al igual como en los sistema de control anteriores, la corriente I_{se1} debe ser impuesta por un lazo interno, anidado al lazo de energía de \bar{W}_{T1} . Por lo tanto este lazo limitará la respuesta del control del lazo de energía. Los parámetros de diseño del control PI se definen en las siguientes expresiones:

$$Ki_{WT} = 2 \frac{\omega_{nWT}^2}{V_{DCi}} \quad (2.26)$$

$$Kp_{WT} = \frac{4 \varepsilon \omega_{nWT}}{V_{DCi}} \quad (2.27)$$

La frecuencia natural ω_{nWT} depende también del lazo de corriente I_{se1} . Este lazo interno de corriente se diseña para imponer la corriente I_{se1} que sale del PI de energía. El esquema se muestra en la figura 2.8. Esta corriente I_{se1} se impone en la rama serie, pero en la rama serie circula $i_{se1} = I_{se1} + i_{u1}$, por lo tanto la acción de un filtro pasabajos de frecuencia de corte $f_{cise} = \frac{\omega_{cise}}{2\pi}$ es necesario para no hacer oscilatoria la respuesta del lazo de energía. Este filtro se diseñó a 20[Hz], cinco veces menor a la frecuencia f_u . La frecuencia natural ω_{nise} del PI de corriente I_{se1} 5 veces menor a la del filtro pasabajos.

Finalmente la frecuencia natural del lazo de energía ω_{nWT} 5 veces más lento que la frecuencia natural del lazo interno de corriente ω_{nise} . Esto es debido a que el filtro pasabajos condiciona la dinámica total del control de energía, al limitar la dinámica del lazo interno de corriente I_{se1} .

Un análisis de respuesta en frecuencia se adjunta en la parte final de ANEXOS, del lazo de corriente I_{se1} con filtro pasabajos en la medición, el cual respalda el criterio de diseño usado en esta tesis.

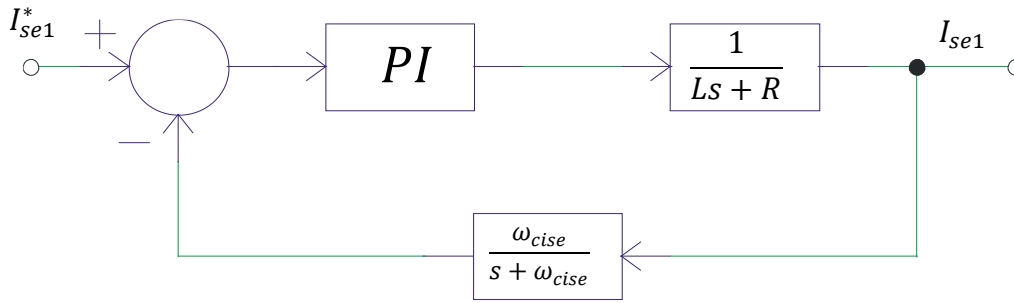


Figura 2.8. Lazo de control de corriente I_{se1} .

El diseño del controlador PI se define en las siguientes expresiones.

$$K i_{ise} = \left(\omega_{cise} + \frac{R}{L} - 2 \varepsilon \omega_{nise} \right) \frac{L \omega_{nise}^2}{\omega_{cise}} \quad (2.28)$$

$$K p_{ise} = \frac{L \omega_{nise}^4 + 2 \varepsilon \omega_{nise} K i_{ise} \omega_{cise} - R \omega_{cise} \omega_{nise}^2}{\omega_{cise} \omega_{nise}^2} \quad (2.29)$$

2.4 Balance de tensión de los capacitores de los puentes-H de cada rama

La estrategia de control de balance de tensión de los condensadores usados en cada rama, está basada en los documentos [4, 6, 15, 31, 34], en especial en el documento [15]. Como veíamos en el sub-capítulo anterior, se adiciona en el controlador resonante la corriente i_q , esta corriente en desfase de 90° con la corriente i_{u1} , no afecta al balance de energía de la rama derivación, y además también circula por todas las ramas, su propósito es ejercer un control de equalización sobre los capacitores de cada rama.

Este sistema en general, permite mantener la magnitud de tensión de cada condensador de la rama en general en un valor promedio, no permitiendo que algún enlace DC se desvíe del promedio. Esto permite que las magnitudes de tensión de cada condensador de los puentes-H se mantengan uniformes en el tiempo.

Esta equalización es para que la tensión de los capacitores de cada rama vaya evolucionando, tanto en el estado transiente como en el permanente, de forma uniforme y unificada, evitando las desviaciones de tensión de algún capacitor en particular.

El control de energía puede mantener la energía constante en la rama, pero las tensiones de los capacitores no necesariamente pueden estar al mismo valor, por lo tanto se hizo necesario un control de “ecualización” que mantenga los valores de la tensión de cada capacitor de la rama iguales en el tiempo.

El sistema de control de ecualización es el usado en esta tesis en base a los artículos [15, 31], ilustrado en la figura 2.9. Este se compone de $i = (N - 1)$ controladores PI para los i puentes-H usados en la rama. El $i + 1$ puente-H de la rama se controla con la suma de las salidas de los i controladores PI multiplicada por -1 .

El balance de cada capacitor se logra aprovechando la corriente de ecualización circulante i_q (en desfase de 90° con respecto a i_{u1}) y la tensión $v_{bal-i+1}$ (en fase con i_q) que son las acciones de control de ecualización, ya que las tensiones $v_{bal-i+1}$ son las salidas de cada PI más el ultimo lazo.

La forma de la tensión de balance $v_{bal-i+1} = V_{bal-i+1} \text{sen} \left(\omega_u t - \frac{\pi}{2} \right)$ y la de $i_q = I_q \text{sen} \left(\omega_u t - \frac{\pi}{2} \right)$. La expresión (2.30) determina la potencia en el capacitor y en base a este principio es como varía $v_{bal-i+1}$ para aumentar o disminuir según corresponda, si la magnitud del capacitor en específico se aleja o se acerca al promedio de tensión de los capacitores de la rama.

$$P = \frac{1}{T} \int v_{bal-i+1} i_q dt \rightarrow P = \frac{V_{bal-i+1} I_q}{2} \quad (2.30)$$

En la medida en que el valor de tensión de algún capacitor de una rama en específico, se aleja del promedio de la magnitud de todos los capacitores de la rama, la acción de control $v_{bal-i+1}$ aumenta o disminuye para aumentar o disminuir la tensión del capacitor según corresponda y corregir esa magnitud de tensión para que sea igual al promedio de tensión de todos los capacitores de la rama.

El valor de la corriente de ecualización i_q , en esta tesis, se ha elegido en $1[A]$ para las simulaciones y en los resultados experimentales $0,5[A]$. La tensión v_{bal-i} es la salida de los i controladores PI , como en esta tesis $N = 3$ en este caso $i=2$; luego dos PI usados para balancear los i condensadores de cada rama que en este caso son dos. El error que procesa cada PI es la resta del valor de tensión del condensador con el valor promedio de los N condensadores de la rama. Luego este valor, a medida que el error disminuye, tiende a acercar el valor del capacitor al valor promedio de todos los capacitores de la rama.

Las salidas de los i controles PI más la salida $i + 1$ son las acciones de control llamadas V_{bal_N} ; estas tensiones son continuas y para que ejerzan control sobre la tensión de los capacitores deben multiplicarse por una tensión sinusoidal de la forma $\text{sen}\left(\omega_u t - \frac{\pi}{2}\right)$. De esta forma es como opera el control de ecualización de tensión de los enlaces DC de cada rama del convertidor.

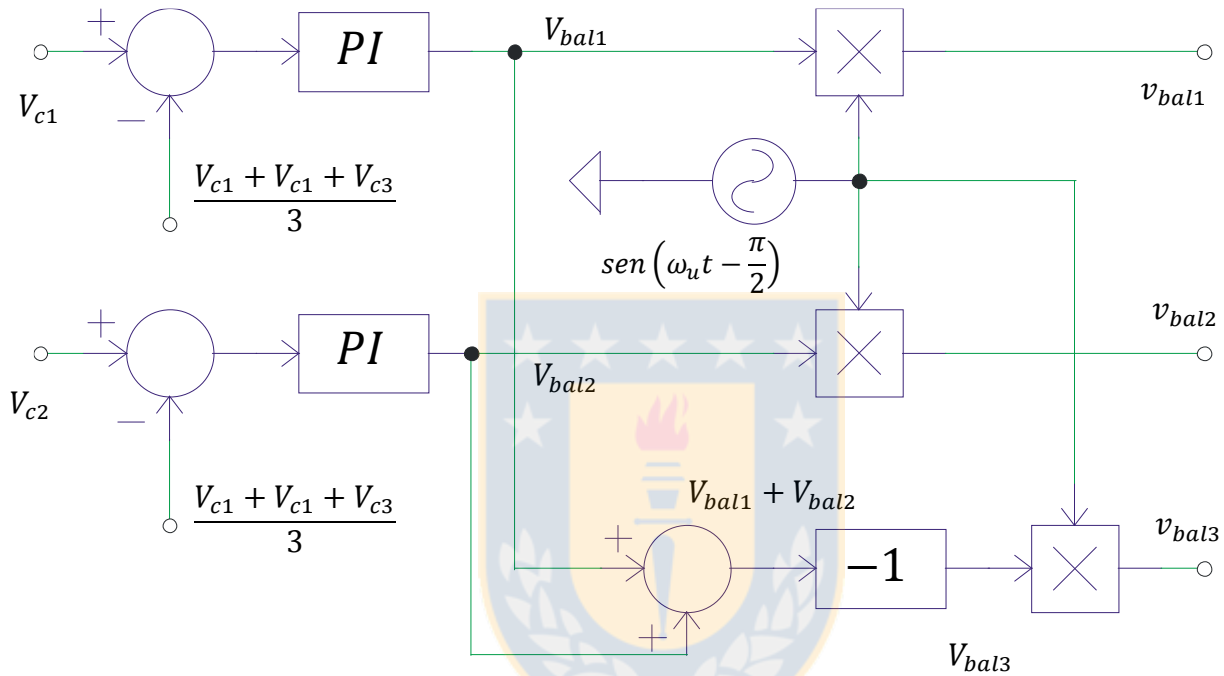


Figura 2.9. Lazo de control para ecualización de tensión en una rama.

Capítulo 3. Diseño del convertidor MMC DC-DC

3.1. Enfoque de diseño del convertidor

Sabiendo la topología a usar en la conversión DC-DC, el diseño del convertidor se enfocó en definir:

- Tensiones de operación tanto de entrada V_{DCi} como de salida V_{DCo} , potencia de salida P_o y por lo tanto corriente de salida I_{DCo} .
- Magnitud de la frecuencia f_u de la corriente circulante i_{u1} .
- Amplitud de la corriente de ecualización i_q
- Diseño de inductores L usados en cada rama.
- Diseño de capacitores C usados en los $N = 3$ puentes por rama
- Ratings de los dispositivos semiconductores usados.
- Cálculo de pérdidas y eficiencia del convertidor, a régimen de operación nominal.

Lo primero es definir la tensión de entrada, tensión de salida, potencia del convertidor. Como esta tesis está desarrollada para aplicaciones MT-HVDC, el enfoque que se dio fue la de diseñar un convertidor de media potencia y media tensión. La conversión DC-DC aplicada en un sistema del tipo reductor.

Según lo anterior, la potencia de salida del convertidor se definió en $P_o = 4M[W]$. Los valores de tensión de entrada del convertidor $V_{DCi} = 12k[V]$ y la tensión de salida $V_{DCo} = 6k[V]$.

El enfoque de diseño se hizo pensando en la utilización de dispositivos semiconductores que puedan ser adquiridos comercialmente para cumplir con estos requerimientos.

Según el fabricante de la reseña [44], los IGBT de mayor tensión disponibles comercialmente son de $6,5[kV]$, $800[A_{DC}]$ y $1600[A_{max}]$. Esta tensión máxima de operación de los IGBT limita la tensión de operación del puente-H, ya que usando el criterio de diseño del 50%, del rating del dispositivo, este IGBT podría ser usado en el puente-H operando con una tensión máxima del capacitor de $3250[V]$; ya que los $\frac{6500[V]}{2} = 3250[V]$. Considerando este número, en esta tesis se estableció la tensión de operación de cada capacitor V_C igual a $V_C = 2500[V] + \Delta V_C$ dando un margen para el ripple de $\Delta V_C = 3250 - 2500 = 750[V]$.

Los resultados obtenidos vía simulación y experimentales fueron obtenidos con $N = 3$ puentes-H por rama, ya que con este número de puentes-H puede probarse el funcionamiento de la ecualización de los capacitores de cada rama en particular y también probar los controles de energía de cada rama.

Definidos el número de puentes-H por rama y la tensión de operación de los enlaces DC, se definió la tensión de salida de operación del convertidor en base a la tensión de operación del enlace DC. Analizando el caso del sub-convertidor Π superior, la rama derivación entrega la tensión de salida $\frac{V_{DCo}}{2} + v_u$. Como son $N = 3$ puentes-H en la rama derivación, la tensión máxima que puede entregar la rama son $7,5k[V]$. Pero la tensión de salida $\frac{V_{DCo}}{2} + v_u$ no puede sobrepasar este valor máximo, y tampoco se puede trabajar en los valores límites, debiendo dejar márgenes de tensión para que actúe el control que impone la corriente i_{u1} . En esta tesis se estableció que $\frac{V_{DCo}}{2} = 3000[V]$, ya que el valor de la componente alterna podrá ser como máximo hasta de $4500[V]$. En esta tesis se definió el valor de $v_u = 2500 \text{ sen}(\omega_u t)$ para dejar un margen de seguridad. Sin embargo la amplitud de v_u se justificará en los próximos apartados.

Estas tensiones alternas adicionales provenientes de la salida de los controladores que imponen i_u son limitados en el control, para que la tensión de salida de cada sub-convertidor no sobrepase el límite total de $7,5k[V]$. Por lo tanto la tensión límite de salida bajo estas condiciones sería $\frac{V_{DCo}}{2} + v_{u,max} = 3000[V] + 2500[V] = 5500[V]$, dejando un margen de seguridad de operación.

La componente continua de $3000[V]$ es la salida de un sub-convertidor, y ya que son dos sub-convertidores que se suman, nos da una tensión continua de salida de $6000[V]$ y por lo tanto esta es la tensión de salida del convertidor que se definió en el inicio.

La estructura de control del convertidor se compone de:

- 2 controles *PI* para ecualización por rama, es decir 12 *PI* de ecualización en total.
- Para balance de energía tenemos 3 *PI* por sub-convertidor, es decir 6 *PI* en total.
- Para controles de corriente tenemos 3 *PI* por sub-convertidor, 6 *PI* en total.
- Un control resonante por sub-convertidor, en total 2 controles resonantes.
- El total de controladores *PI* en el convertidor es 24 y 2 controladores resonantes solo para 3 puentes-H por convertidor.

Esta cantidad de controladores (26 en total) son usados solo para la estructura de $N = 3$ puentes-H por rama. Si se desea escalar el convertidor a mayor número de puentes-H por rama y

elegir los ratings de tensión de operación, se eleva la capacidad del procesador que debe controlar este convertidor, en términos de simulación y de implementación experimental.

En esta tesis se optó por usar solo tres puentes por rama, sumando un total 18 puentes-H en el convertidor en total, de donde se obtuvieron resultados simulados y experimentales detallados en el capítulo 5.

Si tenemos tensión de entrada en $V_{DCi} = 12k[V]$ y tensión de salida en $V_{DCo} = 6k[V]$ a una potencia de salida de $P_o = 4M[W]$, la corriente de salida está definida como:

$$i_{DCo} = \frac{P_o}{V_{DCo}} \rightarrow \frac{4M[W]}{6k[V]} = 667[A] \quad (3.1)$$

Y la corriente de entrada

$$i_{DCi} = \frac{P_i}{V_{DCi}} = \frac{P_o}{V_{DCi}} = \frac{4M[W]}{12k[V]} = 333,3[A] \quad (3.2)$$

Asumiendo que la potencia de entrada es la misma de salida, es decir el convertidor no tiene pérdidas.

3.2. Criterios para la selección de la corriente I_u , frecuencia de la corriente circulante f_u , magnitud de la corriente de ecualización i_q .

3.2.1 Selección de la corriente I_u , frecuencia f_u .

Ya se definió la tensión V_u anteriormente. I_{u1} se diseñó de la siguiente forma. Si $P_o = V_{DCo} I_{DCo}$, la corriente de salida $I_{DCo} = I_{se1} + I_{de1} \rightarrow I_{DCo} = I_{DCi} + I_{de1}$, luego $I_{de1} = I_{DCo} - I_{DCi}$ debido a que la corriente continua por la rama shunt es igual a cero. La potencia en la rama derivación P_{de1} es igual a $P_{de1} = \frac{V_{DCo}}{2} (-I_{de1}) + \frac{(V_u I_{u1})}{2}$, por lo tanto la potencia en la rama derivación P_{de1} es igual a:

$$P_{de1} = -\frac{V_{DCo}}{2}(I_{DCo} - I_{DCi}) + \frac{V_u I_{u1}}{2} \quad (3.3)$$

La potencia de la rama serie₁ P_{se1} es igual a:

$$P_{se1} = I_{DCi} \frac{(V_{DCi} - V_{DCo})}{2} - \frac{V_u I_u}{2} \quad (3.4)$$

Por balance de potencia entre las ramas serie y derivación, las potencias de la rama serie₁ y derivacion₁ son iguales, es decir $P_{se1} = P_{de1}$, luego igualando las expresiones (3.3) y (3.4) tenemos que:

$$P_{se1} = P_{de1} \rightarrow -\frac{V_{DCo}}{2}(I_{DCo} - I_{DCi}) + \frac{V_u I_{u1}}{2} = I_{DCi} \frac{(V_{DCi} - V_{DCo})}{2} - \frac{V_u I_u}{2} \quad (3.5)$$

Despejando el valor I_u tenemos la expresión (3.6):

$$I_u = \frac{\left(I_{DCi} \frac{(V_{DCi} - V_{DCo})}{2} + \frac{V_{DCo}}{2}(I_{DCo} - I_{DCi}) \right)}{V_u} \quad (3.6)$$

Por lo tanto si $V_u = 2500$, el valor de I_u debería operar en $I_u = 800$.

La elección de la frecuencia f_u se hizo de la siguiente forma. La circulación de la corriente i_u provoca caída de tensión en L , en cada una de las ramas. Esta caída de tensión en las inductancias, a la frecuencia f_u no debe superar más del 10% de la tensión alterna total de la rama, en esta tesis se diseñó en 10%. Luego esta relación se expresa como:

$$\frac{v_u}{10} = i_u Z \rightarrow \frac{V_u}{10} = I_{u1} Z \rightarrow V_u 0,1 = I_{u1} (R + jX_L) \quad (3.7)$$

La relación de la resistencia R con respecto al valor de la reactancia X_L , es considerando la siguiente expresión a la frecuencia de operación f_u .

$$\frac{X_L}{R} = \frac{\omega_u L}{R} = 20 \quad (3.8)$$

En base a (3.8), y despejando la frecuencia f_u de la expresión (3.7) tenemos:

$$\frac{V_u 0,1}{\left(2 \pi f_u L + \frac{2 \pi f_u L}{20}\right)} = I_{u1} \rightarrow f_u = \frac{V_u 0,1}{\left(2 \pi L + \frac{2 \pi L}{20}\right) I_{u1}} \quad (3.9)$$

De la expresión anterior, falta definir el valor de L . El valor de L es obtenido en base al ripple de corriente que se desea obtener en la corriente circulante i_u . Ese ripple de corriente se definió en esta tesis como $\frac{\Delta I_u}{I_u} < 10 \%$, luego el $\Delta I_u < (80)[A]$. Se eligió un valor de $L = 1m[H]$ el cual cumple con este requerimiento, esto fue corroborado vía simulación.

Con este valor de L , aplicando la expresión (3.9) la frecuencia f_u nos da un valor aproximado de $100[Hz]$.

En un caso en que se desee aumentar el tamaño de L para disminuir el ripple, esto haría disminuir la frecuencia. El disminuir f_u hace las dinámicas de energía más lentas pero disminuyen las pérdidas por conmutación pero se elevan los tamaños de los capacitores (esto último se explica en el punto 3.3.1). Elevar la frecuencia f_u , eleva las pérdidas de conmutación y la caída de voltaje en L producto del aumento de la frecuencia de la corriente circulante.

Si se hacen otras consideraciones con respecto a la expresión (3.9), haciendo que no sea un 10% sino un 15%, esta frecuencia es mayor y el control podría compensar dicha caída de tensión en el inductor.

3.2.2 Selección de la corriente alterna de ecualización I_q .

La amplitud de la corriente i_q es un parámetro a definir. Según la expresión (2.30) la magnitud de i_q determina la ecualización de los capacitores de cada rama; esta corriente actúa con la tensión de ecualización v_{bal_i} .

Esta tensión $v_{bal_i}(t) = V_{bal_i} \text{sen}\left(\omega_u t - \frac{\pi}{2}\right)$ tiene su amplitud V_{bal_i} , que sale del sistema de control de ecualización con los $i - 1$ controladores PI . Luego esta tensión V_{bal_i} es variable y es la acción de control del lazo de ecualización de cada rama. La amplitud I_q se define constante, pero el valor de I_q debe ser mínimo para no contribuir con el incremento de corriente de la fuente de entrada ni aportar mayores ratings a los dispositivos y elementos pasivos del convertidor.

Se ha elegido el valor de 0,3% del valor de la corriente de entrada de la fuente I_{DCi} , tal como se define en (3.8). Suponiendo condiciones ideales del convertidor, la potencia de entrada $P_i = P_o = 4M[W]$, luego la tensión de entrada V_{DCi} del conversor es $12k[V]$, por lo tanto $I_{DCi} = 333,3[A]$.

$$I_q = I_{DCi} \left(\frac{0,3}{100} \right) = 1[A] \quad (3.10)$$

3.3 Criterios de selección de capacitores e inductores.

3.3.1 Selección del capacitor

El diseño de la magnitud de la capacitancia de cada uno de los capacitores de los $N = 3$ puentes-H usados por rama, va a depender de la cantidad de energía que se desea almacenar por rama y de la rama en cuestión. Para evitar que los capacitores se queden sin energía en una determinada cantidad de ciclos es necesario definir el tamaño y la tensión de operación. Además se debe definir el rizo de tensión en el capacitor que se desea en la rama de operación.

El capacitor del puente-H debe cumplir con que la oscilación o ripple de la tensión debe estar dentro de los límites establecidos.

Para el siguiente análisis se harán los siguientes supuestos: la corriente circulante por cada rama se aproxima a una senoide de la forma $i_{u1}(t) = I_{u1} \text{sen}(\omega_u t)$ más la componente continua que circulan por la rama serie que es la corriente I_{se1} y en la rama derivación I_{de1} . En el caso de la rama shunt solo circula la corriente $i_{u1}(t) = I_{u1} \text{sen}(\omega_u t)$ sin componentes continuas.

Como se trata de una rama, la tensión alterna y continua que entrega la rama debe dividirse por el número de puentes-H usados, ya que los capacitores usados son en cada puente. Por lo tanto la tensión que entrega un puente de la rama derivación es $v(t)_{Pde} = \frac{V_u}{N} \text{sen}(\omega_u t) + \frac{V_{DCo}}{N}$, la corriente circulante es $i(t)_{Pde} = I_{u1} \text{sen}(\omega_u t) + I_{de1}$. Luego la potencia del puente-H está dada por la expresión (3.11)

$$\begin{aligned}
p(t)_{Pde} &= v(t)_{Pde} i(t)_{Pde} \\
&= \frac{V_u I_u \cos(2\omega_u t - \pi)}{2N} + \frac{(V_u I_{de1} + V_{DCo} I_u)}{N} \text{sen}(\omega_u t) \\
&\quad + \frac{(V_u I_u + V_{DCo} I_{de1})}{N}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

La potencia tiene componente continua y otras oscilatorias, para el caso de diseño, interesa el cálculo de la variación de energía peak to peak ΔE_{P-P} y estas son aportadas por las componentes oscilatorias de la expresión (3.12). Por lo tanto para el cálculo de ΔE_{P-P} tenemos la siguiente expresión:

$$\Delta E_{P-P} = \frac{V_u I_u}{2N \omega_u} + \frac{2}{N \omega_u} (V_u I_{de1} + V_{DCo} I_u) \tag{3.12}$$

Por otro lado tenemos que la variación de energía peak to peak ΔE_{P-P} , también se rige por la expresión (3.13), siempre y cuando se cumpla que la variación de energía sea simétrica en cada semiciclo del periodo T . Esto se traduce en que $V_{Cde-max} = V_{Cde} + \Delta V_{Cde}$ y $V_{Cde-min} = V_{Cde} - \Delta V_{Cde}$. Por lo tanto tenemos que:

$$\begin{aligned}
\Delta E_{P-P} &= \frac{1}{2} C_{de} V_{Cde-max}^2 - \frac{1}{2} C_{de} V_{Cde-min}^2 = \frac{1}{2} C_{de} (2 V_{Cde} \Delta V_{Cde}) \\
&= C_{de} V_{Cde} \Delta V_{Cde}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Donde C_{de} es el valor de la capacitancia de un puente-H de la rama derivación, V_{Cde} es el valor de la tensión media en régimen permanente del capacitor C_{de} , ΔV_{Cde} es el ripple de tensión en el capacitor C_{de} . Para encontrar el valor de la capacitancia se igualan las expresiones (3.13) y (3.14) y por lo tanto el valor de la capacitancia C_{de} esta dado por (3.15).

$$C_{de} = \frac{(V_u I_u + 2 (V_u I_{de1} + V_{DCo} I_u))}{2N \omega_u V_{Cde} \Delta V_{Cde}} \tag{3.14}$$

El rizado de tensión ΔV_{Cde} , es un parámetro a definir de diseño, establecida entre un 10% y un 15% en esta tesis se ha diseñado con un rizado del 15% de la tensión de operación del capacitor V_{Cde} , a carga nominal, es decir $\Delta V_{Cde} = 2500 \cdot 0,15 = 375[V]$.

Siguiendo con el procedimiento anterior, el valor de la capacitancia de los puentes-H de la rama serie C_{se} , está determinado por la expresión (3.15)

$$C_{se} = \frac{(V_u I_u + 2 (V_u I_{se1} + V_{DCo} I_u))}{2 N \omega_u V_{Cse} \Delta V_{Cse}} \quad (3.15)$$

El capacitor de la rama shunt, de acuerdo al mismo procedimiento usado en la rama derivación, pero en este caso, no hay tensión alterna v_u en la rama, pero si hay tensión alterna debido a la salida de los controladores que imponen la corriente circulante i_u y está determinado por la expresión (3.16):

$$C_{sh} = \frac{(V_{cont} I_u + 2 (V_{DCi} I_u))}{2 N \omega_u V_{Csh} \Delta V_{Csh}} \quad (3.16)$$

Donde V_{cont} es el valor efectivo de la tensión alterna de salida del controlador que impone la corriente en la rama y esta tensión está limitada en el control a un valor máximo de amplitud.

Como se observa en (3.14), (3.15) y (3.16) a medida que la frecuencia ω_u aumenta, disminuye considerablemente el tamaño del capacitor y con ello una reducción del costo-volumen del convertidor, pero el aumento de ω_u trae asociado mayores pérdidas en los switches (esto se tratará en el próximo apartado) y mayor caída de tensión en las inductancias L (ver la expresión (3.6)).

Con las expresiones (3.14) y (3.15) se obtienen valores similares del capacitor C_{de} y C_{se} , $C_{de} = C_{se} = 2168[\mu F] \approx 2200[\mu F]$.

El valor del capacitor C_{sh} en esta tesis se estableció en el mismo valor que los capacitores de las ramas serie y derivación, a pesar de que su resultado es levemente distinto los resultados de ripple son muy similares en las tres ramas como se muestran en los resultados vía simulación.

La resistencia serie equivalente R_{SEC} se ha definido en $R_{SEC} = 20[m\Omega]$, buscando aproximarse a lo que un capacitor comercial, con el rating de tensión de diseño de este convertidor, posee como valor de resistencia estándar.

3.3.2 Selección del inductor

La elección de los inductores L fue la ya realizada en el punto 3.2.1, usando el criterio del ripple de la corriente circulante i_u y la relación $\frac{X_L}{R} = 20$. Así queda establecido el valor de R en la expresión (3.17), que evaluándose queda en $31[m\Omega]$.

$$R = \frac{X_L}{20} = \frac{\omega_u L}{20} = \frac{2 \pi f_u L}{20} = \frac{\pi f_u L}{10} \quad (3.17)$$

3.4. Criterios de selección de dispositivos semiconductores.

Los dispositivos usados en este convertidor deben ser analizados por rama. Además se considerará la operación a plena carga y en estado estable. Los análisis se harán asumiendo las siguientes consideraciones:

- Las variables de tensión y corrientes de los switches de los puentes-H de cada rama, son las mismas tanto en el sub-convertidor Π superior como en el Π inferior.
- La corriente circulante i_{u1} es perfectamente sinusoidal.
- Como se trabaja con puentes-H, las corrientes que circulan por los switches son pulsantes, debido a que el índice de modulación es variable en cada uno de los puentes-H de cada rama. Se hará el análisis considerando el caso para índices de modulación igual a 1.
- Se utiliza el criterio del 100% de diseño, es decir para los diseños se utiliza el doble de la corriente o tensión al cual el dispositivo fue calculado.

De acuerdo a los valores de diseño de V_{DCi} , i_{DCi} , V_{DCo} , i_{DCo} , I_{u1} , I_q y V_u definidos y obtenidos anteriormente, en la rama shunt opera como filtro activo, una vez que los capacitores se cargan a la tensión de operación $V_c = 2500[V]$, los dispositivos usados en esta rama operan conduciendo solo la corriente circulante $I_{u1} + I_q = 800 + 1 \approx I_{u1} = 800$, ya que la corriente continua I_{sh1} es necesaria solo para la energización de los capacitores los que una vez cargados, la magnitud de corriente I_{sh1} llega a un valor mínimo en estado estable, necesario solo para vencer las pérdidas, ya que esta rama no entrega corriente continua a las ramas serie ni derivación. Por lo tanto en la rama shunt se tiene una corriente máxima y mínima de acuerdo a la corriente circulante $-i_{u1}$, es decir un máximo y mínimo de $\pm 800[A]$.

Por la rama serie circula en estado permanente la corriente continua $I_{se1} = 333,3[A]$ y además la corriente circulante $I_{u1} = 800$, es decir $i_{u1} + I_{se1}$, lo que nos da una corriente por la rama serie de un máximo de $800 + 333,3 = 1133,3[A]$ y una corriente mínima de $333,3 - 800 = -466,7[A]$. Las corrientes por las ramas derivación es la corriente circulante $i_{u1} - I_{de1}$ ya que esta rama aporta la

corriente continua para el balance de potencia entre las ramas serie y derivación. Como la corriente $I_{sh1} = 0$ entonces $I_{se1} = I_{DCi} = 333,3[A]$, luego como en el nodo de salida se cumple que $I_{se1} + I_{de1} = I_{DCo} = 667[A]$ el valor de $I_{de1} = 333,3[A]$ entrando al nodo de salida en dirección a la carga. Por lo tanto tenemos una corriente máxima en la rama derivación de $800 - 333 = 466,7[A]$ y una corriente mínima de $-800 - 333 = -1133[A]$.

Con estos valores se procede a encontrar los ratings para las distintas ramas.

3.4.1 Dispositivos rama shunt

Los dispositivos de cada puente-H de las dos ramas shunt, deberán soportar tensiones de $V_C + \Delta v_c = 2500 + 2500 \cdot 0,15 = 2875[V]$ y corrientes máximas de $(i_{u1} + i_q)_{max} + I_{sh1max}$. La tensión de los capacitores por control está limitada en $3000[V]$ máximo, por si existe algún transiente no deseado en el convertidor. La corriente I_{sh1} máxima está limitada, en el control de corriente continua de la rama shunt I_{sh1} , en $100[A]$.

Por lo tanto, los dispositivos de la rama shunt son sometidos a una corriente de $(i_{u1} + i_q)_{max} = 800[A_{max}]$. Luego la corriente máxima de diseño $I_{S_{max}}$ será de $I_{S_{max}} = 800 \cdot 2 = 1600[A_{max}]$.

La tensión máxima de terminales de los switches será de $V_{CE} = 3000 \cdot 2 = 6000[V]$ para efectos de diseño considerando el factor de seguridad. La corriente media de los switches $I_{S_{DC}}$ de la rama, queda definida por la expresión (3.18) aplicable a todo switch de la rama, donde $T = \frac{1}{f_u}$.

$$I_{S_{DC}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_{u1}(t) dt \quad (3.18)$$

Al evaluar esta expresión (3.18) a condición nominal de operación, nos da una corriente media para los switches de los puentes-H de la rama shunt de: $I_{S_{DC}} = 400[A]$. Considerando el factor de seguridad, el diseño en corriente media de estos switches es de $I_{S_{DC}} = 400 \cdot 2 = 800[A]$. Por la topología del puente-H el diodo volante de cada switch debe ser diseñado a la misma corriente media.

3.4.2 Dispositivos rama serie

Al igual como se analizó en la rama serie, el análisis es en líneas generales el mismo, donde la magnitud de la corriente circulante por esta rama es la que varía. Los ratings de tensión de los dispositivos son los mismos $V_{CE} = 3000 \cdot 2 = 6000[V]$.

Los dispositivos de la rama serie son sometidos a la corriente de la forma $i_{u1}(t) + I_{se1}$. La corriente media I_{SDC} regida por la expresión (3.19) nos da un valor de $I_{SDC} = 626[A]$ (valor obtenido vía simulación). Por lo tanto el valor de diseño es $I_{SDC} = 800[A]$, ya que está limitada por el dispositivo. Los diodos en antiparalelo deben soportar los mismos ratings.

$$I_{SDC} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_{u1}(t) + I_{se1} dt \quad (3.19)$$

La corriente máxima de diseño I_{Smax} es $I_{Smax} = (880 + 333) = 1213[A_{max}]$.

3.4.3. Dispositivos rama derivación

Los dispositivos de la rama derivación opera de forma similar a la rama serie, el rating de tensión de los dispositivos es de 6000[V].

La corriente media I_{SDC} regida por la expresión (3.20) nos da un valor de $I_{SDC} = 626[A]$ (valor obtenido vía simulación). Por lo tanto el valor de diseño es $I_{SDC} = 800[A]$. Estos ratings son iguales para el diodo en antiparalelo.

$$I_{SDC} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_{u1}(t) - I_{de1} dt \quad (3.20)$$

La corriente máxima de diseño I_{Smax} es $I_{Smax} = (800 + 333) = 1213[A_{max}]$.

3.5 Cálculo de eficiencia del convertidor MMC DC-DC.

3.5.1 Pérdidas en la rama shunt del convertidor.

Las pérdidas en el conversor se enfocan en las pérdidas de conducción y las de conmutación. El análisis se hará a carga nominal y sin impactos de cargas, en operación en estado estable para todas

las ramas y un índice de modulación determinado. Para tomar parámetros de evaluación, se tomará como ejemplo el uso de un IGBT disponible comercialmente con el fabricante [44] para todos los puentes, el modelo es el FZ1200R45HL3 (se adjunta hoja de datos en el apéndice).

Se harán los siguientes supuestos:

- El cálculo de la eficiencia se hace a corriente circulante i_{u1} nominal.
- Las corrientes circulantes son perfectamente sinusoidales.
- La corriente de fuga de colector directa e inversa del IGBT es cero.
- El rizo de la corriente en la rama se aproxima a su valor medio para efectos de evaluar el modelamiento de la onda.
- La tensión V_{CEon} se aproxima a un valor constante con respecto a la corriente y se aproxima a su valor típico en el datasheet.
- En el tiempo de conmutación del dispositivo, el rise-time t_r o fall-time t_f decaen linealmente y se aproximan a sus valores típicos de los datasheet.
- La caída de tensión en estado de conducción V_{CEon} del IGBT es del mismo valor que la caída en conducción del diodo en antiparalelo V_F o V_{AKon} .
- El índice de modulación es constante
- La evaluación de los cálculos se hace EN UN CICLO de la corriente circulante i_u , igual a un período $T = \frac{1}{f_u}$.
- El inicio del periodo T , es considerado en los cálculos integrales como cero.

Sabiendo las corrientes por cada rama, visto anteriormente en el punto 3.4, usando las formas de onda de simulación, es como se calcularán las pérdidas. Las formas de onda para dos ciclos de corriente colector I_C y tensión colector-emisor V_{CE} son mostradas en la figura 3.1 y 3.2 de una pierna del puente-H del IGBT 1 y 3 respectivamente, de la rama shunt. La estructura del puente-H es de 4 IGBT (con diodos en antiparalelo) o dos piernas, enumerados desde el 1 al 4, donde el primero superior izquierdo es el 1, el superior derecho es el 2, el inferior izquierdo es el 3 y el inferior derecho es el 4.

Las pérdidas de conducción del IGBT1 $P_{C_{IGBT1}}$ se rigen por la expresión genérica (3.21) en un medio ciclo y se constituye de 5 pulsos definidos. El medio ciclo siguiente es de conducción por el diodo en antiparalelo, teniendo los mismos ratings; el valor de V_{CEon} es la tensión a corriente

nominal de conducción. Evaluando la expresión (3.21) para el IGBT1 tenemos la expresión (3.22). El índice de modulación para este IGBT1 es igual a 0,8[–].

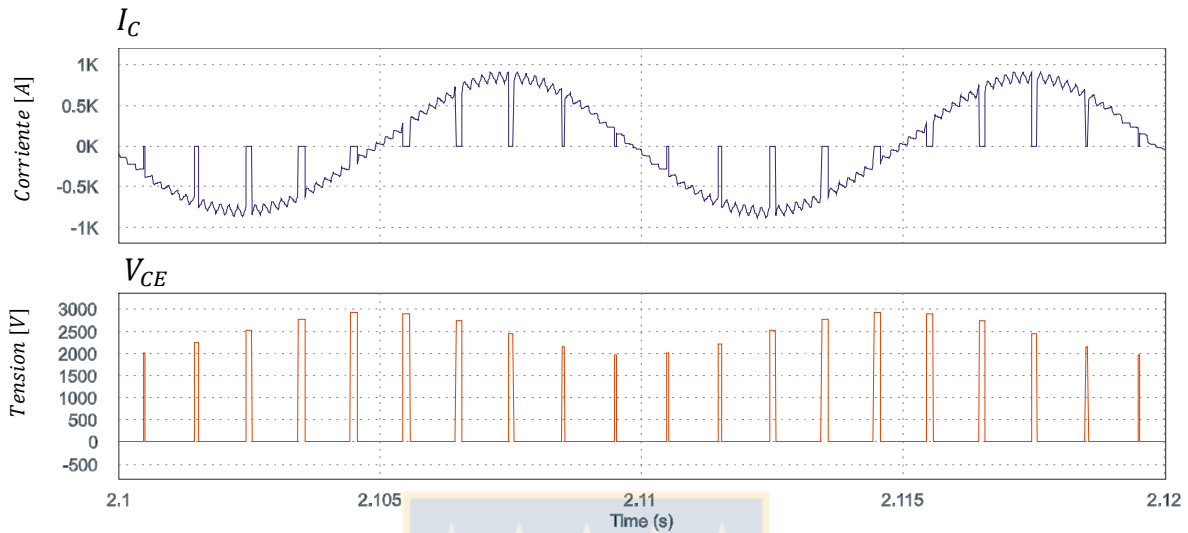


Figura 3.1 Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior), de un puente-H rama shunt.

$$P_{C_{IGBT}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \{I_C(t)V_{CE_{on}}(t)\} dt \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned}
 P_{C_{IGBT1}} = \frac{1}{T} & \left(\int_0^{0.42m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) dt + \int_{0.56m}^{1.4m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) dt \right. \\
 & + \int_{1.56m}^{2.45m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) dt + \int_{2.54m}^{3.46m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) \\
 & + \int_{3.53m}^{4.48m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) dt \\
 & \left. + \int_{4.52m}^{5m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CE_{on}}(t) dt \right) \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

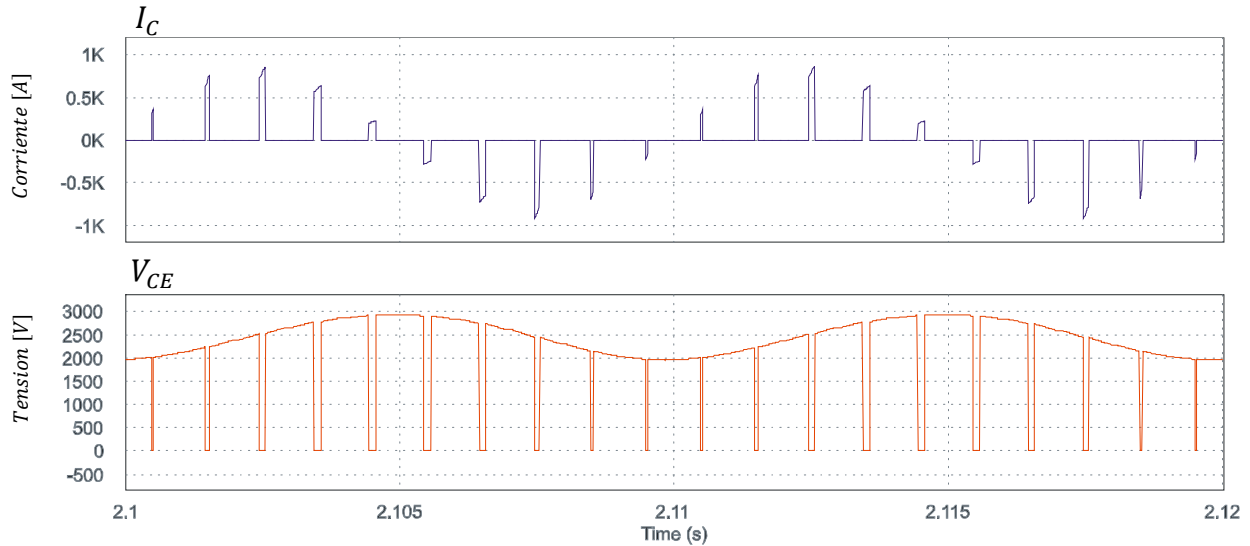


Figura 3.2 Formas de onda IGBT3 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior), de un puente-H rama shunt

Evaluando la expresión (3.22) tenemos que $P_{C_{IGBT1}} = 680[W]$. En el otro medio ciclo conduce el diodo en antiparalelo, conduciendo exactamente la misma forma de onda por lo que podríamos aproximar esas pérdidas en un valor similar al obtenido anteriormente. Luego las pérdidas de conducción del IGBT1 son $P_{C_{IGBT1}} = 680 \cdot 2 = 1360[W]$.

Evaluando la expresión (3.21) para el IGBT 3 tenemos que la expresión (3.23). Evaluando la expresión (3.24) tenemos que $P_{C_{IGBT3}} = 79[W]$. Similar al caso anterior, el diodo en antiparalelo conduce la misma forma de onda que el medio ciclo anterior, por lo tanto las pérdidas de conducción del IGBT3 son: $P_{C_{IGBT3}} = 79 \cdot 2 = 158[W]$.

$$\begin{aligned}
 P_{C_{IGBT3}} = \frac{1}{T} & \left(\int_{0.42m}^{0.56m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CEon}(t) dt + \int_{1.4m}^{1.56m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CEon}(t) dt \right. \\
 & + \int_{2.45m}^{2.54m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CEon}(t) dt + \int_{3.46m}^{3.53m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CEon}(t) dt \\
 & \left. + \int_{4.48m}^{4.57m} 800(\text{sen}(\omega_u t)V_{CEon}(t) dt \right) \quad (3.23)
 \end{aligned}$$

Como son 3 puentes-H, las pérdidas de conducción en la rama para todos los IGBT1 usados son similares a los IGBT 4 (esto es debido al desfase entre las formas de onda, pero las formas de onda son idénticas). Las pérdidas de conducción de los IGBT3 son similares a los IGBT2.

Por lo tanto en total las pérdidas de conducción en UN puente-H de la rama shunt son:
 $P_{C,puente-shunt} = 1360 + 158 = 1518 [W]$.

Como son 3 puentes-H por rama tendríamos que las pérdidas de conducción en la rama shunt serían $P_{C,rama-shunt} = 1518 \cdot 3 = 4554 [W]$ y como son dos ramas serie en el convertidor, las pérdidas de conducción totales en las dos ramas serie serían:

$$P_{C,ramas-shunt} = 4554 \cdot 2 = 9108 [W]$$

Las pérdidas de conmutación en los dispositivos, se componen del encendido y del apagado, de acuerdo con la cantidad de pulsos por ciclo que existan, observar fig. 3.3. Para el primer semiciclo en donde conduce el IGBT, se observan 5 encendidos y 5 apagados, en el siguiente semiciclo conduce el diodo la misma forma de onda. Las pérdidas de UN INSTANTE de encendido del IGBT se rigen por la expresión (3.24) y las de apagado por la expresión (3.26); ilustradas en la figura 3.5.

$$P_{SW-ONIGBT} = \frac{1}{T} \left(\int_t^{t+t_r} \left(\frac{I_{m_{rise}}}{t_r} t + I_{m_{rise}} \right) \cdot \left(\frac{V_{CEon} - V_{CEoff}}{t_r} t + V_{CEoff} \right) dt \right) \quad (3.24)$$

$$P_{SW-OFFIGBT} = \frac{1}{T} \left(\int_t^{t+t_f} \left(\frac{-I_{m_{fall}}}{t_f} t + I_{m_{fall}} \right) \cdot \left(\frac{V_{CEoff} - V_{CEon}}{t_f} t + V_{CEon} \right) dt \right) \quad (3.25)$$

Para encontrar las pérdidas de conmutación de encendido en el semiciclo de conducción del IGBT1, hay que evaluar la expresión (3.24) para los 5 instantes de encendido (ver fig. 3.3), es decir evaluar 5 veces la expresión (3.24) con los distintos valores que asumen las formas de onda. La evaluación de los 5 instantes de conmutación de encendido para el IGBT1 nos da un resultado como resultado $P_{SW-ONIGBT1} = 22 + 63 + 66 + 46 + 27 = 224[W]$. La evaluación de los 5 instantes de conmutación de apagado para el IGBT1, evaluando las 5 veces la expresión (3.25), nos da como resultado $P_{SW-OFFIGBT1} = 20 + 60 + 69 + 47 + 30 = 226[W]$. En total las pérdidas de conmutación para MEDIO CICLO (medio periodo de T) del IGBT1 son: $P_{SWIGBT1} = P_{SW-ONIGBT1} + P_{SW-OFFIGBT1} = 450[W]$.

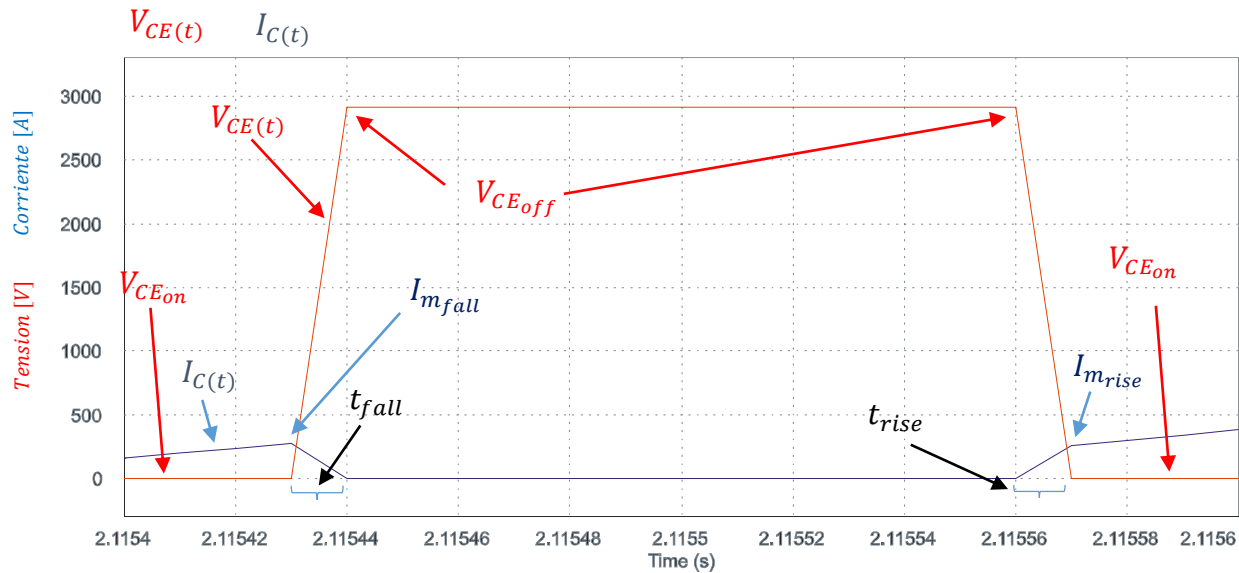


Figura 3.3 Formas de onda IGBT de tensión colector-emisor (rojo) y corriente de colector (azul), de un puente-H rama shunt

Los medios ciclos de conducción del diodo en antiparalelo, al tener las mismas formas de onda y tiempos de rise-time y fall-time similares (con muy poca variación) y caída de tensión en conducción similares, se considerarán las pérdidas similares al medio ciclo anterior.

Por lo tanto las pérdidas totales de conmutación en un periodo T del IGBT1 son:

$$P_{SW_{IGBT1}} = P_{SW-ON_{IGBT1}} + P_{SW-OFF_{IGBT1}} = 900[W]$$

Para calcular las pérdidas de conmutación del IGBT3 el análisis es similar a lo anteriormente realizado con el IGBT1, observando la fig.3.4. Evaluando los 5 instantes de encendido y usando la expresión (3.24) tenemos $P_{SW-ON_{IGBT3}} = 19 + 49 + 63 + 48 + 25 = 204 [W]$. Los otros 5 instantes de apagado usando la expresión (3.25) tenemos que $P_{SW-OFF_{IGBT3}} = 24 + 58 + 74 + 60 + 31 = 247 [W]$.

El otro medio ciclo son similares en formas de onda conducidos por el diodo y de ratings similares, luego las pérdidas de conmutación serían: $P_{SW-ON_{IGBT3}} + P_{SW-OFF_{IGBT3}} = 451[W]$. Por lo tanto las pérdidas totales en un periodo T para el IGBT3 son:

$$P_{SW_{IGBT3}} = P_{SW-ON_{IGBT3}} + P_{SW-OFF_{IGBT3}} = 902[W]$$

Las pérdidas totales de conmutación en UN puente-H son deducidas de manera similar a como se hizo anteriormente, sabiendo que las pérdidas en el IGBT4 son similares (por su similitud de las formas de onda) al IGBT1 y el IGBT2 similar al IGBT3. Por lo tanto las pérdidas totales de conmutación $P_{SW,puente-shunt}$ en UN puente serían:

$$P_{SW,puente-shunt} = 900 \cdot 2 + 902 \cdot 2 = 3604 [W]$$

Como son 3 puentes-H por rama y dos ramas shunt, tenemos que las pérdidas por conmutación totales en las ramas shunt del convertidor son:

$$P_{SW,ramas-shunt} = 3604 \cdot 2 \cdot 3 = 21624 [W]$$

Los dos inductores L usados en las dos ramas shunt del convertidor, tienen asociados el parámetro R debido a su diseño ya definido, donde se concentran las pérdidas.

Calculando las pérdidas en las ramas shunt, tenemos que la corriente en la rama shunt efectiva es de $634[A_{rms}]$ y la resistencia asociada al inductor definida anteriormente en $R_L = 31[m\Omega]$. Por lo tanto las pérdidas en las dos ramas shunt P_{Lshunt} , debido a la componente resistiva de los L del convertidor son:

$$P_{Lshunt} = 2 \cdot 634^2 \cdot 31[m\Omega] = 24920 [W]$$

Los capacitores usados en las ramas shunt poseen resistencia serie equivalente, que genera pérdidas, como son 6 capacitores usados y definida la resistencia serie equivalente $R_{SEC} = 20m[\Omega]$, las pérdidas en los capacitores de las ramas shunt en el convertidor son:

$$P_{Cshunt} = 2 \cdot 3 \cdot 634^2 \cdot 20[m\Omega] = 48235 [W]$$

Finalmente sumando todas las pérdidas calculadas, en las ramas shunt del convertidor las pérdidas totales en las ramas shunt del convertidor $P_{totalesramas-shunt}$ tenemos un total de:

$$P_{totalesramas-shunt} = 103887 [W]$$

3.5.2 Pérdidas en la rama serie

Al igual como se hizo en el análisis anterior con la rama shunt, se deben calcular las pérdidas de conducción primeramente y luego las de conmutación, para el IGBT1 de un puente y el IGBT3.

Para ello debemos observar las corrientes de colector y tensiones colector-emisor de ambos IGBTs. En la figura (3.4) se aprecia la corriente del IGBT1, que en el primer medio ciclo de conducción lo hace el IGBT, el segundo medio ciclo lo hace el diodo en antiparalelo, y esta forma de onda no es simétrica con respecto a cuándo conduce el IGBT1, como era el caso de la rama anterior (shunt). Se debe evaluar la expresión (3.21) pero para cada medio ciclo, cuando conduce el IGBT y cuando conduce el diodo.

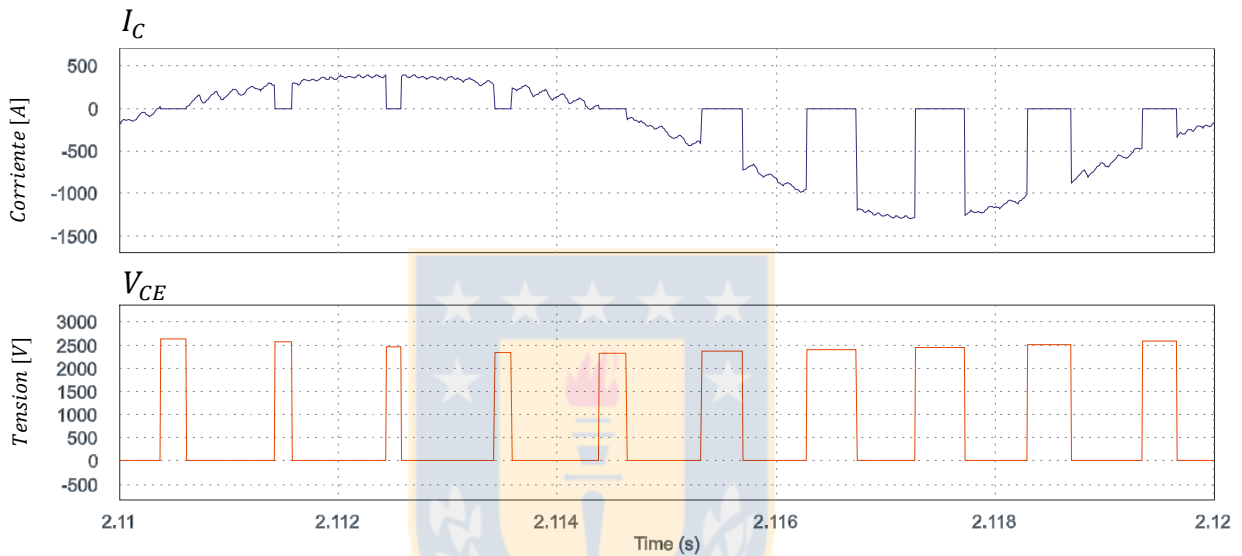


Figura 3.4 Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior), de un puente-H rama serie

Evaluando la expresión (3.21) para el medio ciclo de conducción del IGBT1 tenemos la expresión (3.26); evaluando (3.26) tenemos que $P_{C_{IGBT1}} = 298 [W]$.

$$\begin{aligned}
 P_{C_{IGBT1}} = \frac{1}{T} & \left(\int_{0.6m}^{1.4m} (-I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CE_{on}}) dt \right. \\
 & + \int_{1.56m}^{2.43m} (-I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CE_{on}}) dt \\
 & + \int_{2.6m}^{3.44m} (-I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CE_{on}}) dt \\
 & \left. + \int_{3.57m}^{4.4m} (-I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CE_{on}}) dt \right)
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Para el medio ciclo de conducción del diodo en antiparalelo tenemos que evaluar la expresión (3.27); evaluando (3.27) tenemos que para el medio ciclo de conducción del diodo del IGBT1 tenemos que $P_{C_{IGBT1}} = 723[W]$.

$$\begin{aligned}
 P_{C_{IGBT3}} = \frac{1}{T} & \left(\int_{4.6m}^{5.32m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \right. \\
 & + \int_{5.69m}^{6.28m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \\
 & + \int_{6.74m}^{7.28m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \\
 & + \int_{7.72m}^{8.29m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \\
 & + \int_{8.68m}^{9.33m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \\
 & \left. + \int_{9.68m}^{10.38m} (I_{se} + 800(\text{sen}(\omega_u t))V_{CEon}) dt \right) \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

El total de pérdidas de conducción del IGBT1 en un periodo T es:

$$P_{C_{IGBT1}} = 723 + 298 = 1011[W]$$

Para calcular las pérdidas de conducción del IGBT3 el procedimiento es similar al anterior. Para el ciclo de conducción del IGBT3 evaluamos la expresión (3.21), aplicada a la forma de onda de la figura 3.5. Calculando las pérdidas de conducción del IGBT3 para su periodo de conducción tenemos que $P_{C_{IGBT3}} = 505 [W]$. Para el cálculo del medio periodo en que conduce el diodo en antiparalelo tenemos que el cálculo de las pérdidas de conducción del IGBT3 son $P_{C_{IGBT3}} = 59 [W]$. Por lo tanto las pérdidas de conducción en un periodo T del IGBT3 son:

$$P_{C_{IGBT3}} = 505 + 59 = 564[W]$$

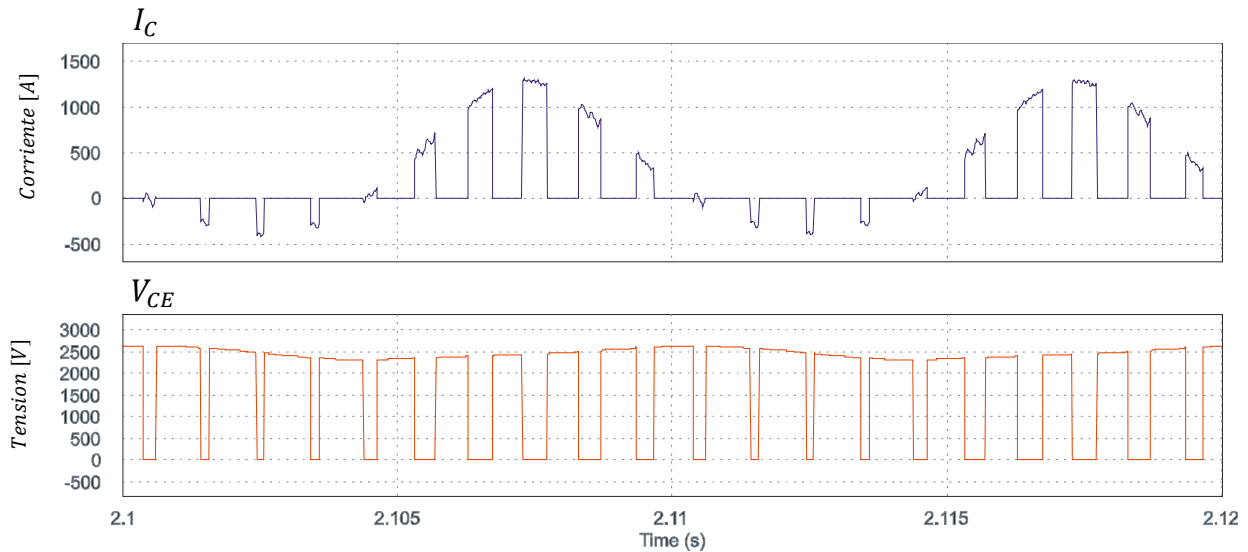


Figura 3.5 F.O. IGBT3 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior), de un puente-H rama serie

Luego siguiendo con el análisis anterior, sabiendo que los IGBT1 y 4 son similares en sus formas de onda salvo por el desfase y el IGBT 2 y 3 similar, tenemos que las pérdidas de conducción de UN puente de la rama serie son:

$$P_{C,\text{puente-serie}} = 1011 \cdot 2 + 564 \cdot 2 = 3150 \text{ [W]}$$

Pero el convertidor tiene 3 puentes-H por rama y 2 ramas en total, luego las pérdidas totales de conducción en las ramas serie del convertidor son:

$$P_{C,\text{puentes-serie}} = 3150 \cdot 3 \cdot 2 = 18900 \text{ [W]}$$

Las pérdidas de conmutación deben calcularse de manera similar a como se calcularon en el apartado de la rama shunt, se calculará para el IGBT1 y luego el IGBT3. Para los 10 instantes de encendido y apagado por ciclo usando la expresión (3.31) y (3.32) para las formas de onda de la fig. 3.7, la potencia de conmutación de encendido y apagado del IGBT1 da un total de:

$$P_{SW_{IGBT1}} = P_{SW-ON_{IGBT1}} + P_{SW-OFF_{IGBT1}} = (422 + 431) = 853 \text{ [W]}$$

En base a la fig. 3.8 las pérdidas de conmutación del IGBT3, usando las expresiones (3.31) y (3.31) la potencia de conmutación de encendido y apagado del IGBT1 da un total de:

$$P_{SW_{IGBT3}} = P_{SW-ON_{IGBT3}} + P_{SW-OFF_{IGBT3}} = (449 + 421) = 870 \text{ [W]}$$

Por lo tanto, como las formas de onda del IGBT1 y 4 son similares y las del IGBT2 y 3 similares, las pérdidas de conmutación de UN puente-H de la rama serie se calculan como:

$$P_{SW,puente-serie} = 853 \cdot 2 + 870 \cdot 2 = 3446 [W].$$

Las pérdidas de conmutación de las ramas serie del convertidor se calcula como:

$$P_{SW,puentes-serie} = 3446 \cdot 3 \cdot 2 = 20676 [W]$$

Calculando las pérdidas en los dos inductores L de las ramas serie del convertidor, debido a la componente resistiva R , tenemos que la corriente en la rama serie es $i_{u1} + I_{se1} = 880 \text{ sen}(\omega_u t) + 333$. Por lo tanto las pérdidas en las dos ramas serie $P_{Convserie}$ del convertidor son:

$$P_{Lserie} = 2 \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (800 \text{ sen}(\omega_u t) + 333)^2 dt} \right)^2 \cdot 31[m\Omega] = 31854 [W]$$

Los capacitores usados en las ramas serie del convertidor, estos C poseen resistencia serie equivalente que genera pérdidas, como son 6 capacitores usados, definida la resistencia serie equivalente $R_{SE_C} = 20m[\Omega]$, las pérdidas en los capacitores de las ramas serie en el convertidor son:

$$P_{Cserie} = 2 \cdot 3 \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (800 \text{ sen}(\omega_u t) + 333)^2 dt} \right)^2 \cdot 20[m\Omega] = 63715 [W]$$

Finalmente sumando todas las pérdidas calculadas, en las ramas serie del convertidor las pérdidas totales en las ramas serie del convertidor $P_{totalesramas-serie}$ tenemos un total de:

$$P_{totalesramas-serie} = 18900 + 20676 + 5309 + 63715 = 135145 [W]$$

3.5.3 Pérdidas en la rama derivación

Las pérdidas por conducción del IGBT1, según las formas de onda de la figura 3.6, se calculan de manera análoga a los procedimientos anteriores, usando la expresión (3.21) para cada medio ciclo de conducción (incluyendo el IGBT y su diodo en antiparalelo). Evaluando las pérdidas de conducción del IGBT1 $P_{C_{IGBT1}}$ nos da un total de:

$$P_{C_{IGBT1}} = 751 + 307 = 1058 [W]$$

Similar procedimiento para encontrar las pérdidas de conducción en el IGBT3, según las formas de onda de la figura 3.7 y evaluando la expresión (3.21) para cada medio ciclo de la forma de onda, nos da un total de:

$$P_{C_{IGBT3}} = 499 + 91 = 590 [W]$$

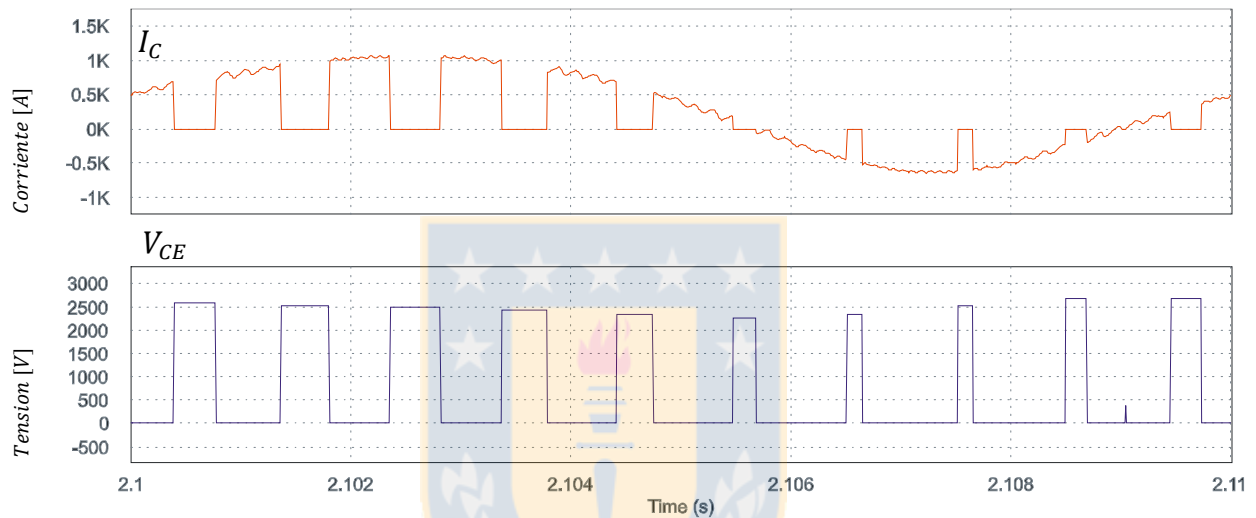


Figura 3.6 Formas de onda IGBT1 de corriente de colector (superior) y tensión colector-emisor (inferior), de un puente-H rama derivación

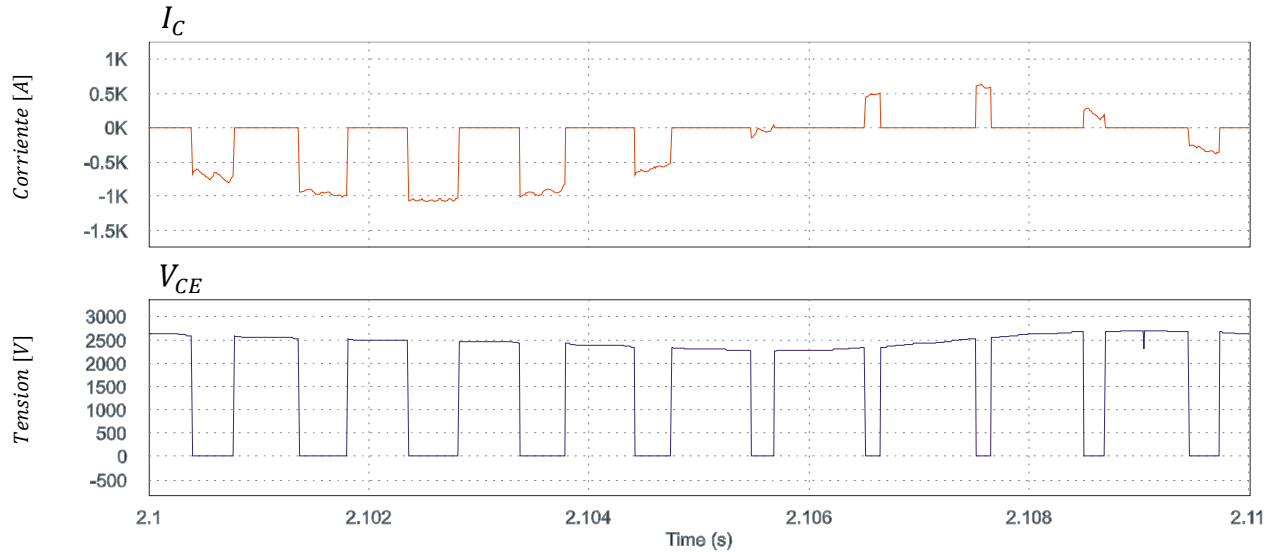


Figura 3.7 F.O. IGBT3 de I_c (superior) y V_{CE} (inferior) de un puente-H rama derivación

Las pérdidas de conducción de UN puente-H de la rama derivación $P_{C,puente-derivacion}$, haciendo las consideraciones anteriormente usadas en los análisis anteriores, nos da un total de:

$$P_{C,puente-derivacion} = 1058 \cdot 2 + 590 \cdot 2 = 3296 [W]$$

Las pérdidas de conducción de las ramas derivación del convertidor en total quedan definidas como:

$$P_{C,puentes-derivacion} = 3296 \cdot 3 \cdot 2 = 19776 [W]$$

Las pérdidas de conmutación del IGBT1 $P_{SW_{IGBT1}}$, de acuerdo con la fig. 3.8, siguiendo los análisis anteriores, quedan definidas como:

$$P_{SW_{IGBT1}} = P_{SW-ON_{IGBT1}} + P_{SW-OFF_{IGBT1}} = (424 + 435) = 859 [W]$$

Las pérdidas de conmutación del IGBT3, de acuerdo con la fig. 3.9, quedan definidas como:

$$P_{SW_{IGBT3}} = P_{SW-ON_{IGBT3}} + P_{SW-OFF_{IGBT3}} = (445 + 420) = 865 [W]$$

Por lo tanto, como las formas de onda del IGBT1 y 4 son similares y las del IGBT2 y 3 similares, las pérdidas de conmutación de UN puente-H de la rama derivación se calculan como:

$$P_{SW,puente-derivacion} = 859 \cdot 2 + 865 \cdot 2 = 3448 [W].$$

Las pérdidas de conmutación de las ramas serie del convertidor se calcula como:

$$P_{SW,puentes-derivacion} = 3448 \cdot 3 \cdot 2 = 20688 [W]$$

Calculando las pérdidas en los dos inductores L de las ramas serie del convertidor, debido a la componente resistiva R , tenemos que la corriente en la rama derivación es $i_{u1} - I_{se1} = 880\sqrt{2} \text{sen}(\omega_u t) - 333$. Por lo tanto las pérdidas en las dos ramas serie $P_{Conv_{serie}}$ del convertidor son:

$$P_{L_{derivacion}} = 2 \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (800 \text{sen}(\omega_u t) - 333)^2 dt} \right)^2 \cdot 31[m\Omega] = 31854 [W]$$

Los capacitores usados en las ramas serie del convertidor, estos C poseen resistencia serie equivalente que genera pérdidas, como son 6 capacitores usados, definida la resistencia serie equivalente $R_{SEC} = 20[m\Omega]$, las pérdidas en los capacitores de las ramas derivación en el convertidor son:

$$P_{C_{derivacion}} = 2 \cdot 3 \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (800 \text{sen}(\omega_u t) - 333)^2 dt} \right)^2 \cdot 20[m\Omega] = 63715 [W]$$

Finalmente sumando todas las pérdidas calculadas, en las ramas serie del convertidor las pérdidas totales en las ramas derivación del convertidor $P_{totales_{ramas-derivacion}}$ tenemos un total de:

$$P_{totales_{ramas-derivacion}} = 19776 + 20688 + 5309 + 63715 = 136033 [W]$$

3.5.4 Cálculo numérico de la Eficiencia del convertidor MMC DC-DC

Las pérdidas totales del convertidor MMC DC-DC P_{TOTALS} , son la suma de cada una de las pérdidas obtenidas en los sub-capítulos anteriores:

$$P_{TOTALS} = P_{totales_{ramas-shunt}} + P_{totales_{ramas-serie}} + P_{totales_{ramas-derivacion}} = 375065 [W]$$

Luego la eficiencia de conversión es:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{TOTALS}} = \frac{4.000.000 [W]}{4.375.065 [W]} = 0,914 = 91,4 \%$$



Capítulo 4. Resultados vía simulación del convertidor MMC DC-DC

4.1. Introducción

Los resultados que se muestran a continuación fueron obtenidos para validar el diseño del control y operación del convertidor, ya que esta topología es una nueva propuesta y como tal fue validada vía simulación primero y luego experimentalmente. Se define la tabla 4.1 con los parámetros con que fue configurada la simulación, previo desarrollo en el capítulo 3 del diseño. Estos resultados se muestran en el siguiente orden:

- Resultados del balance de energía de las ramas y corrientes circulantes.
- Impactos de carga y respuesta del control.
- Tensión de los capacitores ante impactos de carga.
- Ecuilibración de los capacitores de cada rama.
- Distorsión armónica de la tensión de salida y tensiones de cada sub-convertidor.
- Obtención de la eficiencia, vía simulación, del convertidor MMC DC-DC

Tabla 4.1: Parámetros y variables para la simulación del convertidor

Tensión de entrada: $V_{DC_i} = 12k[V]$
Tensión de salida: $V_{DC_o} = 6k[V]$
Potencia de salida: $P_o = 4M[W]$
Corriente de salida o corriente de carga nominal: $i_{DC_o} = 667[A]$
Tensión alterna de salida: $v_u = 2500 \text{ sen } (2\pi f_u t)$
Corriente de ecualización: $i_q = 1 \text{ sen } \left(2\pi f_u t - \frac{\pi}{2} \right)$
Frecuencia de corriente circulante: $f_u = 100[Hz]$
Tensión de operación de cada capacitor de los puentes-H: $V_c = 2500[V]$
Magnitud de capacitancia de cada puente-H: $C = 2200[\mu F]$
Energía media de operación de rama: $\overline{W_{sh1,2}} = \overline{W_{se1,2}} = \overline{W_{de1,2}} = \frac{3}{2} CV_c^2 = 20625[J]$
Magnitud de la impedancia de los L usados: $L = 1[mH], R = 5[m\Omega]$

Frecuencia de conmutación de los puentes-H: $f_c = 1[kHz]$
Carga de salida $R - L$, $Carga_1$: $R = 12[\Omega]$ $L = 300m[H]$ (75% carga nominal).
$Carga_2$: $R = 36[\Omega]$ $L = 300[mH]$ (100% carga nominal, conectada // con $carga_1$)
Parámetros controladores lazo de energía W_T : $\varepsilon = 0,707$, $\omega_n = 90[rad/s]$
Parámetros controladores lazo de energía derivación W_{de} : $\varepsilon = 0,707$, $\omega_n = 180 [rad/s]$
Parámetros controladores lazo de energía shunt W_{sh} : $\varepsilon = 0,707$, $\omega_n = 90 [rad/s]$
Parámetros controladores lazo de corriente I_{se1} : $\varepsilon = 0,707$, $\omega_n = 2700 [rad/s]$
Parámetros controladores lazo de corriente I_{sh1} : $\varepsilon = 0,707$, $\omega_n = 2700 [rad/s]$

4.2. Resultados balance de energía y corrientes circulantes de cada rama.

El convertidor de la Fig. 2.2, fue simulado bajo los parámetros de la tabla 4.1. En los distintos sub-capítulos, se muestran las formas de onda (F.O.) de las dinámicas de energía, corrientes e impactos de carga.

4.2.1 Formas de onda al 75% corriente nominal de carga i_{DC_o}

A continuación se mostrarán las formas de onda de energía de cada rama, con corriente de carga $i_{DC_o} = 500[A]$, que es igual al 75% de la corriente nominal de carga. Al establecer el nivel de referencia del control de energía de cada rama (tabla 4.1) en 20625[J], en la figura 4.1 se aprecian las F.O. de energía de las ramas shunt, serie y derivación del sub-convertidor superior (Π superior). En color verde se muestran las referencias de control, en color azul las variables controladas.

En las dinámicas se aprecia que las ramas alcanzan en 0,2[s] la energía impuesta por la referencia, sin embargo la dinámica de la rama serie es más lenta debido principalmente a que la rama derivación responde a la dinámica impuesta por el control de corriente circulante de frecuencia $f_c = 100[Hz]$; en cambio la rama serie responde a la dinámica de la corriente serie, que pasa por un filtro pasabajos de frecuencia 20[Hz] (ver cap. 2), limitando la respuesta del lazo de energía serie.

Para la mitad inferior del convertidor o Π inferior, bajo los mismos niveles de referencia del control de energía de cada rama (tabla 4.1) en 20625[J], en la Fig. 4.2 se aprecian las F.O. de energía de las ramas shunt, serie y derivación de manera similar, salvo por los desfases en 180° debido a la

circulación de la corriente i_{u2} que está en desfase de 180° con la corriente i_{u1} ; $i_{u2} = -i_{u1}$. En color verde se muestran las referencias, en color azul las variables controladas.

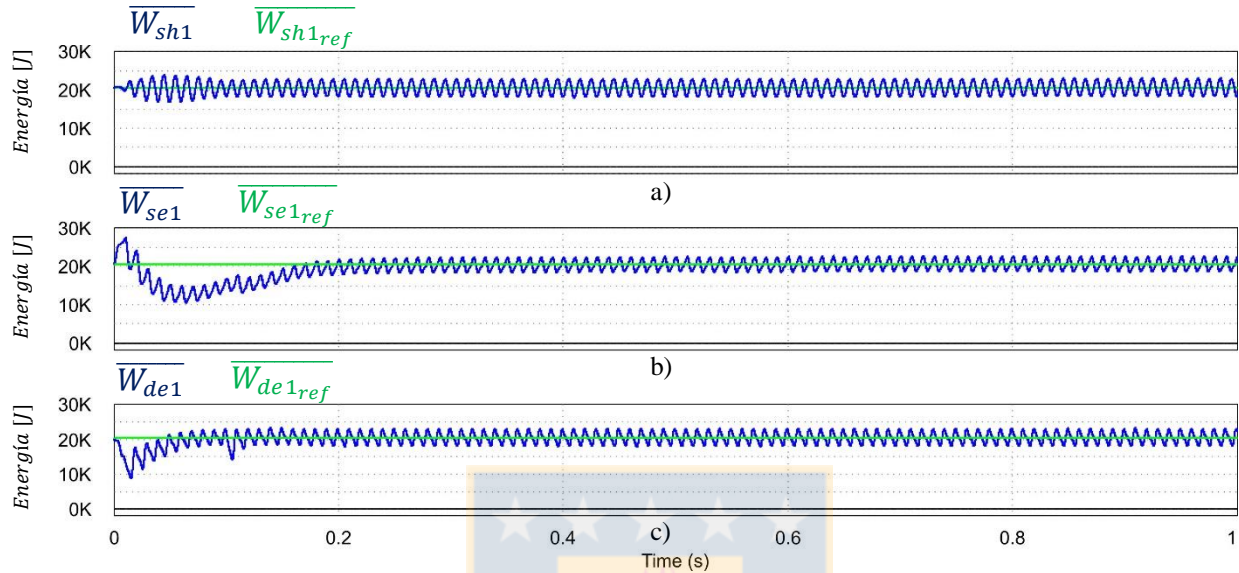


Figura 4.1: F.O. de energías del sub-convertidor Π superior: a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

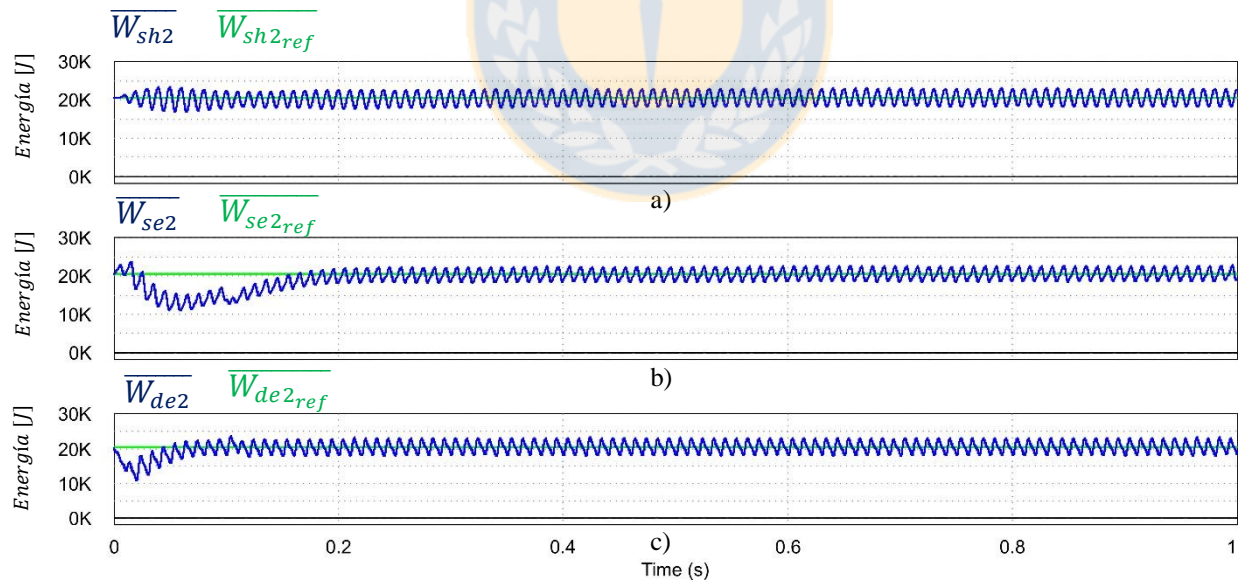


Figura 4.2: F.O. de energías del sub-convertidor Π inferior: a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

Las corrientes del sub-convertidor Π superior, son graficadas en la Fig. 4.3, en verde las referencias de control y en azul las corrientes medidas. Estas corrientes son las acciones de control de

los lazos de energía de las ramas del convertidor. Las corrientes mostradas son la corrientes de la rama shunt i_{sh_1} , la corriente de la rama serie i_{se_1} y la corriente de la rama derivación i_{de_1} .

En la fig. 4.3 a) se aprecia que la señal controlada sigue de buena forma la referencia de control. En el caso de la rama serie de la fig. 4.3 b) se observa el efecto de la corriente continua que circula por la rama serie y la referencia de corriente continua y alterna es seguida de buena forma por la señal controlada. En el caso de la Fig. 4.3 c) se observa la corriente continua que entrega la rama derivación y la componente alterna de referencias son seguidas por la señal controlada. La suma de las componentes continuas de las corrientes serie y derivación, conforman la corriente continua de salida $i_{DC_o} = 500[A]$; esto fue explicado en el capítulo 3, sección 3.4 y la expresión (3.22) entrega el valor de la magnitud continua, que en este caso la componente continua de la corriente serie y derivación son iguales, ambas en $I_{se1} = I_{de1} = 250[A]$, y $i_{DC_o} = I_{se1} + I_{de1} = 250 + 250 = 500[A]$.

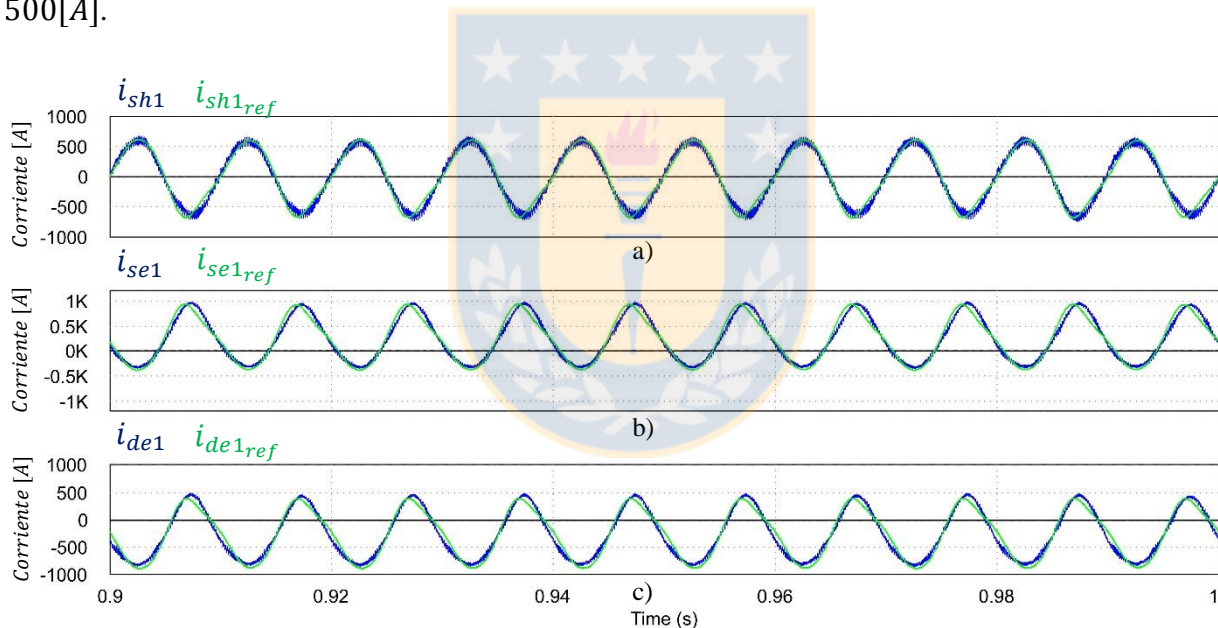


Figura 4.3: F.O. de corrientes de balance del convertidor Π superior: a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

Las corrientes de la Fig. 4.4 son de la mitad inferior, Π inferior, del convertidor. Al igual que en la figura anterior, las corrientes van en el orden siguiente: rama shunt i_{sh_2} , rama serie i_{se_2} y rama derivación i_{de_2} . En esta figura (Fig 4.4) se aprecia el desfase de 180° de todas las corrientes con respecto a la Fig. 4.3 (color azul) y sus referencias (color verde). Al igual que en la fig. 4.3, las ramas serie y derivación se observan la componente continua I_{se2} que es propio de la acción de control de

energía de la ramas W_{T2} .

Las acciones de control de las ramas shunt y serie son controladas por corrientes continuas que circulan en cada rama (fig. 2.3 y fig. 2.7). La corriente I_{sh1} controla la energía en la rama shunt pero la componente en estado transiente solo es necesaria para energizar los capacitores de la rama, luego en estado estable la corriente continua I_{sh1} es de valor mínimo, para mantener la tensión estable de los capacitores y vencer las pérdidas. La corriente continua I_{se1} es la necesaria para el balance de la energía de las ramas serie y derivación W_{T1} .

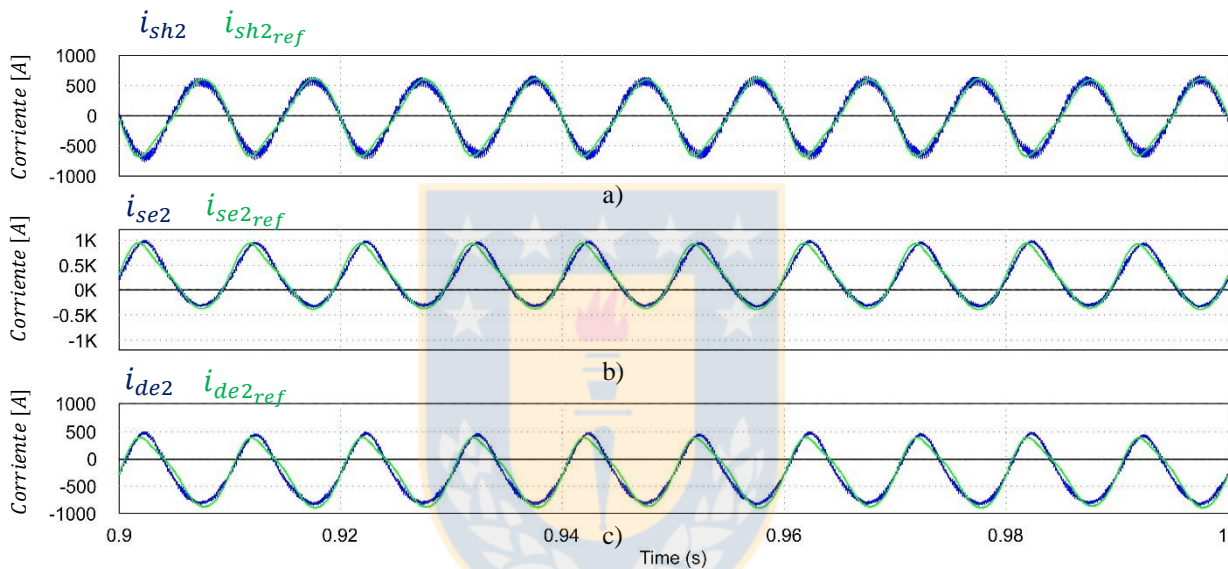


Figura 4.4: F.O. de corrientes del convertidor II inferior: a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

Ambos controles de corriente se muestran en la figura 4.5, en estado estable. Las componentes ondulatorias de ambas F.O. son debidas al filtraje (frecuencia de corte del filtro pasabajos en $20[Hz]$) de la corriente circulante, que se realiza en la medición de ambas corrientes. El control actúa manteniendo las señales controladas en torno a las referencias. El valor medio de $I_{sh1} = 5.7[A]$ y el de $I_{se1} = 250[A]$.

En la figura 4.6, las formas de onda del sub-convertidor inferior con las acciones de control de los lazos shunt y serie, las corrientes I_{sh2} y I_{se2} . La diferencia radica en que están desfasadas en 180° con respecto a las señales de la figura 4.5, debido a la circulación de la corriente i_{u2} que circula en 180° .

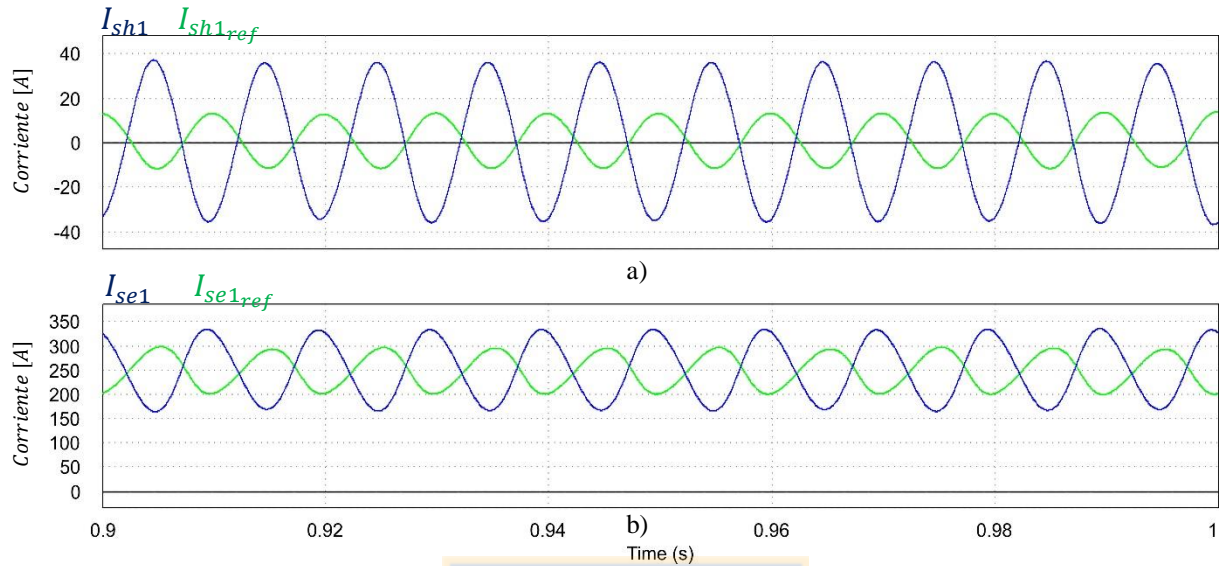


Figura 4.5: F.O. de corrientes del convertidor Π superior: a) I_{sh1} e $I_{sh1_{ref}}$ b) I_{se1} e $I_{se1_{ref}}$.

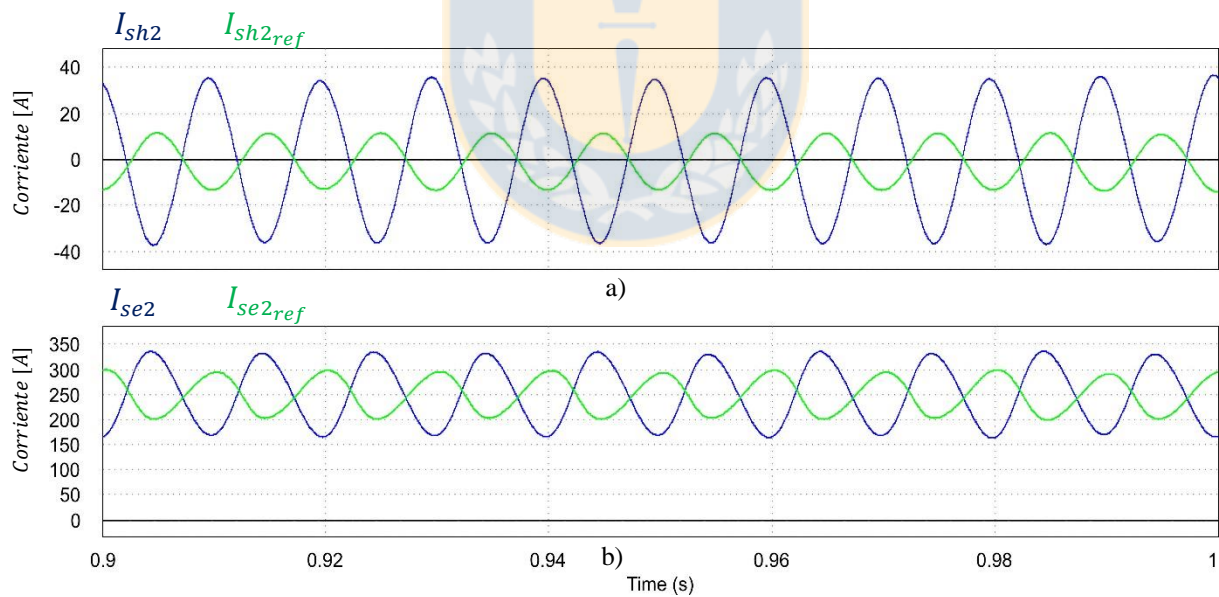


Figura 4.6: F.O. de corrientes del convertidor Π inferior: a) I_{sh2} e $I_{sh2_{ref}}$ b) I_{se2} e $I_{se2_{ref}}$.

4.2.2 Formas de onda, con impacto de carga del 75% al 100% de la corriente nominal de carga.

En las próximas figuras se grafican los resultados con un impacto de carga en 1,5 [s] de 75% al 100% de la corriente de carga, el impacto en la corriente de salida del convertidor va desde $i_{DC_o} = 500[A]$ a $i_{DC_o} = 667[A]$. En términos de potencia, el impacto de potencia de salida, es desde $P_o = 3M[W]$ a $P_o = 4M[W]$.

En la Fig. 4.7 se observan las energías de cada rama del sub-convertidor Π superior, ante impacto de carga. Se observa que la dinámica de la rama shunt aumenta su amplitud, producto del aumento de la corriente circulante ante el balance de energía demandada por la carga; al aumentar i_{u1} el filtro pasabajos del lazo de corriente I_{sh1} deja pasar parte de esa componente continua, reflejándose en la tensión de los capacitores de la rama. Las ramas en general en 0,2[s] alcanzan la referencia; sin embargo la dinámica de la rama serie es más lenta que las demás producto de la acción del filtro pasabajos en el lazo de corriente.

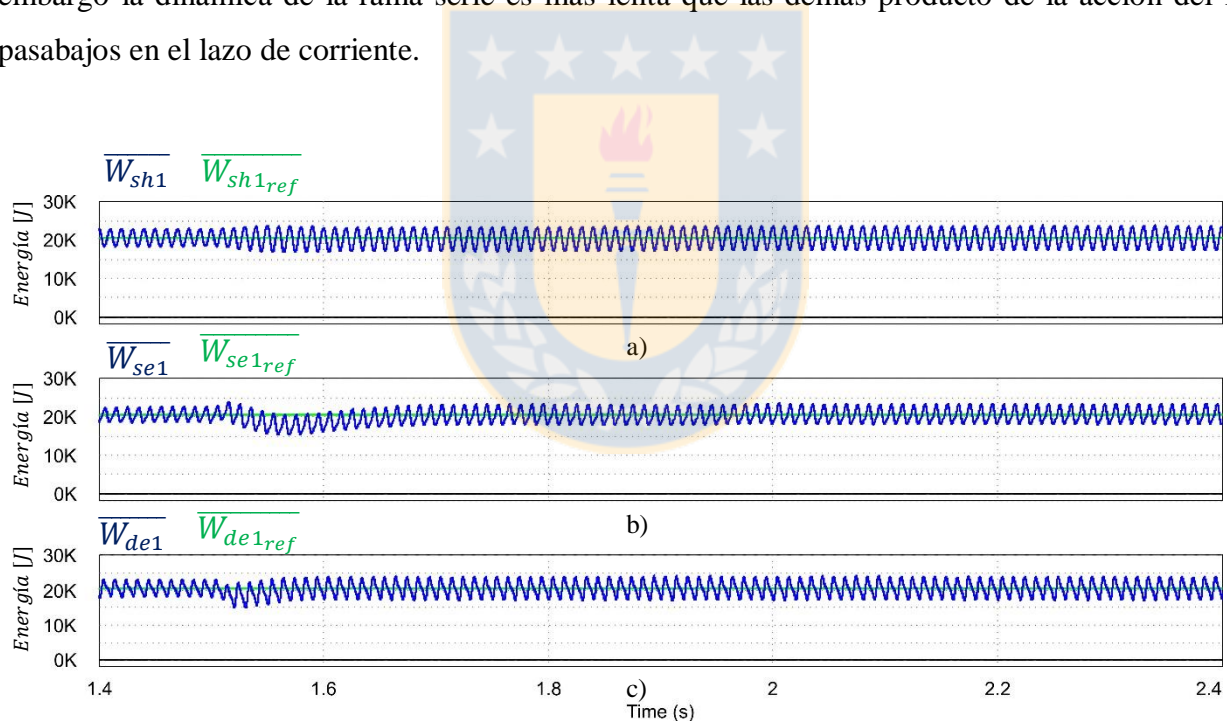


Figura 4.7: F.O. de energías del convertidor Π superior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

En la Fig. 4.8 se observa el impacto para las F.O. del convertidor Π inferior, que responde de manera similar al convertidor Π superior. La diferencia entre estas dos F.O. es que la corriente circulante en el Π inferior está en 180° desfasada con respecto a la corriente circulante del convertidor

Π superior.

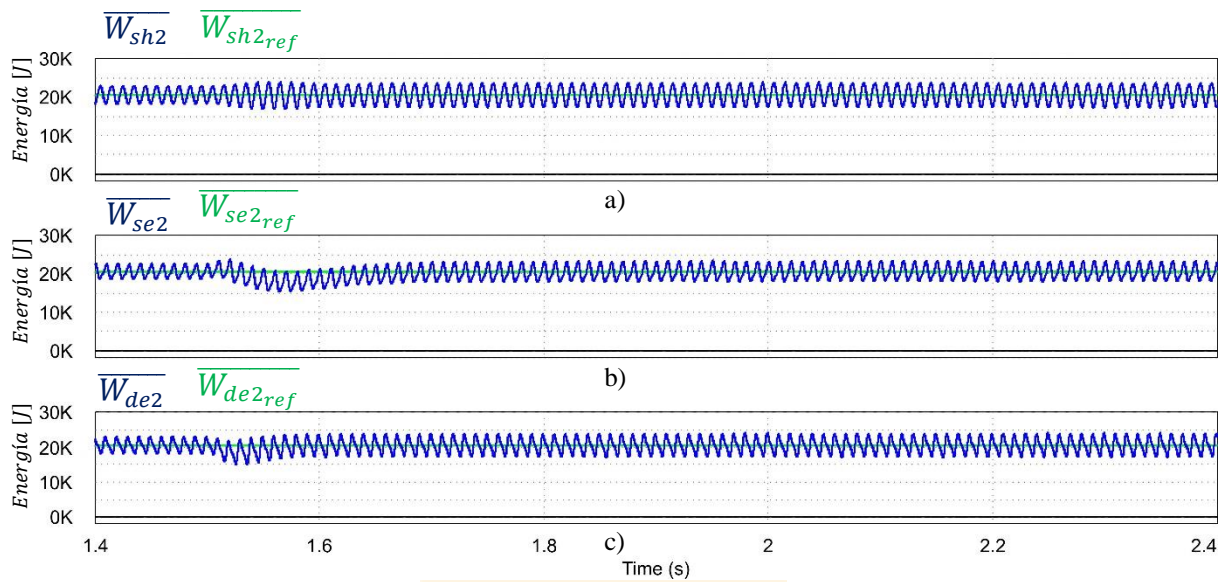


Figura 4.8: F.O. de energías del convertidor Π inferior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

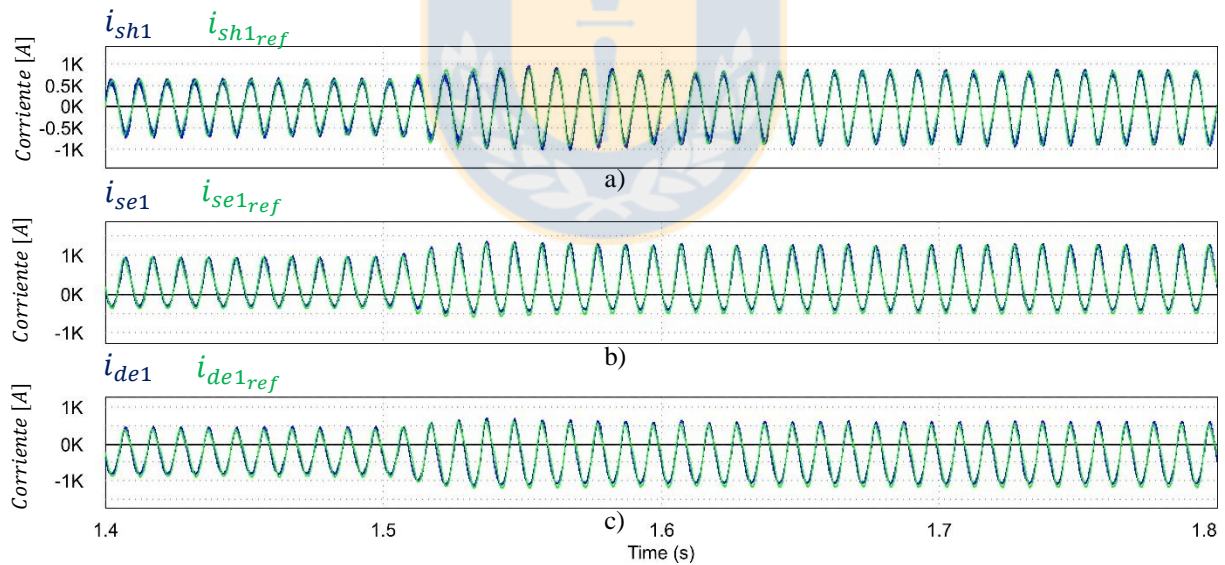


Figura 4.9: F.O. de corrientes del convertidor Π superior ante impactos de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

En la Fig. 4.9 se observan las corrientes de las ramas shunt, serie y derivación que son las acciones de control, del convertidor Π superior ante el impacto de carga. Como se observa, a pesar el impacto la rama shunt no aporta corriente continua a la carga, sirviendo solo de filtro activo para la

corriente circulante; sin embargo la corriente circulante i_{u1} aumenta su amplitud producto de la acción de control del lazo de energía rama derivación. Las ramas serie y derivación aportan con la corriente continua que demanda la carga, cada rama aporta con la mitad de la corriente; $i_{se1} = 333[A]$ y $i_{de1} = -334[A]$. Las corrientes de la fig. 4.9, siguen de buena forma la referencia de control.

La figura 4.10 muestra las F.O. de corrientes del sub-convertidor inferior, respondiendo de igual forma que las dinámicas del sub-convertidor superior; salvo por los desfases en 180° producto de la acción de i_{u2} .

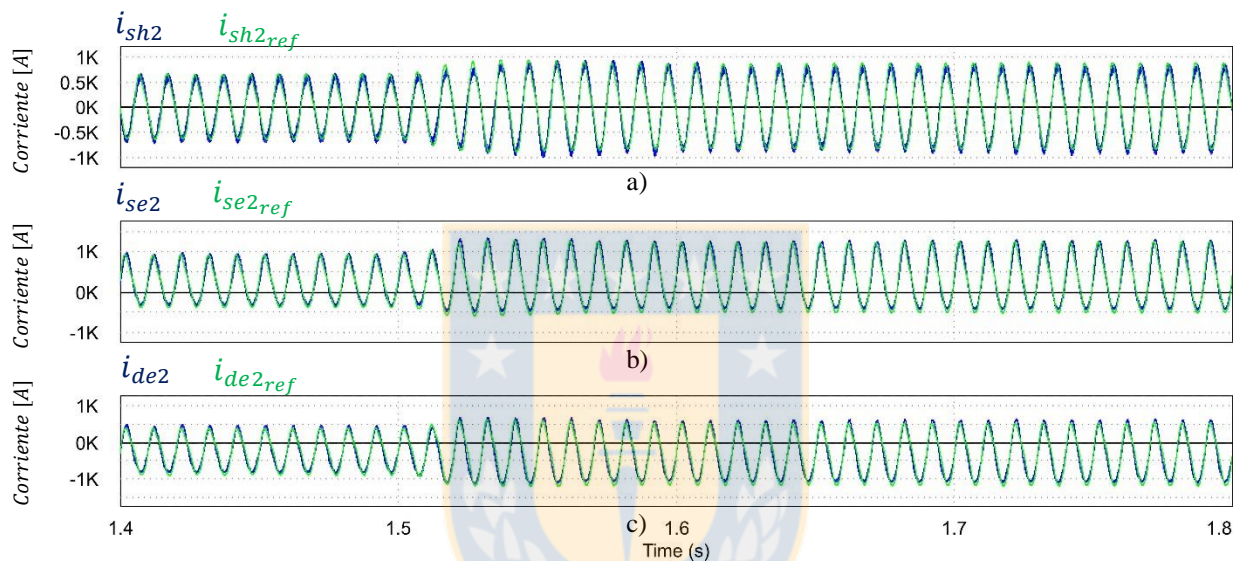


Figura 4.10: F.O. de corrientes del convertidor Π inferior ante impactos de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

Para apreciar mejor el efecto del desfase de las corrientes circulantes de cada parte del convertidor (entre Π superior e inferior) en la Fig. 4.11 se observan las corrientes por rama pero de cada parte del convertidor. Es decir en la Fig. 4.11 a) se aprecian las ramas shunt del convertidor Π superior (azul) y Π inferior (rojo). En la Fig. 4.11 b) las ramas serie del convertidor Π superior (azul) e inferior (rojo) y la Fig. 4.11 c) las ramas derivación Π superior (azul) e inferior (rojo).

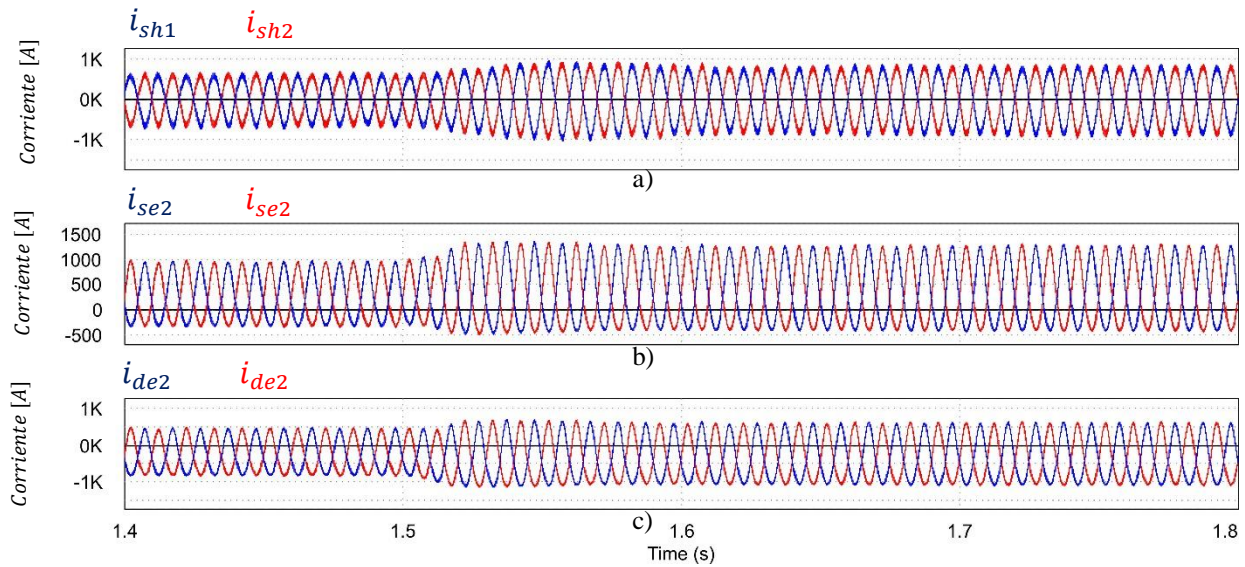


Figura 4.11: F.O. de corrientes de convertidor Π superior e inferior ante impacto de carga en 1.5[s] a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

La Fig. 4.12 es un acercamiento de unos pocos ciclos, con los valores máximos, medios y mínimos de las corrientes de la figura 4.11; estas F.O. son en estado estable para carga de carga nominal $i_{DC0} = 667[A]$.

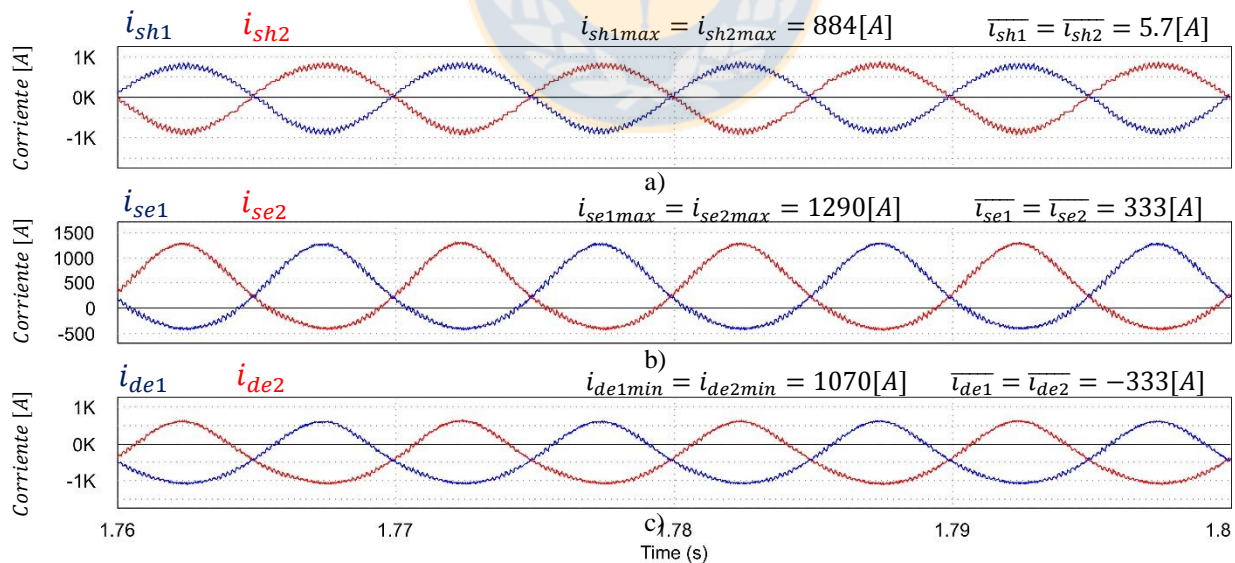


Figura 4.12: Acercamiento de la F.O. de corrientes fig. 4.11, de sub-convertidor Π superior e inferior con corriente nominal de carga en estado estable a) rama shunt b) rama serie c) rama derivación.

La grafica de la corriente de salida i_{DC_o} del convertor se muestra en la Fig. 4.13 a). Se conecta la carga a_1 en la salida del convertidor en 1.5[s] (ver tabla 4.1) e $i_{DC_o} = 500[A]$, luego al conectar la carga a_2 la $i_{DC_o} = 667[A]$, se observa la incursión de corriente de manera lenta, debido a la componente inductiva de la carga. En la Fig. 4.13 b) una gráfica de la tensión de salida V_{DC_o} de valor medio $\overline{V_{DC_o}} = 6000[V]$ y además una gráfica del valor medio de la tensión de salida $\overline{V_{DC_o}}$. Ante el impacto de carga, el valor medio de V_{DC_o} y la tensión instantánea V_{DC_o} , se mantienen constantes. La tensión de salida se tratará en la sección 4.4 con más detalle.

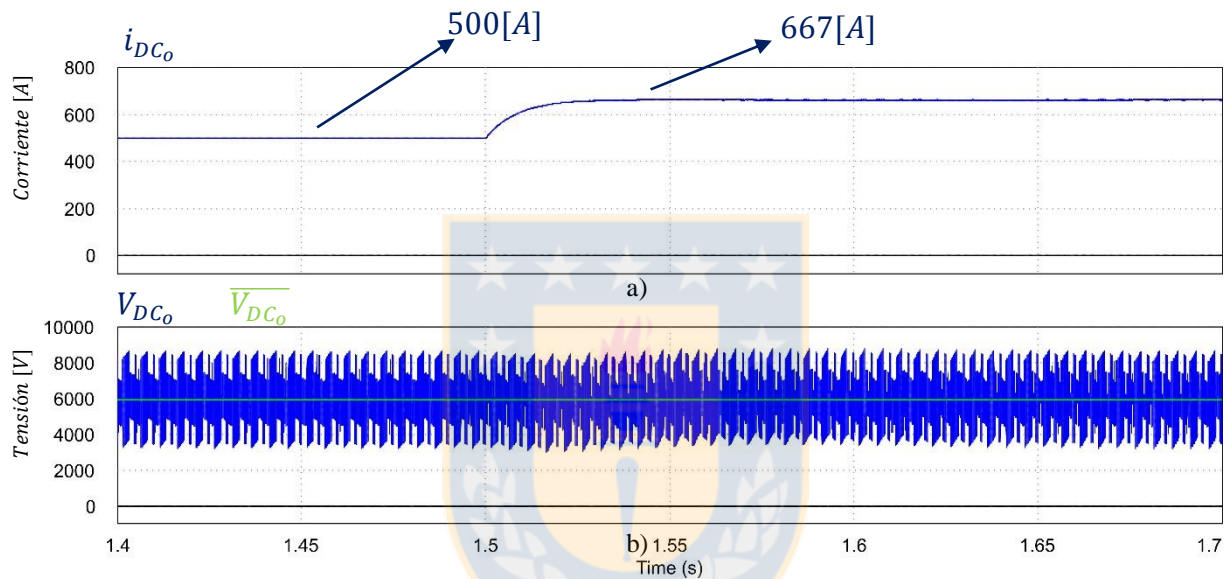


Figura 4.13: F.O. para impacto de corriente de carga de a) corriente i_{DC_o} . b) tensión de salida V_{DC_o}

Las F.O. de corriente de entrada i_{DC_i} y de salida i_{DC_o} son mostradas en la figura 4.14. Se aprecian componentes alterna en la corriente de entrada, pero que son mejor vistas en la figura 4.15 en el análisis de FFT. Una de las componentes alternas de la corriente de entrada es múltiplo de la frecuencia de conmutación f_c , específicamente del doble, debido a la operación de los puentes-H y el desplazamiento en frecuencia al doble de la frecuencia de conmutación.

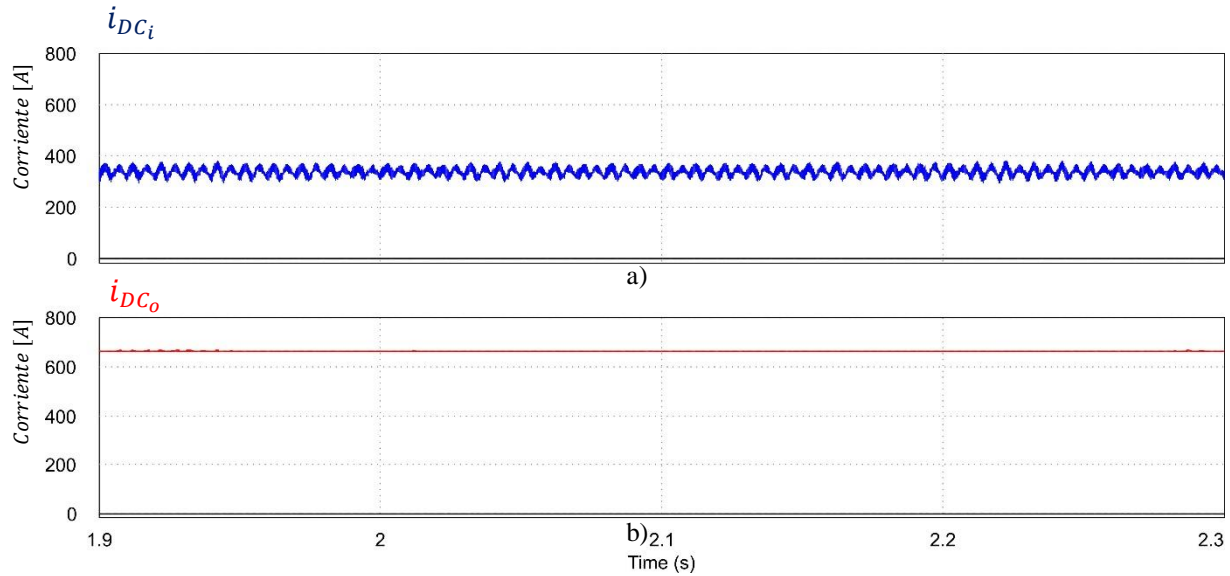


Figura 4.14: F.O. de a) corriente de entrada i_{DCi} . b) corriente de salida i_{DC0}

En la figura 4.15, se muestra el análisis en FFT de la corriente de entrada i_{DCi} , en donde existe la componente continua de valor 365[A]. La armónica en 200[Hz] tiene una magnitud de 17[A] y representa el 5 % de la componente continua de la corriente entrada i_{DCi} . Otra armónica en 6k[Hz] tiene una magnitud de 8.5[A] y representa el 2.5% de la componente continua de la corriente entrada i_{DC0} .

Si bien la rama shunt actúa como filtro activo y teóricamente no debieran haber componentes alternas en la corriente de entrada i_{DC0} , salvo las componentes múltiplos de la conmutación, el rizado de tensión de los capacitores genera que la tensión no sea constante (idealmente debiera ser constante para actuar como fuente constante de tensión) y esta distorsión producto de la operación en puente completo, genera la aparición de las armónicas al doble de la frecuencia de conmutación f_c . Esto se soluciona aumentando el tamaño de los capacitores pero esto lleva a dinámicas más lentas.

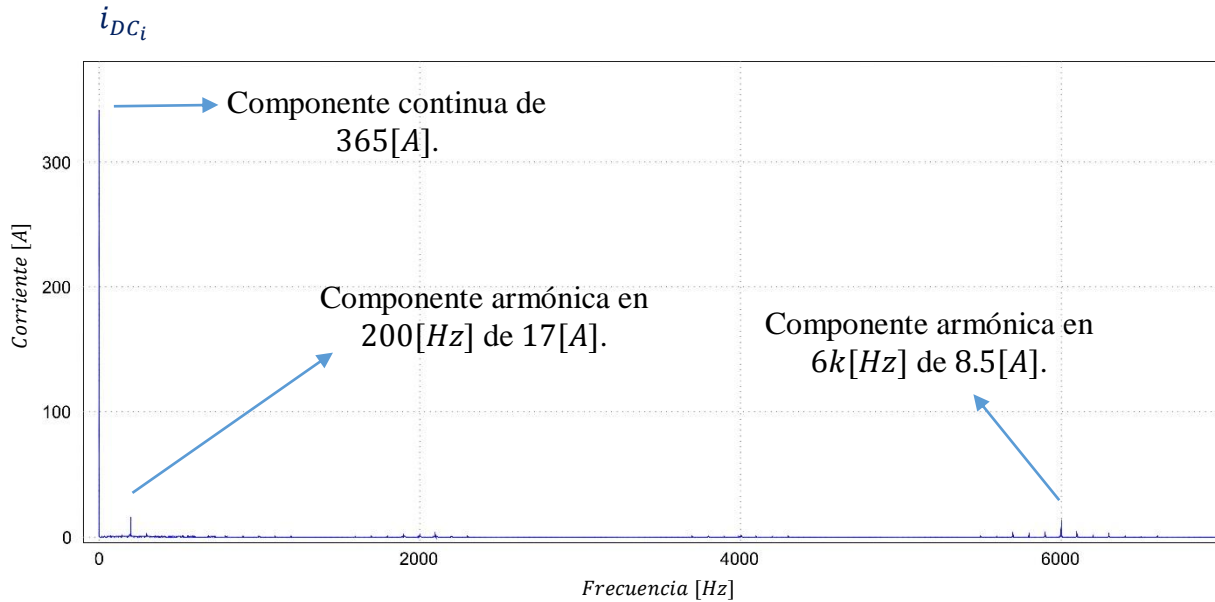


Figura 4.15: FFT de la corriente de entrada i_{DCi} .

4.3. Tensiones en los enlaces DC de cada rama e impactos de carga.

4.3.1 Formas de onda con corriente de carga i_{DCo} del 75%.

Las tensiones de los $N = 3$ capacitores usados en cada rama del sub-convertidor superior, son mostradas en la Fig. 4.16, cada una por rama. Las formas de onda aparentemente aparecen de un solo color, dando en un primer aspecto la apariencia de ser una sola; sin embargo son tres formas de onda superpuestas.

En la Fig. 4.16 a) se muestran los tres capacitores de la rama shunt, en Fig. 4.16 b) los tres capacitores de la rama serie y en Fig. 4.16 c) los tres capacitores de la rama derivación. La corriente de carga del convertidor $i_{DCo} = 500[A]$.

Las dinámicas de los capacitores se estabilizan en menos de $0,2[s]$, sin embargo los enlaces de la rama serie son más lentos que los otros debido a la acción del filtro pasabajos que actúa en la medición de la corriente serie. La magnitud de los capacitores están definidas como referencia de control en $V_c = 2500[V]$.

De manera similar a lo graficado en la Fig. 4.17, en la Fig. 4.16 se muestran las mismas variables pero para la mitad inferior (Π inferior). Las F.O. son similares salvo por el desfase de 180° que tiene el rizo de tensión en los capacitores, debido a la acción de i_{u2} .

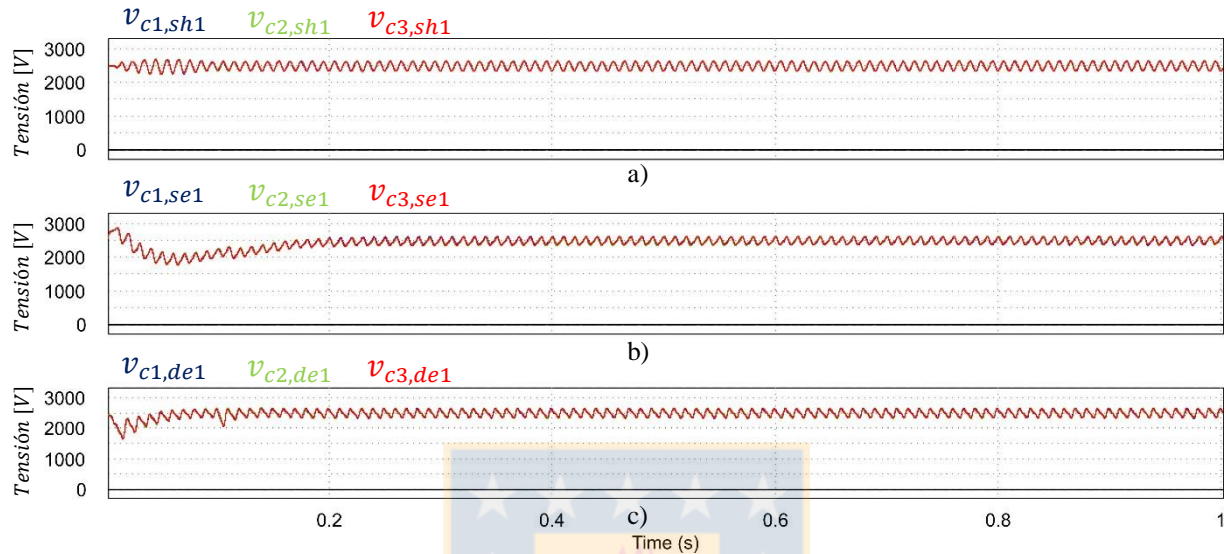


Figura 4.16: F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π superior. a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

Para ilustrar el desfase del rizo de tensión de los capacitores, en la figura 4.18, se muestran unos pocos ciclos desde $0[s]$ a $0,2[s]$ para el capacitor 1 de la misma rama del sub-convertidor superior e inferior en una misma gráfica, es decir $v_{c1,sh1}$ y $v_{c1,sh2}$ en una misma grafica; así para las tres ramas. Así se aprecia de mejor forma la acción de las corrientes circulantes i_{u1} e i_{u2} y su desfase en 180° .

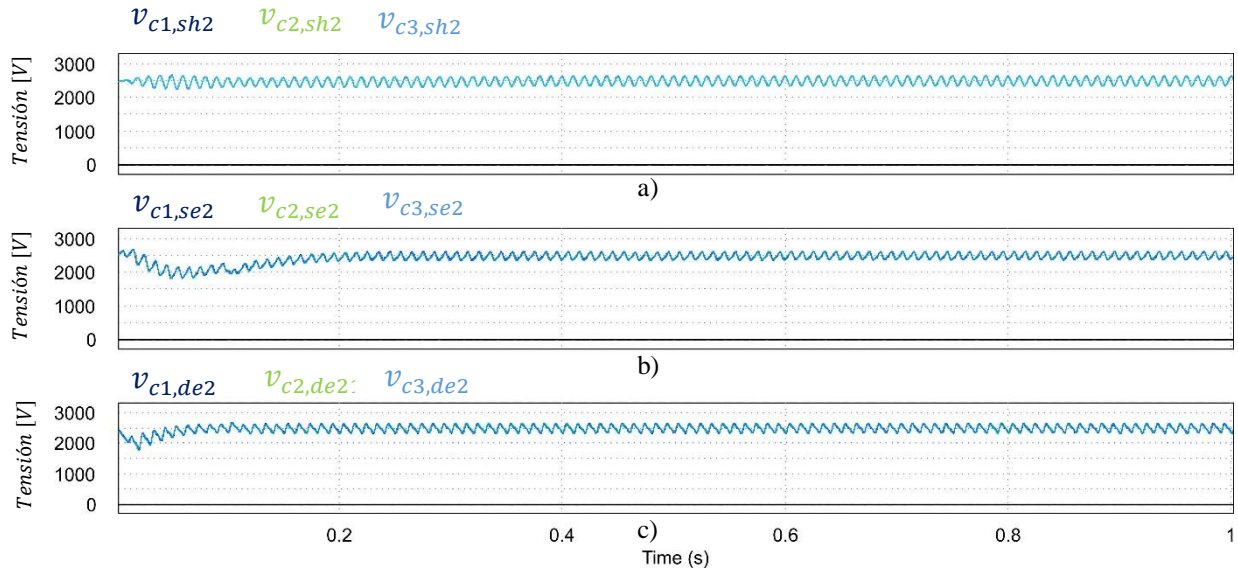


Figura 4.17: F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior.
 a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

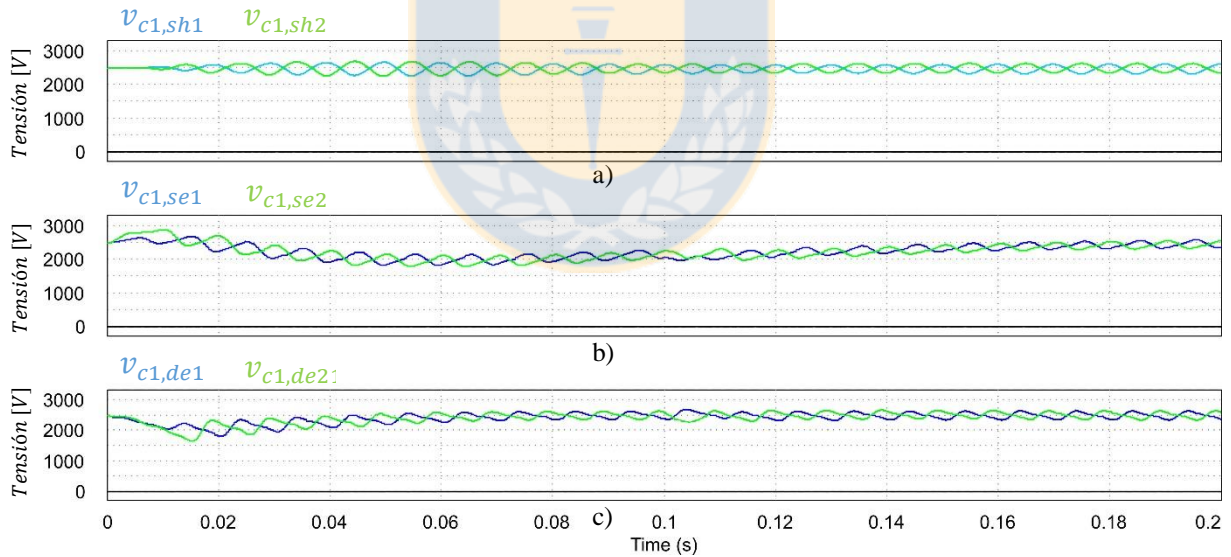


Figura 4.18: F.O. de voltajes del capacitor $N = 1$ de la misma rama de sub-convertidor Π superior e inferior.
 a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

4.3.2 Formas de onda de los enlaces DC de cada rama con impactos del 75% al 100% corriente nominal de carga.

La figura 4.19 muestra las tensiones de los capacitores de cada rama, del sub-convertidor superior (Π superior) ante un impacto de carga en 1,5[s] de la corriente de carga.

Esta corriente sube de $i_{DC_0} = 500[A]$ a $i_{DC_0} = 667[A]$. Las tres ramas alcanzan en menos de 0,2[s] la referencia, pero la amplitud aumenta del rizado producto del aumento de la amplitud de la corriente circulante (debido al balance energía con la carga). La rama shunt y derivación alcanzan la referencia en menos de 0,1[s] sin embargo la rama serie lo hace en menos de 0,2[s], debido a la dinámica de corriente impuesta por el lazo de corriente, que es más lenta determinada por la frecuencia de corte del filtro pasabajos.

En la figura 4.20 se muestran los mismos enlaces DC pero para la mitad inferior (Π inferior) ante el mismo impacto de corriente de carga. Solo difieren las dinámicas en los desfases de 180° de los rizados de tensión en los capacitores con respecto a las formas de onda de la figura 4.19.

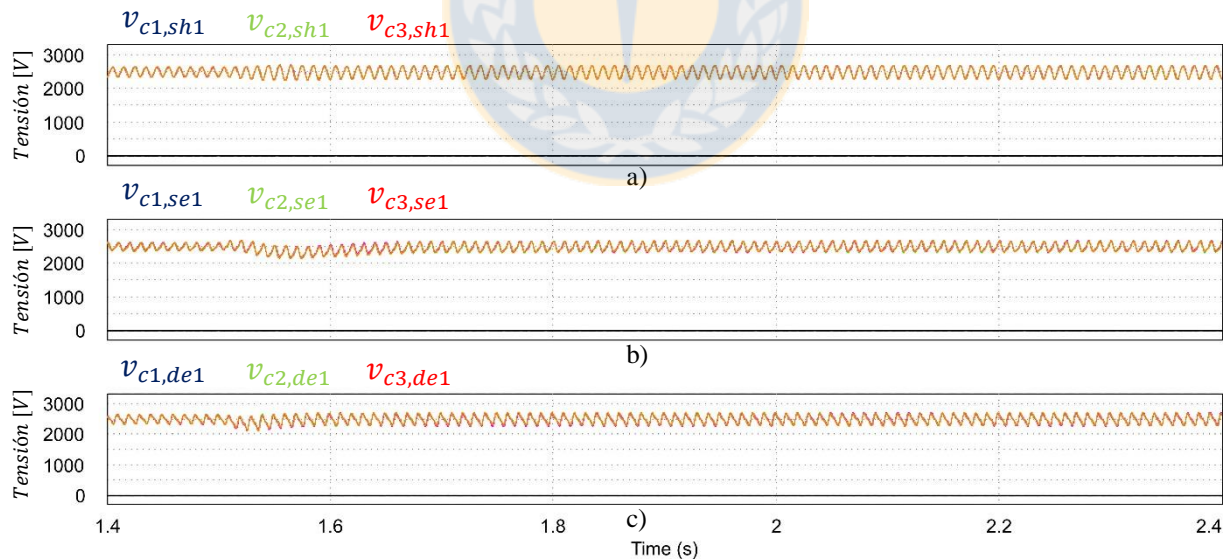


Figura 4.19: F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π superior, ante impacto de carga en 1,5[s]. a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

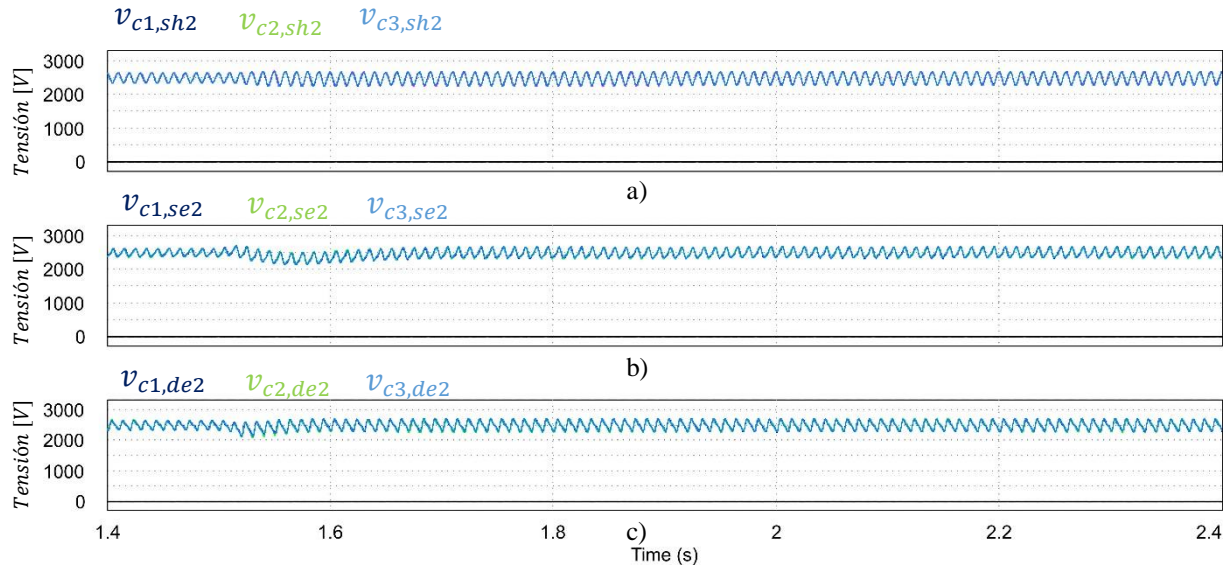
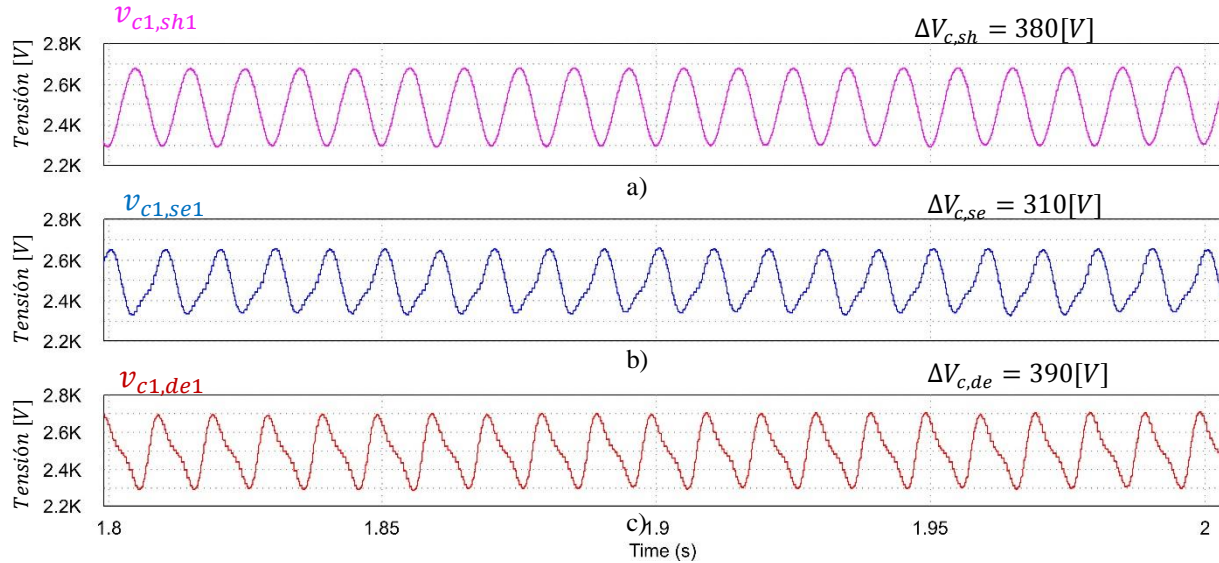


Figura 4.20: F.O. de voltajes de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior, ante impacto de carga en 1,5[s]. a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

El rizado de tensión de los capacitores, se rige por la expresión (3.12) y depende de la corriente que este circulando por la rama en específico, junto a las expresiones (3.13) y (3.14) determinan el tamaño de los capacitores para estas condiciones de operación del convertidor. El rizado de la figura 3.2 y también de la figura 4.18, puede ser comprobado evaluando la expresiones (3.12-3.14), para observar si con el tamaño de lo capacitores diseñados las formas de onda de la figura 4.18 y 3.2 se cumple el rizado de tensión especificado. Para todos los capacitores usados, según tabla 4.1, tienen su valor en $2200\mu[F]$. Para la rama shunt el rizado máximo de tensión en los capacitores, usando la expresión (3.12) nos da que $\Delta V_{c,sh} = \frac{2 \cdot 0,429}{2200 \cdot 10^{-6}} = 390[V]$, el rizado del capacitor serie $\Delta V_{c,se} = \frac{2 \cdot 0,349}{2200 \cdot 10^{-6}} = 317[V]$, el rizado del capacitor derivación $\Delta V_{c,de} = \frac{2 \cdot 0,459}{2200 \cdot 10^{-6}} = 417[V]$,

En la figura 4.21, se muestran las tensiones de cada capacitor de cada rama, con sus máximos y mínimos, verificándose que el diseño está dentro de los márgenes especificados, ya que ningún rizado supera el 15%.



**Figura 4.21: F.O. de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π superior.
a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.**

4.3.3 Formas de onda de equalización de los enlaces DC de una misma rama, ante magnitudes distintas.

Las gráficas de las tensiones de cada capacitor de una misma rama, son las mostradas en la figura 4.22, validándose el funcionamiento del control de equalización de los capacitores de cada rama. El lazo de control de la fig. 2.9 actúa sobre las magnitudes de las tensiones de cada capacitor permitiendo igualarlas al promedio de las mismas, para mantener un valor promedio evitando desviaciones.

La dinámica de convergencia de las tensiones de cada rama variará de acuerdo a las diferencias que tengan entre ellos; si la diferencia es alta tardarán en converger, pero siempre convergerán.

La convergencia de la rama shunt, en la Fig. 4.22 es muy rápida debido a que no presenta una variación importante la tensión promedio de los capacitores de la rama. Sin embargo en la rama serie la tensión promedio de los capacitores varía luego la equalización tomará más ciclos de tiempo; el tiempo está determinado por la frecuencia de v_{bal} e i_q , ambas a frecuencia $f_u = 100[Hz]$.

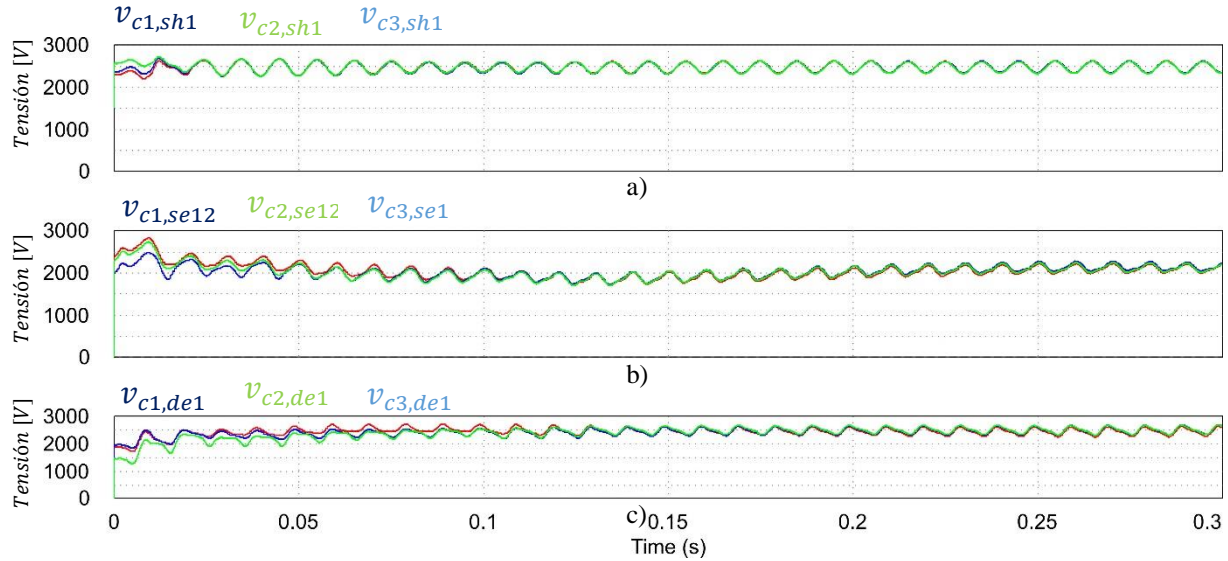


Figura 4.22: F.O. de equalización de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π superior.
 a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

En la figura 4.23 se muestran las equalizaciones de los capacitores del convertidor Π inferior en términos de dinámicas su comportamiento se asemeja al convertidor Π superior; salvo por el desfase en 180° .

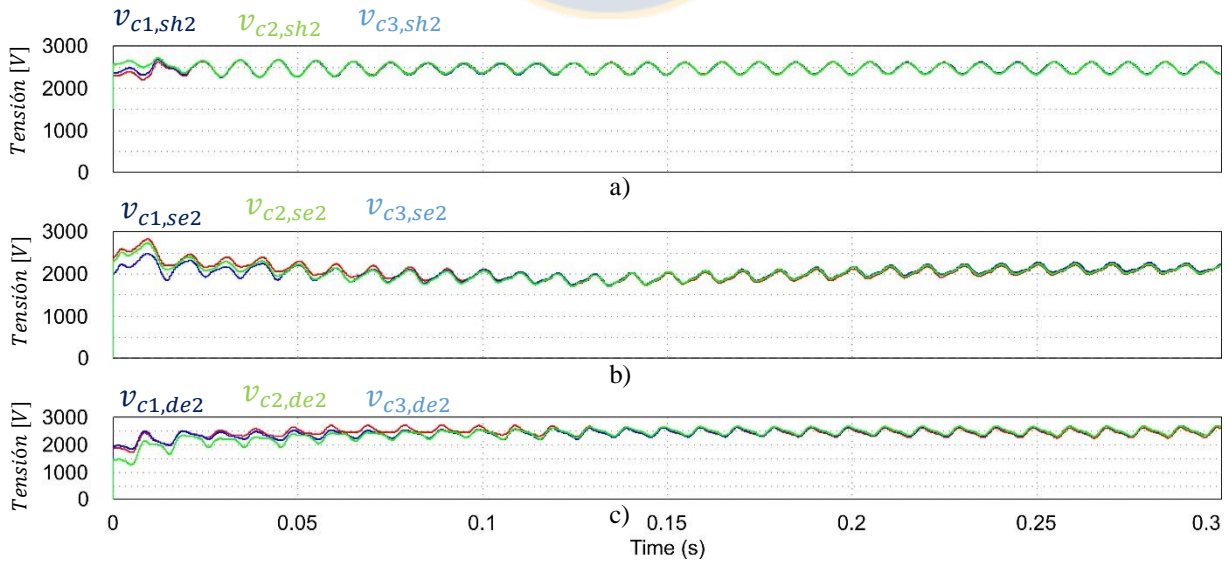


Figura 4.23: F.O. de equalización de tensiones de capacitores de cada rama del convertidor Π inferior.
 a) rama shunt, b) rama serie, c) rama derivación.

4.4. Tensiones de cada sub-conversor que componen el MMC DC-DC y diagrama espectral.

La tensión de salida V_{DC_o} es formada por la suma de las tensiones de salida de cada mitad del conversor, es la suma de la tensión de salida del conversor Π superior y Π inferior; la tensión de salida del conversor Π superior tiene la forma $\frac{V_{DC_o}}{2} + v_u$ y la tensión de salida del conversor Π inferior tiene la forma $\frac{V_{DC_o}}{2} - v_u$.

Sin embargo las tensiones de salida de las mitades de cada sub-conversor, es decir del sub-conversor Π superior $\frac{V_{DC_o}}{2} + v_u$ y del sub-conversor Π inferior $\frac{V_{DC_o}}{2} - v_u$, tienen componentes armónicas de frecuencia producto de la modulación multinivel. Como han sido usados puentes-H completos (con cuatro dispositivos) dichas componentes de frecuencia son trasladadas espectralmente a frecuencias más altas que usando medios puentes-H. Usando puentes-H completos, como los usados en este diseño, las frecuencias armónicas son trasladadas al doble de la frecuencia de conmutación f_c . Como en cada sub-conversor, las ramas derivación tienen $N = 3$ puentes usados en cascada, la frecuencia a la cual se trasladan las armónicas $f_{oSUBCONV}$ de la tensión de salida de cada sub-conversor está definida por la expresión (4.1):

$$f_{oSUBCONV} = 2 N f_c = 2 \cdot 3 \cdot 1k[Hz] = 6k[Hz] \quad (4.1)$$

Por lo tanto la tensión de salida total V_{DC_o} tendrá componentes de frecuencia en $6k[Hz]$ que pueden ser filtradas por capacitores de salida, si se desea eliminarlas. Sin embargo en esta tesis se han prescindido de estos capacitores de salida y se grafican los resultados con las componentes de frecuencia desplazadas.

En la figura 4.24 se grafica la tensión de salida del conversor Π superior $\frac{V_{DC_o}}{2} + v_u$ y en la figura 4.25 se grafica el análisis FFT de la tensión de la fig. 4.24.

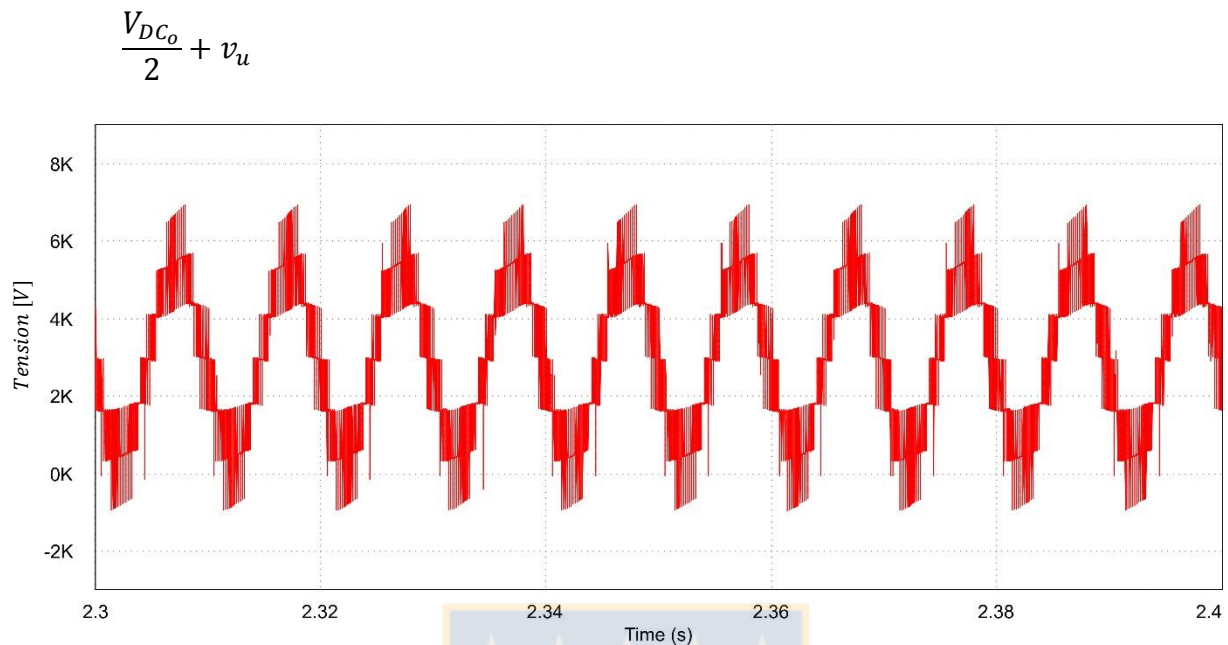


Figura 4.24: F.O. de voltaje de salida del convertidor Π superior.

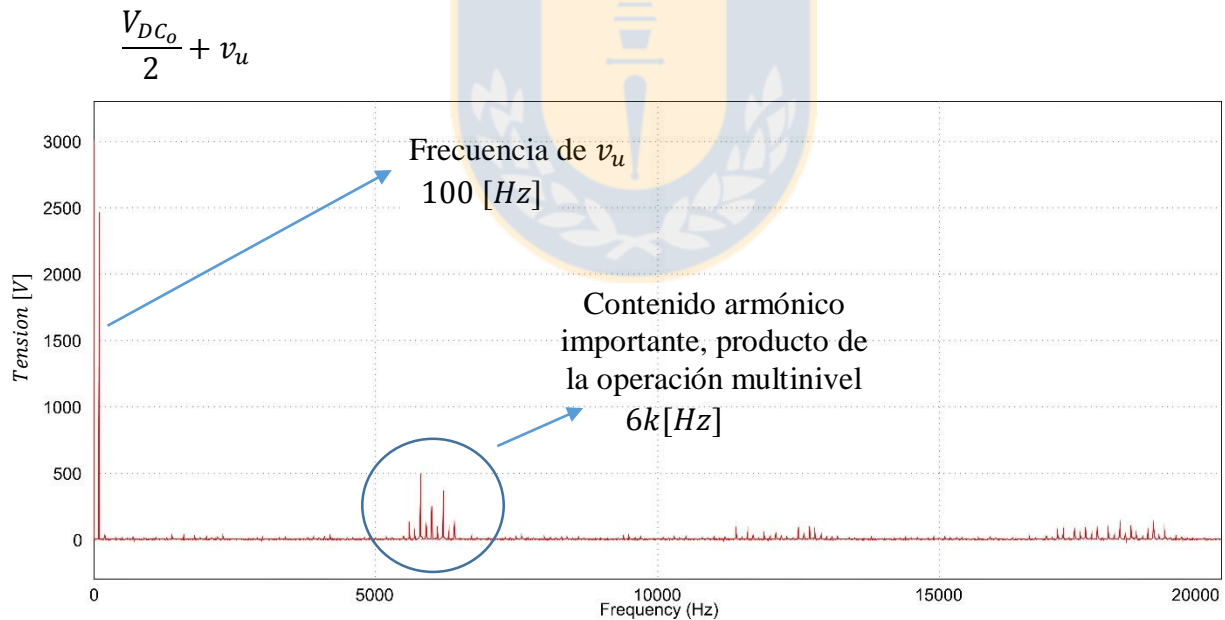


Figura 4.25: Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida del convertidor Π superior.

En la Fig. 4.25 la componente en 0[Hz] (componente continua) es de amplitud 3000[V], la componente de 100[Hz] posee la amplitud de $V_u \approx 2500[V]$. Las componentes a 6k[Hz] son las generadas producto de la operación multinivel de la rama, su contenido no es menor, y se sumarán en

la tensión total de salida V_{DC_o} del convertidor.

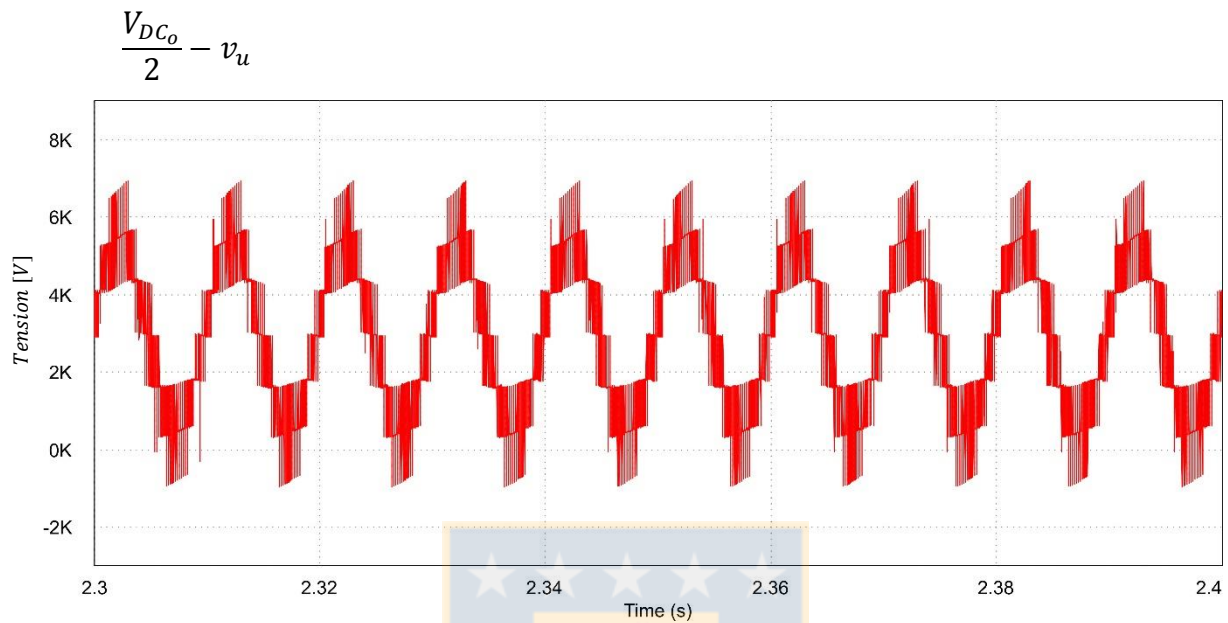


Figura 4.26: F.O. de voltaje de salida del convertidor Π inferior.

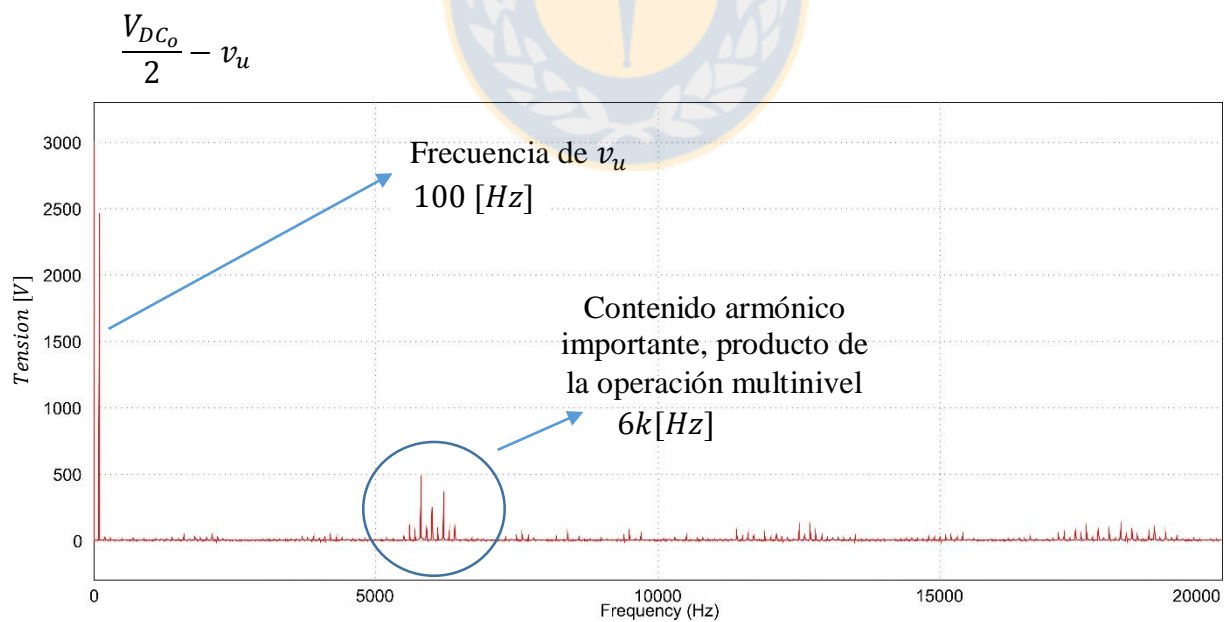


Figura 4.27: Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida del convertidor Π inferior.

En la figura 4.26 se muestra la tensión de salida del convertidor Π inferior y en la figura 4.27

el análisis FFT de la tensión de la Fig. 4.26.

En la Fig. 4.27, la componente en $0[Hz]$ tiene una magnitud de $3000[V]$, en $100[Hz]$ $2500[V]$ propia de v_u pero en desfase de 180° . Las componentes espectrales en $6k[Hz]$ se mantienen con la misma magnitud que en la fig. 4.25. Las componentes en $6k[Hz]$ no superan los $500[V]$.

En la figura 4.28, se grafica la tensión de salida total V_{DC_o} . En la tensión de salida total V_{DC_o} las componentes de $100[Hz]$ se cancelan quedando las componentes de $6k[Hz]$ presentes en la tensión de salida, pero en fase, es decir se suman. Esto representa un problema si estas componentes no se desean en la carga; o si en aplicación MT-HVDC la línea no las tolera. Esto se soluciona de dos formas: o se aumenta la frecuencia f_c (con el considerable aumento de pérdidas de conmutación) o se aumenta el número de puentes-H usados, es decir aumentar N que según la expresión (4.1) aumenta el desplazamiento de las componentes armónicas y con ello se hace más fácil filtrar estas componentes.

Si por ejemplo N aumentase a 10 las componentes espectrales serían desplazadas a $20k[Hz]$. Podría además disminuirse f_c y aumentando N , se disminuirían las pérdidas de conmutación (en caso de la implementación real) pero se necesita una mayor cantidad de recursos en el procesador que comanda el control del convertidor, para lograr un buen funcionamiento con una mayor cantidad de puentes-H.

La F.O. de tensión de salida total V_{DC_o} del convertidor MMC DC-DC se muestra en la figura 4.28 y en la figura 4.29 se muestra el análisis FFT de la tensión V_{DC_o} , apreciándose la cancelación de las componentes de $100[Hz]$ sin embargo las componentes de $6k[Hz]$ son la suma de las componentes de cada sub-convertidor (de las fig. 4.25 y 4.27).

La componente continua de la fig 4.29 de la tensión V_{DC_o} es de amplitud $6000[V]$. Las componentes en $6k[Hz]$, al ser la suma de la tensión de salida de cada sub-convertidor, aportan con contenido importante. Las componentes superiores a $10k[Hz]$ pueden considerarse menores al 5% de la componente continua, sin embargo las componentes en $6k[Hz]$ son de al menos un 16% de la componente continua y no pueden despreciarse.

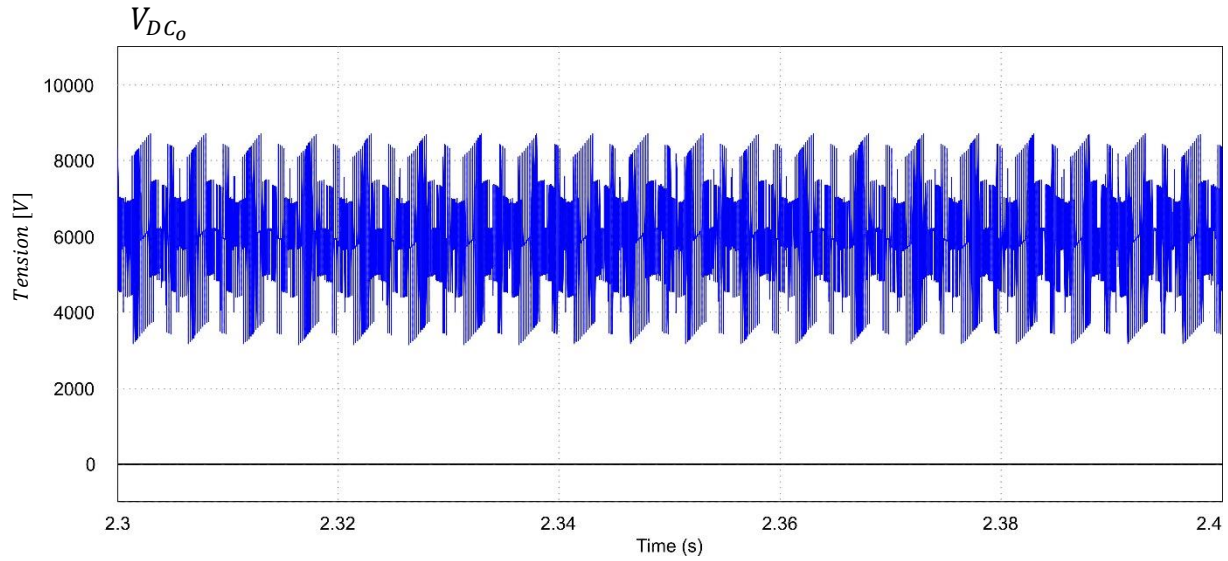


Figura 4.28: F.O. de voltaje de salida V_{DC_o} del convertidor MMC DC-DC.

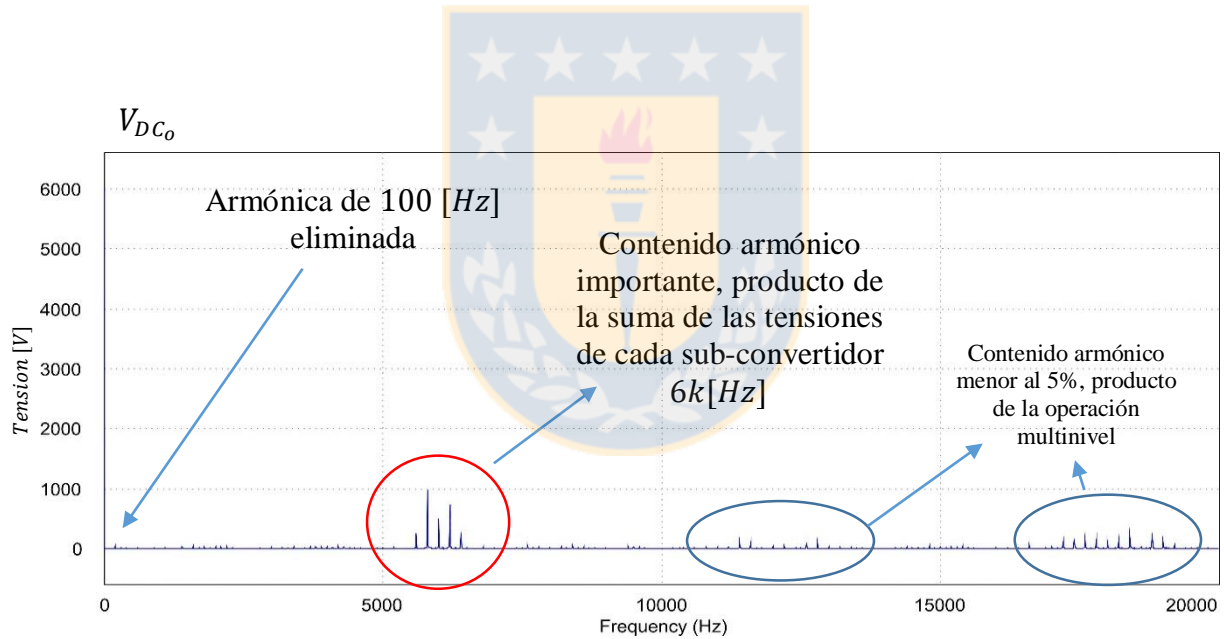


Figura 4.29: Análisis FFT de la F.O. de voltaje de salida V_{DC_o} del convertidor MMC DC-DC.

4.5. Eficiencia del convertidor MMC DC-DC vía simulación.

Mediante los resultados de simulación, y usando las características de la plataforma PSIM, podemos obtener la eficiencia del convertidor MMC DC-DC.

Sabiendo los valores medios de la corriente de entrada i_{DC_i} y la corriente de salida i_{DC_o} es posible calcular la eficiencia. Los valores de las tensiones de entrada V_{DC_i} y de salida V_{DC_o} están como dato en la tabla 4.1.

Como el valor de la corriente media de entrada (ver fig. 4.14 y 4.15) es $I_{DC_i} = 365[A]$ y la corriente media de salida $I_{DC_o} = 667[A]$; sabiendo las tensiones de entrada $V_{DC_i} = 12k[V]$ y la tensión de salida $V_{DC_o} = 6k[V]$ mediante la expresión (4.2) es cómo podemos calcular la eficiencia.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{(V_{DC_o} I_{DC_o})}{(V_{DC_i} I_{DC_i})} = \frac{6k[V] 667[A]}{12k[V] 365[A]} = 0,912 = 91,2\% \quad (4.2)$$

El valor de la eficiencia vía simulación es muy cercano al calculado de forma teórica en el capítulo 3.5.4, en donde el resultado dio 91,7%. En la figura 4.30 se grafica la eficiencia del convertidor MMC DC-DC a carga nominal, dentro de un intervalo de tiempo. Las mediciones de las corrientes de entrada y salida son por medio de filtros pasabajos, ya que estas corrientes tienen componentes alternas que son necesario filtrar para obtener los valores medios.

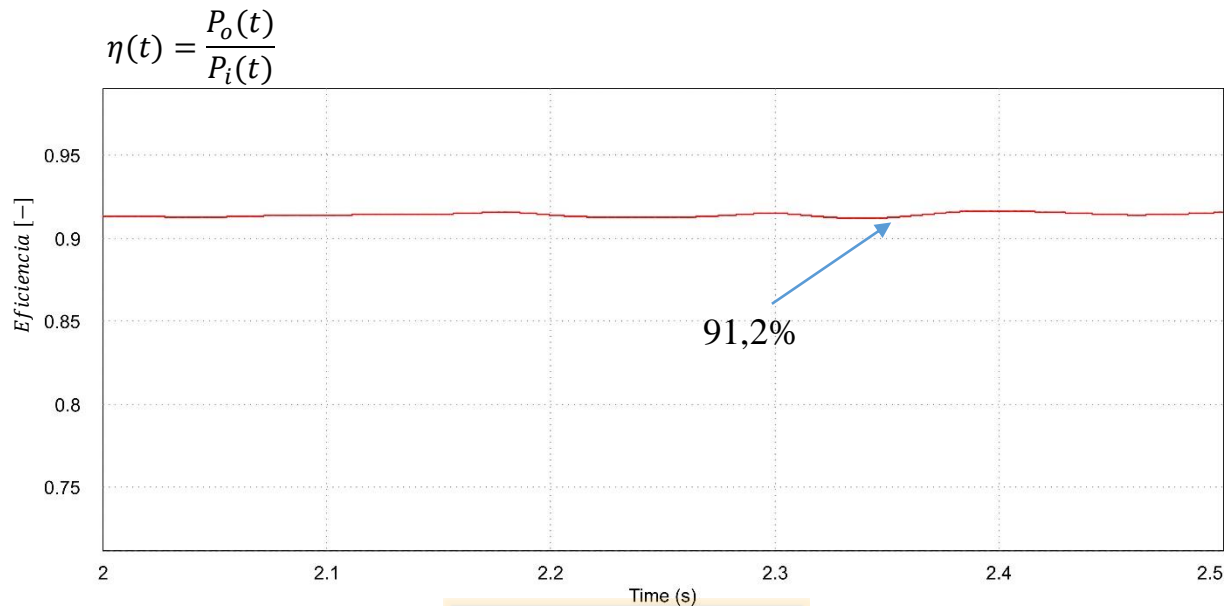


Figura 4.30: Gráfica de la eficiencia del convertidor MMC DC-DC, a corriente de carga nominal.

De la figura anterior, se aprecia que la eficiencia está dentro del valor calculado de forma teórica. Mediante la plataforma PSIM, se configuraron los siguientes parámetros de los switches (usando el datasheet del IGBT) y elementos pasivos usados, en el capítulo 3:

- Valores de las tensiones de encendido y saturación de los IGBT.
- Valores de las tensiones de encendido y saturación de los diodos en antiparalelo de los IGBT.
- Resistencia asociada a los IGBT y diodos en antiparalelo.
- Resistencia serie equivalente de los capacitores.

Del capítulo 3 y 4 se resume que, la eficiencia puede ser notablemente mayor, si:

- Se disminuye la resistencia serie equivalente R_{se} de los capacitores usados en cada puente-H. Esta disminución de R_{se} puede lograrse conectando capacitores en paralelo hasta lograr el rating de tensión de diseño; esta conexión en paralelo disminuye R_{se} hasta un valor lo bastante pequeño para poder bajar estas pérdidas, pero esto trae asociado un aumento del costo-volumen del convertidor.

- Si se disminuye la resistencia serie asociada a los inductores L de cada rama. Esto puede lograrse aumentando la sección transversal del conductor del bobinado, aumentando también los costos de fabricación de L .
- Si se disminuye la frecuencia de la corriente circulante. Esto trae asociado un aumento en el tamaño de los capacitores (ver expresión (3.15), (3.16) y (3.17)) de los puentes-H y los inductores usados de cada rama (ver expresión 3.6).
- Si se usan dispositivos semiconductores en los puentes-H de mayor rapidez en la conmutación, es decir con menor tiempo de elevación y tiempo de caída en el paso de un estado de encendido al apagado.



Capítulo 5. Resultados experimentales en prototipo (MMC DC-DC)/2.

5.1. Introducción

Los resultados que se muestran a continuación, fueron obtenidos mediante la construcción e implementación de la mitad superior del convertidor propuesto o Π superior llamado también (MMC DC-DC)/2; ya que validando estos resultados para el sub-convertidor superior, el funcionamiento de la mitad inferior (Π inferior) es idéntico, salvo en que la componente alterna de la tensión de salida v_u del sub-convertidor, está en desfase de 180° .

Este prototipo fue construido para trabajar a niveles de tensión menores a $200[V]$ y permitió la obtención de resultados que validaron el funcionamiento de los sistemas de control, balance de energía de las ramas. Además se validó el sistema de control de equalización de los capacitores de cada rama, algo que permite que la rama mantenga constante las tensiones de los capacitores ante perturbaciones propias de la carga. El esquema circuital, del prototipo implementado, se muestra en la figura 5.3.

5.1.1 Construcción y estructura de prototipo del convertidor (MMC DC-DC)/2

Se emplearon 8 meses para la construcción y obtención de resultados satisfactorios del prototipo (MMC DC-DC)/2. En la figura 5.1 se ilustran fotos de la construcción del prototipo. La construcción se realizó en el laboratorio LEME de la Universidad de Concepción y tomó varias etapas, en donde se construyó el chasis y soportes, construcción de cada uno de los puentes-H, utilizando los equipos de soldadura con uso de microscopio para montaje superficial.

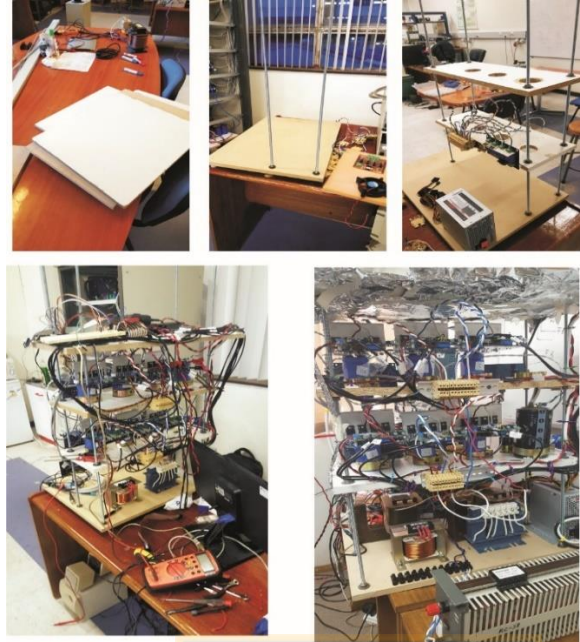


Figura 5.1: Fotos con las etapas en la implementación del prototipo de laboratorio.

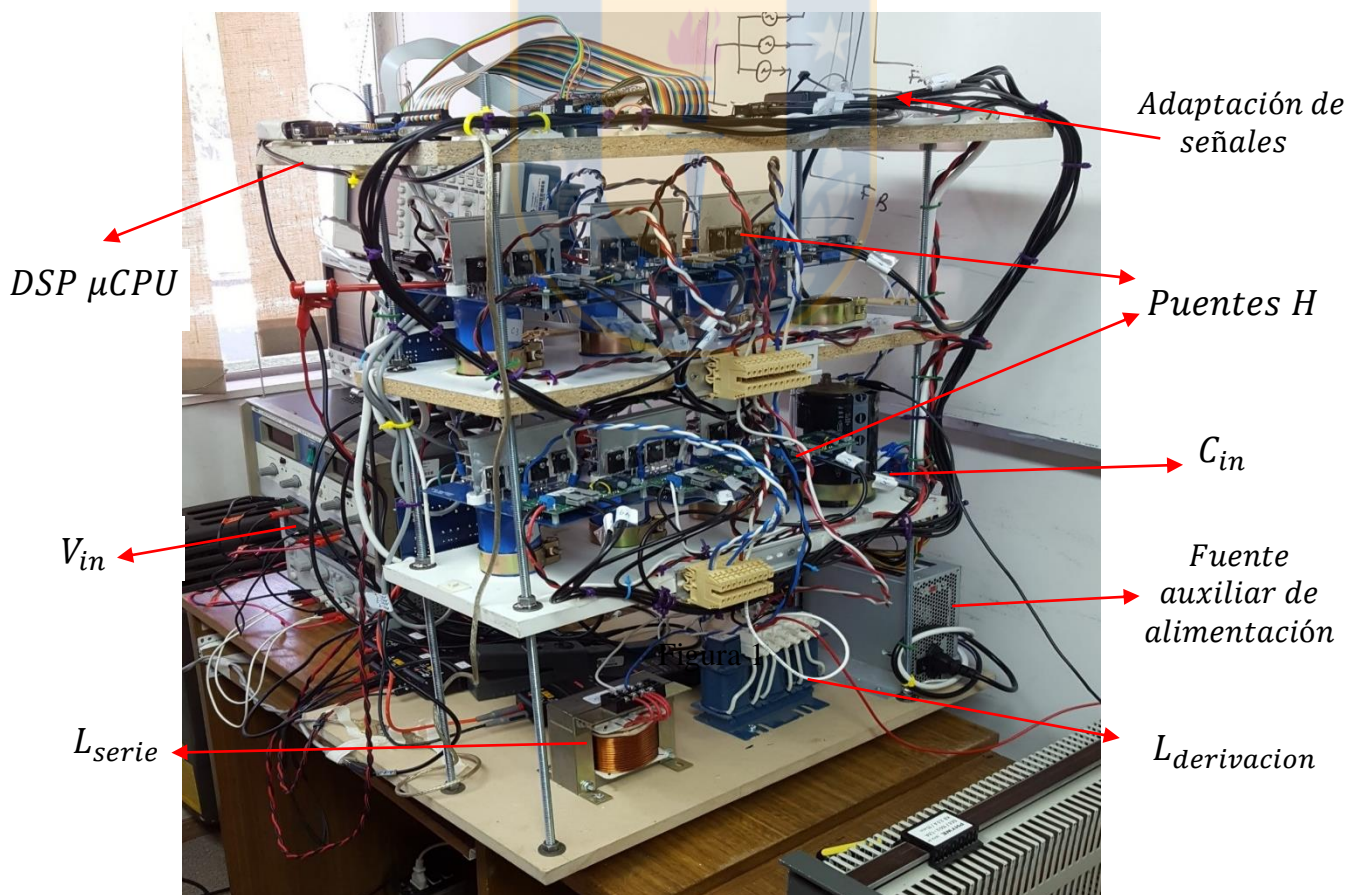


Figura 5.2: Fotografía de los componentes principales del prototipo de laboratorio (MMC DC-DC)/2.

Luego se diseñó y construyó la tarjeta de adaptación de señales, se instalaron los circuitos que transforman las señales de salida PWM del DSP a luz, transporte de estas señales lumínicas por cables de fibra óptica, transductores de transformación de luz a señales eléctricas, fabricación de tarjetas de medición de tensiones y corrientes, entre otros.

La estructura del convertidor (MMC DC DC)/2 se muestra en la figura 5.2 en donde se identifican en la implementación los principales módulos componentes del convertidor. Se compone de $N = 3$ puentes-H por rama, en donde se implementaron las ramas serie y derivación. La rama shunt se reemplazó por un condensador, que hace las veces de filtro pasivo para la corriente circulante.

En la figura 5.2 y 5.3 se aprecia el uso de dos inductores L , esto tuvo que hacerse debido a la disponibilidad de los elementos existentes en el laboratorio para la implementación; por lo tanto se habla de un L_{serie} y un $L_{derivacion}$ para las ramas serie y derivación respectivamente.

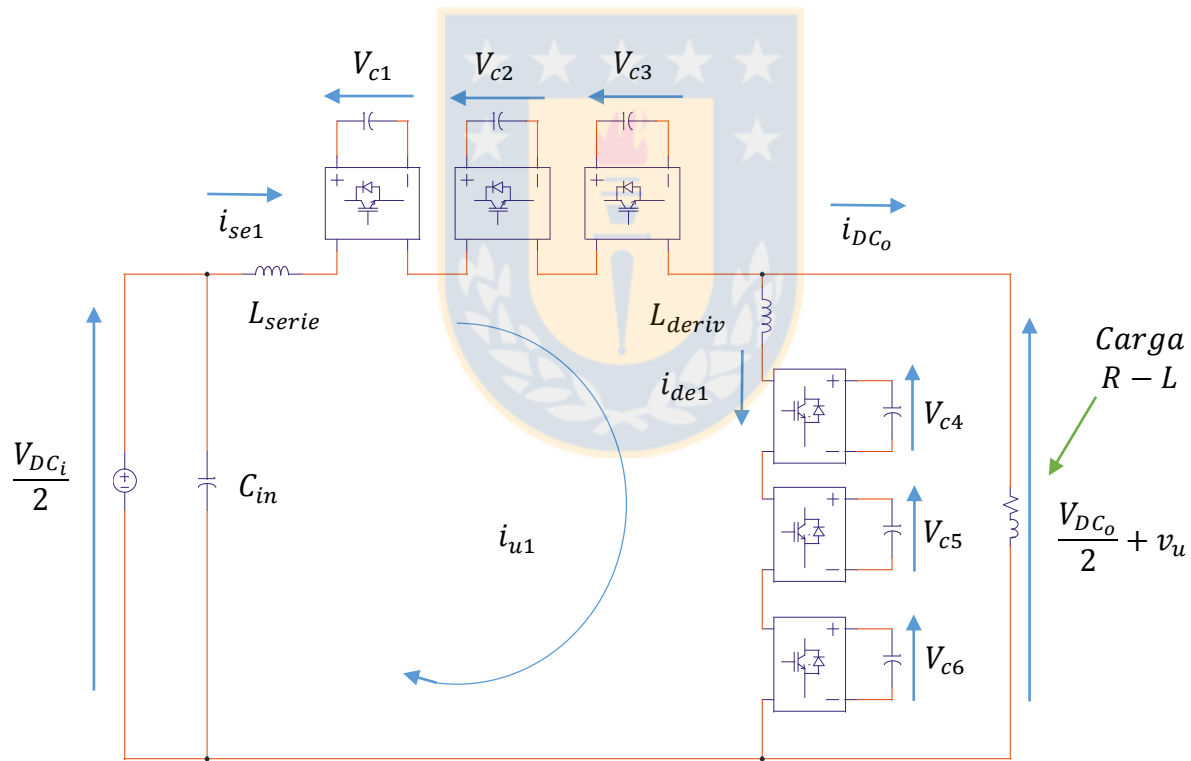


Figura 5.3: Diagrama circuital esquemático del prototipo de laboratorio.

En la figura 5.4 se observa el sistema que ejecuta el control del convertidor y el sistema de adaptación de señales que van a los puentes. El control se ejecutó mediante el procesador DSP 28335 en interfaz con la plataforma PSIM versión 9.3, se adaptaron las señales de los sensores hacia el DSP

y las señales de salida mediante tarjetas adaptadoras de señal que se fabricaron para ese determinado propósito, finalmente se tomaron las señales de comando de los puentes-H salidas del DSP y se transformaron a señales de luz, transmitidas por fibra óptica hacia los puentes-H, para hacer el sistema más robusto ante el ruido electromagnético propio de la operación conmutada del convertidor.

En la figura 5.5. se muestran las fotos de la implementación de la tensión de entrada V_{DC_i} y de las cargas usadas en la salida del convertidor. En la tabla 5.1, se detallan los parámetros usados en la implementación.

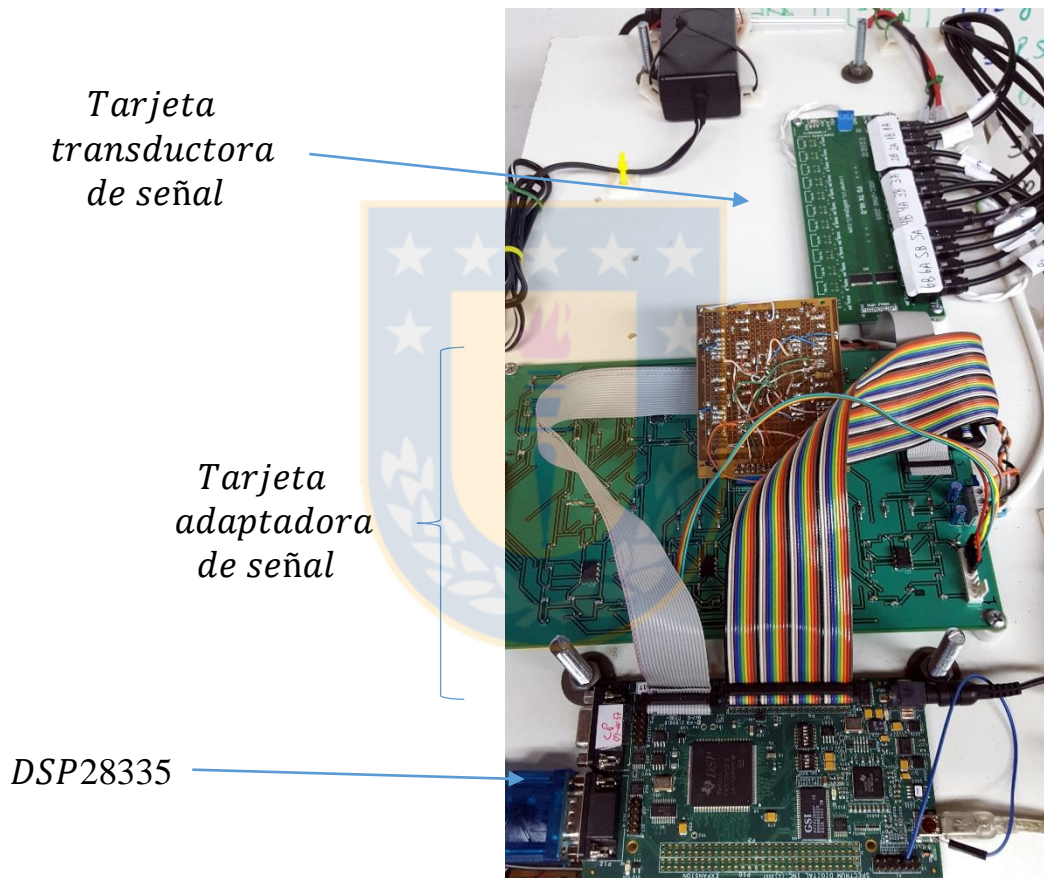


Figura 5.4: DSP 28335, sistema de adaptación de señales y transmisión de pulsos por fibra óptica.

Para esta implementación se construyeron 6 puentes-H, tal como se muestra en la fotografía de la figura 5.6 en donde se aprecia uno de estos seis puentes-H.

En líneas generales, cada puente-H se compone de 4 Mosfet modelo FCH041N60E de 600[V] y 30[A] y su disipador. La tarjeta que compone el puente-H recibe los pulsos que llegan del transductor luz a señales-eléctricas y mediante los integrados DCP020515D que transforman la

alimentación de la tarjeta de 5[V] a $\pm 15[V]$, permitiendo que el circuito de comando entregue un encendido y apagado entre $\pm 15[V]$, logrando mayor rapidez que si solo se trata de activación y desactivación con 15[V] y 0[V].

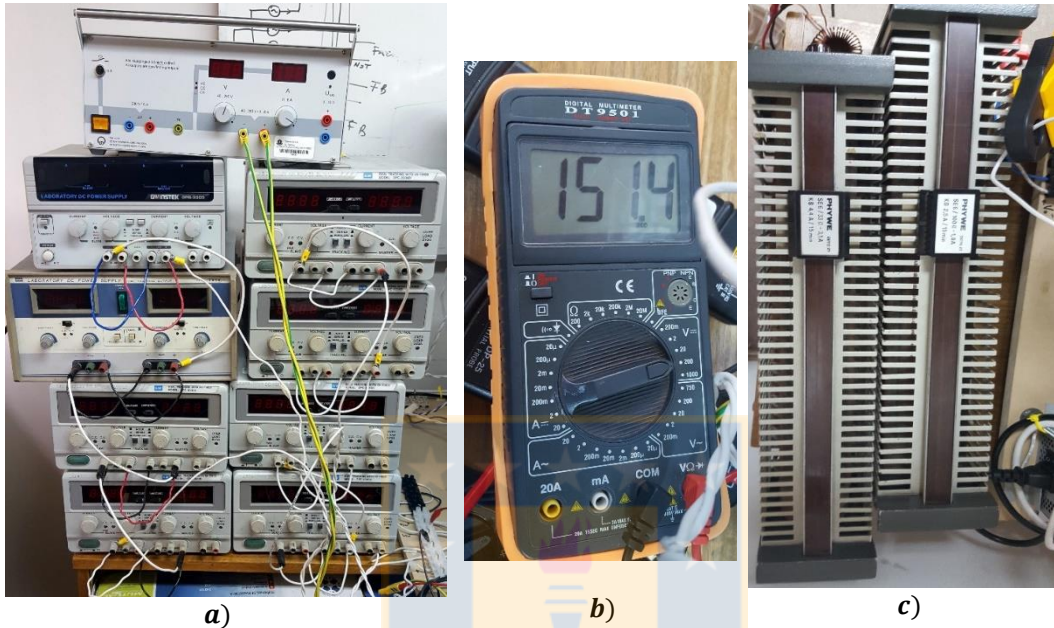


Figura 5.5: Fotografías de: a) Implementación de la tensión de entrada, b) magnitud de la tensión de entrada, c) cargas del sistema

Cada puente-H lleva además su etapa de desacoplo mediante el opto-acoplador HPCL-3120 y finalmente diodos zeners en serie (configuración back-to-back) en la compuerta de los switches para limitar sobrevoltajes que puedan dañar las compuertas.

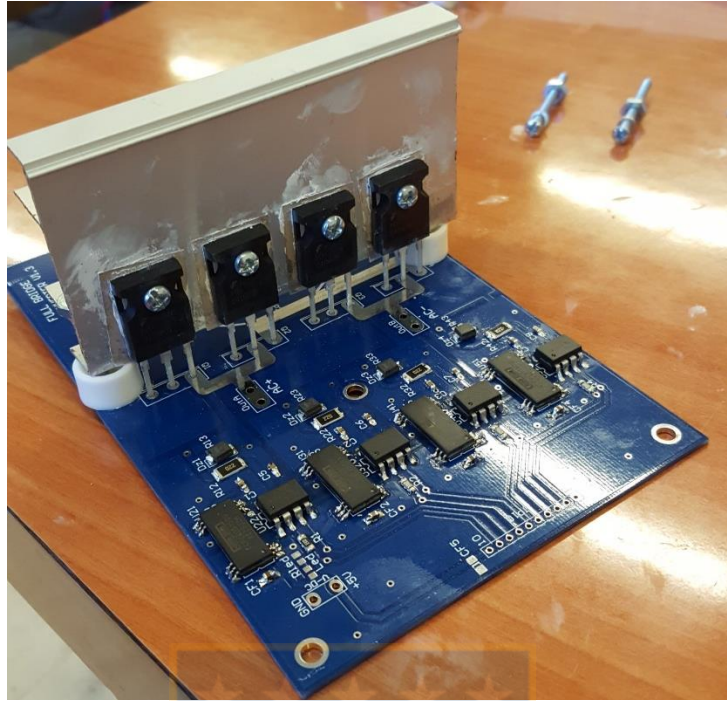


Figura 5.6: Fotografías de un puente-H, de los seis que constituyen el convertidor.

Cada puente-H va con su capacitor, que en este prototipo se usó un capacitor electrolítico de $400[V]$, $2200\mu[F]$. Este capacitor se monta en la tarjeta del puente-H y todo queda en condiciones de ser instalado en los soportes de madera usados para estructurar el chasis del convertidor. Esto se muestra en la fotografía de la figura 5.7.



Figura 5.7: Fotografías del enlace DC de un puente-H y el montaje en el chasis del convertidor.

5.1.2 Tarjetas de medición de variables, tensión y corriente.

Para las mediciones de tensiones de los capacitores de los puentes-H se fabricaron tarjetas de mediciones de tensión en base a sensores LEM. Se fabricaron y utilizaron dos tarjetas de medición de tensión (usando el LEM LV25P), para la medición de seis tensiones de las dos ramas del prototipo, ya que una tarjeta es capaz de medir 4 tensiones. La figura 5.8 muestra una fotografía de una de las dos tarjetas que se fabricó para el prototipo.

El propósito de estas tarjetas es tomar las mediciones de tensión y corriente del convertidor y poder ser procesadas por el procesador elegido para la ejecución del control del convertidor. Estas tarjetas se alimentan con $\pm 12[V]$ y sus señales que entregan, mediante el esquema eléctrico bajo la cual opera, no puede ser conectada directamente a los conversores ADC de la DSP, por lo tanto fue necesaria diseñar y fabricar una tarjeta adicional adaptadora de señales en donde llegan estas señales de medición y pueden ser entregadas a la DSP. En los anexos a este capítulo, se adiciona el esquemático del puente-H.

La tarjeta que obtiene mediciones de corriente, usa sensor LEM LA55P, también fue fabricada para este prototipo y se muestra en la figura 5.9. Al igual que la tarjeta de medición de tensión se alimenta de $\pm 12[V]$ y fue necesaria la tarjeta de adaptación para operarla con la DSP. Esta tarjeta mide la corriente de la rama serie y la rama derivación.

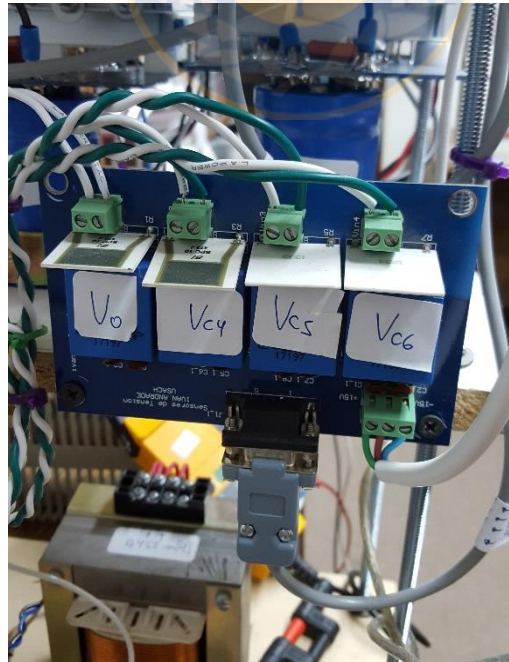


Figura 5.8: Fotografías de una tarjeta de medición de tensiones, con capacidad para cuatro mediciones de tensión.



Figura 5.9: Fotografías de una tarjeta de medición de corrientes, con capacidad para cuatro mediciones de corriente.

5.1.3 Tarjetas de adaptación de señales para los ADC del DSP.

Debido a que las mediciones de tensiones y corrientes, provenientes de las tarjetas de medición de tensión y corrientes, no son aptas para ser ingresadas directamente al ADC (convertor análogo-digital) del DSP, es necesario tener una tarjeta de adaptación de las señales medidas y el DSP. Esta tarjeta tiene el propósito de:

- Atenuar las señales para que no sobrepasen los límites permitidos por los ADC, que son tensiones entre $0[V]$ y $3[V]$.
- Añadir un offset a las señales medidas, debido a que si se trabaja con señales alternas, la tensión de entrada de $1.5[V]$ al ADC representa cero voltios, la tensión de $0[V]$ en el ADC representa el máximo peak negativo de la señal medida, y la tensión de $3[V]$ en el ADC representa el máximo peak positivo a medir. El añadir el offset de $1.5[V]$ permite trabajar con señales alternas, que en el caso del convertidor son las corrientes que circulan por las ramas serie y derivación.
- Proteger contra ocasionales fallos por sobretensiones o sobrecorrientes al ADC.
- Hacer aislación entre las tarjetas de medición y el ADC, mediante circuito de alta-impedancia mediante el uso de amplificadores operacionales.

En la figura 5.10 se muestra la tarjeta que se diseñó y fabricó para los propósitos anteriores.

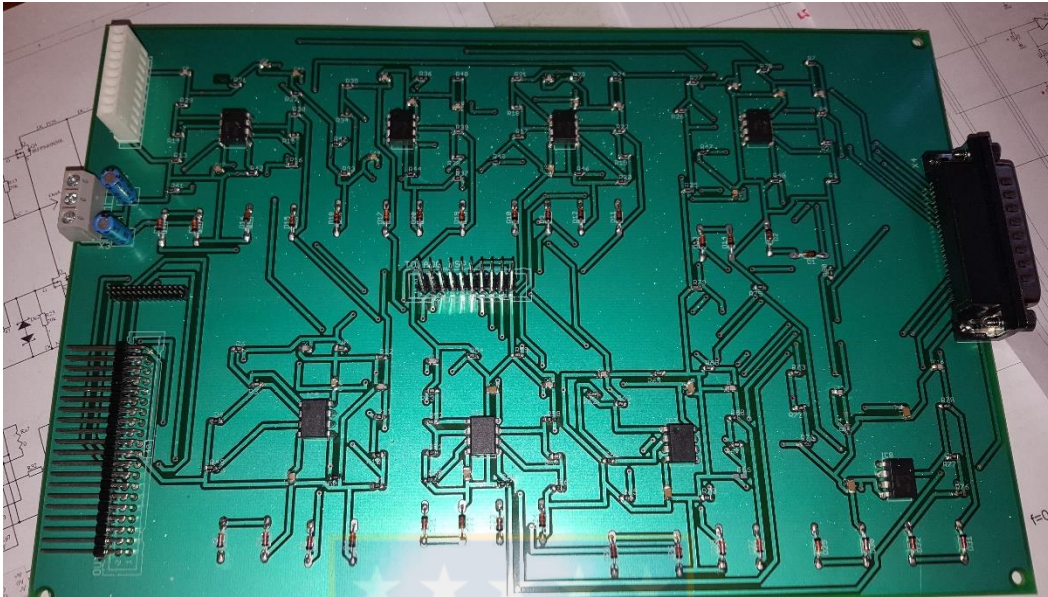


Figura 5.10: Fotografías de tarjeta de adaptación de señales para el ADC del DSP.

Esta tarjeta utiliza LF353N como amplificadores operacionales de aislación y como sumadores de offset a las señales medidas. Además también se usan zeners en serie back-to-back para limitar posibles fallas de sobrevoltaje o sobrecorrientes y proteger los ADC. En el capítulo de anexos se adiciona el esquemático.

5.1.4 Tarjetas transductoras de luz a señal eléctrica y viceversa.

Para evitar que las señales de comando de los switches usados en los puentes-H se vean afectadas por la emisión de EMI (interferencia electromagnética) producto de la operación conmutada del convertidor, se hace necesario que las señales de comando que salen de los puertos de salida del DSP viajen a través de cables de fibra óptica y así queden protegidas contra las EMI.

Para esto se usan dos tipos de tarjetas:

- Una tarjeta transmisora que convierte las señales PWM de salida del DSP a luz. Estas señales de luz son transportadas a los puentes por cables de fibra óptica. Se muestra una fotografía de estas tarjetas en la figura 5.10.

- Otras tarjetas receptoras que se encuentran en los puentes que realizan la conversión de las señales de luz que viajan en la fibra óptica, en señales eléctricas del tipo PWM para la conexión a los puentes. Se muestra fotografía en la figura 5.12.

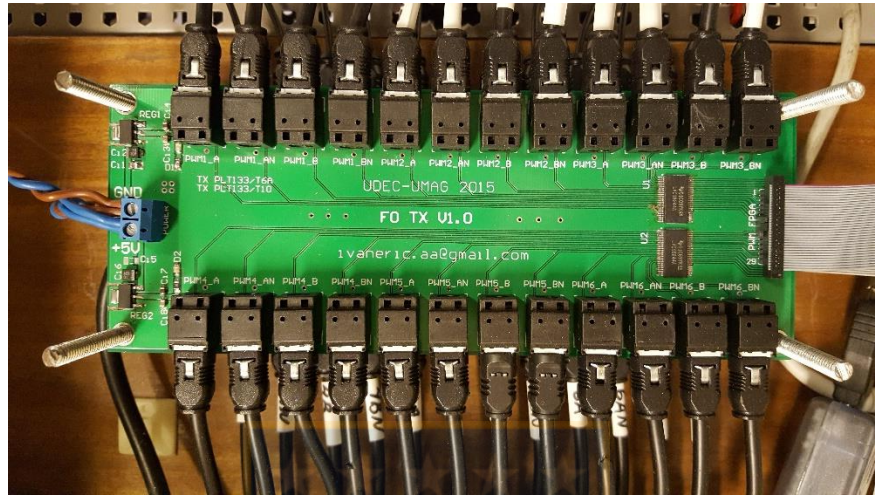


Figura 5.11: Fotografías de tarjeta de transmisión de señales por fibra óptica.

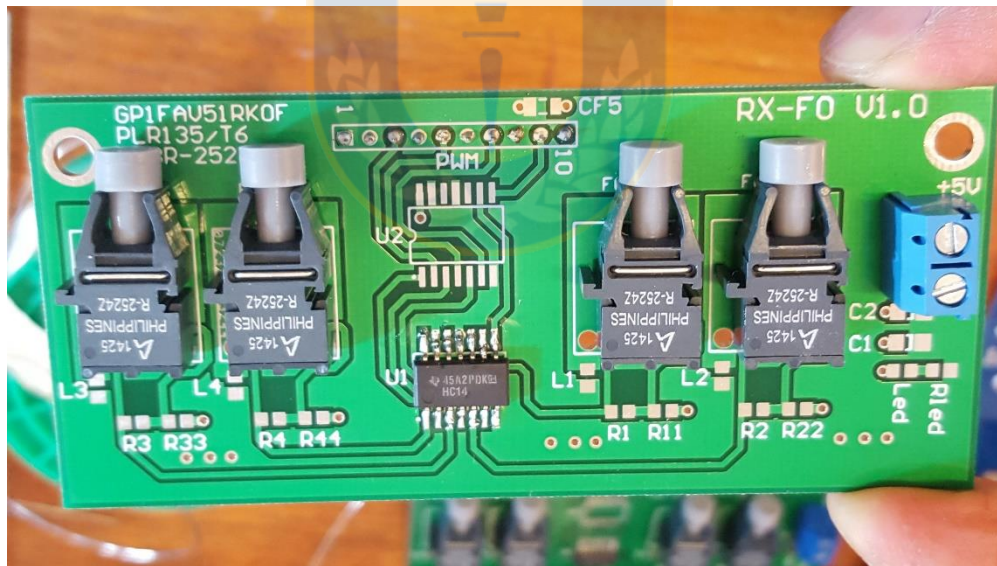


Figura 5.12: Fotografías de tarjeta de recepción de señales por fibra óptica.

La alimentación de estas tarjetas son de 5[V] a tierra y dicha energía la provee la fuente auxiliar (ver figura 5.2) que entrega distintas tensiones para las distintas tarjetas que se usan en el convertidor ($\pm 12[V]$, 5[V] entre otros niveles).

Se agradece la colaboración del alumno del programa de doctorado Ivan Andrade (en la fecha en que se entrega esta tesis, diciembre 2016) quien me facilitó los diseños para la confección de las tarjetas de mediciones de señales de tensión y corriente, el diseño de la tarjeta para los puentes-H y las tarjetas de transmisión y recepción de fibra óptica.

5.2. Resultados experimentales del prototipo (MMC DC-DC)/2.

Para efectos de operación del prototipo del convertidor implementado, los resultados se obtuvieron con los siguientes parámetros, descritos en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros y variables del convertidor implementado.

Tensión de entrada: $V_{DCi} = 150[V]$
Tensión de salida: $\frac{V_{DCo}}{2} = 75[V]$
Potencia de salida: $P_o = 600[W]$
Corriente de salida o corriente de carga nominal: $i_{DCo} = 8[A]$
Tensión alterna de salida: $\frac{v_u}{2} = 40 \text{ sen } (2\pi f_u t)$
Corriente de equalización: $i_q = 0,5 \text{ sen } \left(2\pi f_u t - \frac{\pi}{2} \right)$
Frecuencia de corriente circulante: $f_u = 100[Hz]$
Tensión de operación de cada capacitor de los puentes-H: $V_c = 50[V]$
Magnitud de capacitancia de cada puente-H: $C = 2200\mu[F]$
Energía media de operación de rama: $\overline{W_{sh1,2}} = \overline{W_{se1,2}} = \overline{W_{de1,2}} = \frac{3}{2} CV_c^2 = 8,25[J]$
Magnitud de la impedancia de los L usados: $L_{serie} = 0,348m[H], R = 30m[\Omega],$ $L_{derivacion} = 0,447m[H], R = 25m[\Omega]$
Frecuencia de conmutación de los puentes-H: $f_c = 1k[Hz]$
Carga de salida del tipo $R - L$, $R_o = 8,75[\Omega] L_o = 0,3m[H]$
Parámetros controladores lazo de energía W_T : $\varepsilon = 0,707, \omega_n = 90[rad/s]$
Parámetros controladores lazo de energía derivación W_{de} : $\varepsilon = 0,707, \omega_n = 180 [rad/s]$
Parámetros controladores lazo de corriente I_{se1} : $\varepsilon = 0,707, \omega_n = 2700 [rad/s]$
Resistencia serie equivalente R_{se} de los capacitores de los puentes-H, $R_{se} = 24m[\Omega]$

Los resultados que se obtuvieron se muestran en los sub-capítulos siguientes, se resumen en:

- Resultados del balance de energía de las ramas y formas de onda de tensiones de los capacitores de cada rama.
- Formas de onda de corrientes circulantes y de ramas.
- Formas de onda de la tensión de salida.
- Formas de onda de control internas.

En los distintos sub-capítulos, se muestran las formas de onda desplegadas en el osciloscopio de las dinámicas de tensión, corrientes y señales de control. Los resultados obtenidos se han desplegado en osciloscopio mediante sondas diferenciales para medir las distintas tensiones en el convertidor; sondas de corriente aisladas para el caso de las corrientes por las distintas ramas y multímetros para testear tensiones en puntos específicos del convertidor.

5.2.1 Formas de onda de tensión en los capacitores de cada puente-H en la rama serie

La referencia de control de energía se estableció para que en los enlaces DC la tensión en estado estable fuera de $V_{C_{ref}} = 50[V]$. Este valor de referencia es para las dos ramas, serie y derivación.

En la figura 5.13 se muestra las tensiones de cada tensión de cada puente-H de la rama serie: la tensión del capacitor 1 $v_{c1,se1}$ en color naranja, la tensión del capacitor 2 $v_{c2,se1}$ en color verde, la tensión del capacitor 3 $v_{c3,se1}$ en color azul. El ajuste de sensibilidad del osciloscopio está en $25V/div$. Se observa que las tres tensiones de los capacitores oscilan en el valor de referencia $V_{C_{ref}} = 50[V]$. Las tensiones operan en estado estable y a plena carga.

En la figura 5.14 se aprecia el momento de la partida y posterior evolución de la tensión de los capacitores de la rama serie hasta el valor de referencia establecido en $V_{C_{ref}} = 50[V]$. La magnitud de los capacitores, debido a la estructura de la topología, inician con carga previa, ya que la tensión de la fuente los energiza previamente, mediante los diodos en antiparalelo. La base de tiempo del osciloscopio se ajusta en $500m[s]/div$, la tensión de los capacitores alcanza la referencia en menos de $250m[s]$, cumpliendo con las dinámicas impuestas en los resultados de simulación, para ello ver

la figura 4.16 b) del capítulo 4.

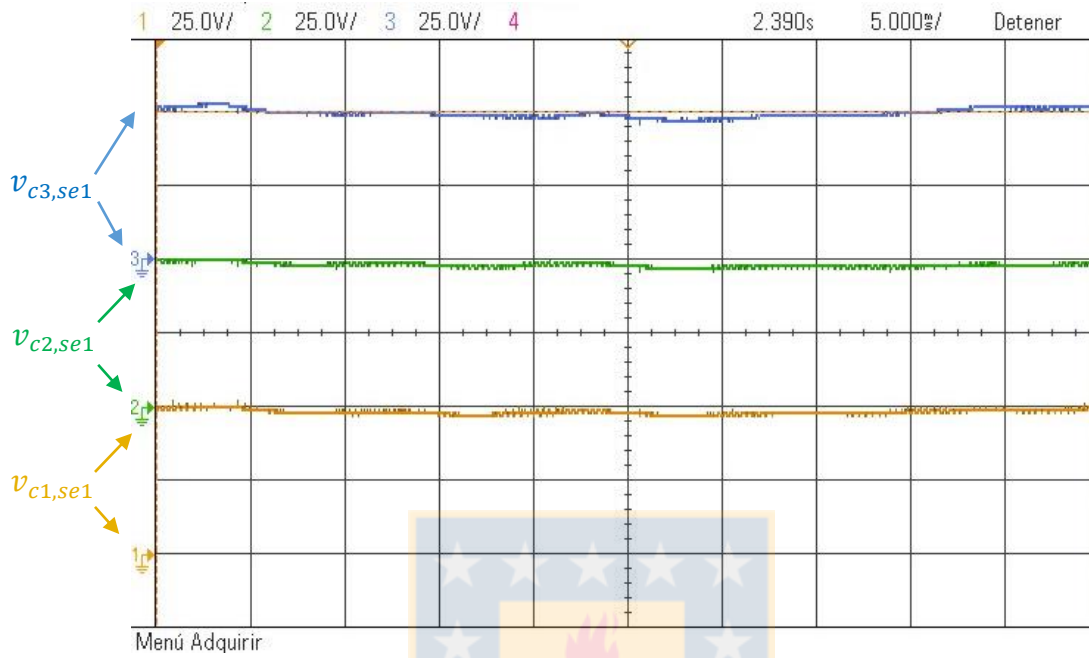


Figura 5.13: F.O. de tensión de los capacitores rama serie, en estado permanente.

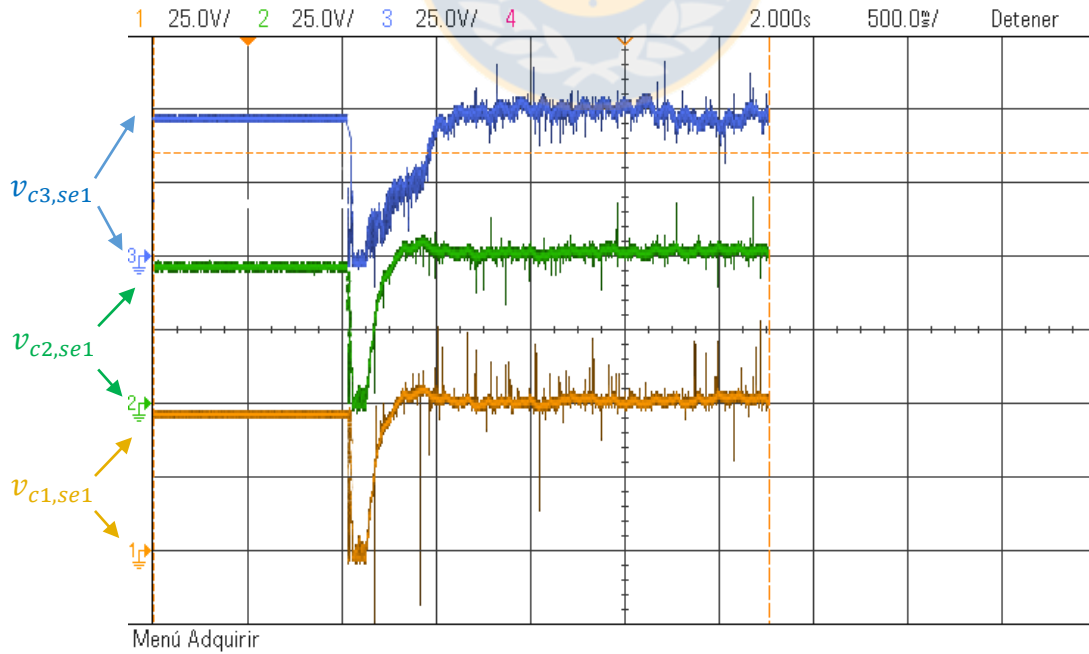


Figura 5.14: F.O. de tensión de los capacitores rama serie, en estado transiente.

5.2.2 Formas de onda de tensión en los capacitores de cada puente-H en la rama derivación.

Las tensiones de cada capacitor de la rama derivación $v_{c1,de1}$, $v_{c2,de1}$, $v_{c3,de1}$, en estado estable con carga nominal, se muestran en la figura 5.15. En la figura 5.16 las tensiones en estado transiente.

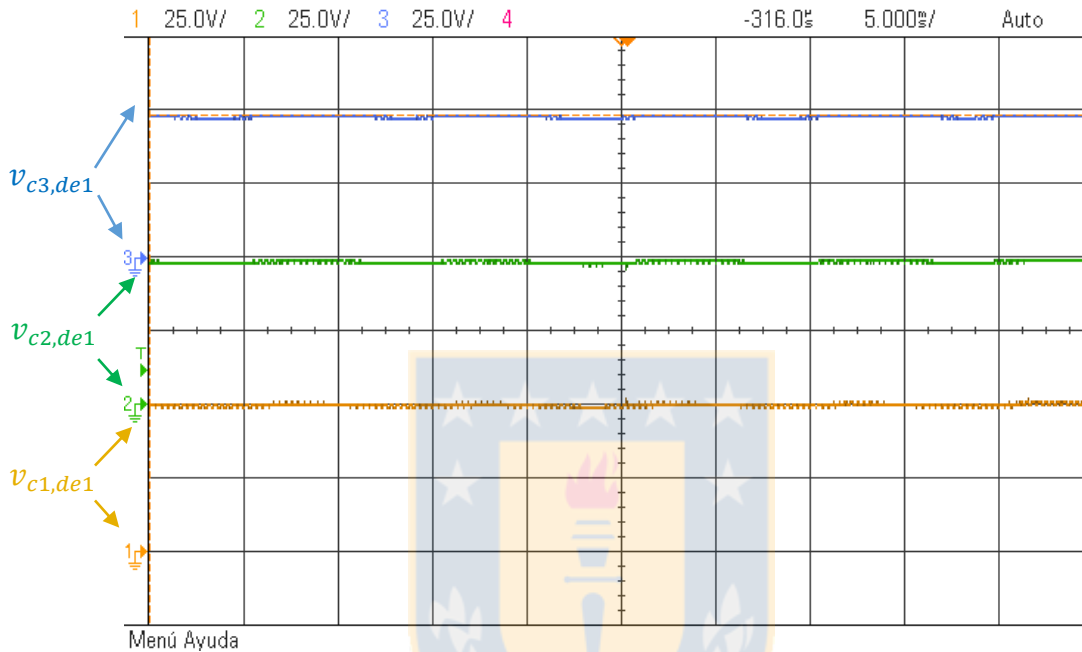


Figura 5.15: F.O. de tensión de los capacitores rama derivación, estado permanente.

Si comparamos la figura 5.16 con la figura 4.16 c), el ajuste de la base de tiempo del osciloscopio está en $500m[s]/div$, las dinámicas son menores a $100m[s]$ coincidiendo las simulaciones en los tiempos de respuesta hasta alcanzar las referencias de control. Los capacitores parten inicialmente con tensión cero, debido a que en paralelo esta la carga, a diferencia de la partida de los capacitores de la rama serie, que parten con carga inicial. La respuesta en la partida y en el estado estable es satisfactoria y de valores similares con los resultados de simulación.

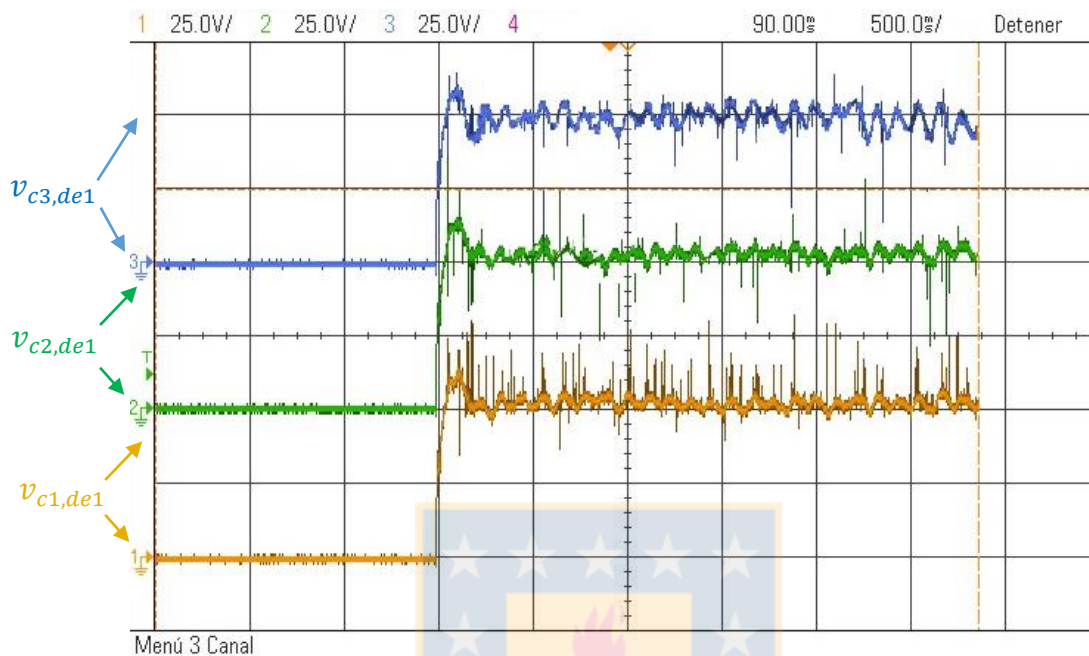


Figura 5.16: F.O. de tensión de los capacitores rama derivación, en estado transiente

5.2.3 Formas de onda de corriente de las ramas serie y derivación.

Las formas de onda de corriente en la rama serie (color azul) y rama derivación (rojo), a corriente nominal de salida, se muestran en la figura 5.17. Se aprecia que la frecuencia de la corriente circulante $f_u = 100[Hz]$. En la corriente derivación la amplitud que por momentos llega $10[A]$ peak, producto de la acción de control y el balance de energía. La corriente de la rama serie, se aprecia el nivel continuo, debido a la corriente de salida $i_{DC_o} = 8[A]$.

En la figura 5.18, se aprecian las mismas formas de onda de corrientes de las ramas pero con corriente de carga $i_{DC_o} = 0.5[A]$. Se aprecia que la corriente serie ya no posee el valor medio de la figura 5.17, las amplitudes de ambas formas de onda son oscilatorias producto del control y balance de energía.

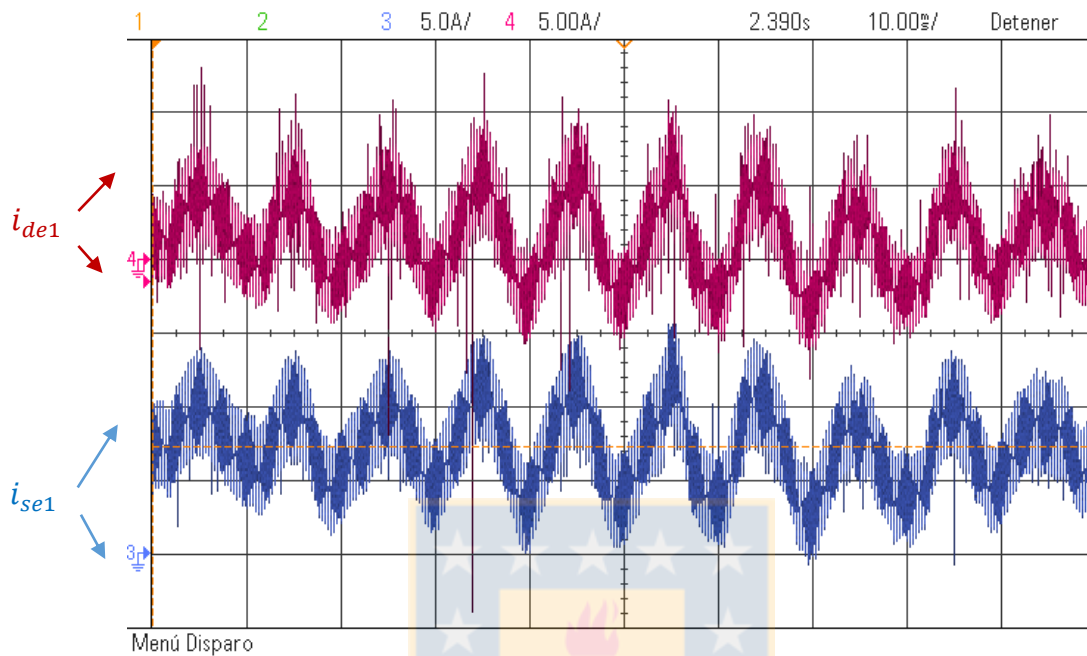


Figura 5.17: F.O. de corriente, de las ramas serie (azul) y derivación (rojo), con $i_{DC_0} = 8[A]$.

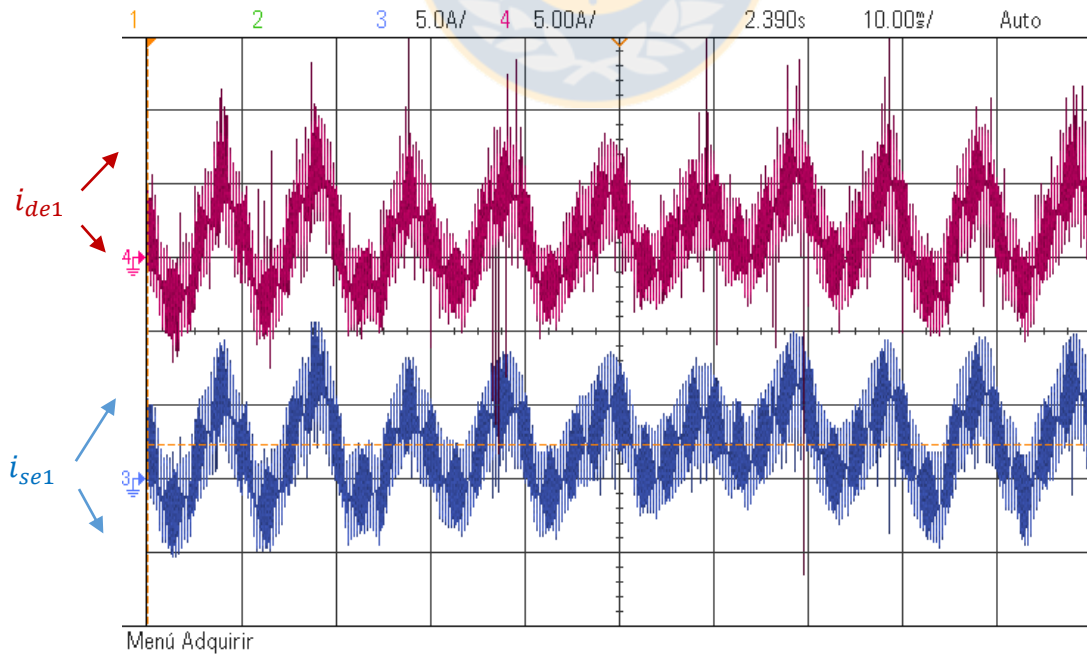


Figura 5.18: F.O. de corriente, de las ramas serie (azul) y derivación (rojo), con $i_{DC_0} = 0,5[A]$.

5.2.4 Formas de onda de corriente de entrada y salida.

En la figura 5.19 se muestra la forma de onda de corriente de salida o corriente i_{DC_o} . En esta figura se aprecia la ondulación a frecuencia $f_u = 100[Hz]$, debido a que solo opera el subconvertidor superior (II superior). El nivel continuo de esta onda de corriente se encuentra en $I_{DC_o} = 8[A]$.

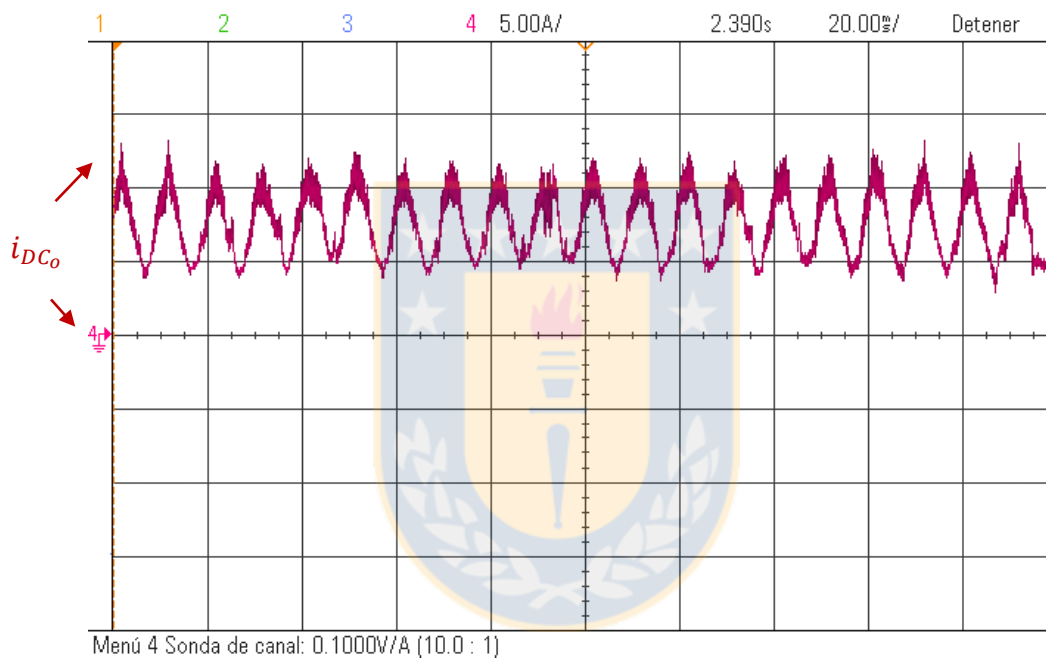


Figura 5.19: F.O. de corriente de salida i_{DC_o} .

En la figura 5.20 se muestra la forma de onda de corriente de salida i_{DC_o} (color rojo) y la corriente de entrada i_{DC_i} (color azul) al convertidor o la que suministra la fuente de entrada. El valor medio de la corriente de entrada se midió en $4,5[A]$ a plena carga o corriente de salida en $i_{DC_o} = 8[A]$.

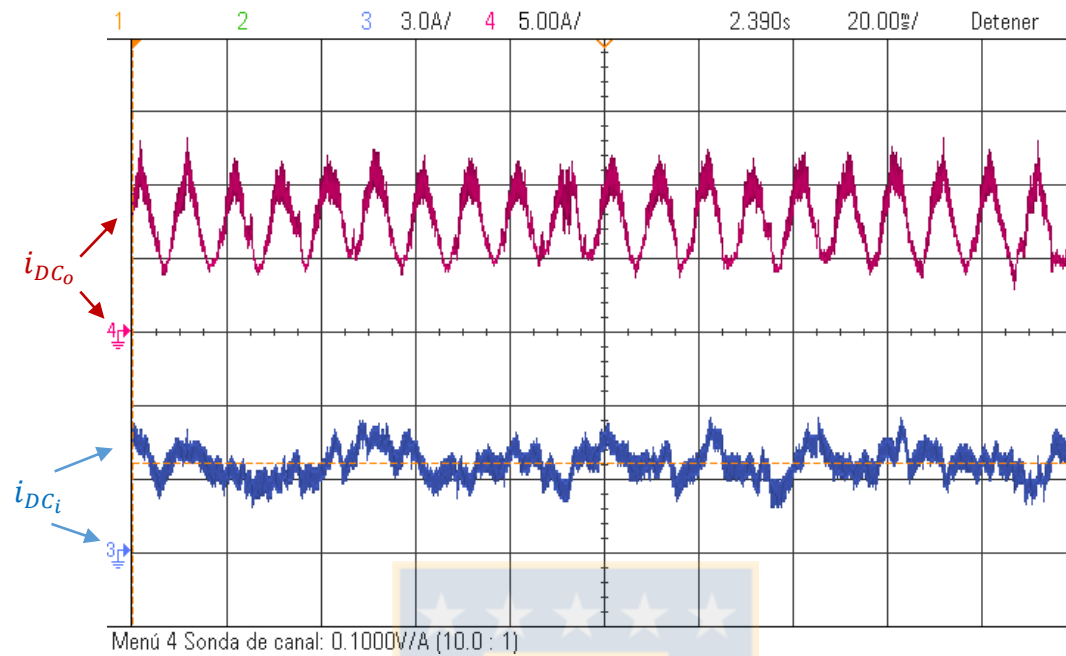


Figura 5.20: F.O. de corriente de entrada i_{DCi} (azul) y salida i_{DCo} (rojo) del convertidor.

5.2.5 Formas de onda de tensión de salida V_{DCo} .

En la figura 5.21 se muestra la tensión de salida V_{DCo} del conversor.

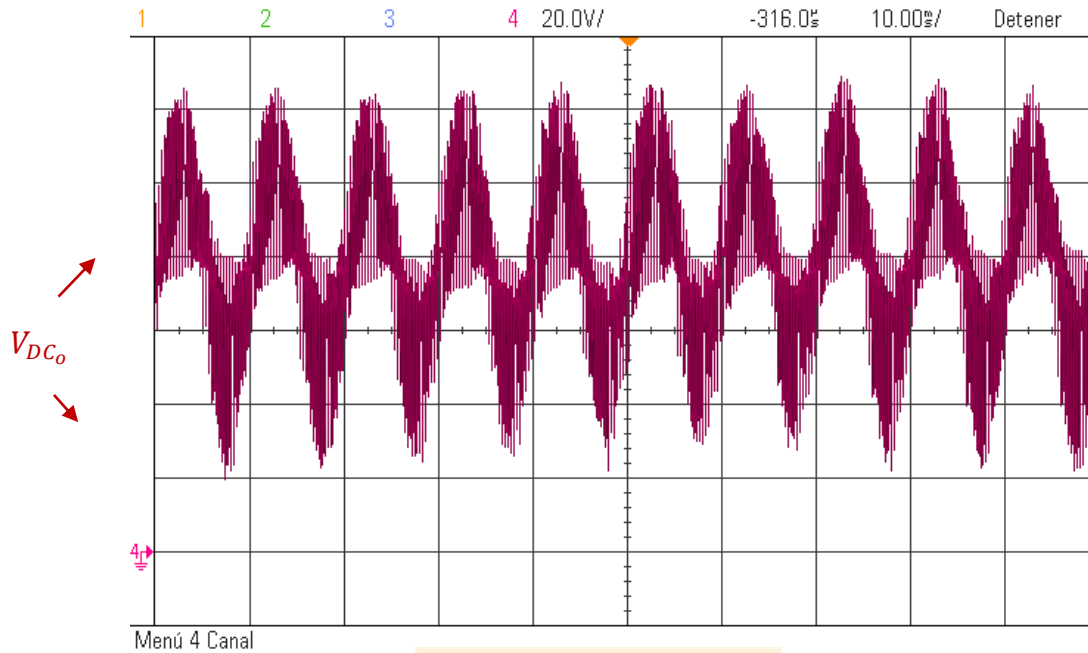


Figura 5.21: F.O. de tensión de salida V_{DC_o} .

Las ondulaciones de la forma de onda son a la frecuencia $f_u = 100[Hz]$ y de amplitud $\frac{v_u}{2}$ tal como se muestra en la tabla 5.1. El valor medio de la tensión de salida V_{DC_o} , se establece en $75[V]$.

5.2.6 Formas de onda internas de control.

En las figuras 5.22 y 5.23, se muestran las formas de control internas (DSP), desplegadas mediante la plataforma de control PSIM, que nos permiten ilustrar las dos acciones de control más importantes que controlan los balances de energía de las ramas serie y derivación. En la figura 5.22 se aprecia la corriente $I_{se1_{ref}}$ (rojo) y la corriente medida, que pasa por el filtro pasabajos interno I_{se1} . El filtro pasabajos tiene frecuencia de corte interna de $20[Hz]$.

En la figura 5.23, se aprecia la acción que controla el balance de energía en la rama derivación, la corriente i_u . En color azul la referencia $i_{u_{ref}}$ y en color rojo la medida i_u .

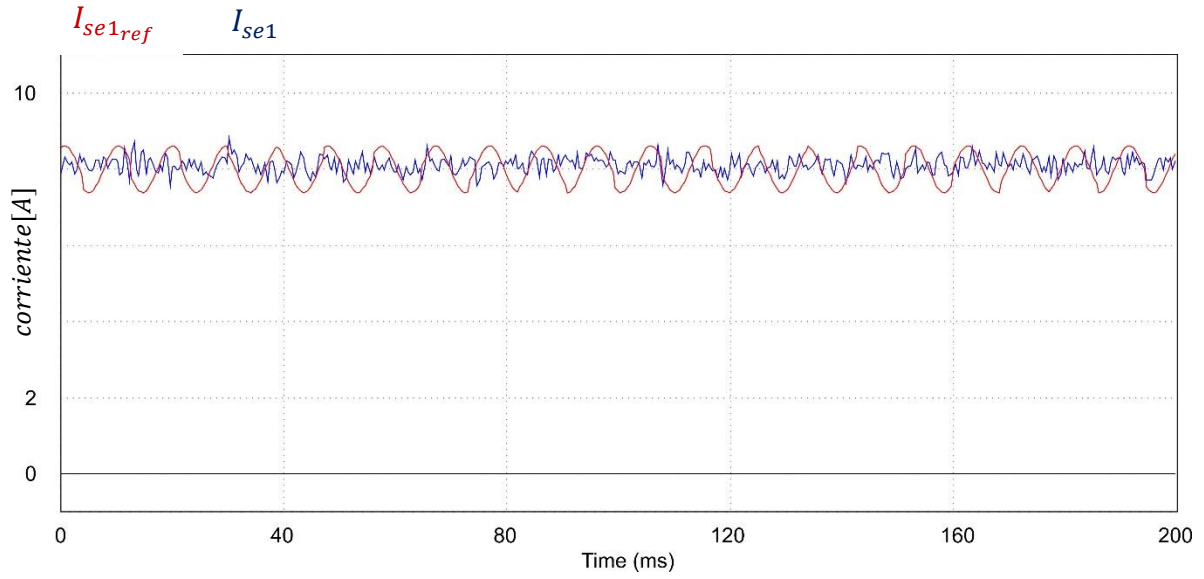


Figura 5.22: F.O. de corrientes internas, serie y referencia I_{se1} e I_{se1_ref}

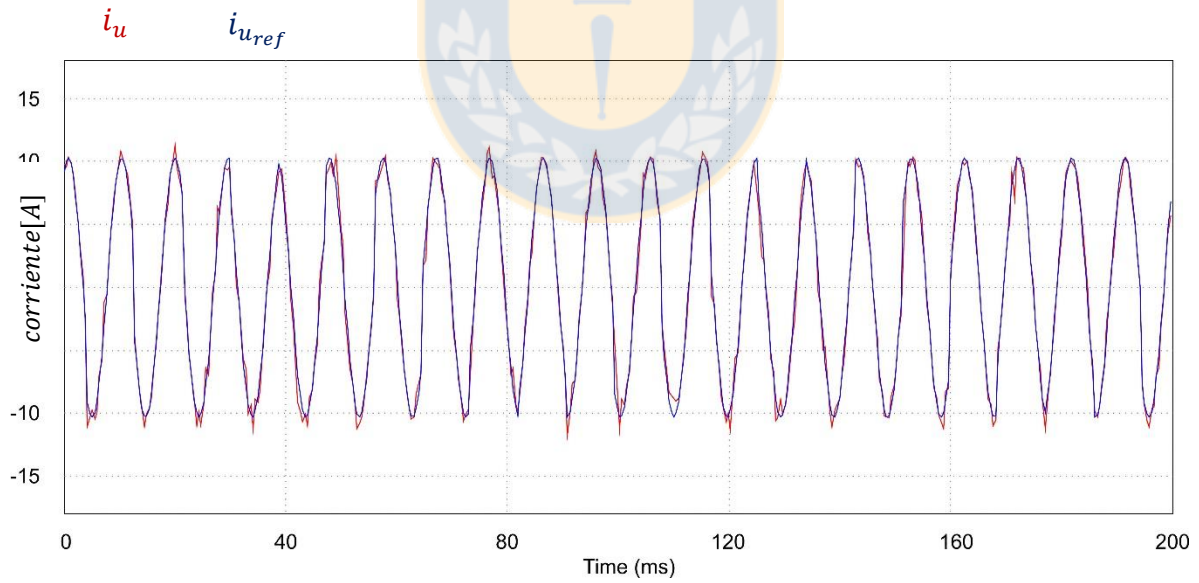


Figura 5.23: F.O. de corrientes internas, circulante y referencia i_u e i_{u_ref} .

5.3 Cálculo de eficiencia del prototipo experimental.

Obtenidos los resultados experimentales y validados la operatividad de los sistemas de control y balance de energía del prototipo, podemos calcular la eficiencia con las formas de onda del subcapítulo 5.2.

Por lo tanto usando la expresión (5.1) y evaluando con los resultados obtenidos experimentalmente, tenemos que:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{érridas}}} \quad (5.1)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{150 \cdot 4,5}{75 \cdot 8} = 0,888 = 88,8\%$$

En el cálculo teórico del capítulo 3.6 el resultado 91,7% lo que representa un valor aproximado al calculado teóricamente.

5.4 Conclusiones preliminares.

A través de la obtención de estos resultados expuestos en este capítulo, se logró obtener resultados experimentales mediante la operación del prototipo construido en el laboratorio de la Universidad. Sin embargo mediante estos resultados obtenidos se concluye que:

- Para obtener un control usando un mayor número de puentes-H, se necesita el uso de un procesador que ejecute el control del convertidor, de mayor rapidez y capacidades, y de mayor número de puertos PWM de salida. Ya que en los distintos ensayos de obtención de resultados, a medida que se usaba una frecuencia de conmutación mayor y por ende una frecuencia de muestreo mayor de las señales, el procesador DSP usado (28335) no era capaz de funcionar adecuadamente.
- La eficiencia del convertidor puede elevarse si se disminuye la frecuencia de conmutación de los puentes o se usan dispositivos de mayor rapidez de conmutación.

Capítulo 6. Conclusiones.

6.1. Introducción

En los próximos sub-capítulos, se abordarán las conclusiones en base a los objetivos planteados en el anteproyecto de tesis, serán enumerados y comentados en base a lo logrado en cada punto. Finalmente se concluye con la validez de la hipótesis de trabajo, planteada en capítulo 1.4

6.2. Diseñar el convertor y obtener resultados vía simulación.

Se comprobó la viabilidad del control de energía, balance de energía entre todas las ramas, ecualización de las tensiones de los capacitores, mediante los resultados de simulación descritos en el capítulo 4.

Los resultados descritos en el capítulo 4, validan el funcionamiento del convertidor ante impactos de carga, partida del convertidor manteniendo la tensión de salida estable bajo estas características.

Los resultados validaron el balance de energía de las ramas, usando una corriente de componente alterna circulante por las ramas del convertidor.

La condición necesaria para el balance entre las ramas serie y derivación, es la que deben ser usadas frecuencias distintas en las ramas serie y derivación. En este caso la variable o acción de control de la energía en la rama serie es I_{se1} que tiene frecuencia $0[Hz]$ y la acción de control para la rama derivación es la corriente i_{u-i} de frecuencia $100[Hz]$.

La ecualización de los capacitores se debe realizar usando una corriente en cuadratura, es decir en desfase de 90° , para que esta corriente actúe en desacoplo con la corriente i_{u-i} ; la amplitud de la componente en cuadratura se desea menor al 1%, para que esta componente no aumente las pérdidas del convertidor de manera significativa.

6.3. Proponer estrategias de control para el balance de energía de cada rama del convertidor.

Las estrategias de control propuestas fueron desarrolladas en el capítulo 2 de esta tesis, validados sus resultados vía simulación y experimentalmente en el capítulo 4 y 5 respectivamente. Se propuso controlar la energía de las ramas serie y derivación en la energía total W_T de tal forma que el control se efectuó sobre la corriente serie I_{se_1} de acuerdo a la expresión (2.14). Esta estrategia permitió ejercer un control indirecto sobre la rama serie, imponiendo un control directo (mediante un lazo dedicado) sobre la rama derivación, según la expresión (2.15).

La estrategia sobre el control de la rama shunt fue ejercida sobre la variable I_{sh_1} según la expresión (2.6); la circulación de la corriente alterna $i_{u_1} + i_q$ no afectó al control de energía $\overline{W_{sh}}$ sobre esta rama.

La estrategia de control en la rama derivación se hizo de manera directa mediante un lazo de control y un control resonante que permitió realizar un buen seguimiento de la corriente alterna. Los resultados simulados y experimentales validan esto, ver figuras (4.3) y (5.17) respectivamente.

Se concluye que se logró un correcto balance de energía que permitió mantener los capacitores de cada rama con sus niveles de tensión ante impactos de carga. Además de mantener la tensión en la salida estable ante impactos de carga, ver figura (4.13).

6.4. Proponer estrategias para la ecualización de la tensión de los capacitores de cada rama.

Se validó la estrategia de ecualización propuesta en el capítulo 2, mediante los resultados simulados y los obtenidos en el prototipo experimental en las figuras (4.22) y las figuras (5.14) (5.16) respectivamente. La estrategia fue verificada experimentalmente y se logró operar con una corriente en cuadratura menor al 1% para bajar la mínimo las perdidas producto de la circulación de esta corriente de ecualización.

6.5. Obtener resultados de simulación con niveles de potencia aceptables para aplicaciones HVDC.

Los niveles de potencia con los cuales se hicieron las simulaciones, si bien no representan totalmente las magnitudes de los sistemas de transmisión MT-HVDC, debido al número de puentes-H usados, si permitió operar a niveles en donde se puede hablar de un sistema de baja potencia MT-HVDC.

En esta tesis el convertidor MMC DC-DC vía simulación procesó $4M[W]$ potencia aceptable para aplicaciones de media tensión, media potencia. Aumentando N puede aumentarse aún más la potencia y los niveles de tensión a convertir.

Además deberán variarse ciertos parámetros de funcionamiento para poder elevar la potencia de salida, como por ejemplo la frecuencia de la corriente circulante. Al disminuir esta frecuencia es menor la caída de tensión en L ; disminuyendo también la frecuencia de conmutación de los puentes-H podemos disminuir las pérdidas por conmutación en los dispositivos y mantener la elevada eficiencia que este tipo de convertidor ofrece, debido fundamentalmente al tipo de topología. Sin embargo el disminuir la frecuencia de la corriente circulante, trae consigo el aumento del tamaño de los C , tal como se puede dilucidar en la expresión (3.14).

Se concluye que los resultados obtenidos fueron los adecuados para validar el funcionamiento del convertidor

6.6. Implementación de un prototipo que permita validar experimentalmente los resultados obtenidos vía simulación.

Se logró la implementación del prototipo en el laboratorio de la Universidad y se validaron los resultados vía simulación. Se construyó el sub-convertidor superior o Π superior, tal como se encuentra explicado en el capítulo 5.1. Este prototipo fue hecho funcionar a baja potencia y los resultados obtenidos fueron satisfactorios validando la hipótesis de trabajo y contrastando los resultados con los obtenidos vía simulación.

De estos resultados obtenidos de forma experimental se puede sintetizar que:

- Si se desea escalar en tensión, corriente y por ende potencia de salida, se debe aumentar el número de puentes-H en el convertidor. Para lograr un buen control usando un mayor número de puentes-H, se necesita el uso de un procesador que posea mayor rapidez y capacidades, y que posea mayor número de puertos PWM de salida. Ya que en los distintos ensayos de obtención de resultados, a medida que se usaba una frecuencia de conmutación mayor y por ende una frecuencia de muestreo mayor de las señales, el procesador DSP usado (28335) no era capaz de funcionar adecuadamente.
- La eficiencia del convertidor puede elevarse si se disminuye la frecuencia de conmutación de los puentes, y además disminuyendo la frecuencia de la corriente circulante.

6.7. Validez de la hipótesis de trabajo.

La hipótesis de esta tesis planteó la posibilidad de lograr la conversión de niveles de tensión de corriente continua de distinta magnitud en la entrada y en la salida (DC-DC) mediante el uso de corrientes y tensiones alternas de circulación interna, *manteniendo el balance de energía en las ramas que componen el convertidor*. Estas componentes alternas son una corriente circulante i_{u-i} y una tensión v_u , las cuales permitirían el balance de energía de las ramas derivación de cada mitad del convertidor, manteniendo la tensión de salida continua y constante. Para cumplir con la conversión DC-DC las componentes alternas de tensión, no deben verse reflejadas en la tensión de salida.

Efectivamente pudo realizarse el balance de potencia en el tiempo o energías de las ramas con la demandada en la salida. Esto fue debido a que el balance de la rama serie fue realizado con la acción de control de la corriente continua I_{se1} y el balance de la rama derivación con la corriente alterna i_{u-i} . Interactuando estas dos corrientes en las mismas ramas a la vez, cada una no interfiere con el control de energía de las ramas, logrando verse el términos de control solo como perturbaciones, ver expresiones (2.4) y (2.5).

Queda validada vía simulación y experimentalmente la hipótesis del trabajo de tesis.

6.8. Productividad de este trabajo de tesis.

El trabajo de tesis desarrollado en estos 6 años y 8 meses produjo el siguiente material de divulgación científica:

1. **Un artículo ISI publicado** de nombre “A DC-DC Multilevel Converter Topology”; revista MATHEMATICS AND COMPUTERS IN SIMULATION de editorial ELSEVIER con fecha de aceptación Diciembre 2015 titulado
2. **Un artículo ISI publicado**, en revista IEEE-LAT titulado “A DC-DC Converter Based On Modified Flyback Converter Topology”.
3. **Un artículo aceptado en conferencia internacional** ELECTRIMACS-IMACS año 2014
4. **Un artículo aceptado en conferencia internacional** IECON-IEEE año 2015

6.9. Trabajo futuro.

Como trabajo futuro son variados los temas que necesitan ser abordados.

- Aumentar la eficiencia de conversión, para ellos debe evaluarse la disminución de la frecuencia de conmutación y la de la corriente circulante.
- Escalar en tensión y corriente los ratings del convertidor, incrementando el número de puentes-H por rama y usando un DSP de mayores prestaciones.
- Atenuar las componentes múltiplos de la frecuencia de conmutación de la tensión de salida.
- Estudiar la posibilidad de modificación de la topología, para reemplazar la rama shunt por un filtro pasivo, reduciendo costos y sistemas de control. Además del incorporar otra rama en paralelo con la rama serie para aumentar la corriente continua en la rama serie.

Bibliografía

- [1] H. Akagi, “Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 36 (2011) 3119-3130.
- [2] A. Antonopoulos, L. Angquist, H.P. Nee, “On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter”, *EPE 2009*.
- [3] C. D. Barker, C. C. Davidson, D. R. Trainer, R. S. Whitehouse, “Requirements of DC-DC converters to facilitate large DC grids”, *Cigre, SC B4 HVDC and Power Electron.*, 2012.
- [4] J. A. Ferreira, “The Multilevel Modular DC Converter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 28 (2013), 4460-4465.
- [5] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, G. D. Demetriades, “VSC-based HVDC power transmission systems: An overview”, *IEEE Trans. Power Electronics*, 24 (2009), 592-602.
- [6] M. Hagiwara, H. Akagi, “Control and Experiment of Pulsewidth Modular Multilevel Converters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 24 (2009), 1737-1746.
- [7] D. Jovcic, B. T. Ooi, “Developing DC transmission network using DC transformers”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 25 (2010), 2535-2543.
- [8] S. Kenzelmann, A. Rufer, M. Vasiladiotis, D. Dujic, F. Canales, Y. R. de Novaes, “A versatile DC-DC converter for energy collection and distribution using the Modular Multilevel Converter”, *EPE 2011*, 1 –10.
- [9] A. Lesnicar, R. Marquardt, “An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range”, *IEEE Power Tech Conf.*, June 23-26, 2003.
- [10] P. Lezana, C. Silva, J. Rodriguez, M. Perez, “Zero Steady State Error Input Current Controller for Regenerative Multilevel Converters Based on Single-Phase Cells”, *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, 54 (2007), 733-740.
- [11] T. Luth, M.M.C. Merlin, T.C. Green, F. Hassan, C.D. Barker, “High-Frequency Operation of a DC/AC/DC System for HVDC Applications”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 29 (2014), 4107 – 4115.

- [12] D. Montesinos-Miracle, M. Massot-Campos, J. Bergas-Jane, S. Galceran-Arellano, A. Rufer, "Design and Control of a Modular Multilevel DC/DC Converter for Regenerative Applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 28 (2013), 3970-3979.
- [13] S. Norrga, L. Angquist, A. Antonopoulos, "The polyphase cascaded-cell DC/DC converter", *Energy Convers. Congr. and Expo. ECCE IEEE*, (2013) 4082 – 4088.
- [14] M. Saeedifard, R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system", *IEEE Trans. Power Delivery*, 25 (2010), 2903–2912.
- [15] D. Soto-Sanchez, R. Pena, R. Cardenas, J. Clare, P. Wheeler, "A Cascade Multilevel Frequency Changing Converter for High Power Applications", *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, 60 (2013), 2118-2130.
- [16] T. Westerweller, A. Orioni, D. Parquet, S. Wehn, *Trans Bay Cable- world's first HVDC system using multilevel voltage-source converter*, CIGRE Paper B4-101, Paris, 2010.
- [17] K. Meah, S. Ula, "Comparative Evaluation of HVDC and HVAC Transmission Systems" *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007.
- [18] T. Halder, "Comparative Study of HVDC and HVAC for a bulk power Transmission" *IEEE Power and Energy and Control (ICPEC)*, Pag 139-144, 2013.
- [19] S. Rodrigues, P. Bauer and J. Pierik, "Comparison of Offshore Power Transmission Technologies: a Multi-Objective Optimization Approach", *EPE/PEMC, 15th International IEEE-Conference*, 2012.
- [20] G. Reed, H. Hassan, M. Korytowski, "Comparison of HVAC and HVDC Solutions for Offshore Wind Farms with a Procedure for System Economic Evaluation", *EnergyTech IEEE-Conference*, 2013.
- [21] T. Sousa, M. L. dos Santos, J.A. Jardini, "An Evaluation of the HVDC and HVAC Transmission Economic", *T&D-LA IEEE-Conference* 2012.
- [22] A. Schön, M. Bakran, "Comparison of the most efficient DC-DC converters for power conversion in HVDC grids", *PCIM Europe IEEE-Conference* 2015.
- [23] M. Eghlimi, H. Shakouri, "Economic Analysis of Iran-Turkey Power Network Interconnection: HVDC vs. HVAC". *PECon 2nd International IEEE-Conference* 2008.

- [24] M. Okba, M. Saied, M. Mostafa “High Voltage Direct Current Transmission – A Review, Part I”. Energytech, IEEE-Conference 2012.
- [25] J Zhu, C. Booth, “Future Multi-Terminal HVDC Transmission Systems using Voltage Source Converters” UPEC, 45th International IEEE-Conference, Pages 1-6, 2010.
- [26] T.K. Vrana, R.E. Torres-Olguin, B. Liu, “The North Sea Super Grid – A Technical Perspective” 9th IET International Conference on, 2010.
- [27] “*Los Sistemas Eléctricos de Potencia*”, W. Brokering, R. Palma, L. Vargas, Primera Edición, Pearson Prentice Hall, 2008.
- [28] W. Breuer, D. Retzmann, K. Uecker, “Highly Efficient Solutions for Smart and Bulk Power Transmission of “Green Energy”, 21th World Energy Congress, Canada, 2010
<http://www.siemens.com/energy>.
- [29] “Fact Sheet, High-voltage direct current transmission”, Status May 2014,
<http://www.siemens.com/press/x-win>
- [30] S. Sirisukprasert, L Jih-Sheng, L. Tian-Hua, “Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters”, IEEE- Industrial Applications Conference, Vol. 4, Pages: 2094-2099, 2000.
- [31] D. Soto, T. Green, “Voltage Balance and Control in a Multi-Level Unified Power Flow Controller”, IEEE Transaction on Power Delivery, Pages: 732-738, 2001.
- [32] H. Akagi, R. Kitada, “Control of a modular Multilevel Cascade BTB System Using Bidirectional Isolated DC/DC Converters”, IEEE-Energy Conversion Congress and Exposition, Pag: 3549-3555, 2010.
- [33] M. Rashed, C. Klumpner, G. Asher, “High Performance Multilevel Converter Topology for Interfacing Energy Storage Systems with Medium Voltage Grids”, 36th Annual Conference on IES, IECON 2010.
- [34] D. Soto, T. Green, “Control of a modular multilevel converter-based HVDC transmission system”, EPE 2011, Pag: 1-10, 2011.
- [35] S. Kenzelmann, A. Rufer, M. Vasiladiotis, “A Versatile DC-DC Converter for Energy Collection and Distribution using the Modular Multilevel Converter”, EPE 2011, Pag. 1-10.

- [36] B. Chuco, E. Watanabe, "Back-to-Back HVDC Based on Modular Multilevel Converter", COBEP IEEE-Conference, Pag: 970-976, 2011.
- [37] T. Luth, M. Merlin, T. Green, "Performance of a DC/AC/DC VSC System to Interconnect HVDC Systems, 10th IET International Conference, Pag 1-6, 2012.
- [38] <http://www.ree.es/es/actividades/proyectos-singulares/nueva-interconexion-electrica-con-francia>
- [39] *Transporte de energía eléctrica en corriente continua*. Automática e Instrumentación. Abril 2005/nº 361.
- [40] Hart, Daniel W. *Power electronics*. Tata McGraw-Hill Education, 2011..
- [41] Münch, P., Görges, D., Izák, M., & Liu, S. (2010, November). "Integrated current control, energy control and energy balancing of modular multilevel converters". In IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (pp. 150-155). IEEE.
- [42] Kuo, Benjamin C. *Sistemas de control automático*. Pearson Educación, 1996.
- [42] Hassanpoor, Arman, Staffan Norrga, and Alireza Nami. "Loss evaluation for modular multilevel converters with different switching strategies." 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). IEEE, 2015.
- [43] Huang, Shoudao, et al. "Analysis and calculation on switching frequency and switching losses of modular multilevel converter with maximum sub-module capacitor voltage deviation." IET Power Electronics 9.2 (2016): 188-197.
- [44] <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-module/igbt-module-4500v-6500v/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab69f8450396>
- [45] Vidal Albalate, R., Belenguer Balaguer, E., Pesce, C., Soto Sánchez, D., Peña, R., Blasco-Giménez, R., & Riedemann, J. "Power flow control using a DC-DC MMC for HVdc grid connected wind power plants". 41st International Conference on Industrial Electronics Society IECON 2015. Nov., 2015.

Anexo A. Diseño de Controladores

El desarrollo de la obtención de las ecuaciones del Capítulo 2 se detalla a continuación:

A. 1 Diseño controladores rama shunt.

Para el caso el control de la rama shunt se usa un controlador PI que procesa la energía de referencia de la rama y la energía medida; la salida de este PI es la corriente I_{sh1} , tal como se muestra en la fig. A.1:

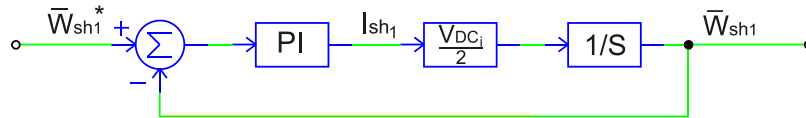


Figura A. 1.1: Lazo de control de energía rama shunt.

El diseño de los parámetros del PI de este control están definidos por la ecuación característica de la función de transferencia, esta función es:

$$M(s) = \frac{\frac{V_{DCi}}{2} (K_i + sK_p)}{s^2 + \frac{sK_p V_{DCi}}{2} + \frac{V_{DCi}}{2} K_i} \quad (A.1)$$

$$s^2 + \frac{sK_p V_{DCi}}{2} + \frac{V_{DCi}}{2} K_i = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (A.2)$$

Despejando K_p y K_i :

$$K_{i(wsh1)} = \frac{2 \omega_n^2(wsh1)}{V_{DCi}} \quad (A.3)$$

$$K_{p(wsh1)} = \frac{4 \xi \omega_n(wsh1)}{V_{DCi}} \quad (A.4)$$

El valor de $\xi = 0,707$ y $\omega_{n(w_{sh1})} = 14,42$ [rad/s]

La corriente I_{sh1} se obtiene con un lazo de control interno el que se aprecia en la figura A.2:

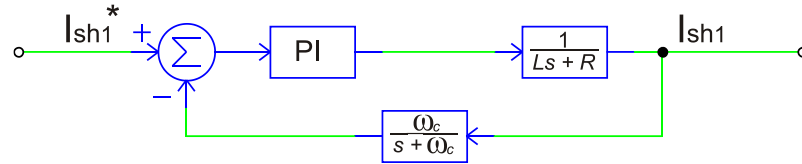


Figura A 1.2: Lazo de control interno de corriente de energía rama shunt.

Donde ω_c es la frecuencia en radianes del filtro pasabajos de medición de la corriente de la rama shunt, L es la inductancia en serie de cada rama y R la resistencia asociada a la inductancia.

La función de transferencia de este lazo de control es:

$$M(s) = \frac{(s + \omega_c) \left(\frac{sK_p + K_i}{L} \right)}{s^3 + s^2 \left(\omega_c + \frac{R}{L} \right) + s \left(\frac{\omega_c(R + K_p)}{L} \right) + \frac{\omega_c}{L} K_i} \quad (\text{A.5})$$

Para encontrar los parámetros del controlador igualamos la ecuación característica a su forma canónica de tercer orden:

$$\begin{aligned} s^3 + s^2 \left(\omega_c + \frac{R}{L} \right) + s \left(\frac{\omega_c(R + K_p)}{L} \right) + \frac{\omega_c}{L} K_i \\ = s^3 + s^2(2\xi\omega_n + \alpha) + s(\omega_n^2 + 2\xi\omega_n\alpha) + \alpha\omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Despejando K_p y K_i :

$$K_{i(ish1)} = \frac{\left(\omega_c + \frac{R}{L} - 2\xi\omega_{n(ish1)} \right) L \omega_{n(ish1)}^2}{\omega_c} \quad (\text{A.7})$$

$$K_{p(i_{sh1})} = \frac{L \omega_{n(i_{sh1})}^4 + 2 \xi \omega_{n(i_{sh1})} \omega_c - K_{i(i_{sh1})} - R \omega_c \omega_{n(i_{sh1})}^2}{\omega_c \omega_{n(i_{sh1})}^2} \quad (\text{A.8})$$

El valor de $\xi = 0,707$ y $\omega_{n(i_{sh1})} = 144,2$ [rad/s]

A.2 Diseño controladores rama derivación.

El control de energía en la rama derivación, mostrado en la figura A.3, posee los siguientes parámetros de diseño.

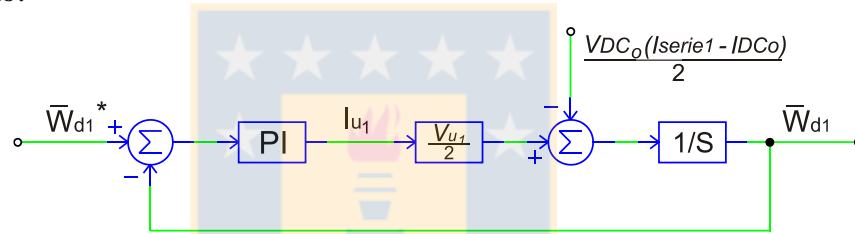


Figura A.2.1: Lazo de control de energía rama derivación.

La función de transferencia es:

$$M(s) = \frac{s \frac{V_u}{2} K_p + \frac{V_u}{2} K_i}{s^2 + s \frac{V_u}{2} K_p + \frac{V_u}{2} K_i} \quad (\text{A.9})$$

Igualando la ecuación característica a su forma canónica:

$$s^2 + s \frac{V_u}{2} K_p + \frac{V_u}{2} K_i = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{A.10})$$

Obtenemos K_p y K_i :

$$K_{i(w_{d1})} = \frac{2 \omega_{n(w_{d1})}^2}{V_u} \quad (\text{A.11})$$

$$K_{p(wd1)} = \frac{4 \xi \omega_{n(wd1)}}{V_u} \quad (\text{A.12})$$

El valor de $\xi = 0,707$ y $\omega_{n(wd1)} = 14,42$ [rad/s]

La corriente I_{u_1} es la amplitud rms de la corriente alterna i_{u_1} . Esta corriente se impone mediante un control resonante [7]. El controlador resonante tiene la forma:

$$C_R = K_{p(cR)} \left(\frac{s^2 + s \frac{2K_{i(cR)}}{K_{p(cR)}} + \omega_s^2}{s^2 + \omega_s^2} \right) \quad (\text{A.13})$$

Los parámetros K_i y K_p del controlador resonante se obtienen mediante el diseño de una planta mostrada en la figura A.4

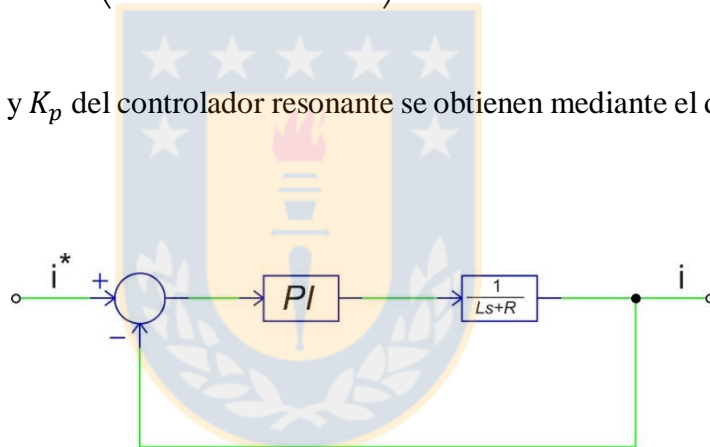


Figura A.2.2: Sub-lazo de control.

La función de transferencia es de esta planta es:

$$M(s) = \frac{s \frac{K_{p(cR)}}{L} + \frac{K_{i(cR)}}{L}}{s^2 + s \left(\frac{K_{p(cR)} + R}{L} \right) + \frac{K_{i(cR)}}{L}} \quad (\text{A.14})$$

Obteniendo los parámetros $K_{p(cR)}$ y $K_{i(cR)}$:

$$K_{i(c_R)} = L \omega_{n(c_R)}^2 \quad (\text{A.15})$$

$$K_{p(c_R)} = 2 \xi L \omega_{n(c_R)} - R \quad (\text{A.16})$$

El valor de $\xi = 0,707$ y $\omega_{n(c_R)} = 27049$ [rad/s]

A. 3 Diseño controladores energía W_T .

La suma de las energías medias de la rama derivación y serie, $\bar{W}_T = \bar{W}_{se1} + \bar{W}_{d1}$, y su diagrama de control se muestra en la figura A.5.

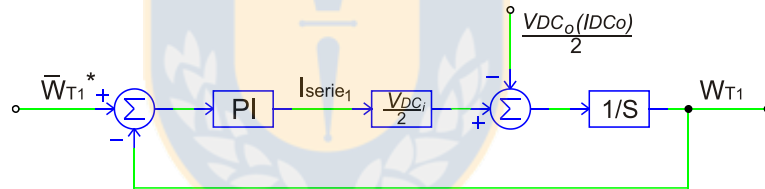


Figura A.3.1: Lazo de control de la suma de la energía derivación y serie.

La función de transferencia, esta función es:

$$M(s) = \frac{s \frac{V_{DCi}}{2} K_p + \frac{V_{DCi}}{2} K_i}{s^2 + s \frac{V_{DCi}}{2} K_p + \frac{V_{DCi}}{2} K_i} \quad (\text{A.17})$$

Igualando la ecuación característica a su forma canónica:

$$s^2 + s \frac{V_{DCi}}{2} K_p + \frac{V_{DCi}}{2} K_i = s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{A.18})$$

Obtenemos K_p y K_i :

$$K_{i(wd1)} = \frac{2 \omega_{n(wd1)}^2}{V_{DCi}} \quad (\text{A.19})$$

$$K_{p(wsh1)} = \frac{4 \xi \omega_{n(wd1)}}{V_{DCi}} \quad (\text{A.20})$$

El valor de $\xi = 0,707$ y $\omega_{n(wT1)} = 14,42$ [rad/s]

A. 4 Respuesta en frecuencia del lazo de control de corriente I_{sh1}, I_{se1} .

Con los parámetros de diseño obtenidos en el diseño del lazo interno de control de corriente, lazo anidado en el lazo de energía, descrito en la fig. 2.8; y usando las ecuaciones (2.28) y (2.29), más los criterios mencionados a la frecuencia natural del lazo, se procede a mostrar los gráficos del análisis de la respuesta en frecuencia del lazo de control de corriente I_{se1} , que es el mismo diseño para el lazo de corriente I_{sh1} . En la figura A2.1 se observa la respuesta en frecuencia para el sistema en lazo cerrado, sin compensador en términos de Magnitud (en decibeles) y Fase (grados). Se observa que el margen de fase es muy pequeño o la fase está muy cercana a 180° , lo cual no es bueno para el lazo.

En la figura A2.2 se observa la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado con el compensador PI diseñado. Los parámetros del sistema son frecuencia del filtro pasabajos $\omega_{cise} = 2\pi f_{cise} \left[\frac{rad}{s} \right]$ o $\omega_{cise} = 2\pi 20 \left[\frac{rad}{s} \right]$, la frecuencia natural del lazo de corriente $\omega_{nise} = 2\pi 4 \left[\frac{rad}{s} \right]$. El margen de fase es bastante mayor que el sistema no compensado, este es igual a 58° . El compensador permite aumentar el margen de fase pero dinámicamente es más lento, determinado por la frecuencia natural ω_{nise} . Si aumentamos la frecuencia natural a la cercana a la del filtro pasabajos, el sistema se vuelve inestable.

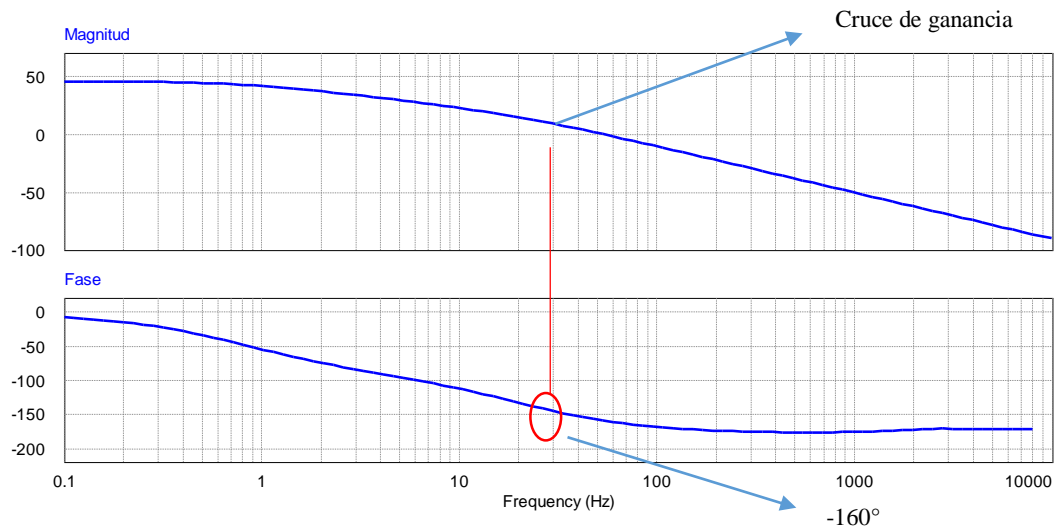


Figura A.4.1. Respuesta en frecuencia del lazo de control interno de corriente I_{se1} e I_{sh1} sin compensador.

Se aprecia en la figura A4.2 que en el cruce de ganancia

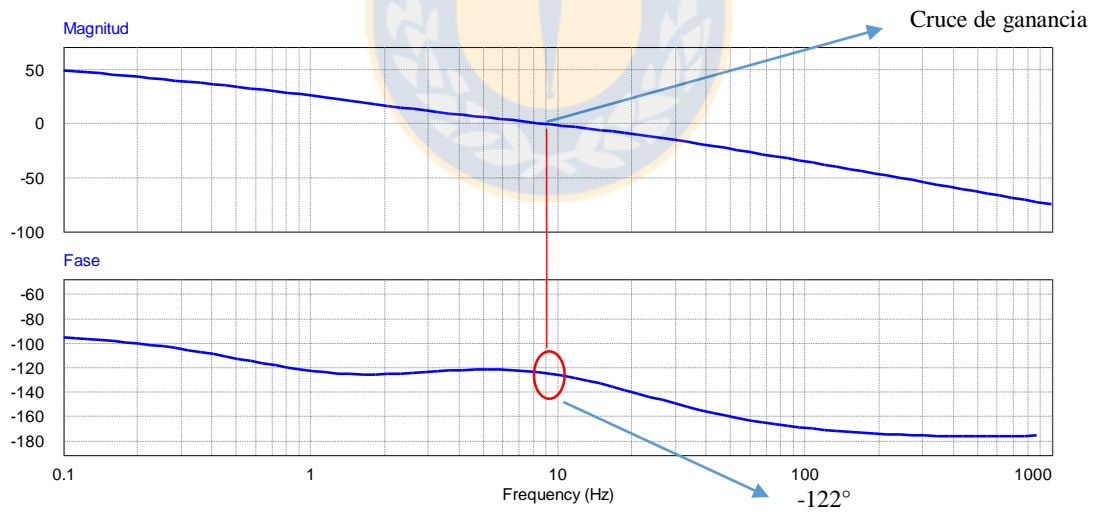


Figura A.4.2. Respuesta en frecuencia del lazo de control interno de corriente I_{se1} e I_{sh1} con compensador

A. 5 Anexo capítulo 5, circuito esquemático *punte – H*.

En la figura A5.1 se muestra el diagrama esquemático de un puente-H de los 6 implementados en el prototipo experimental.

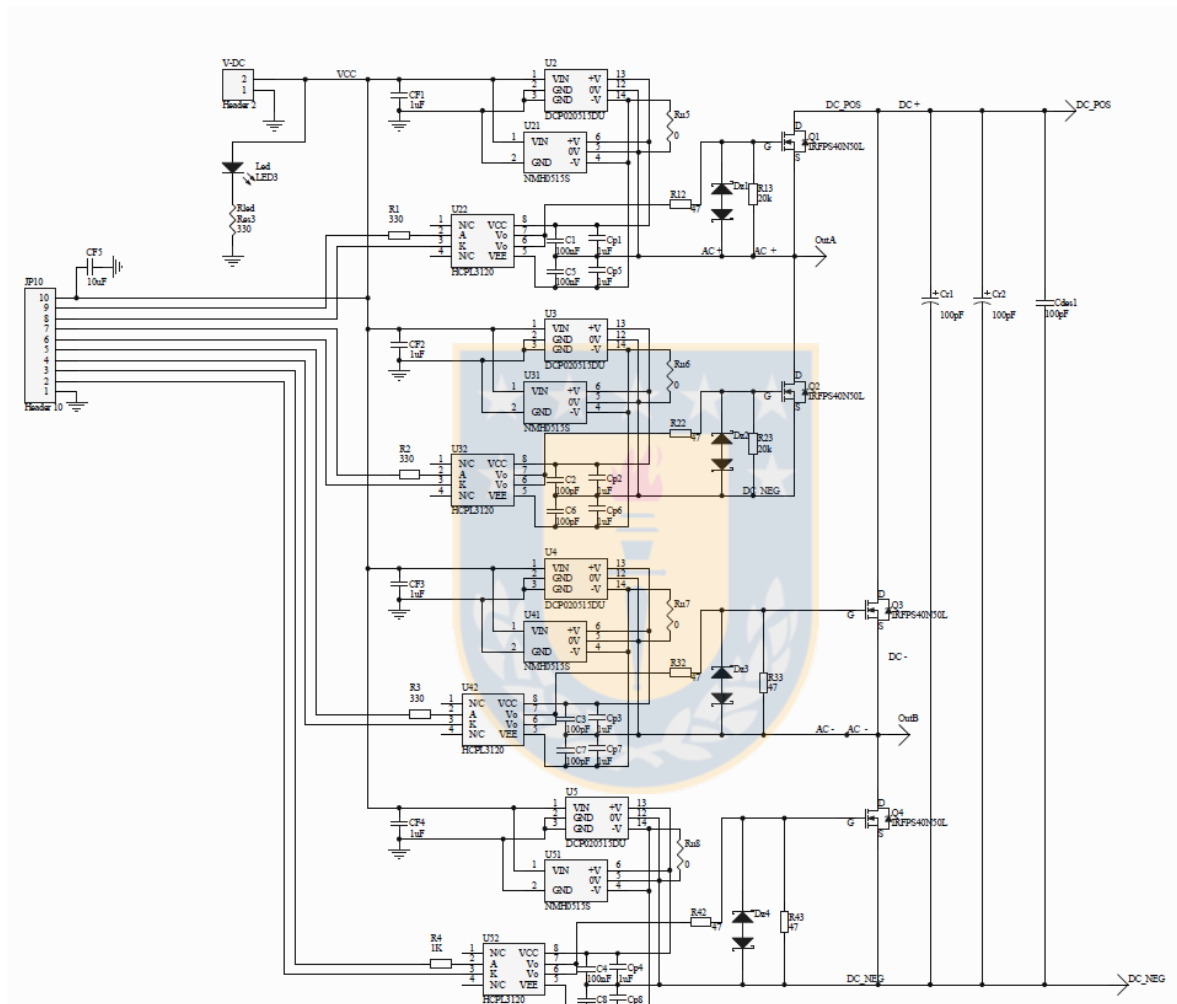


Figura A.5.1: Esquema circuital de un puente-H.