

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:
Dr. José R. Espinoza C.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:
Ingeniero Civil Eléctrico

**Simulación de un sistema HDVC de alta potencia
en tiempo real**

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante
Dr. José R. Espinoza C.

Simulación de un sistema HDVC de alta potencia en tiempo real

Juan Ignacio Iñiguez Jacob

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Octubre 2025

Resumen

En este trabajo se aborda el modelado, control y validación en una simulación en tiempo real de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos, con énfasis en la regulación de potencia activa y la compensación de potencia reactiva en el patio AC. El desarrollo parte de un modelo EMT en Simulink el cual es un ambiente propicio para el ensayo y sintonización de controladores y posteriormente se organiza para ejecución en HIL en OPAL-RT/RT-LAB. La planta y el control son simulados en 2 OPAL por separadas, intercambiando señales por E/S analógica escalada a ± 10 V.

El esquema de control estudiado es del tipo desacoplado: el rectificador ajusta la corriente continua mediante el ángulo alfa α (determinando el flujo de potencia) y el inversor mantiene la tensión continua nominal (600 kV) mediante el ángulo beta o gamma (β/γ), respetando los márgenes de extinción de los semiconductores. Se realizan dos estudios: dinámico, con cambios de potencia activa de 3 GW a 1 GW en ambas direcciones (N-S y S-N) y estacionaria, comparando señales AC pre/post filtrado. En dinámica, el sistema muestra cambios estables de la corriente continua sin variar la tensión en los terminales del inversor e inversión de potencia por cambio de polaridad sin pérdida de estabilidad. En estacionario, los filtros pasivos (sintonizados y de banda ancha) reducen el THD y el desfase V-I; en el lado inversor la superposición V-I posfiltro se observa cercana a 180° , equivalente a 0° por convención de polaridad, coherente con un factor de potencia próximo a la unidad.

El trabajo entrega un procedimiento reproducible para llevar un HVDC LCC modelado electromagnético-transitorio (EMT) a uno simulado en tiempo real (HIL). Esto implica en diseñar controladores, implementar filtros de armónicos y compensación de reactivos, modelar el sistema y adaptar la simulación a un entorno en RTLAB, constituyendo una base sólida para validar controladores reales y explorar topologías VSC e híbridas en estudios futuros. Entre los más relevantes se considera el desarrollo de PPLs, estrategias de control ante sags, swells y variaciones de frecuencia de red.



A mis padres, hermanos y mi gente cercana.

Agradecimientos

A mis padres y hermanos, por su amor incondicional, apoyo y ejemplo constante; pilares fundamentales en mi vida y en mi formación profesional y personal. Gracias por estar siempre presentes, motivándome a dar lo mejor de mí.

A Valentina, por su apoyo, comprensión, amor, amistad y compañía durante la etapa final de mi carrera. Su presencia fue una fuente constante de motivación y confianza, que me ayudó a superar los momentos más desafiantes y por lo cual estaré siempre agradecido.

A mis amigos del colegio, José Tomás, Vicente, Javier e Ignacio, quienes me han acompañado desde la infancia y siempre han estado presentes; y a mis amigos de la universidad, Joaquín, Yerko, Ignacio, Jorge, Valeska, Constanza, Gustavo, Germán, Fernanda y Mónica, por su compañía, amistad y apoyo constante, tanto en el ámbito académico como emocional, durante estos años, haciendo de este camino una experiencia mucho más amena.

A mi profesor guía, José Rubén Espinoza por su orientación, paciencia y confianza durante el desarrollo de esta memoria. Extiendo también mi agradecimiento a todos los docentes que formaron parte de mi proceso académico, por compartir sus conocimientos y contribuir de manera significativa a mi formación como ingeniero civil eléctrico.

Se agradece el apoyo del proyecto ANID / FONDAP / 1523A0006 y ANID / FONDEQUIP / EQM 140148.

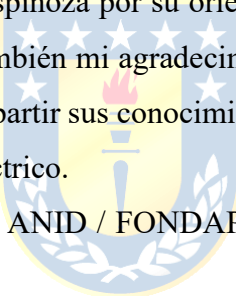
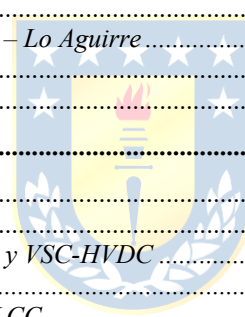


Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
NOMENCLATURA.....	X
ABREVIACIONES.....	XIII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	2
1.2.1 <i>Discusión</i>	4
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	5
1.4. OBJETIVOS.....	5
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	5
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	6
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	6
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	6
2. HVDC LCC EN CHILE.....	8
2.1. INTRODUCCIÓN	8
2.2. CONTEXTO EN CHILE DE LOS HVDC	8
2.2.1 <i>Proyecto Chileno HVDC Kimal – Lo Aguirre</i>	9
2.3. UTILIZACIÓN DE LOS HVDC.....	11
2.4. DISCUSIÓN	12
3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS	13
3.1. INTRODUCCIÓN	13
3.2. TIPOS DE HVDC	14
3.2.1 <i>Comparativa entre LCC-HVDC y VSC-HVDC</i>	14
3.2.2 <i>Tipo de conexión</i>	16
3.2.3 <i>Tipos de retorno de los HVDC LCC</i>	17
3.3. ÁNGULOS DE DISPARO	19
3.4. RECTIFICADOR DE 6 PULSOS.....	20
3.4.1 <i>Efecto de la Inductancia en un rectificador</i>	22
3.5. RECTIFICADOR DE DOCE PULSOS.....	26
3.6. MODO INVERSOR (SCR, $\alpha > 90^\circ$)	27
3.7. DISCUSIÓN	29
4. SISTEMA HVDC.....	30
4.1. INTRODUCCIÓN	30
4.2. MODOS DE OPERACIÓN	30
4.3. FUENTES DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS HVDC	33
4.3.1 <i>Efectos de los armónicos</i>	34
4.4. TIPOS DE FILTROS PARA COMPENSACIÓN DE REACTIVOS	35
4.4.1 <i>Filtros pasivos</i>	35
4.4.2 <i>Compensación en serie</i>	37
4.4.3 <i>SVC</i>	38
4.4.4 <i>STATCOM</i>	38
4.4.5 <i>Condensador síncrono</i>	38
4.5. CONFIGURACIÓN DE 12 PULSOS	40
4.6. CONFIGURACION DE 12 PULSOS BIPOLAR	41
4.6.1 <i>Estructura del polo</i>	41
4.6.2 <i>Patio de corriente alterna</i>	41
4.6.3 <i>Patio de corriente continua</i>	41



4.6.4	<i>Línea bipolar y sistemas de retorno</i>	42
4.7.	RESUMEN OPERATIVO:	42
4.8.	DISCUSIÓN	42
5.	MODELO MATEMÁTICO	44
5.1.	INTRODUCCIÓN	44
5.2.	MODELO DINÁMICO NO LINEAL	44
5.3.	MODELO LINEAL	46
5.4.	DISCUSIÓN	51
6.	CONTROL DEL HVDC LCC	52
6.1.	INTRODUCCIÓN	52
6.2.	MODOS OPERATIVOS DEL CONTROL EN UN HVDC LCC	52
6.2.1	<i>Curvas Vdc vs Idc</i>	53
6.2.2	<i>Características de operación del sistema</i>	54
6.2.3	<i>Control de Corriente en el Rectificador</i>	55
6.2.4	<i>Control de Tensión en el Inversor</i>	56
6.2.5	<i>Estructura descentralizada</i>	56
6.2.6	<i>Desacoplador estático</i>	57
6.2.7	<i>Diseño del controlador</i>	58
6.3.	DISCUSIÓN	60
7.	OPAL-RT	61
7.1.	INTRODUCCIÓN	61
7.2.	RT-LAB: PLATAFORMA DISTRIBUIDA PARA ENSAYOS HIL EN TIEMPO REAL	61
7.3.	DISCUSIÓN	65
8.	RESULTADOS DEL MODELO	66
8.1.	INTRODUCCIÓN	66
8.2.	PARÁMETROS	67
8.3.	RESULTADOS MATEMÁTICOS	67
8.3.1	<i>Resultados modelo lineal</i>	68
8.3.2	<i>Diseño del controlador</i>	71
8.4.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	76
8.4.1	<i>Simulaciones dinámicas</i>	80
8.4.2	<i>Estado estacionario</i>	91
8.5.	DISCUSIÓN	96
9.	CONCLUSIONES	97
9.1.	SUMARIO	97
9.2.	CONCLUSIONES	98
9.3.	TRABAJO FUTURO	99
	REFERENCIAS	100
10.	ANEXOS 104	
5.2	ANEXO A	104
5.3	ANEXO B	110
8.3.2	ANEXO C	113
8.3.3	ANEXO D	119

Lista de Tablas

Tabla 8-1 información del sistema..... 67



Lista de Figuras

Figura 3-1 Conexión monopolar	16
Figura 3-2 Conexión bipolar	17
Figura 3-3 Rectificador de 6 pulsos.	20
Figura 3-4 Forma de onda de la tensión DC de un rectificador	22
Figura 3-5 Rectificador de 6 pulsos con tiristores.....	23
Figura 3-6 Circuito aproximado de un rectificador.....	25
Figura 3-7 Forma de onda de la tensión DC de un rectificador con inductancia en el sistema.	26
Figura 3-8 Rectificador de 12 pulsos	26
Figura 3-9 Inversor de 6 pulsos.....	27
Figura 3-10 Forma de onda de la tensión DC de un inversor con inductancia en el sistema.....	28
Figura 3-11 Circuito aproximado de un inversor	29
Figura 4-1 HVDC LCC de 6 pulsos.....	31
Figura 4-2 aproximación de un HVDC LCC	32
Figura 6-1 Curvas Vdc vs Idc.....	54
Figura 6-2 Lazo cerrado de control.....	59
Figura 8-1 Corriente DC	71
Figura 8-2 Tensión DC inversor.....	72
Figura 8-3 Esquema de control del HVDC LCC	75
Figura 8-4 Arquitectura del modelo HVDC en RT-LAB	76
Figura 8-5 Interior de SM_hvdc: HVFC LCC bipolar de 12 pulsos	77
Figura 8-6 Interfaz de E/S del modelo HVDC y escalamiento	78
Figura 8-7 Arquitectura del modelo de control.....	79
Figura 8-8 Interior de SM_Control: Control PI	79
Figura 8-9 Interfaz de E/S del control y escalamiento	80
Figura 8-10 Variación tensión DC lado rectificador de NORTE a SUR con $V_{dcR} = V_{dc0R} \cdot 100000$	82
Figura 8-11 Variación corriente DC de NORTE a SUR con $I_{dc} = I_{dc0} \cdot 1000$	83
Figura 8-12 Variación Pdc lado rectificador de NORTE a SUR con $P_{dc} = P_{dc0} \cdot 1000000000$..	84
Figura 8-13 Variación tensión DC lado inversor de NORTE a SUR con $V_{dcI} = V_{dc0I} \cdot 100000$..	85
Figura 8-14 Variación ángulo α del rectificador de NORTE a SUR con $\alpha = \alpha_0 \cdot 10$	86
Figura 8-15 Variación ángulo β del inversor de NORTE a SUR con $\beta = \beta_0 \cdot 100$	86
Figura 8-16 Variación tensión DC lado rectificador de SUR a NORTE con $V_{dcR} = V_{dc0R} \cdot 100000$	88
Figura 8-17 variación de la corriente DC de SUR a NORTE con $I_{dc} = I_{dc0} \cdot 1000$	89
Figura 8-18 Variación Pdc lado rectificador de SUR a NORTE con $P_{dc} = P_{dc0} \cdot 1000000000$..	89
Figura 8-19 variación de la tensión DC al lado inversor de SUR a NORTE $V_{dcI} = V_{dc0I} \cdot 100000$	90
Figura 8-20 Variación del ángulo α lado rectificador de SUR a NORTE con $\alpha = \alpha_0 \cdot 10$	90
Figura 8-21 Variación del ángulo β lado inversor de SUR a NORTE con $\beta = \beta_0 \cdot 100$	91
Figura 8-22 Voltaje AC con filtro lado rectificador con $V_a = V_{a0} \cdot 100000$	92
Figura 8-23 Voltaje AC con filtro lado inversor $V_a = V_{a0} \cdot 100000$	92
Figura 8-24 Corriente AC lado rectificador con $I_a = I_{a0} \cdot 10000$	93
Figura 8-25 Corriente AC lado inversor con $I_a = I_{a0} \cdot 10000$	94
Figura 8-26 Graficas Voltaje AC vs Corriente AC lado rectificador.....	94
Figura 8-27 Graficas Voltaje AC vs Corriente AC lado inversor	95

Nomenclatura

Matrices

A	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$.
B	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$.
C	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$.
D	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$.
E	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$.
F	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$.
T_{abc-dq0}	: matriz de transformación de ejes abc a $dq0$, dimensión $3 \cdot 3$.
T_{dq0-abc}	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a abc , dimensión $3 \cdot 3$.
M(s)	: matriz de transferencia. $\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}$.
$\overline{\mathbf{M}}(s)$: Matriz de transferencia del HVDC desacoplado

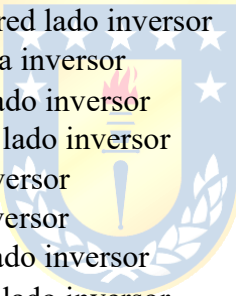
Vectores

x	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
y	: vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$ $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
p	: vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
$\hat{\mathbf{x}}$: vector de n variables de estados, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n]^T$ (estimación de \mathbf{x}).
$\hat{\mathbf{y}}$: vector de q variables de estados, $\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}_1 \ \hat{y}_2 \ \dots \ \hat{y}_q]^T$ (estimación de \mathbf{y}).
$\tilde{\mathbf{x}}$: vector de n variables de estados, $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2 \ \dots \ \tilde{x}_n]^T$ (error $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$).
$\mathbf{x}_{abc}(t)$: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios abc).
$\mathbf{x}_{dq0}(t)$: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q \ x^0]^T$ (ejes rotatorios $dq0$).
x₀	: condición inicial del vector de estados, $\mathbf{x}_0 = [x_{10} \ x_{20} \ \dots \ x_{n0}]^T$
u₀	: vector de entradas en el punto de operación, $\mathbf{u}_0 = [u_{o1} \ u_{o2} \ \dots \ u_{op}]^T$
y₀	: vector de salidas en el punto de operación, $\mathbf{y}_0 = [y_{o1} \ y_{o2} \ \dots \ y_{oq}]^T$
Δx	: variación del vector de estados \mathbf{x} en torno a \mathbf{x}_0 , $\Delta\mathbf{x} = [\Delta x_1 \ \Delta x_2 \ \dots \ \Delta x_n]^T$
Δu	: variación del vector de entradas \mathbf{u} en torno a \mathbf{u}_0 , $\Delta\mathbf{u} = [\Delta u_1 \ \Delta u_2 \ \dots \ \Delta u_p]^T$
Δy	: variación del vector de salidas \mathbf{y} en torno a \mathbf{y}_0 , $\Delta\mathbf{y} = [\Delta y_1 \ \Delta y_2 \ \dots \ \Delta y_q]^T$
Δp	: variación del vector de perturbaciones \mathbf{p} en torno a \mathbf{p}_0 , $\Delta\mathbf{p} = [\Delta p_1 \ \Delta p_2 \ \dots \ \Delta p_m]^T$
x(s)	: Laplace de \mathbf{x} , $\mathbf{x}(s) = [x_1(s) \ x_2(s) \ \dots \ x_n(s)]^T$
u(s)	: Laplace de \mathbf{u} , $\mathbf{u}(s) = [u_1(s) \ u_2(s) \ \dots \ u_p(s)]^T$
y(s)	: Laplace de \mathbf{y} , $\mathbf{y}(s) = [y_1(s) \ y_2(s) \ \dots \ y_q(s)]^T$
p(s)	: Laplace de \mathbf{p} , $\mathbf{p}(s) = [p_1(s) \ p_2(s) \ \dots \ p_m(s)]^T$

Escalares

α	: Ángulo de disparo del rectificador
μ	: Ángulo de conmutación
δ	: Ángulo de retardo de extinción
β	: Ángulo de disparo del inversor
γ	: Ángulo de adelanto de extinción

V_a	: Tensión alterna fase A
V_b	: Tensión alterna fase B
V_c	: Tensión alterna fase C
VLL	: Tensión alterna de línea
Vdc	: Tensión continua
Pdc	: Potencia DC
F	: Frecuencia del sistema
R_s	: Resistencia de red
L_s	: Inductancia a de red
V_{S-R}^{abc}	: Tensiones de fase de la red lado rectificador
$i_s^R^{abc}$: Corrientes de fase de la red lado rectificador
V_R^{abc}	: Tensiones de fase entrada rectificador
V_{S-R}^d	: Tensión eje d de la red lado rectificador
$i_s^R^d$: Corriente eje d de la red lado rectificador
V_R^d	: Tensión eje d entrada rectificador
V_R^q	: Tensión eje q entrada rectificador
V_{S-R}^q	: Tensión eje q de la red lado rectificador
$i_s^R^q$: Corriente eje d de la red lado rectificador
V_{S-I}^{abc}	: Tensiones de fase de la red lado inversor
$i_s^I^{abc}$: Corrientes de fase de la red lado inversor
V_I^{abc}	: Tensiones de fase entrada inversor
V_{S-I}^d	: Tensión eje d de la red lado inversor
$i_s^I^d$: Corriente eje d de la red lado inversor
V_I^d	: Tensión eje d entrada inversor
V_I^q	: Tensión eje q entrada inversor
V_{S-I}^q	: Tensión eje q de la red lado inversor
$i_s^I^q$: Corriente eje q de la red lado inversor
V_{dc}^R	: Tensión DC lado rectificador
V_{dc}^I	: Tensión DC inversor
I_{dc}	: Corriente DC
V_{dc}	: Tensión DC
R_{dc}	: Resistencia DC
L_{dc}	: Inductancia DC
I_a	: Corriente alterna fase A
I_b	: Corriente alterna fase B
I_c	: Corriente alterna fase C
N	: Cantidad de puentes de convertidores conectados en serie
ω	: Frecuencia angular
L_t	: Inductancia de conmutación
$u(t)$: entrada escalón.
X	: Salida del lazo cerrado.
H_p	: Función de transferencia de la planta.
H_c	: Función de transferencia del controlador.
X_d	: Referencia.
$h(s)$: Función de transferencia de la planta.



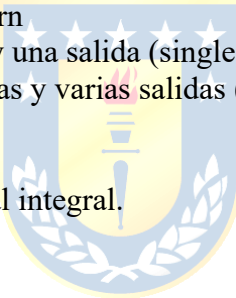
$G_I(s)$: Función de transferencia desacoplada 1er orden de corriente
 $G_V(s)$: Función de transferencia desacoplada 1er orden de tensión
 $H_c^I(s)$: Función de transferencia del controlador lazo de corriente
 K_p^I : Ganancia proporcional controlador lazo de corriente
 K_i^I : Ganancia iterativa controlador lazo de corriente
 $H_c^V(s)$: función de transferencia del controlador lazo de voltaje
 K_p^V : Ganancia proporcional controlador lazo de voltaje
 K_i^V : Ganancia iterativa controlador lazo de voltaje



Abreviaciones

Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
L.D.	: lazo directo.
EMT	: Electromagnetic Transient
HIL.	: Hardware-in-the-Loop.
HVAC	: High-Voltage Alternating Current
HVDC.	: High-Voltage Direct Current
LCC.	: Line Commutated Converter
VSC.	: Voltage Source Converter.
AC.	: Alternating Current.
DC.	: Direct Current
STATCOM.	: Static Synchronous Compensator
SVC.	: Static Var Compensator
E/S	: Entrada-Salida
THD	: Total Harmonic Distortion
DMR	: Dedicated Metallic Return
SISO	: Sistema de una entrada y una salida (single input single output).
MIMO	: Sistema de varias entradas y varias salidas (multiple inputs multiple outputs).
F.deT.	: Función de transferencia
M.de.T	: Matriz de transferencia
P.I.	: Controlador proporcional integral.



1. Introducción

1.1. Introducción

La creciente electrificación de la demanda y la incorporación masiva de generación renovable a gran distancia de los centros de consumo han impulsado soluciones de transmisión más eficientes y controlables. En este contexto, la transmisión en corriente continua de alta tensión (HVDC) se ha consolidado como alternativa para transferencias de potencia a larga distancia, al ofrecer menores pérdidas y un control directo del flujo de potencia frente a los sistemas en corriente alterna (HVAC) [1]. En Chile, esta tendencia se refleja en los planes de expansión y en proyectos estratégicos como Kimal–Lo Aguirre, orientados a evacuar la generación del norte hacia los centros de consumo del centro del país [2], [3].

Entre las tecnologías HVDC, los enlaces Line Commutated Converter (LCC) destacan por su madurez y capacidad a muy alta potencia, aunque introducen demandas de potencia reactiva y contenido armónico que deben gestionarse en el patio AC para cumplir con criterios de desempeño y calidad de suministro [4].

En este marco, el presente trabajo aborda el modelado electromagnético-transitorio (EMT), el diseño de control y la validación en tiempo real de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos. El control se organiza en dos lazos: el rectificador regula la corriente I_{dc} mediante el ángulo α (determinando la potencia transferida), mientras el inversor sostiene la tensión V_{dc}^I con el margen de extinción β/γ , asegurando conmutación fiable bajo variaciones de la red AC [4].

Metodológicamente, se emplea simulación en tiempo real sobre plataforma HIL (OPAL-RT), lo que permite imponer pasos de microsegundos, cerrar lazo con elementos externos de E/S analógica y reproducir condiciones de operación cercanas a las reales [5]. Esta aproximación facilita la validación funcional del control y de la compensación, así como la identificación de limitaciones prácticas (latencias, memoria, asignación de núcleos) propias de la implementación, manteniendo trazabilidad con los objetivos del Plan de Expansión y los pliegos técnicos del proyecto HVDC en Chile [2], [3].

1.2. Trabajos Previos

La literatura sobre enlaces HVDC LCC es amplia y abarca desde desarrollos teóricos y modelos matemáticos hasta implementaciones prácticas y estudios en tiempo real. En particular, numerosos trabajos han empleado la plataforma OPAL-RT para ejecutar en MATLAB-Simulink simulaciones detalladas del convertidor LCC, su esquema de control y los filtros de armónicos y potencia reactiva que aseguran la calidad de energía. Esta sección revisa esas contribuciones, destacando las metodologías empleadas para la compensación reactiva, las estrategias de control adoptadas y las lecciones aprendidas que sirven de base para el presente proyecto.

Control coordinado para enlaces HVDC

♣ Eriksson, R., "Coordinated Control of HVDC Links in Transmission Systems," Doctoral thesis, Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Electric Power Systems, Stockholm, Sweden, 2011.

La tesis presenta cuatro nuevos métodos de control para mejorar la estabilidad y seguridad de los sistemas eléctricos que utilizan enlaces de corriente continua de alto voltaje (HVDC). Estos métodos permiten transferir más energía de manera segura, haciendo el sistema eléctrico más confiable y flexible. Los controladores diseñados aumentan la capacidad de respuesta del sistema ante perturbaciones y permiten una mejor integración de fuentes de energía renovables.

Control dinámico de corriente y tensión en sistemas HVDC

♣ H. Peng, X. Liu, Y. Zhang *et al.*, "Flexible control switching method for converter station in LCC-HVDC transmission system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 149, Art. no. 109050, 2025.

El documento propone un método de conmutación flexible de modos de control para enlaces LCC-HVDC bipolares de 12 pulsos, capaz de alternar en tiempo real entre regulación de corriente I_{dc} y de tensión/potencia V_{dc} según las condiciones de la red. Partiendo de un modelo linealizado del convertidor con filtros pasivos sintonizados, los autores realizan un análisis de autovalores para definir los rangos de estabilidad de cada modo y desarrollan un algoritmo que evita saltos en los ángulos de disparo durante la transición. Las pruebas EMT en PSCAD demuestran que la estrategia amplía el margen operativo y mitiga oscilaciones frente a variaciones de impedancia AC y penetración

renovable, consolidándose como referencia para enlaces HVDC que requieren doble lazo PI (I_{dc} / V_{dc}) y validación en tiempo real.

Mitigación de armónicos en HVDC de 12 pulsos con filtros pasivos

♣ S. K. Nandi, R. R. Riadh and S. Rahman, "Investigation of THD on a 12-pulse HVDC transmission network and mitigation of harmonic currents using passive filters," *2015 2nd International Conference on Electrical Information and Communication Technologies (EICT)*, Khulna, Bangladesh, 2015, pp. 510-515

La transmisión de grandes cantidades de energía a largas distancias se realiza de manera más eficiente utilizando corriente continua de alto voltaje (HVDC). Sin embargo, esta tecnología genera distorsiones en la corriente (armónicos) que pueden dañar equipos y reducir la calidad de la energía. Para solucionar este problema, se utilizan filtros armónicos pasivos. Estos dispositivos reducen los niveles de distorsión y mejoran el rendimiento del sistema.



Selección óptima de filtros activos/pasivos en plantas industriales

♣ T. Adrikowski, D. Buła and M. Pasko, "Selection of method for reactive power compensation and harmonic filtering in industrial plant," *2017 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, Koscielisko, Poland, 2017, pp. 1-5.

El estudio analiza diversas técnicas para mejorar la calidad de la energía eléctrica, centrándose en los filtros activos y pasivos. Los filtros activos ofrecen un rendimiento superior al eliminar los armónicos y compensar la potencia reactiva, pero tienen un costo más elevado. Por otro lado, los filtros pasivos son más económicos pero su capacidad de adaptación es limitada. La elección del filtro ideal depende de las necesidades específicas de cada sistema, considerando factores como el presupuesto, la calidad de energía requerida y las características de la carga. El estudio concluye que ambos tipos de filtros pueden ser efectivos, y ofrece una guía para seleccionar la solución más adecuada en función de las particularidades de cada caso.

Casos de prueba dinámicos en OPAL-RT para simulación en tiempo real

♣ S. K. Singh, B. P. Padhy, S. Chakrabarti, S. N. Singh, A. Kolwalkar and S. M. Kelapure, "Development of dynamic test cases in OPAL-RT real-time power system simulator," *2014 Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, Guwahati, India, 2014, pp. 1-6

Este trabajo presenta una revisión del desarrollo y aplicación de modelos dinámicos de sistemas eléctricos en simuladores en tiempo real, específicamente en OPAL-RT. Se detalla cómo estos simuladores emplean técnicas de integración numérica para resolver ecuaciones diferenciales y algebraicas que representan el comportamiento de los sistemas eléctricos. La capacidad de simular en tiempo real permite evaluar con precisión el desempeño de estos sistemas ante diversas perturbaciones, como cortocircuitos o cambios de carga. Los simuladores en tiempo real se revelan como herramientas indispensables para el diseño, análisis y prueba de sistemas eléctricos, debido a que si bien un simulador normal puede realizar este trabajo, la respuesta en el tiempo de las soluciones, para sistemas grandes, puede ser más lenta que el fenómeno real.

Portal de formación OPAL-RT

♣ OPAL-RT Technologies, "OPAL-RT Training Catalog," *TalentLMS* [Online]. Available: <https://training-opalrt.talentlms.com/catalog/index>. Accessed: Aug. 2, 2025.

El catálogo on-line de OPAL-RT constituye la referencia formativa más actual para la simulación en tiempo real: Esta secuencia didáctica de cursos, proporciona la metodología necesaria para trasladar un enlace LCC-HVDC de 12 pulsos bipolar con filtros pasivos y control dual I_{dc}/V_{dc} a entornos OPAL-RT, convirtiéndose en un recurso clave para proyectos académicos e industriales que requieren validación en tiempo real.

1.2.1 Discusión

Los estudios más recientes sobre enlaces LCC-HVDC muestran una evolución clara en el control. Se pasó de emplear lazos PI independientes a proponer esquemas coordinados capaces de alternar, en tiempo real, entre la regulación de corriente y la de tensión DC. Este cambio automático de modo, disparado por la condición de la red, amplía la estabilidad cuando la red AC es débil o la generación renovable presenta variaciones bruscas. Aunque estas estrategias ya se aplican a enlaces bipolares de

12 pulsos y ofrecen buenos resultados en simulaciones EMT, la mayoría de los ensayos se limita a entornos de escritorio y no considera la simulación en una plataforma de tiempo real.

En cuanto a la calidad de potencia, la mitigación de armónicos sigue basándose principalmente en filtros pasivos sintonizados—single-tuned, C-type o dobles 11.º/13.º–23.º/25.º—, que se eligen por su sencillez y bajo coste. Para dar flexibilidad en la compensación reactiva y controlar armónicos de orden intermedio, algunos autores complementan estos bancos LC con un STATCOM en derivación, logrando así una solución híbrida más dinámica. El presente proyecto aborda intenta abordar distintas areas: unifica el modelo EMT del enlace, la estrategia de control coordinada y los dispositivos de compensación en OPAL-RT, creando un banco de pruebas que refleja con mayor realismo la operación de campo y brinda una base sólida para futuros desarrollos.

1.3. Hipótesis de Trabajo

La implementación de la simulación en tiempo real de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos en OPAL-RT permitirá representar de manera más realista tanto el comportamiento dinámico como estacionario del sistema eléctrico, constituyendo un entorno confiable para el análisis y validación de controladores.

La plataforma de simulación permitirá desarrollar estrategias de control desacoplado y el rectificador podrá regular la corriente continua y con ello el flujo de potencia activa, mientras que el inversor mantendrá estable la tensión continua nominal, garantizando la operación dentro de los márgenes de seguridad del sistema. De esta forma, se espera lograr un seguimiento adecuado de la potencia transmitida en ambos sentidos de flujo, con estabilidad frente a variaciones de demanda. Finalmente, la aplicación de filtros pasivos sintonizados permitirá reducir de manera efectiva el contenido armónico y mejorar el factor de potencia en el sistema de corriente alterna, asegurando que la implementación del enlace HVDC no degrade la calidad de la red eléctrica nacional.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Ensayar en tiempo real el control y compensación de reactivos en un sistema HVDC del tipo LCC de alta potencia mediante la simulación en tiempo real en el simulador en tiempo real OPAL-RT.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Estudiar y validar control para enlaces HVDC LCC que mejore la estabilidad, flexibilidad y capacidad de respuesta del sistema eléctrico.
- Analizar y evaluar el desempeño de técnicas de filtrado de armónicos y compensación de potencia reactiva.
- Utilizar simuladores en tiempo real, como OPAL-RT, para modelar y simular el comportamiento dinámico de sistemas HVDC

1.5. Alcances y Limitaciones

El alcance de este estudio comprende el modelado EMT y la validación en tiempo real— mediante OPAL-RT con MATLAB-Simulink de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos, con un esquema de control dual PI que conmuta entre la regulación de corriente y tensión DC, filtros pasivos sintonizados. Los resultados quedan limitados al entorno simulado: dependen de la topología y los parámetros eléctricos ajustados al proyecto Kimal-Lo Aguirre, por lo que su aplicabilidad podría ser limitada a sistemas con características similares y no incluyen la implementación física a escala industrial, la coordinación detallada con protecciones AC/DC ni los efectos térmicos de los tiristores. Además, la capacidad de cómputo y el paso mínimo de la plataforma OPAL-RT marcan un límite práctico: modelos de mayor tamaño o con mayor detalle pueden exigir particiones adicionales, comprometer la estabilidad numérica o generar errores de compilación. En consecuencia, la extrapolación a otros niveles de potencia, tensiones o características del sistema requerirá recalibrar el modelo, ajustar los lazos de control y redimensionar los filtros, aunque la metodología aquí presentada ofrece una base sólida y adaptable para futuros proyectos HVDC en redes con características distintas.

1.6. Temario y Metodología

El presente documento se estructura en once capítulos que abarcan desde el contexto nacional del LCC-HVDC y sus fundamentos hasta la validación en tiempo real y los resultados obtenidos.

En el **Capítulo 1** se expone la motivación, objetivos, hipótesis, alcances y metodología general, situando el problema técnico de control de potencia activa y compensación reactiva en enlaces HVDC.

El **Capítulo 2** describe el estado del HVDC en Chile y el caso Kimal–Lo Aguirre, justificando la elección tecnológica LCC para grandes potencias y largas distancias.

El **Capítulo 3** reúne los fundamentos teóricos: puentes de 6/12 pulsos, ángulos de disparo (α , μ , β/γ), rizado y espectro armónico, y la implicancia en filtros y soporte de reactivos.

El **Capítulo 4** detalla la arquitectura del sistema (bipolar de 12 pulsos), patios AC/DC, retorno metálico/tierra y fuentes de armónicos, estableciendo criterios de compensación (pasiva/activa) y filtrado.

El **Capítulo 5** presenta el modelo matemático empleado para análisis y diseño..

El **Capítulo 6** desarrolla la estrategia de control: lazo maestro de corriente en el rectificador (α) y regulación de tensión/margen de extinción en el inversor (β/γ), incluyendo desacoplos y sintonía PI.

El **Capítulo 7** describe la plataforma OPAL-RT/RT-LAB y la organización HIL, particiones, paso de simulación y mapeo de E/S analógica.

El **Capítulo 8** compila parámetros del caso de estudio y resultados: (i) simulaciones dinámicas con cambios de potencia de 3 GW-1 GW en ambos sentidos (N-S y S-N), midiendo V_{dc}^R lado rectificador, I_{dc} , V_{dc}^I lado inversor, Pdc , α y β ; y (ii) régimen estacionario, comparando formas de onda AC pre/post-filtro.

El **Capítulo 9** presenta conclusiones alineadas con los objetivos e hipótesis.

El **Capítulo 10** reúne anexos técnicos que permiten la reproducibilidad del estudio

2. HVDC LCC en Chile

2.1. Introducción

Este capítulo sitúa el por qué y el cómo de emplear transmisión HVDC en Chile, con foco en convertidores LCC para mover grandes bloques de potencia a largas distancias. Se explica, de manera funcional, el papel del rectificador, el enlace DC y el inversor, y por qué en LCC es imprescindible añadir filtros pasivos y compensación de potencia reactiva para cuidar la calidad de onda y el perfil de tensión en la red AC. También se contrasta, a grandes rasgos, LCC vs. VSC (capacidad/eficiencia frente a control más flexible de P–Q), y se presenta Kimal–Lo Aguirre como caso emblemático que ilustra la motivación nacional: evacuar generación renovable del norte y reforzar la operación del SEN. Finalmente, se destaca que la interacción AC/DC debe evaluarse con mirada dinámica (no solo en régimen permanente), dada la distancia del enlace y las exigencias de estabilidad y control.

2.2. Contexto en Chile de los HVDC

La adición de las conexiones HVDC a las redes de AC (HVAC) no solo representa los avances en la eficiencia y la gestión, sino que también introduce nuevos problemas relacionados con la estabilidad dinámica del sistema. La conexión entre los sistemas HVDC y HVAC es crucial en escenarios con alta potencia y largas distancias, como se observa en proyectos de corriente continua como Kimal – Lo Aguirre.

El conocimiento mundial y los estudios actuales coinciden en que una conexión adecuada entre los sistemas HVAC y HVDC requiere no solo un diseño técnico adecuado, sino también una visión integral del sistema eléctrico. Este enfoque es crucial para avanzar a sistemas de energía más fuertes, seguros y más flexibles a medida que las fuentes renovables se generalizan.

En la configuración típica, un sistema HVDC puede mejorar la estabilidad del sistema AC, que actúa como una fuente de energía controlada de potencia activa. Aunque hay problemas en la red AC, la conexión entre los dos sistemas puede volverse crucial.

Una parte vital de esta conexión es la longitud de la línea HVDC, que influye en cómo el sistema responde a cambios repentinos. A medida que crece el tamaño, el tiempo necesario para la transferencia y el control de energía también crece. Este retardo puede limitar la capacidad del sistema HVDC para responder de manera rápida y precisa a los cambios de red abruptos, afectando así el tiempo crucial para la eliminación de fallas y, como resultado, dañando la estabilidad general

Un elemento crucial está conectado al orden giratorio de unidades de potencia asociadas a la red AC. Si el control de los sistemas HVDC no está coordinado de forma correcta, puede dar como resultado resultados desfavorables como inestabilidad de potencia, problemas de sincronización o desconexión del generador. Debido a esto, el diseño de control HVDC debe considerar claramente su entorno CA, observando no solo la operación cercana, sino también su impacto en toda la red.

En esta situación, es crucial emplear modelos de movimiento precisos y verificaciones de estabilidad breves que nos permitan predecir el comportamiento del sistema en diversas situaciones. Estas herramientas no solo ayudan a comprobar el diseño del sistema, sino que también permiten la identificación de fallas en el diseño del sistema y ayudan a tomar decisiones en función de los planes de seguridad y funciones.

2.2.1 Proyecto Chileno HVDC Kimal – Lo Aguirre

El proyecto Kimal – Lo Aguirre incluye la extensión del sistema nacional de transmisión en Chile y es una de las iniciativas más significativas en aspectos de tamaño, alcance geográfico y contribución estratégica al avance energético del país. Su meta principal es facilitar el transporte seguro y eficaz de electricidad desde el norte de Chile, una región caracterizada por una gran integración de generación de energía renovable no convencional, hacia la zona central, donde se concentra la mayor demanda.

Este enlace de transmisión utilizará tecnología de corriente continua de alta tensión (HVDC) en una configuración bipolar punto a punto con retorno metálico, implementando convertidores Line Commutated Converters (LCC) que se basan en tiristores.

Esta opción permite el traslado de grandes cantidades de energía con menores pérdidas y menos requerimientos de infraestructura física en comparación con líneas de corriente alterna (HVAC), lo que la convierte en la solución perfecta para distancias largas como las que cubre este proyecto.

Características técnicas principales

Las especificaciones técnicas generales del sistema son las siguientes:

- **Tensión de operación:** ± 600 kV.
- **Potencia nominal de transmisión:** 3000 MW (dos polos de 1500 MW cada uno).
- **Longitud estimada del enlace:** aproximadamente 1500 kilómetros.
- **Estaciones convertoras:**
 - **Kimal**, ubicada en la Región de Antofagasta.
 - **Lo Aguirre**, ubicada en la Región Metropolitana.

El sistema presenta una estructura sólida que abarca transformadores de potencia, filtros de armónicos, reactores de suavizado, sistemas de refrigeración, así como control y seguridad. Asimismo, se prevé un retorno metálico constante, lo que asegura la funcionalidad continua ante un posible incidente en cualquiera de los extremos.

Tareas adicionales y asistencia al sistema AC

En el contexto de este proyecto, se prevé la expansión de la subestación Kimal 220 kV para facilitar la inclusión del nuevo enlace HVDC. Esta expansión incluye:

- Nuevas ubicaciones para barras de 220 kV.
- Infraestructuras civiles y canalizaciones para facilitar expansiones futuras.
- Reubicación de las instalaciones actuales.
- Implementación de protecciones, mediciones y sistemas de automatización

Dado que los convertidores LCC utilizan potencia reactiva y producen armónicos en la red de corriente alterna, el diseño incluye la implementación de sistemas de compensación de potencia reactiva a través de bancos de capacitores y dispositivos como STATCOM, así como filtros pasivos sintonizados para controlar armónicos.

Periodo y cronograma de implementación

El proyecto abarca una ejecución en fases. Según las condiciones de la licitación, el plazo para el funcionamiento del sistema es de 84 meses, comenzando desde que se recibe el decreto de concesión. Las obras iniciales vinculadas a la subestación Kimal tienen una duración máxima de 36 meses, mientras que se anticipa que la operación comercial del sistema HVDC total inicie en 2028.

Significado estratégico

La ejecución del proyecto Kimal–Lo Aguirre es fundamental para la descarbonización del sistema eléctrico nacional, ya que facilitará el traslado eficiente de la energía solar y eólica producida en el norte del país. De la misma forma, su funcionamiento ayudará a disminuir las limitaciones por saturación, mejorar la estabilidad operativa del sistema interconectado y hacer más sencilla la transformación gradual de la generación térmica tradicional.

Desde una perspectiva técnica, el proyecto es un ejemplo moderno y genuino de la implementación de tecnología HVDC a gran escala, que abarca múltiples campos de la ingeniería eléctrica: control de convertidores, estabilidad transitoria, compensación de energía reactiva, integración AC/DC, coordinación de sistemas de protección y planificación energética.

2.3. Utilización de los HVDC

La transmisión HVDC se utiliza generalmente por razones económicas. Algunas ventajas son las siguientes:

- **Economía en líneas aéreas:** Puede resultar más económico construir líneas aéreas de alta tensión en corriente continua (HVDC) que líneas en corriente alterna (AC) para la misma capacidad de transmisión, especialmente en largas distancias. Sin embargo, las estaciones convertidoras en los extremos de las líneas HVDC son más costosas que las subestaciones de transmisión de AC.
- **Menor impacto ambiental:** La transmisión HVDC genera menores impactos ambientales y produce tipos diferentes de campos eléctricos y magnéticos en comparación con la transmisión AC.
- **Alta capacidad de control:** La transmisión HVDC ofrece una capacidad de control superior a la de la transmisión AC.

Los enlaces HVDC basados en convertidores de línea conmutada (LCC) permiten un control rápido de la potencia activa que fluye a través de ellos. Por su parte, los enlaces HVDC con convertidores de fuente de voltaje (VSC) también pueden controlar la potencia reactiva en los buses conectados de manera independiente tanto de la potencia activa como entre sí. En cambio, en los enlaces LCC HVDC, la potencia reactiva no se controla completamente y los convertidores tienden a consumir potencia reactiva proporcional a la potencia activa transmitida.

Limitaciones de la tecnología LCC HVDC

- El **alto consumo de potencia reactiva** por parte de los convertidores.
- La **necesidad de filtros armónicos**, que incrementan la complejidad del sistema.

A pesar de estas desventajas, gran parte de la capacidad instalada de HVDC en la actualidad corresponde a la tecnología LCC, ya que ofrece una mayor capacidad de transmisión y confiabilidad en comparación con la tecnología VSC HVDC.

2.4. Discusión

El capítulo argumenta con claridad que un LCC HVDC es técnicamente idóneo y económicamente atractivo para enlaces muy largos y potentes, siempre que se diseñe desde el inicio un soporte reactivo adecuado y un filtrado armónico bien sintonizado, coordinados con la red donde se conecta. La lección central es doble: por un lado, el enlace entrega control robusto de la potencia activa; por otro, consume reactivos e inyecta armónicos, por lo que su éxito depende de la planificación de filtros y bancos/STATCOM y de una puesta en servicio coordinada. Como mejora, quedaría profundizar con números y pruebas: metas de THD, márgenes de tensión y reactivos, y escenarios de contingencia que permitan convertir este marco en criterios de diseño más prescriptivos. Aun así, la visión es consistente y útil: explica por qué LCC es una buena opción para Chile, cuál es el costo técnico asociado y cómo gestionarlo para que proyectos como Kimal–Lo Aguirre entreguen sus beneficios sin comprometer estabilidad ni calidad de servicio.

3. Fundamentos teóricos

3.1. Introducción

Este capítulo reúne los fundamentos teóricos necesarios para entender y modelar un enlace HVDC, comparando las dos familias tecnológicas más utilizadas LCC (tiristores conmutados por red) y VSC (convertidores fuente de tensión), explicando además sus diferencias de principio y de operación (polaridad de tensión, dirección de corriente, tipo de almacenamiento energético, dispositivos semiconductores y requerimientos de filtrado). Con ello, se enmarca por qué un LCC es idóneo para grandes potencias y largas distancias, mientras un VSC ofrece mayor flexibilidad de control P–Q con distinto compromiso en filtros y capacidad de sobrecarga.

Se describen las configuraciones de conexión monopolar y bipolar y los modos de retorno (retorno por tierra y retorno metálico dedicado), destacando implicancias ambientales, de protección y de continuidad de servicio. En particular, la conexión bipolar se posiciona como solución de alta confiabilidad y menor distorsión para proyectos de gran tamaño, como el caso Kimal–Lo Aguirre, por su capacidad de mantener operación en modo monopolar ante contingencias de un polo.

El capítulo introduce además los parámetros de control que gobiernan el comportamiento del LCC, ángulos de disparo (α), conmutación (μ) y márgenes del inversor y su efecto sobre la tensión y la corriente del enlace. Sobre esta base se construye el repaso de los puentes de 6 y 12 pulsos, incluyendo su principio de conducción, contenido armónico característico (órdenes $6n$ y $12n$) y la influencia de la inductancia de red en la conmutación. Finalmente, se muestra la operación inversora (β/γ) y la analogía formal de sus ecuaciones con el caso rectificador, lo que cierra un marco teórico coherente para el modelado EMT y el posterior ensayo en tiempo real.

3.2. Tipos de HVDC

Para implementar las tecnologías de HVDC es posible utilizar varias topologías diferentes. Las dos topologías más comunes en la actualidad son los sistemas basados en VSC (Voltage Source Converter) y los sistemas LCC (Line Commutated Converter)

Topología basada en VSC (Voltage Source Converter)

Esta topología, basada en la modulación del convertidor como fuente de tensión, ofrece un control preciso de la potencia activa y reactiva. Al utilizar IGBTs y modulación PWM, permite una operación flexible y rápida, adaptándose a las demandas cambiantes de la red.

Topología LCC (Line Commutated Converter)

La topología LCC, basada en tiristores, fue la primera en utilizarse en sistemas HVDC. Aunque es una tecnología madura con sus propias ventajas, presenta algunas limitaciones en comparación con los sistemas VSC.

3.2.1 Comparativa entre LCC-HVDC y VSC-HVDC

Características generales:

- **Flujo de corriente:**
 - **LCC-HVDC:** La dirección de la corriente se mantiene constante.
 - **VSC-HVDC:** La dirección de la corriente varía según la dirección de la potencia.

- **Tensión de salida:**
 - **LCC-HVDC:** Puede adoptar cualquier polaridad para cambiar la dirección de la potencia.
 - **VSC-HVDC:** La polaridad de la tensión de salida permanece fija.

- **Almacenamiento de energía:**
 - **LCC-HVDC:** Se basa en almacenamiento de energía mediante elementos inductivos.
 - **VSC-HVDC:** Utiliza almacenamiento energético en elementos capacitivos.

- **Semiconductores utilizados:**

- **LCC-HVDC:** Emplea semiconductores capaces de soportar tensiones con cualquier polaridad.
- **VSC-HVDC:** Utiliza semiconductores que permiten el paso de corriente en ambas direcciones.

- **Conmutación y apagado:**

- **LCC-HVDC:** La conmutación y el apagado dependen de circuitos externos.
- **VSC-HVDC:** La conmutación y el apagado son independientes de circuitos externos.

- **Encendido de semiconductores:**

- **LCC-HVDC:** Los semiconductores se activan mediante una acción de control.
- **VSC-HVDC:** Los semiconductores pueden activarse o no, dependiendo de la acción de control.

Comparación técnica:

- **Requerimientos de filtrado:**

- **LCC-HVDC:** Necesita filtros grandes que ocupan mayor espacio.
- **VSC-HVDC:** Los filtros requeridos son compactos.

- **Generación de armónicos:**

- **LCC-HVDC:** Produce una cantidad considerable de distorsión armónica.
- **VSC-HVDC:** La distorsión armónica generada es mínima.

- **Capacidad de transmisión:**

- **LCC-HVDC:** Diseñado para altas capacidades de potencia.
- **VSC-HVDC:** Diseñado para capacidades más bajas de potencia.

- **Resiliencia a sobrecargas:**

- **LCC-HVDC:** Posee buena resistencia frente a sobrecargas.
- **VSC-HVDC:** Su capacidad frente a sobrecargas es limitada.



- **Reversibilidad de la potencia:**

- **LCC-HVDC:** Cambia la polaridad de los convertidores para invertir el flujo de potencia.
- **VSC-HVDC:** Invierte la dirección del flujo de corriente para cambiar la dirección de la potencia.

3.2.2 Tipo de conexión

En los sistemas HVDC, se presentan diferentes configuraciones dependiendo del propósito de la aplicación, la longitud de transmisión y las limitaciones técnicas o ambientales. En el ámbito de los sistemas de transmisión HVDC, las modalidades de operación más importantes en la actualidad son monopolar y bipolar.

Monopolar: La opción monopolar emplea solo una estación rectificadora e inversora con un único conductor DC para unir estas secciones, y el retorno de la corriente se realiza a través de la tierra o el mar mediante electrodos. En esta disposición, un extremo del convertidor se conecta a tierra, lo que ayuda a reducir los costos en el sistema de retorno, dado que no se requiere un segundo conductor para esta función. Este tipo de enlace es adecuado para aplicaciones de bajo consumo o en regiones donde las normativas ambientales sean permitidas.



Figura 3-1 Conexión monopolar

Bipolar: La configuración bipolar se compone de 2 convertidores de 12 pulsos en cada extremo, interconectados por dos cables: uno que funciona a voltaje positivo y otro a voltaje negativo respecto a tierra. Esta modificación incrementa la efectividad del sistema, puesto que permite un transporte de

energía más eficiente y, en caso de que un polo falle, el sistema puede continuar funcionando en modo monopolar. De igual manera, la corriente de retorno puede transitar por un electrodo de puesta a tierra o por un conductor metálico particular, dependiendo de las condiciones técnicas y ambientales del proyecto. A pesar de que los gastos de instalación son mayores por el aumento en inversores y cables, proporciona beneficios importantes como una menor distorsión armónica, disminución de pérdidas energéticas, mejor regulación del voltaje y una mayor longevidad en su desempeño. Esta técnica es habitual en proyectos de gran envergadura como el HVDC Kimal–Lo Aguirre en Chile.

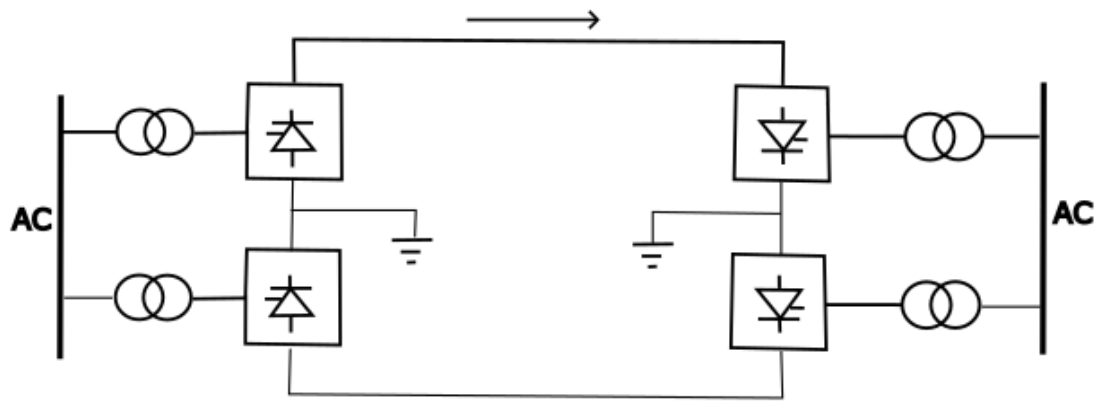


Figura 3-2 Conexión bipolar

3.2.3 Tipos de retorno de los HVDC LCC

En los sistemas de transmisión HVDC bipolares, es fundamental disponer de un método para el retorno de corriente ante contingencias que impacten a uno de los polos del sistema. Para lograr esto, se han creado fundamentalmente dos enfoques de diseño: el retorno terrestre y el retorno metálico específico (Dedicated Metallic Return, DMR). Las dos configuraciones permiten operar en modo monopolar en caso de la pérdida temporal de un polo, asegurando de esta forma la continuidad parcial del servicio.

Retorno por tierra

El retorno terrestre es una práctica comúnmente utilizada en proyectos HVDC, particularmente en configuraciones bipolares que operan temporalmente con un único polo. En esta configuración, la corriente de retorno circula por el terreno a través de un conjunto de electrodos subterráneos o marinos, los cuales están conectados estrictamente al neutro del sistema

La disposición de los electrodos debe garantizar una reducción de la resistencia eléctrica, una adecuada distribución del calor y un impacto mínimo en el entorno y las estructuras adyacentes.

De igual manera, es crucial tener en cuenta aspectos de seguridad relacionados con los riesgos de tránsito y contacto, las interferencias electromagnéticas en las redes de comunicación y la rápida corrosión de las estructuras metálicas subterráneas.

Si bien esta alternativa ofrece beneficios en términos de conveniencia y menores gastos iniciales, su ejecución se encuentra sujeta a rigurosas regulaciones medioambientales, particularmente en naciones donde se limita el uso permanente del retorno terrestre. Por esta razón, generalmente se emplea únicamente en circunstancias temporales y con un límite de uso, como por ejemplo no exceder el 10% del tiempo de funcionamiento anual.

Retorno metálico dedicado

El retorno metálico dedicado ofrece una alternativa moderna y más respetuosa con el medio ambiente, utilizando un conductor adicional ubicado al lado de los terminales positivo y negativo. A diferencia del sistema de retorno terrestre, esta configuración bloquea completamente el paso de corriente por el suelo, eliminando problemas asociados como la corrosión, el impacto en estructuras externas y la necesidad de electrodos.

Este conductor, que usualmente no opera a alta tensión, puede ser fabricado con requisitos de aislamiento menores. Sin embargo, estudios recientes han mostrado que se enfrenta a picos de tensión transitorios importantes cuando el sistema opera en modo monopolar, sobre todo en configuraciones de control asimétrico o durante transiciones entre estados de funcionamiento. Dichas sobretensiones pueden sobrepasar los niveles de diseño establecidos si no existe una correcta coordinación entre los pararrayos del bus neutro, la configuración de la puesta a tierra y el tiempo de reacción de los interruptores.

El retorno metálico dedicado es muy ventajoso en iniciativas que requieren alta confiabilidad operativa y cumplimiento estricto de normativas ambientales. Igualmente, permite transiciones más suaves entre los modos de funcionamiento y una mejor continuidad del servicio.

Criterios para seleccionar

La decisión entre retorno terrestre y retorno metálico se basa en varios elementos: regulaciones locales, efecto ambiental, proximidad de la conexión, tipo de terreno y dificultad del sistema de protección y control. En el proyecto actual de HVDC LCC bipolo, se elige una estructura que asegura

redundancia y confiabilidad, lo que sustenta la selección de configuraciones con retorno metálico, además de análisis de coordinación de aislamiento y protección contra transitorios.

3.3. Ángulos de disparo

En un sistema HVDC LCC, los ángulos de control son parámetros fundamentales que gobiernan el comportamiento del rectificador y del inversor, ya que determinan cómo los tiristores conmutan, lo que permite controlar el enlace DC mediante la secuencia de disparo de las válvulas de tiristores. En esta configuración, los tiristores son activados en momentos específicos, definidos por el ángulo de disparo, lo que permite modificar tanto la magnitud de la corriente como del voltaje en el enlace DC. Para controlar la corriente DC del enlace se debe hacer mediante la modificación del valor medio del voltaje, el cual se logra con la modificación del ángulo de disparo α . Este proceso se logra ya que al aumentar o disminuir este ángulo el voltaje promedio del enlace DC disminuye o aumenta respectivamente ya que al ir incrementando este ángulo la tensión disminuye ya que se aprovecha en menor medida la “cantidad” de la onda de voltaje. Este ángulo introducido crea un desfase entre la corriente y voltaje, ya que esta solo comienza a circular cuando se dispara el tiristor, lo que provoca que gran parte de la potencia generada por el sistema sea reactiva.

En conclusión, se tiene que el ángulo de disparo α es el retardo en el tiempo, medido desde el cruce por cero del voltaje de línea hasta el momento en que el tiristor es activado

Debido a la inductancia L_t las corrientes de fase no pueden cambiar instantáneamente. Por lo tanto, la transferencia de corriente de una fase a otra requiere un tiempo finito, llamado tiempo de conmutación o tiempo de superposición. El ángulo de superposición o conmutación correspondiente se denota por μ .

Para describir el comportamiento del inversor es posible hacerlo con el ángulo α teniendo la precaución de trabajarlo entre 90 y 180 grados ya que, para una conmutación exitosa, el cambio de la válvula de salida a la válvula de entrada debe completarse antes de que el voltaje de conmutación se vuelva negativo. Sin embargo, los ángulos que son utilizados para el inversor son los llamados ángulos de adelanto β y de extinción γ .

Por lo que se puede tener el siguiente resumen con los ángulos utilizados en el HVDC LCC.

Rectificador:

α ; ángulo de disparo

μ ; ángulo de conmutacion

$\delta = \alpha + \mu$; ángulo de retardo de extinción

Inversor:

$\beta = \pi - \alpha$; ángulo de disparo

$\gamma = \pi - \delta$; ángulo de adelanto de extinción

$\mu = \delta - \alpha = \beta - \gamma$; ángulo de conmutacion

Con esto es posible concluir que:

$$\cos \alpha = -\cos \beta$$

$$\cos \delta = -\cos \gamma$$

3.4. Rectificador de 6 Pulsos

El esquema es representado por la Figura 3-3

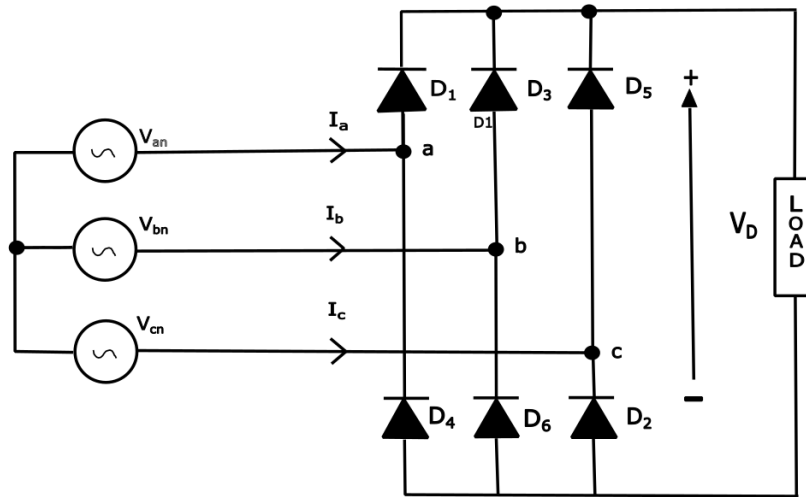


Figura 3-3 Rectificador de 6 pulsos.

Los rectificadores trifásicos se emplean cuando se necesita gran potencia en corriente continua con bajo rizado y menor distorsión que en configuraciones monofásicas. La topología más difundida es el puente de seis pulsos, formado por seis dispositivos en puente completo. Si estos dispositivos son diodos, el convertidor es *no controlado*; si se reemplazan por tiristores (SCR), el ángulo de disparo

permite fijar la tensión media y habilita el funcionamiento inversor. Para reducir aún más los armónicos se utilizan arreglos de doce pulsos basados en dos puentes desfasados treinta grados mediante transformadores con secundario en Δ o con derivaciones de fase.

Estructura y principio de conducción

- **Rama superior:** D1, D3, D5.
- **Rama inferior:** D2, D4, D6.

En cada instante solo conduce un diodo de la rama superior y uno de la inferior. El ánodo del diodo superior conectado al mayor potencial de fase entrega el polo positivo de salida, mientras que el cátodo del diodo inferior conectado a la fase de menor potencial establece el polo negativo. Las parejas de conducción siguen la secuencia:

$$(D_6, D_1) \rightarrow (D_1, D_2) \rightarrow (D_2, D_3) \rightarrow (D_3, D_4) \rightarrow (D_4, D_5) \rightarrow (D_5, D_6)$$

conmutando cada 60° eléctricos, razón por la cual la topología recibe el nombre de *rectificador de seis pulsos*.

En la Fig. 4-16-b se observa que la tensión de salida $V_0(t)$ es siempre uno de los seis voltajes de línea, con período fundamental $T/6$. Para una carga resistiva la corriente de salida i_d se replica en cada diodo durante un tercio del ciclo, como ilustra la Fig. 4-16-c

Contenido armónico

Debido a la periodicidad $T/6$, los armónicos de tensión se presentan en órdenes $6k$ ($k=1, 2, \dots$). Las corrientes de línea incluyen armónicos $6k \pm 1$. Estos componentes pueden provocar distorsión en la red y, para mitigarlos, se emplean filtros resonantes de 5.^a y 7.^a armónica combinados con filtros

Cálculo del Voltaje de Salida Promedio

El voltaje de salida promedio de corriente continua ($V_{d,prom}$) se puede determinar

Mediante

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL,rms} \quad (3-1)$$

Corriente eficaz por fase

$$I_{s,rms} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (3-2)$$

Potencia aparente absorbida

$$S = \sqrt{3}V_{LL,rms} * I_{S,rms} \quad (3-3)$$

Puente de seis pulsos controlado (SCR)

Al emplear SCR, la conducción no arranca automáticamente: se retrasa un ángulo α medido desde el cruce por cero de la línea que se polariza primero. Suponiendo corriente continua en la carga:

$$V_{dc} = \frac{Area A_1}{\frac{\pi}{3}} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} V_{ab} d(\omega t) \quad (3-4)$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ \quad (3-5)$$

Un disparo a $\alpha = 0^\circ$ reproduce el comportamiento con diodos; al aumentar α disminuye la tensión media y el factor de potencia, mientras la amplitud de los armónicos 6 k se modifica. Las Fig. 4-20(a-b) ilustran la topología y la forma de $V_0(t)$ para $\alpha = 45^\circ$

El resultado de este modo de operación queda reflejado en la figura 4.4

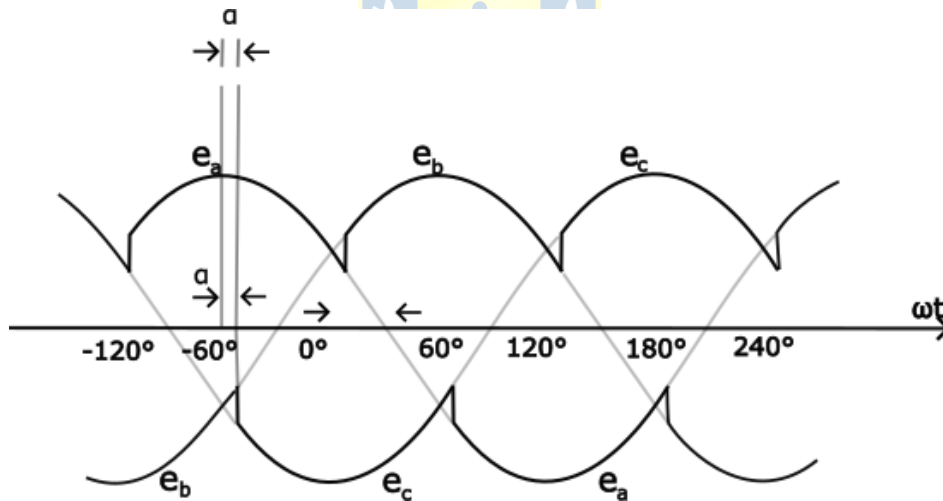


Figura 3-4 Forma de onda de la tensión DC de un rectificador

3.4.1 Efecto de la Inductancia en un rectificador

El esquema es representado por la Figura 3-5 Rectificador de 6 pulsos con tiristores.

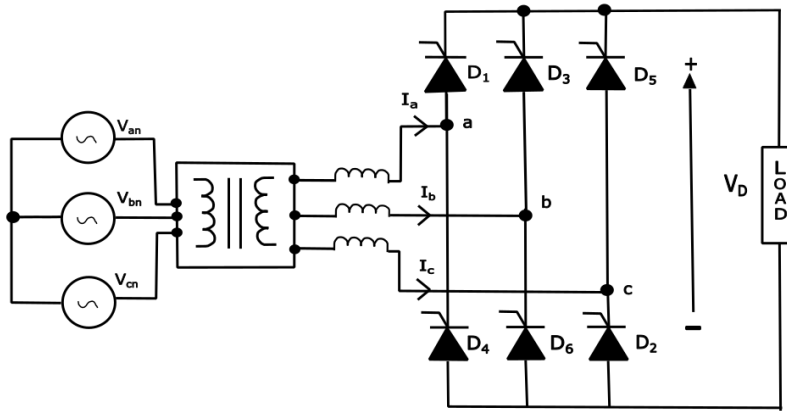


Figura 3-5 Rectificador de 6 pulsos con tiristores.

Cuando está presente la inductancia de línea (L_s), la conmutación de los dispositivos SCR no se realiza de manera instantánea. A continuación, consideremos un caso en el que la corriente de salida de corriente continua (I_{dc}) se conmuta de S5 a S1, como se ilustra en la Fig. 4.2-4.

Proceso de Conmutación

1. Condiciones Iniciales:

- Antes de que S1 se active, los dispositivos S5 y S6 están conduciendo.
- La corriente continua I_d fluye a través de ambos dispositivos.

2. Inicio de la Conmutación:

- El proceso de conmutación comienza cuando S1 se activa en el instante definido por el ángulo de disparo α .
- Al encenderse el dispositivo entrante S1, su corriente (I_a) comienza a aumentar desde cero. Sin embargo, debido a la presencia de la inductancia de línea L_s , esta corriente no puede alcanzar I_d de forma instantánea.

3. Efecto en la Corriente del Dispositivo Saliente:

- Mientras I_a S1 aumenta, la corriente (I_c) en el dispositivo saliente S5 disminuye, ya que se cumple la relación $I_c = I_d - I_a$.
- Durante este intervalo, tres dispositivos SCR (S1, S5 y S6) conducen simultáneamente.

4. Finalización de la Conmutación:

- El proceso de conmutación concluye al final del intervalo de conmutación (t_c), cuando:
 - La corriente (I_a) en S1 alcanza I_d .
 - La corriente (I_c) en S5 cae a cero.

Impacto en el Voltaje de Salida

El fenómeno de la conmutación reduce el voltaje de salida promedio (V_{dc}^R). Esto se debe a que, durante el intervalo de conmutación, tanto S1 como S5 conducen simultáneamente, lo que afecta el voltaje del bus positivo (V_p) respecto a tierra (G).

La relación del voltaje V_p este período se puede expresar como:

$$v_p = -L_s \frac{dI_a}{dt} + v_a = -L_s \frac{dI_c}{dt} + V_c \quad (3-6)$$

Desde el interruptor

$$V_p = \frac{V_a + V_c}{2} - \frac{L_s}{2} \left(\frac{dI_a}{dt} + \frac{dI_c}{dt} \right) \quad (3-7)$$

con $I_a + I_c = I_d$ como constante, entonces se tiene que:

$$\frac{dI_a}{dt} + \frac{dI_c}{dt} = 0 \quad (3-8)$$

La forma de onda de v_p durante el intervalo, que representa la cantidad de reducción de voltaje causada por la conmutación, se puede encontrar a partir de:

$$A_\gamma = \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma} (V_a - V_p) d(\omega t) \quad (3-9)$$

donde:

$$V_a - V_p = L_s \frac{dI_a}{dt} \quad (3-10)$$

Sustituyendo

$$A_Y = \int_0^{i_d} \omega L_s dI_a = \omega L_s I_{dc} \quad (3-11)$$

$$\Delta v = \frac{A_Y}{\frac{\pi}{3}} = \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc} \quad (3-12)$$

Con la expresión obtenida anteriormente se tiene que el voltaje de salida estará dado por:

$$V_{dc}^R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \Delta v \quad (3-13)$$

$$V_{dc}^R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc} \quad (3-14)$$

Además, el ángulo de conmutación μ que s deriva de la integral esta dado por:

$$\mu = \cos^{-1} \left(\cos(\alpha) - \frac{\sqrt{2}\omega L_s}{V_{LL}} I_{dc} \right) - \alpha \quad (3-15)$$

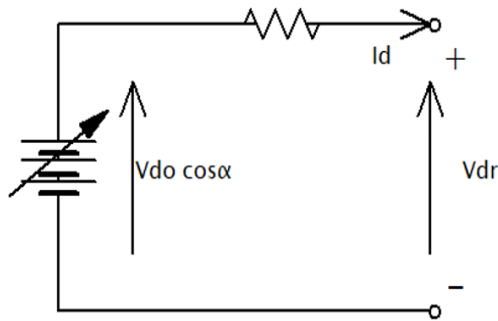


Figura 3-6 Circuito aproximado de un rectificador

Con este resultado se puede obtener una aproximación del rectificador con siguiente circuito equivalente

$$R_{cr} = \frac{3\omega L_s}{\pi} \quad (3-16)$$

$$V_{dc}^R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - R_{cr} I_{dc} \quad (3-17)$$

Además, el resultado queda del efecto de la inductancia en la tensión queda como se muestra en la siguiente figura.

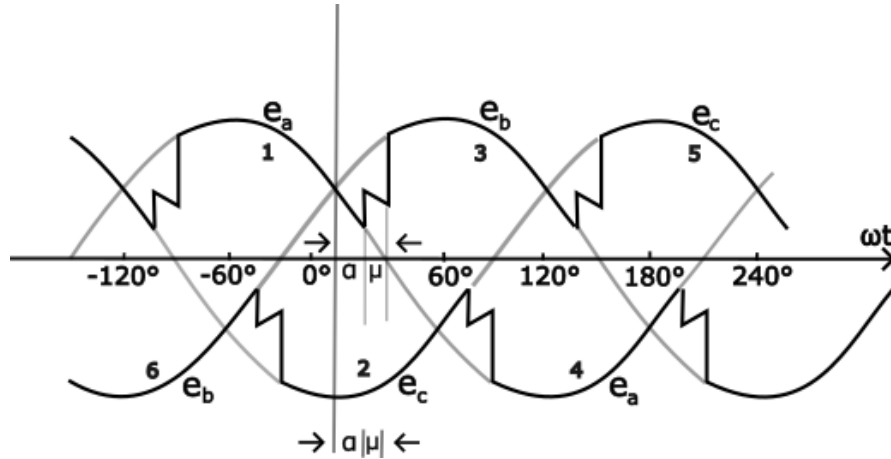


Figura 3-7 Forma de onda de la tensión DC de un rectificador con inductancia en el sistema.

3.5. Rectificador de doce pulsos

El esquema es representado por la Figura 3-8

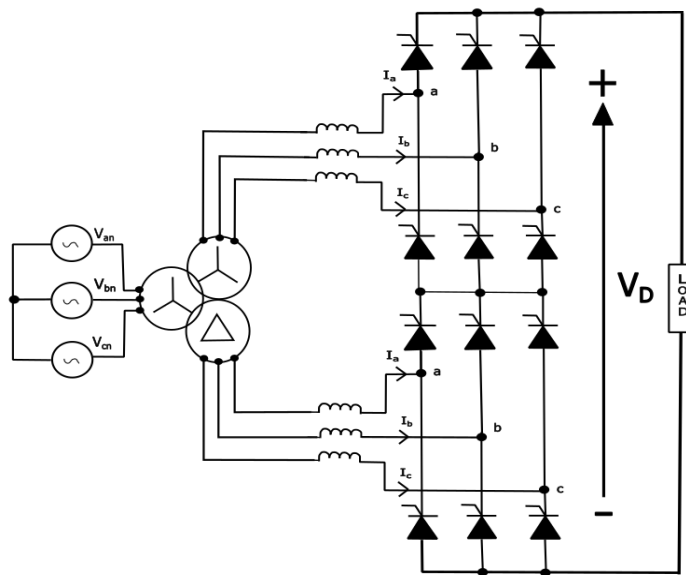


Figura 3-8 Rectificador de 12 pulsos

Para reducir la distorsión se conectan dos puentes de seis pulsos sobre el mismo bus de corriente continua:

1. El primero se alimenta desde un transformador Y-Y.
2. El segundo desde un transformador Y- Δ (o Δ -Y), que introduce un desfase de 30° entre tensiones de línea.

Al sumarse las dos formas de onda DC:

- Los armónicos $6k \pm 1$ se cancelan parcialmente y los residuales se trasladan a órdenes $12k$.
- En la red AC quedan armónicos $12k \pm 1$, de menor amplitud y más fáciles de filtrar.
- Se obtienen doce conmutaciones por ciclo, por lo que el rizado principal tiene triple frecuencia respecto del puente de seis pulsos.

Estos convertidores se emplean extensamente en tracción eléctrica, hornos de arco y estaciones convertidoras HVDC, donde la reducción armónica justifica el coste adicional de los transformadores con desplazamiento de fase.

3.6. Modo Inversor (SCR, $\alpha > 90^\circ$)

El esquema es representado por la figura Figura 3-9

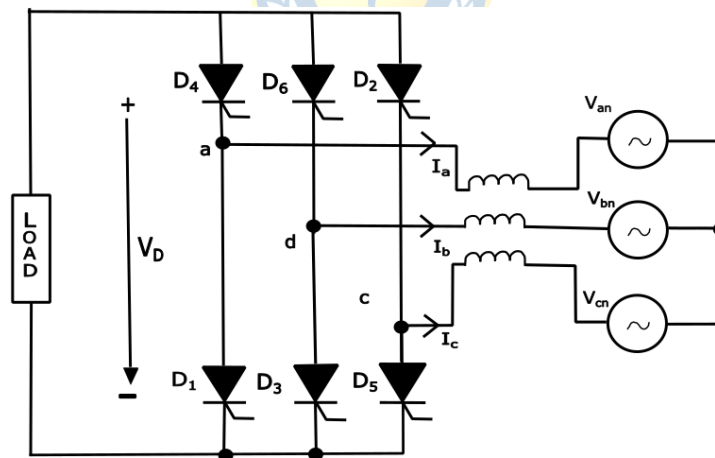


Figura 3-9 Inversor de 6 pulsos.

El mismo puente controlado puede transferir potencia del bus DC hacia la red cuando el ángulo de disparo supera 90° :

- El sentido de la corriente I_d no cambia (dictado por los ánodos de los SCR).

- La relación anterior da $\cos \alpha < 0$, por lo que $V_0(t)$ se invierte y se establece un voltaje medio negativo en la dirección opuesta.
- El sistema actúa como fuente de potencia AC, capacidad clave en frenado regenerativo y enlaces HVDC bipolares.

La coordinación de disparos debe evitar que dos SCR opuestos conduzcan simultáneamente, lo que cortocircuitaría el bus DC. Los armónicos mantienen el orden 6k (o 12k en la variante de doce pulsos), pero con fases y amplitudes diferentes.

Para esta sección se desea obtener el modelo aproximado del inversor, el cual por simple inspección es completamente análogo con el rectificador por lo que la ecuación 3-1 es válida para este caso también la cual estaba dada por:

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \quad (3-18)$$

Para el caso que no se tiene inductancia en el sistema se logra la siguiente expresión:

$$V_{doi} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \gamma \quad (3-19)$$

Considerando que se tiene inductancia la cual provoca caída de voltaje se tiene que:

$$V_{dc}^I = V_{d0} \cos \gamma - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (3-20)$$

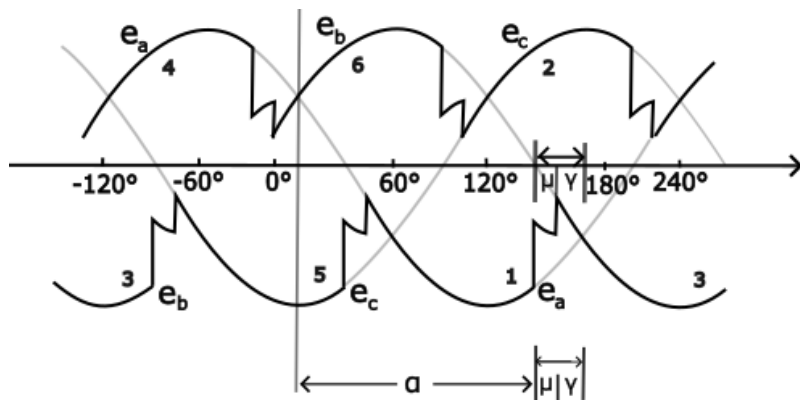


Figura 3-10 Forma de onda de la tensión DC de un inversor con inductancia en el sistema.

Al igual que para el caso del rectificador se puede realizar una aproximación del sistema obteniendo estos 2 tipos de circuito equivalente.

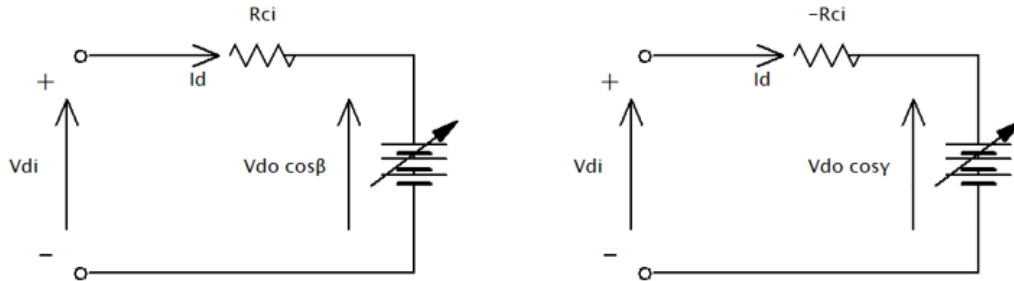


Figura 3-11 Circuito aproximado de un inversor

En la Figura 3-11 se muestra cómo se considera para términos de β las pérdidas por conmutación y en términos de γ el flujo de potencias, el cual es el contrario al del rectificador, es decir, que es de la parte DC a AC el cual se representa con la resistencia R_{ci} negativa.

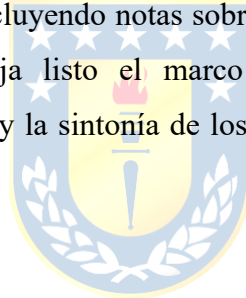
3.7. Discusión

El capítulo articula una cadena causal clara entre parámetros de control y magnitudes eléctricas del enlace: al aumentar α se reduce V_{dc}^R y se regula I_{dc} ; la superposición μ crece con la inductancia de red y la corriente, introduciendo caída adicional de V_{dc}^R y condicionando los márgenes seguros de conmutación; en el inversor, mantener un margen de extinción suficiente garantiza operación estable. La comparación LCC–VSC enmarca el compromiso tecnológico: LCC prioriza capacidad y eficiencia para grandes distancias, a costa de reactivos y armónicos que deben compensarse; VSC ofrece control P–Q más flexible, con otras limitaciones y costos. La transición de 6 a 12 pulsos explica la atenuación natural de armónicas y orienta el diseño de filtros (sintonía $12k \pm 1$ y soporte en alta frecuencia). La discusión de monopolar/bipolar y de los modos de retorno vincula la arquitectura DC con la confiabilidad (capacidad de operar en modo monopolar ante contingencias) y con criterios ambientales y de protección. En conjunto, estos conceptos proporcionan las reglas de diseño que se utilizarán más adelante: selección de márgenes de α y γ , estimación de μ según impedancias de red, dimensionamiento del soporte reactivo y filtrado, y elección de la configuración del enlace según la función que debe cumplir en el sistema eléctrico. Con esta base teórica, las simulaciones EMT e HIL posteriores pueden interpretarse y validarse con criterios eléctricos sólidos.

4. Sistema HVDC

4.1. Introducción

Este capítulo presenta, de manera integrada, el marco de operación y modelado de un enlace HVDC LCC orientado a grandes potencias y largas distancias. Se describe el principio rectificador–inversor con tiristores, los modos de operación (rectificación e inversión), el efecto de la superposición de conmutación en la caída de V_{dc} y el modelo equivalente del enlace (fuente controlada en serie con la reactancia de conmutación, reactor de alisado y resistencia de línea). Sobre esa base, se expone la lógica maestro–esclavo del control (regulación de I_{dc} en el rectificador y mantenimiento del margen de extinción en el inversor) y la reversión de potencia por inversión del signo de la tensión DC. Finalmente, se introduce la configuración de 12 pulsos y la topología bipolar con sus patios AC/DC, retorno metálico o por tierra, y criterios de continuidad de servicio; y se enmarca el problema de armónicos y potencia reactiva junto a las soluciones de filtrado pasivo y compensación (SVC, STATCOM, condensador síncrono), incluyendo notas sobre compensación en serie y sus riesgos de resonancia. Con ello, el capítulo deja listo el marco teórico para el diseño de filtros, el dimensionamiento del soporte reactivo y la sintonía de los lazos de control que se emplearán en la simulación EMT posteriormente.



4.2. Modos de operación

Los convertidores Line-Commutated Converters (LCC) constituyen la tecnología clásica para transmisión en corriente continua en alta tensión (HVDC-LCC). Basados en tiristores conmutados por la red, pueden transportar varios GW a grandes distancias con pérdidas moderadas.

El LCC emplea tiristores que solo pueden apagarse cuando la tensión de red invierte polaridad; de ahí el término *line-commutation*.

En la Figura 4-1 HVDC LCC de 6 pulsos. Figura 4-1 se muestra la representación de las estaciones rectificadoras e inversoras que dan a lugar al HVDC LCC.

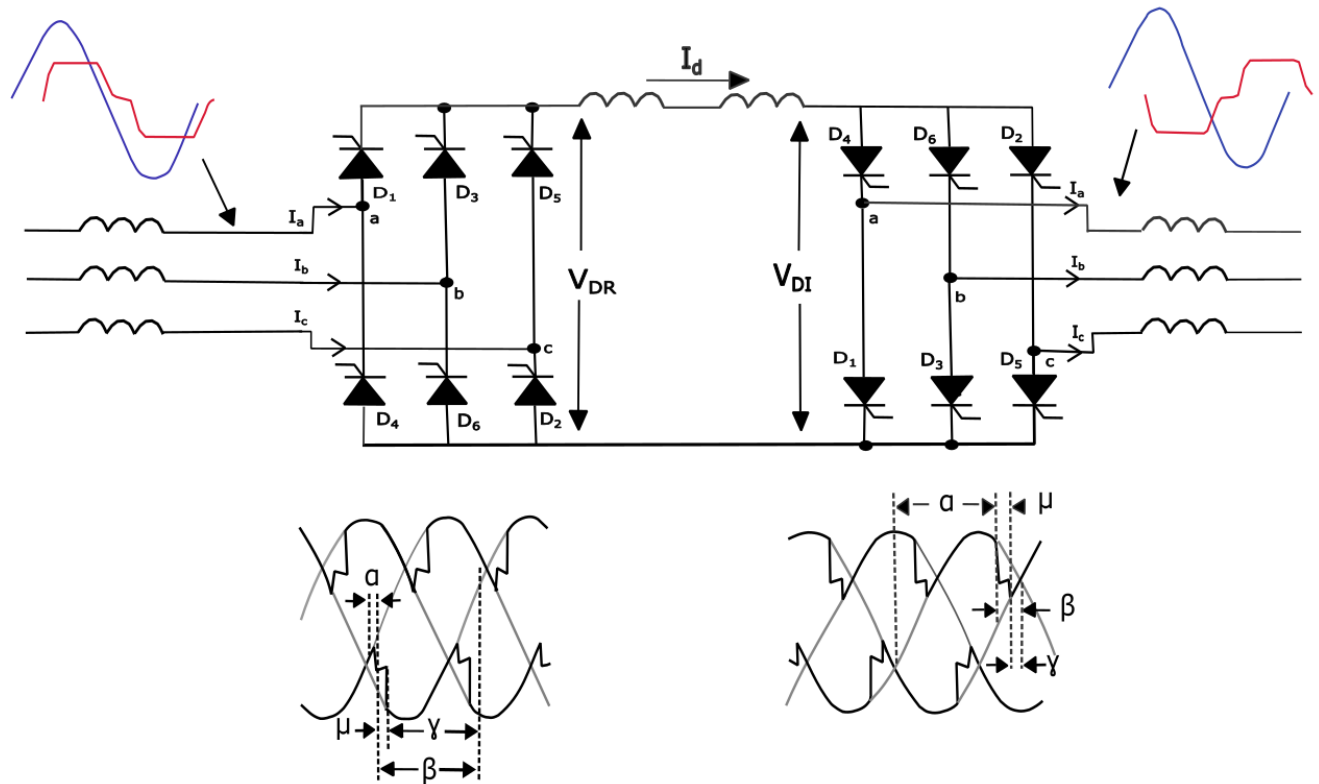
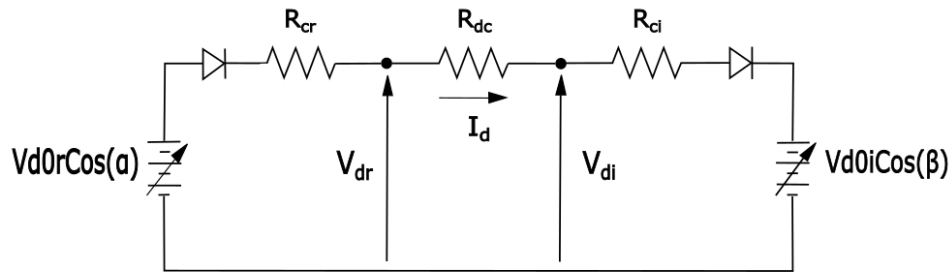


Figura 4-1 HVDC LCC de 6 pulsos.

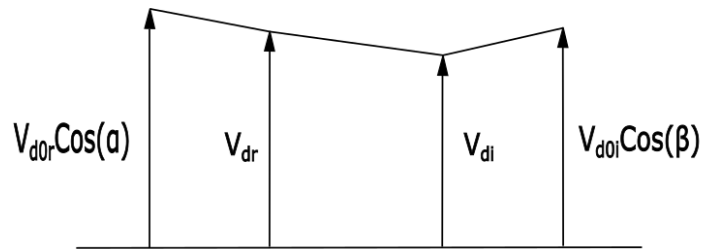
- **Rectificador** ($0^\circ < 90^\circ$): potencia fluye de CA a CC.
- **Inversor** ($90^\circ < 180^\circ$): potencia fluye de CC a CA; se define el ángulo de extinción para garantizar margen de apagado.

Debido a las inductancias de red, dos pares de tiristores conducen simultáneamente durante. Este fenómeno aumenta la caída de tensión y genera rizado en la corriente CC.

A efectos de análisis de control, cada LCC se modela como una fuente de tensión controlable en serie con la reactancia de conmutación, seguida de la reactancia de alisado L_s y la resistencia R_{dc} de la línea. Todo esto se muestra en la Figura 4-2 que representa el modelo aproximado estático del sistema.



(a) Circuito equivalente



(b) Perfil de voltaje

Figura 4-2 aproximación de un HVDC LCC

(a) Circuito equivalente del HVDC LCC, (b) Perfil de voltaje

- **Potencia media:** $(V_{dc}^R - V_{dc}^I - I_{dc} \cdot R_{dc}) I_{dc}$
- **Control maestro–esclavo:** el rectificador regula corriente (I_{dc}) siguiendo la consignación de enlace; el inversor mantiene el ángulo de extinción γ y, por lo tanto, su V_{dc}^I . Esto garantiza margen contra fallas de conmutación.

- Control jerárquico:

Rectificador mantiene I_{dc} (maestro de corriente).

Inversor regula β o γ (margen de extinción) para fijar V_{dc}^I .

La inversión de potencia se logra intercambiando los roles maestros-esclavo.

- inversión de potencia: se invierte la polaridad de V_{dc}^R y V_{dc}^I cambiando en ambos extremos (ángulo rectificador aumente y ángulo inversor disminuye). La corriente conserva su sentido; el sistema evita invertir campos en la línea y simplifica la aislación.

- **Inicio:** se aplica una tensión DC reducida y se incrementa la corriente con rampas de controladas hasta el valor nominal.

En un sistema de corriente continua de alto voltaje (HVDC), la transmisión de energía comienza en estaciones de transmisión donde los rectificadores transforman el voltaje de corriente alterna (AC) en corriente continua (DC). Luego, la energía DC se transmite a través de líneas de transmisión. En el punto de recepción, esta energía se transforma de nuevo en corriente alterna mediante un convertidor y posteriormente se inyecta en la red eléctrica. Sin embargo, aunque estos sistemas tienen ventajas, todavía se encuentran con el problema de que son una gran fuente de armónicos.

Los armónicos son distorsiones de las ondas senoidales de tensión y/o corriente de los sistemas eléctricos, debidos principalmente al uso de cargas con impedancia no lineal (computadores, televisores, variadores de velocidad, rectificadores, hornos de arco, lámparas fluorescentes, arrancadores electrónicos, etc.).

Este problema surge de la conversión entre corriente alterna (AC) y corriente continua (DC), y la creciente prevalencia de cargas no lineales junto con la electrónica de potencia, lo que genera una preocupación fundamental en la calidad de la energía y la confiabilidad del sistema. Es por esto que Los estudios de armónicos son fundamentales para prevenir daños ocasionados por corrientes armónicas excesivas en transformadores y bancos de capacitores. Además, garantizan que las distorsiones armónicas de voltaje no afecten el funcionamiento de equipos electrónicos sensibles.

4.3. Fuentes de armónicos en sistemas HVDC

En los sistemas HVDC, los armónicos son generados por diversos componentes del sistema que presentan características no lineales. Entre las principales fuentes de armónicos se encuentran:

- **Convertidores de potencia:** Son las fuentes más significativas de armónicos en una red HVDC, tanto en condiciones de operación estable como en el estado transitorio. Los convertidores generan armónicos tanto en el lado de corriente alterna (AC) como en el de corriente continua (DC) debido al funcionamiento de sus grupos de válvulas. En consecuencia, de esto los armónicos se producen por la distorsión de la forma de onda del voltaje y la corriente.

- **Transformadores:** También contribuyen a la generación de armónicos, los cuales están asociados a su diseño y principios de operación. Durante perturbaciones importantes, los transformadores pueden amplificar considerablemente su contribución armónica.
- **Generadores y máquinas eléctricas:** Las máquinas eléctricas también son fuentes principales de armónicos en los sistemas de potencia debido a su diseño práctico y económico. Por ejemplo, cuando el flujo magnético en el entrehierro de una máquina no tiene una distribución sinusoidal perfecta, o cuando opera en condiciones de saturación magnética, ya que nunca se distribuye exactamente de esta manera, especialmente en máquinas de polos salientes. Debido a la imperfección de la distribución de los devanados en las máquinas rotativas, se pueden generar armónicos espaciales.

4.3.1 Efectos de los armónicos.

La existencia de armónicos en las configuraciones HVDC influye significativamente tanto en la efectividad como en la confiabilidad de la configuración, abarcando las consecuencias como:

1. Menos eficaz: la superposición de ondas sonoras provoca picos bruscos de energía y un mayor flujo de electricidad, lo que aumenta considerablemente la pérdida de potencia en las máquinas.
2. El sobrecalentamiento puede debilitar la aislación de las máquinas de gran potencia y acortar su vida útil.
3. La entrada de armónicos a través de la red puede causar sobrecalentamiento de generadores y capacitores, inestabilidad en los controles del sistema, y mal funcionamiento de plantas de generación.
5. La interferencia con los circuitos de comunicación debido a los armónicos degrada la calidad de las señales transmitidas.
4. Las resonancias armónicas pueden generar corrientes y sobretensiones excesivas, aumentando drásticamente las pérdidas en los dispositivos del sistema, e incluso dañándolos.
5. Se desperdicia energía adicional debido a las pérdidas que ocurren debido a las caídas de voltaje producto de los armónicos.

Estas problemáticas suelen ser más pronunciadas en las estaciones convertidoras, donde los efectos armónicos son críticos y pueden impactar severamente el desempeño del sistema HVDC.

Se sabe que los armónicos presentes en el rectificador de 6 pulsos se encuentran en los valores tales que:

$$h = 6k \pm 1 \quad (4-1)$$

$$I_a = I_a * \sin(\omega t) + \frac{1}{5} I_a * \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} I_a * \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} I_a * \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} I_a * \sin(13\omega t) \\ + \frac{1}{17} I_a * \sin(17\omega t) + \frac{1}{19} I_a * \sin(19\omega t) \dots$$

Además de esto, debido al modo de funcionamiento de un HVDC LCC provoca un gran aumento de los requerimientos de potencia reactiva por lo que la compensación de reactivos juega un rol importante para el mantenimiento de la estabilidad de voltaje, la mejora de la calidad de la energía y la optimización de la capacidad de transmisión. La necesidad de compensar potencia reactiva surge de las características propias de los sistemas de transmisión y distribución, los cuales, al operar con cargas inductivas, tienden a disminuir el factor de potencia, generando pérdidas adicionales y afectando la eficiencia del sistema.

Como se mencionó anteriormente uno de los desafíos es la compensación de reactivos en estos sistemas, en los cuales hay distintos métodos para abordar esta problemática. Una de estas soluciones es la inclusión de reactancia al sistema para inyectar reactivos.

Existen diversos tipos de compensadores diseñados para regular el flujo de potencia reactiva, que se dividen principalmente en dos categorías: compensadores pasivos y activos. Los compensadores pasivos, como los bancos de condensadores y reactores, destacan por su simplicidad y bajo costo, aunque tienen limitaciones en el control dinámico. En contraste, los compensadores activos, como los compensadores estáticos de reactivos (SVC) y los compensadores síncronos estáticos (STATCOM), emplean electrónica de potencia para ofrecer una respuesta más rápida y flexible ante las variaciones de carga, ajustando de manera precisa el nivel de compensación.

4.4. Tipos de Filtros para compensación de reactivos

4.4.1 Filtros pasivos

Una de las formas más simples de compensar potencia reactiva en sistemas eléctricos es mediante condensadores en paralelo. Estos dispositivos proporcionan potencia reactiva capacitiva, que equilibra la potencia reactiva inductiva generada principalmente por motores, transformadores y líneas de transmisión. Al disminuir la demanda de potencia reactiva desde la fuente, los condensadores en paralelo mejoran el factor de potencia, reducen las pérdidas en el sistema y estabilizan los niveles de voltaje en la red.

El banco de condensadores en paralelo genera potencia reactiva capacitiva para contrarrestar el exceso de potencia reactiva inductiva consumida por una carga. Cuando se conectan a una carga inductiva, introducen un flujo de corriente capacitiva en dirección opuesta a la corriente inductiva, lo que reduce la necesidad de potencia reactiva desde el generador hacia la carga. Esto, a su vez, libera capacidad en las líneas de transmisión y subestaciones, optimizando el uso del sistema eléctrico.

La potencia reactiva que puede aportar la conexión de un condensador en paralelo está dada por:

$$Q = C \cdot \omega \cdot V^2 \quad (4-2)$$

donde:

Q = potencia reactiva que aporta el condensador

C = Capacitancia del condensador

ω = Frecuencia angular del sistema, $2\pi f$

V = Voltaje en los terminales del condensador

Un condensador en paralelo, junto con un inductor, forma un circuito resonante que opera como un filtro sintonizado para una frecuencia armónica específica. Estos filtros son ampliamente utilizados en sistemas eléctricos para minimizar el impacto negativo de los armónicos. Con una sintonización adecuada, el filtro puede reducir o incluso eliminar armónicos indeseados, permitiendo que estos circulen únicamente a través del filtro y evitando que se propaguen hacia otros elementos del sistema, lo cual mejora en gran medida la calidad de energía en el sistema.

las ecuaciones de diseño son:

$$C_h = \frac{Q_h}{3\omega V_f^2} \quad (4-3)$$

$$L_h = \frac{1}{\omega_h^2 C_h} \quad (4-4)$$

$$R_h = \frac{\omega_h L_h}{Q_c} \quad (4-5)$$

donde,

L_h : Inductancia del inductor en el armónico “h” a suprimir.

C_h : Capacitancia del condensador en el armónico “h” a suprimir.

R_h : Resistencia en el armónico “h” a suprimir.

ω : Frecuencia angular del sistema, $2\pi f$.

ωh : Frecuencia angular a la cual se desea filtrar $2\pi fh$.

Q_c : Factor de amortiguamiento.

La integración de filtros LC pasivos en el estado LCC es la solución convencional para disminuir estos armónicos. Sin embargo, esta técnica tiene muchos inconvenientes, como la incapacidad de realizar ajustes precisos y la creación de una solución fija. Además, estos filtros son propensos a problemas de envejecimiento y congestión.

4.4.2 Compensación en serie

La compensación en serie es una técnica común en sistemas de corriente alterna que mejora el perfil de voltaje, mediante el desfase del voltaje y la corriente para disminuir la demanda de reactivos del sistema aumentando así la capacidad de transmisión. Para el caso de los sistemas HVDC, la inclusión de condensadores de compensación en serie puede introducir efectos indeseados que afectan la estabilidad y el comportamiento dinámico del sistema.

Estos problemas pueden ser variados como, por ejemplo:

Frecuencias de resonancia, esta compensación puede inducir a desplazar la resonancia del sistema a frecuencias más bajas, lo que compromete la estabilidad del sistema. A medida que se aumenta de compensación en serie esta resonancia se vuelve más pronunciada.

Variación de la impedancia y estabilidad en alta frecuencia, debido a que a medida que se aumenta la capacitancia a través de la compensación en serie, la impedancia total del sistema se reduce por lo que puede provocar que a altas frecuencias sea más susceptible a inestabilidades provocando mayor amplitud en las oscilaciones y de esta forma aumentar el riesgo al colapso de su estabilidad.

Impacto de la estabilidad angular y al control de la potencia reactiva ya que la compensación en serie modifica la capacidad del sistema para regular la potencia activa y reactiva del sistema, si bien a medida que aumenta la compensación se tiene una mayor compensación de reactiva y por ende un mejor flujo de potencia activa, esto compromete al control del sistema, lo que comprometer al manejo de las fluctuaciones de la tensión.

Inestabilidad durante condiciones de sobre carga, la compensación en serie puede provocar mayor inestabilidad dinámica mediante condiciones de sobrecarga o perturbaciones, esto es debido a que disminuir la reactancia de la línea implica en reducir la capacidad de amortiguación de esta misma.

En conclusión, si bien es una manera útil de compensar potencia reactiva, tiene varios efectos en su estabilidad. Aunque la compensación en serie puede mejorar el perfil del voltaje y reducir las pérdidas

en algunas condiciones, su impacto en la estabilidad del sistema requiere un análisis cuidadoso, por lo que es de suma importancia encontrar un balance entre la capacidad de compensación con la estabilidad del sistema.

4.4.3 SVC

El compensador estático de reactivos (SVC) uno de los dispositivos más empleados en la actualidad para la compensación de potencia reactiva en los sistemas de potencia. Durante una falla en el sistema, el SVC puede responder rápidamente a los cambios, estabilizar el voltaje y reducir las oscilaciones al inyectar o absorber corriente reactiva.

La potencia reactiva inyectada por el SVC en el sistema es proporcional al cuadrado del voltaje. Por lo tanto, cuando el voltaje del sistema cae bruscamente, el cuadrado de la salida de potencia reactiva del SVC disminuye, lo que genera una potencia reactiva insuficiente y una caída de voltaje más pronunciada. Además, en caso de falla, la gran capacitancia del SVC se conecta en paralelo con la red eléctrica, aumentando la impedancia equivalente del sistema haciendo que se reduzca la capacidad de cortocircuito del sistema de corriente alterna (AC).

4.4.4 STATCOM

El STATCOM es un dispositivo de electrónica de potencia utilizado a nivel mundial para compensar potencia reactiva de manera controlada. Este equipo, desempeña un papel crucial en la mejora de la estabilidad transitoria del sistema, la amortiguación de oscilaciones y la estabilización del voltaje.

Según la fórmula correspondiente, el STATCOM permite ajustar de forma rápida y continua la dirección de la potencia reactiva al controlar el voltaje de salida y su fase. Esto contribuye a mantener la estabilidad del voltaje y del sistema, además de fortalecer de manera equivalente la robustez del sistema eléctrico.

4.4.5 Condensador síncrono

En los sistemas de transmisión modernos que emplean enlaces HVDC, especialmente en los nodos de recepción, asegurar un adecuado suministro de potencia reactiva es crucial para mantener la estabilidad del voltaje ante variaciones en las condiciones operativas o durante situaciones transitorias. A lo largo de la historia, esta necesidad se ha cubierto a través de dispositivos concretos como SVC o STATCOM. Sin embargo, una opción efectiva y adicional es la utilización de generadores síncronos locales que operan como condensadores síncronos.

Cuando un generador síncrono se desconecta de la producción activa (por ejemplo, operando sin carga), puede mantener su excitación y funcionar exclusivamente como generador de potencia reactiva. En este marco, el generador proporciona o retira reactivos según las demandas del sistema, operando como un regulador de tensión. Esta ágil reacción lo posiciona como un componente esencial para manejar circunstancias de descensos abruptos de tensión, tales como los causados por fallos o desconexiones inesperadas de carga.

Diversas investigaciones muestran que la aplicación estratégica de generadores locales como condensadores síncronos disminuye considerablemente la necesidad de añadir dispositivos adicionales, reduce costos y mejora la eficiencia del sistema en condiciones críticas. De manera análoga, al poseer una significativa inercia eléctrica, estos generadores contribuyen de manera pasiva a preservar la estabilidad de la frecuencia y a reducir las oscilaciones, lo que brinda un beneficio adicional frente a dispositivos exclusivamente electrónicos.

De este modo, en sistemas HVDC conectados a redes AC, la incorporación de generadores síncronos como elementos activos de compensación proporciona una solución técnica robusta, fiable y rentable. Su ejecución debe considerarse como un componente de una estrategia integral de respaldo a la tensión y a la capacidad operativa.

Del sistema de la figura X se puede deducir el modelo en estado estacionario de este convertidor el cual está dado por:

$$I_d = \frac{V_{d0R} \cos \alpha - V_{d0I} \cos \gamma}{R_{cr} + R_L - R_{ci}} \quad (4-6)$$

Con

$$V_{d0R} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}^R \quad (4-7)$$

$$R_{cr} = \frac{3\omega L_s}{\pi} \quad (4-8)$$

$$V_{d0I} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}^I \quad (4-9)$$

$$R_{ci} = \frac{3\omega L_{si}}{\pi} \quad (4-10)$$

4.5. Configuración de 12 pulsos

El siguiente nivel es la configuración de 12 pulsos, que como se mencionó anteriormente utiliza dos puentes trifásicos de 6 pulsos se conectan en serie por el lado DC. Sus transformadores de armadura cumplen:

Lado primario del transformador: Conexión estrella

Lado secundario del transformador: Dos devanados conexión estrella y delta

Esta topología provoca que la tensión media se duplique tal que:

$$V_{d0} = N \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \quad (4-11)$$

Permite tal como se mencionó una cancelación de armónicas del orden 5, 7, 17, 19 ..., reduciendo filtrado y rizado.

Esto es debido a que la topología del convertidor de 12 pulsos se conecta a través de un transformador con 2 devanados en el secundario tales que son delta y estrella provocando de esta forma un desfase de 30 grados entre ambos rectificadores conectados en serie.

$$I_a = I_{a\Delta} + I_{ay}$$

Para la corriente en delta se tiene que:

$$I_{a\Delta} = I_a * \sin(wt) - \frac{1}{5} I_a * \sin(5wt) - \frac{1}{7} I_a * \sin(7wt) + \frac{1}{11} I_a * \sin(11wt) + \frac{1}{13} I_a * \sin(13wt) \\ - \frac{1}{17} I_a * \sin(17wt) - \frac{1}{19} I_a * \sin(19wt) + \frac{1}{23} I_a * \sin(23wt) + \frac{1}{25} I_a \\ * \sin(25wt) \dots$$

Lo mismo, pero con conexión estrella:

$$I_{ay} = I_a * \sin\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5} I_a * \sin 5\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} I_a * \sin 7\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{11} I_a \\ * \sin 11\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{13} I_a * \sin 13\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{17} I_a * \sin 17\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{19} I_a \\ * \sin 19\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{23} I_a * \sin 23\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{25} I_a * \sin 25\left(wt + \frac{\pi}{6}\right) \dots$$

Ahora la relación de la eqn 4.2.11.1 nos dice que la corriente total está dada por la suma de estas, donde es posible notar que cada 6 veces 30 grados se tiene que las ondas de los armónicos 5,7, 1 y 18 o en otras palabras los múltiplos de 6 quedan totalmente opuestas entre sí, por lo que se cancelan.

De esta forma se tiene que la corriente total está dada por:

$$I_a = I_a * \sin(\omega t) + \frac{1}{11} I_a * \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} I_a * \sin(13\omega t) + \frac{1}{23} I_a * \sin(23\omega t) + \frac{1}{25} I_a * \sin(25\omega t) \dots$$

Lo que en conclusión se obtiene una cancelación de armónicos y de esta forma disminuir el THD del sistema al solo tener armónicos tales que están dados por $12k+1$ y $12k-1$

4.6. Configuraron de 12 pulsos bipolar

Esta configuración es en la que se basará la presente investigación que emplea dos polos independientes (positivo y negativo) que comparten un neutro metálico o terreno.

4.6.1 Estructura del polo

Cada polo positivo o negativo se materializa mediante dos puentes de 6 pulsos conectados en serie por el lado DC y alimentados, respectivamente, por los secundarios Y-Y y Y-Δ de un transformador trifásico. El desfase de 30° introducido entre ambas tensiones de línea-a-línea permite disparar un tiristor cada 30°, originando así un convertidor de 12 conmutaciones por ciclo; con ello se duplican la frecuencia del rizado y el orden de los armónicos característicos, lo que reduce el contenido de armónicos 5,7,17 y 19 y mejora la calidad de la potencia.

4.6.2 Patio de corriente alterna

Entre la red AC y el transformador de conversión se disponen interruptores de potencia y barras convencionales AIS o GIS. Al lado del transformador se instalan los filtros pasivos sintonizados a los armónicos 11,13,23 y 25, así como un filtro de banda ancha de alta frecuencia. Dichos filtros cumplen una doble función:

1. Asegurar que la distorsión armónica enviada al sistema no exceda los límites de la norma IEEE 519.
2. Suministrar parte de la potencia reactiva requerida por el convertidor, que en operación normal absorbe corriente retardada respecto de la tensión de la red.

Cuando la potencia activa transmitida se aproxima a la nominal, la compensación reactiva combinada de filtros y bancos de condensadores suele representar entre el 40 % y el 60 % de dicha potencia.

4.6.3 Patio de corriente continua

A la salida en corriente continua de cada polo se conecta un reactor de alisado de varios cientos de mH. Este componente limita la pendiente de la corriente durante faltas, atenúa el rizado producido por

la conmutación y, en conjunto con la resistencia de línea, define la dinámica del lazo de corriente I_{dc} que se controlará más adelante.

El patio DC incorpora, además, pararrayos de óxido metálico para proteger frente a sobretensiones, seccionadores para mantenimiento y, cuando la topología lo exige, filtros DC de armónicos residuales que evitan interferencias en sistemas de telecomunicación paralelos a la línea.

4.6.4 Línea bipolar y sistemas de retorno

Los dos conductores principales, una para el polo positivo y otra para el negativo, se disponen en torres o, en el caso de tramos marítimos, en cable submarino. En régimen permanente las corrientes de los polos son prácticamente iguales, de modo que la corriente por tierra es nula y la tensión del electrodo permanece alrededor de cero.

Ante la pérdida de un polo, el sistema conmuta a *modo monopolar*: la corriente del polo sano se cierra mediante un retorno metálico o, en su defecto, a través de un electrodo de tierra.

4.7. Resumen operativo:

Corriente equilibrada: $I_{dc}^+ \approx I_{dc}^-$

Tensión de tierra nula: no circula corriente por el electrodo salvo desequilibrio.

Condición de emergencia: Si un polo falla, el polo sano asume toda la corriente utilizando retorno por tierra/metál. La capacidad transmitida cae al ~50 %, pero se mantiene el servicio.

Reversión de potencia: En LCC se invierte el signo de la tensión DC ($\alpha > 90^\circ$ en el nuevo inversor, $\alpha < 90^\circ$ en el nuevo rectificador). En bipolo esto se hace simultáneamente en ambos polos para conservar simetría.

4.8. Discusión

El hilo conductor del capítulo es la relación control–red en LCC: el ajuste de α gobierna I_{dc} a costa de mayor demanda de reactivos y de armónicos característicos; el inversor asegura margen de extinción para una operación estable; y el reactor de alisado fija la dinámica de la corriente y mitiga rizado. La arquitectura de 12 pulsos —desfasada 30° mediante Y–Y / Y– Δ — explica la cancelación natural de armónicas bajas (5.º, 7.º, 17.º, 19.º), reduciendo requerimientos de filtrado, mientras que la configuración bipolar aporta confiabilidad al permitir operación monopolar ante contingencias de un polo. En el patio AC, los filtros sintonizados cumplen doble función: limitar THD y compensar reactivos, que puede alcanzar un porcentaje importante de la potencia transmitida; en paralelo,

opciones activas como SVC/STATCOM y el condensador síncrono complementan con el resto de compensación de reactivos de forma más controlada. También se habla que la compensación en serie mejora perfiles de tensión, pero puede provocar resonancias y comprometer la estabilidad si no se evalúa con cuidado.



5. Modelo matemático

5.1. Introducción

Este capítulo establece el modelo matemático que sustenta el diseño de control del enlace HVDC LCC de 12 pulsos. Se sigue una secuencia metodológica clásica: (i) formulación del modelo dinámico no lineal en ejes dq para los lados AC rectificador e inversor, más el lazo DC con reactor de alisado; (ii) definición de puntos de equilibrio de operación; (iii) linealización alrededor de dichos puntos para obtener una representación de espacio de estados; (iv) derivación de funciones de transferencia entre variables de control y de salida; (v) diseño de un desacoplador estático que reduzca la interacción entre los lazos de corriente (gobernado por α) y de tensión DC del inversor (gobernado por β o γ); y (vi) síntesis de controladores PI. Se considera, además, cómo esta estructura se duplica en el caso bipolar, manteniendo parámetros R, L, C de cada polo y compartiendo la carga para duplicar la potencia transferida. Las ecuaciones completas y su demostración se detallan en los anexos, y la obtención del modelo lineal se automatiza con código MATLAB para construir las matrices de estado, entradas y salidas que se emplearán en el diseño y validación posterior.

5.2. Modelo dinámico no lineal

Lado AC Rectificador:

Corriente eje d

$$\frac{di_s^{Rd}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^d - R_{s1} I_s^{Rd}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^d \right) + \omega i_s^{Rq} \quad (5-1)$$

Corriente eje q

$$\frac{di_s^{Rq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^q - R_{s1} I_s^{Rq}(t) \right) - \omega i_s^{Rd} \quad (5-2)$$

Relación tensión de red con tensiones d y q

$$V_{S-R}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{S-R}^d{}^2 + V_{S-R}^q{}^2} \quad (5-3)$$

Ecuación de ligazón eje d

$$i_s^{Rd} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_R}{2}\right) \sqrt{3} \cos\left(\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_R} \quad (5-4)$$

Ecuación de ligazón eje q

$$i_s^{Rq} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_R}{2}\right) \sqrt{3} \sin\left(-\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_R} \quad (5-5)$$

Angulo de conmutación

$$\mu_R = -\alpha + \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{\sqrt{2} L_{t1} \omega I_{dc}}{\sqrt{\frac{3}{2}} V_R^d} \right) \quad (5-6)$$

Lado DC:

Corriente DC

$$\frac{dI_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} (V_{dc}^R - R_{dc} I_{dc} - V_{dc}^I) \quad (5-7)$$

Tensión DC lado rectificador

$$V_{dc}^R = \frac{3\sqrt{3}N}{\pi} V_R^d \cos\left(\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) - R_{c1} I_{dc} \quad (5-8)$$

Tensión DC lado inversor

$$V_{dc}^I = -\frac{3\sqrt{3}N}{\pi} V_I^d \cos\left(\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) - R_{c2} I_{dc} \quad (5-9)$$

Lado AC Inversor:

Corriente eje d

$$\frac{di_s^{l d}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^d - R_{s2} I_s^{l d}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^d \right) + \omega i_s^{l q} \quad (5-10)$$

Corriente eje q

$$\frac{di_s^{l q}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^q - R_{s2} I_s^{l q}(t) \right) - \omega i_s^{l d} \quad (5-11)$$

Relación tensión de red con tensiones d y q

$$V_{S-I}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{S-I}^{d^2} + V_{S-I}^{q^2}} \quad (5-12)$$

Ecuación de ligazón eje d

$$i_s^{l d} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_I}{2}\right) \sqrt{3} \cos\left(\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_I} \quad (5-13)$$

Ecuación de ligazón eje q

$$i_s^{l q} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_I}{2}\right) \sqrt{3} \sin\left(-\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_I} \quad (5-14)$$

Angulo de conmutación

$$\mu_I = -\beta + \cos^{-1} \left(\cos \beta - \frac{\sqrt{2} L_{t2} \omega I_{dc}}{\sqrt{\frac{3}{2}} V_I^d} \right) \quad (5-15)$$

5.3. Modelo lineal

A partir de los puntos de equilibrio, los valores de régimen permanente obtenidos al anular las derivadas del modelo dinámico, según se demuestra en los anexos se construye el modelo lineal necesario para el diseño del control. En un enlace HVDC bipolar las ecuaciones diferenciales se duplican, pues cada polo cuenta con su propio transformador y su respectivo convertidor LCC de 12 pulsos conectados en paralelo; sin embargo, los parámetros R, L y C de cada rama se mantienen idénticos a los del monopolo original. Por tanto, la impedancia vista por cada polo no varía; lo que cambia es que ambos polos, al operar en paralelo, comparten la carga y permiten duplicar la potencia transferida.

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u + E\Delta p \quad (5-16)$$

$$\Delta y = C\Delta x + D\Delta u(t) + F\Delta p(t) \quad (5-17)$$

Donde los vectores A, B, C, D, E, F están dados por:

$$\mathbf{A} = \frac{\partial f(x(t), u(t), p(t))}{\partial x(t)}; \mathbf{B} = \frac{\partial f(x(t), u(t), p(t))}{\partial u(t)}; \mathbf{E} = \frac{\partial f(x(t), u(t), p(t))}{\partial p(t)}$$

$$\mathbf{C} = \frac{\partial h(x(t), u(t), p(t))}{\partial x(t)}; \mathbf{D} = \frac{\partial h(x(t), u(t), p(t))}{\partial u(t)}; \mathbf{F} = \frac{\partial h(x(t), u(t), p(t))}{\partial p(t)}$$

Reescribiendo las ecuaciones:

- Entradas: α, β .

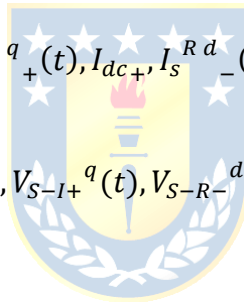
- Variables de estado:

$$I_s^{Rd+}(t), I_s^{Rq+}(t), I_s^{Id+}(t), I_s^{Iq+}(t), I_{dc+}, I_s^{Rd-}(t), I_s^{Rq-}(t), I_s^{Id-}(t), I_s^{Iq-}(t), I_{dc-}$$

- Perturbaciones:

$$V_{S-R+}^d(t), V_{S-R+}^q(t), V_{S-I+}^d(t), V_{S-I+}^q(t), V_{S-R-}^d(t), V_{S-R-}^q(t), V_{S-I-}^d(t), V_{S-I-}^q(t)$$

- Salidas: I_{dc+}, V_{dc+}^I



Con el modelo dinámico, puntos de equilibrio y definir las variables de sistema se obtiene el siguiente modelo linealizado con ayuda de un código en Matlab

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
\frac{-R_{sR}}{L_{sR}} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\omega & \frac{-R_{sR}}{L_{sR}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & \frac{-R_{sI}}{L_{sI}} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\omega & \frac{-R_{sI}}{L_{sI}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & a_{5,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{sR}}{L_{sR}} & \omega & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & \frac{-R_{sR}}{L_{sR}} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{sI}}{L_{sI}} & \omega & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & \frac{-R_{sI}}{L_{sI}} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{10,10}
\end{bmatrix} \quad (5-18)$$

$a_{5,5}$

$$= \frac{R_{dc} - \sigma_6 + \sigma_5 + \frac{3L_{tR}N\omega \sin\left(\frac{\alpha_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_3)}{2}\right)}{\pi\sqrt{1-\sigma_3^2}} + \frac{3L_{tI}N\omega \sin\left(\frac{\beta_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_1)}{2}\right)}{\pi\sqrt{1-\sigma_1^2}}}{L_{dc}} \quad (5-19)$$

$a_{10,10}$

$$= \frac{R_{dc} - \sigma_6 + \sigma_5 + \frac{3L_{tR}N\omega \sin\left(\frac{\alpha_n}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_4)}{2}\right)}{\pi\sqrt{1-\sigma_4^2}} + \frac{3L_{tI}N\omega \sin\left(\frac{\beta_n}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_2)}{2}\right)}{\pi\sqrt{1-\sigma_2^2}}}{L_{dc}} \quad (5-20)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{5,1} & b_{5,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{10,3} & b_{10,4} \end{bmatrix} \quad (5-21)$$

$$b_{5,1} = - \frac{3\sqrt{3}NV_R^d \sin\left(\frac{\alpha_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_3)}{2}\right) \left(\frac{\sin(\alpha_p)}{2\sqrt{1-\sigma_3^2}} + \frac{1}{2}\right)}{L_{dc}\pi} \quad (5-22)$$

$$b_{5,2} = - \frac{3\sqrt{3}NV_I^d \sin\left(\frac{\beta_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_1)}{2}\right) \left(\frac{\sin(\beta_p)}{2\sqrt{1-\sigma_1^2}} + \frac{1}{2}\right)}{L_{dc}\pi} \quad (5-23)$$

$$b_{10,3} = - \frac{3\sqrt{3}NV_R^d \sin\left(\frac{\alpha_n}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_4)}{2}\right) \left(\frac{\sin(\alpha_n)}{2\sqrt{1-\sigma_4^2}} + \frac{1}{2}\right)}{L_{dc}\pi} \quad (5-24)$$

$$b_{10,4} = - \frac{3\sqrt{3}NV_I^d \sin\left(\frac{\beta_n}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_2)}{2}\right) \left(\frac{\sin(\beta_p)}{2\sqrt{1-\sigma_2^2}} + \frac{1}{2}\right)}{L_{dc}\pi} \quad (5-25)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{SR}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{SR}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{SI}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SI}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SR}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SR}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SI}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SI}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-26)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{2,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-27)$$

$$c_{2,1} = \frac{3L_{tI}N\omega \sin\left(\frac{\beta_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_1)}{2}\right)}{\pi\sqrt{1-\sigma_1^2}} - \frac{3NL_{tI}\omega}{\pi} \quad (5-28)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_{2,2} \end{bmatrix} \quad (5-29)$$

$$D_{2,2} = \frac{3\sqrt{3}NV_I^d \sin\left(\frac{\beta_p}{2} + \frac{\cos^{-1}(\sigma_1)}{2}\right) \left(\frac{\sin(\beta_p)}{2\sqrt{1-\sigma_1^2}} + \frac{1}{2}\right)}{\pi} \quad (5-30)$$

$$\sigma_1 = \cos(\beta_p) - \frac{2\sqrt{3}I_{dcp}L_{tI}\omega}{3V_I^d} \quad (5-31)$$

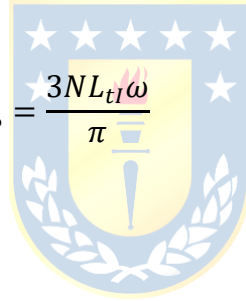
$$\sigma_2 = \cos(\beta_n) - \frac{2\sqrt{3}I_{dcn}L_{tI}\omega}{3V_I^d} \quad (5-32)$$

$$\sigma_3 = \cos(\alpha_p) - \frac{2\sqrt{3}I_{dcp}L_{tR}\omega}{3V_R^d} \quad (5-33)$$

$$\sigma_4 = \cos(\alpha_n) - \frac{2\sqrt{3}I_{dcn}L_{tR}\omega}{3V_R^d} \quad (5-34)$$

$$\sigma_5 = \frac{3NL_{tR}\omega}{\pi} \quad (5-35)$$

$$\sigma_6 = \frac{3NL_{tI}\omega}{\pi} \quad (5-36)$$



5.4. Discusión

El esquema de modelación conecta de manera directa los parámetros de control del LCC con las magnitudes eléctricas del enlace: α modula el voltaje equivalente del rectificador y, por ende, el I_{dc} y la potencia activa; β/γ asegura el margen de extinción del inversor y fija la referencia de V_{dc}^I en ese terminal. La formulación en ejes dq para ambos extremos AC, unida a la dinámica del lazo DC, permite capturar los efectos de conmutación y las variaciones de corriente y tensión que condicionan la estabilidad del sistema. Al pasar al modelo linealizado alrededor de puntos de equilibrio, se obtiene una representación MIMO apta para síntesis y sintonía de PI con desacoplo estático y así mantener la independencia funcional deseada entre el lazo de corriente y el lazo de tensión. La extensión al bipolo resulta natural: al duplicarse los puentes y mantener simetría de parámetros, cada polo ve la misma impedancia y el reparto de potencia es consistente con el diseño del control por polos.

6. Control del HVDC LCC

6.1. Introducción

Este capítulo desarrolla la arquitectura de control para un enlace HVDC LCC de 12 pulsos, articulada en dos lazos principales: el rectificador regula la corriente I_{dc} mediante el ángulo de disparo α , y el inversor regula la tensión V_{dc}^I manteniendo un margen de extinción (γ o β) prácticamente constante. Para garantizar una sintonía sencilla y robusta, se propone una estructura descentralizada con controladores PI por lazo y un desacoplador estático que atenúa la interacción entre variables; el diseño se apoya en modelos linealizados de primer orden alrededor del punto de equilibrio, suficientes para especificar anchos de banda y márgenes de estabilidad del regulador. Se discuten, además, restricciones operativas típicas (límites mínimos de α y de γ) que aseguran conmutaciones seguras bajo tensiones AC variables, y se explicita el papel del reactor de alisado y de la inductancia de red en la superposición de conmutación y en la dinámica de I_{dc} . Con esta estructura, el capítulo deja definidos los bloques funcionales y las ecuaciones de diseño que se emplearán en la implementación y validación en tiempo real.

6.2. Modo operativo del control en un HVDC LCC

La transmisión en corriente continua de alto voltaje (HVDC) mediante convertidores conmutados por línea (Line-Commutated Converters, LCC) constituye la solución de referencia para transportar grandes bloques de energía a distancias de cientos de kilómetros, interconectar sistemas asíncronos y mejorar la estabilidad de las redes AC. En un LCC el componente activo es el tiristor (SCR), que se enciende por un pulso de compuerta y se apaga naturalmente cuando la tensión de línea se invierte; dicho principio obliga a gobernar con precisión los ángulos de disparo en la estación rectificadora y los ángulos de extinción en la estación inversora.

Un esquema de control básico distribuye las tareas del siguiente modo: la estación emisora (rectificador) regula la corriente continua I_{dc} , mientras que la estación receptora (inversor) regula la tensión continua V_{dc}^I manteniendo un ángulo de extinción casi constante. Esta asignación se adopta porque:

Control de Corriente en el Rectificador (CC): La estación rectificadora se encarga de regular la corriente en el enlace DC. Para aumentar la potencia y la corriente, se disminuye el

ángulo de disparo alfa α en el rectificador. Esta estrategia mejora el factor de potencia para grandes cargas y minimiza el consumo de potencia reactiva en el rectificador.

Control de Tensión en el Inversor (CEA): La estación inversora se encarga de mantener el ángulo de extinción constante gamma γ . Operar a un ángulo de extinción mínimo en el inversor ayuda a minimizar el consumo de potencia reactiva y mejora la regulación de voltaje en comparación con el control de corriente en el inversor.

Este modelo se emplea por múltiples motivos técnicos:

1. **Eficiencia y control de potencia reactiva:** Mantener un ángulo de disparo bajo en el rectificador mejora el factor de potencia y permite gestionar mejor las cargas grandes, previniendo el incremento excesivo de potencia reactiva.
2. **Operación del inversor con bajo consumo de potencia reactiva:** Al operar el inversor con un ángulo de extinción mínimo, se disminuye el consumo de potencia reactiva, favoreciendo la eficiencia y operación general del sistema.
3. **Mejor regulación de voltaje:** La combinación de control de corriente en el rectificador y control de tensión en el inversor brinda una regulación de voltaje superior en comparación con operar solo con control de corriente en ambos extremos, lo cual es esencial para la estabilidad del sistema HVDC.
4. **Limitación de corriente durante fallas:** El regulador de corriente en el rectificador limita automáticamente la corriente en caso de fallas en la línea DC, protegiendo el sistema y evitando situaciones que puedan provocar fallos graves.

Los dos lazos principales se llevan a cabo con controladores PI debido a su equilibrio entre simplicidad y prestaciones. Cada estación tiene su propio PI y actúa sobre una sola variable, lo que facilita una estructura descentralizada complementada con un desacoplador que minimiza las interacciones dinámicas entre corriente y tensión.

6.2.1 Curvas V_{dc} vs I_{dc}

La filosofía de control fundamental de un sistema HVDC LCC se entiende mejor mediante las gráficas de voltaje frente a corriente (V_{dc} vs I_{dc}), que representan el comportamiento del rectificador y del inversor. En estas curvas, se registra tanto la corriente como el voltaje en un punto común del enlace DC, y se analizan las condiciones de operación del sistema.

- La característica del rectificador, al mantener constante la corriente, se representa como una línea vertical en la curva V_{dc} vs I_{dc} , lo que indica que el voltaje en el rectificador depende únicamente del ángulo de disparo α , el cual se ajusta según la corriente de referencia.
- En el inversor, la característica V_{dc} vs I_{dc} presenta una ligera pendiente negativa, lo que señala que el ángulo de extinción γ permanece fijo, aunque puede variar ligeramente debido a la resistencia de conmutación R_{ci} y la resistencia de línea R_{dc} .

El punto de operación del sistema es determinado por la intersección de las curvas del rectificador y del inversor. La característica del rectificador puede modificarse ajustando la corriente de referencia, mientras que la característica del inversor se controla mediante el selector de taps en el transformador, lo que permite que el controlador CEA gestione la operación del inversor y mantenga constante el ángulo de extinción γ .

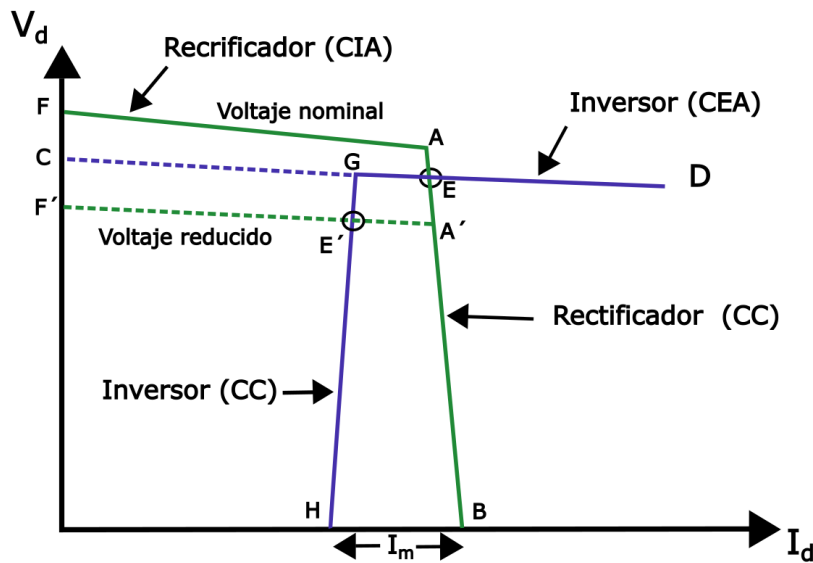


Figura 6-1 Curvas V_{dc} vs I_{dc}

6.2.2 Características de operación del sistema

En el rectificador, el ángulo de disparo α se ajusta para mantener constante la corriente de referencia. El valor de α no puede ser menor que un valor mínimo (generalmente entre 5° y 15°), ya que esto garantizaría un voltaje adecuado para que los tiristores se disparen de manera eficiente.

En el inversor, el ángulo de extinción γ , que se ajusta para mantener constante los niveles de tensión DC a la salida del inversor también tiene una limitación inferior, que debe mantenerse por

encima de un valor mínimo (15° - 20°) para evitar fallas de conmutación, operando siempre con un margen de seguridad de varios grados. Mantener estos umbrales es esencial para la integridad de los tiristores y la continuidad del servicio., incluso bajo condiciones de baja tensión AC.

El sistema de control debe ser lo suficientemente robusto como para permitir que ambos controladores de corriente (en el rectificador e inversor) operen de manera independiente sin afectar el funcionamiento del otro, lo que permite que el sistema mantenga un funcionamiento eficiente y estable incluso en condiciones de perturbaciones o fluctuaciones en la red.

6.2.3 Control de Corriente en el Rectificador

Principio de funcionamiento

En un sistema HVDC LCC, el rectificador tiene la función de convertir la energía eléctrica de corriente alterna (AC) a corriente continua (DC). El rectificador generalmente opera en modo de control de corriente (Current Control Angle - CCA), lo que significa que el controlador ajusta la corriente continua I_{dc} en el enlace HVDC. La regulación del flujo de potencia hacia el inversor se efectúa ajustando el ángulo de disparo alfa de los tiristores.



Controlador PI en el Rectificador

El PI que se implementa en el rectificador se encarga de controlar el valor de I_{dc} al ajustar de forma dinámica el ángulo de activación de los tiristores. El controlador PI está compuesto por dos elementos esenciales:

- **Componente proporcional (P):** Ajusta el ángulo de disparo alfa en función de la diferencia entre la corriente de referencia y la corriente continua registrada.

- **Componente integral (I):** Este componente integral corrige cualquier error acumulado a largo plazo entre la corriente medida y la referencia, asegurando que la corriente siga siendo constante a pesar de las alteraciones.

La regulación de corriente es esencial para asegurar que la potencia activa fluya de manera constante desde la estación rectificadora al inversor. El regulador PI permite que el sistema reaccione

rápidamente ante cambios en la carga o en las condiciones de la red, disminuyendo el tiempo de estabilización y el sobreimpulso.

6.2.4 Control de Tensión en el Inversor

Principio de funcionamiento

El inversor se encarga de convertir la energía de corriente continua (DC) en corriente alterna (AC), lo que es necesario para la conexión a las redes de corriente alterna. El control de tensión en el inversor es clave para mantener la estabilidad del bus DC y garantizar que la tensión de salida del inversor sea la adecuada. Para esto, se utiliza un controlador PI que regula el ángulo de extinción γ de los tiristores.

Función del Ángulo de Extinción

El ángulo de extinción γ es el parámetro que regula el momento en que los tiristores dejan de conducir. Este ángulo tiene una influencia directa en la magnitud de la tensión de salida del inversor. Al ajustar γ , el sistema es capaz de regular la tensión continua en el bus DC y, por ende, mantener la estabilidad del sistema.

El controlador PI ajusta el valor de γ en función de la diferencia entre la tensión medida en el bus DC y la tensión de referencia. De este modo, el inversor es capaz de mantener una tensión constante a pesar de las fluctuaciones en la red de corriente alterna.

6.2.5 Estructura descentralizada

En los sistemas HVDC LCC, los lazos de control del rectificador y del inversor se ejecutan de manera descentralizada. Esto implica que cada estación (rectificadora y de inversión) posee su propio controlador autónomo, lo que brinda más flexibilidad y simplificación en el diseño del sistema de control.

La ventaja de esta configuración es que los controladores PI pueden funcionar sin interferencias mutuas. Asimismo, dado que cada estación regula una variable diferente (la corriente en el rectificador y la tensión en el inversor), el sistema se hace más eficiente y simple de ajustar.

Desacoplamiento del sistema.

En sistemas multivariables (MIMO), cada entrada suele afectar a varias salidas y esa interacción cruzada dificulta la sintonía de controladores por lazo independiente: un ajuste en un PI puede empeorar otra variable. Para mitigar esto se emplea un desacoplador, es decir, un precompensador $D(s)$ colocado antes de la planta $G(s)$ que transforma las señales de mando para que el producto $G(s)D(s)$ quede lo más cercano posible a una matriz diagonal en la banda de interés y alrededor del punto de operación. Con ello, cada lazo “ve” principalmente su propia dinámica y puede diseñarse como si fuera SISO, facilitando la sintonía y el análisis de estabilidad/robustez por lazo. El desacoplo no es absoluto ni universal: es local (depende del punto de operación y la frecuencia), su desempeño depende del modelo y puede degradarse ante retardos, saturaciones o incertidumbre.

Para garantizar que los controladores PI operen eficientemente por separado, es fundamental que el sistema esté desacoplado. Esto implica que las relaciones entre las variables controladas (corriente del rectificador y voltaje del inversor) deben ser lo bastante débiles para que cada controlador opere sin influir en el otro. Para lograr este desacoplamiento, se emplean desacopladores que posibilitan que cada estación opere de forma independiente.

En un HVDC LCC, la selección de un desacoplador estático resulta apropiada, ya que generalmente es un sistema que funciona en condiciones estables y presenta baja variabilidad temporal, en el cual los acoplamientos dinámicos no suponen un desafío importante.

6.2.6 Desacoplador estático

Este desacoplador como su nombre lo indica funciona para estados estáticos, es decir, en estado estacionario. Durante los transitorios o cambios dinámicos este sistema no garantiza desacople alguno entre las entradas y salidas.

Se diseña utilizando solo las ganancias en estado estacionario del sistema. Es decir, a partir de la matriz:

$$G(0) = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_{n1} & k_{n2} & \dots & k_{nn} \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

Se define el desacoplador tal que:

$$kd = G(0)^{-1} \quad (6-2)$$

Este desacoplador se coloca antes de los controladores individuales para cancelar el acoplamiento entre variables.

Por lo que el sistema desacoplado quedaría de forma:

$$G(s)_{desacoplado} = G(s)kd \quad (6-3)$$

Ventajas

- Simplicidad: requiere solo las ganancias estáticas.
- Menor sensibilidad a errores de modelado dinámico.
- Útil en sistemas con integradores, porque en esos casos la respuesta en altas frecuencias tiende a ser dominada por la ganancia estática.

Desventajas

- No compensa acoplamientos dinámicos.
- Puede afectar la respuesta a altas frecuencias negativamente.
- No es apropiado si hay retardos, dinámica rápida o no mínima fase.
- Su uso no garantiza estabilidad del sistema cerrado.

Se recomienda utilizarlo cuando

- Procesos con retardo bajo y respuesta lenta.
- Sistemas con términos integradores, ya que la magnitud de los términos no diagonales decae más rápidamente.

6.2.7 Diseño del controlador

El siguiente proceso es diseñar un controlador PI adecuado para este sistema. Por simplicidad se aproxima todo el sistema encontrado anteriormente a uno de 1er orden ya que como se mencionó anteriormente el control no requiere una precisión tan grande de la respuesta, además de cómo se mostrará más adelante el comportamiento de las variables a controlar se asemejan bastante a una de 1er orden.

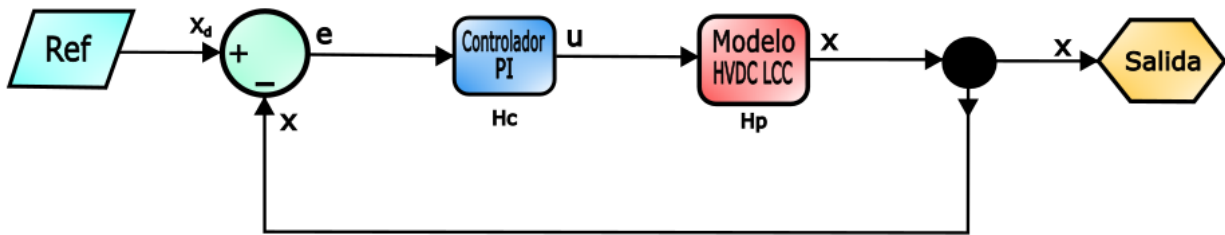


Figura 6-2 Lazo cerrado de control

Para un lazo generalizado de control se tiene la siguiente relación

$$X = H_p * u \quad (6-4)$$

$$X = H_p * H_c * e \quad (6-5)$$

$$X = H_p * H_c * (X_d - X) \quad (6-6)$$

$$X = H_p * H_c * X_d - H_p * H_c * X \quad (6-7)$$

$$X(1 + H_p * H_c) = H_p * H_c * X_d \quad (6-8)$$

Por lo tanto, la F de T de lazo cerrado que relaciona la entrada con la salida $\frac{X}{X_d}$ esta dada por:

$$h(s) = \frac{H_p * H_c}{1 + H_p * H_c} \quad (6-9)$$

Tal que

$$H_c = C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6-10)$$

Se desea obtener una respuesta de 1er orden tal que sea:

$$H_p(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (6-11)$$

En este sistema se tienen 2 modelos uno es para la corriente y otro para la tensión tales que son:

Corriente DC

$$G_I(s) = \frac{K_I}{\tau_I s + 1} \quad (6-12)$$

Tensión DC del lado inversor

$$G_V(s) = \frac{K_V}{\tau_V s + 1} \quad (6-13)$$

Las ecuaciones de diseño del controlador estarán dadas por:

$$K_p = \frac{\tau_I}{K_I \lambda} \quad (6-14)$$

$$K_i = \frac{1}{K_I \lambda} \quad (6-15)$$

Con todo esto ya se tiene el controlador para cada función de transferencia del sistema HVDC, las cuales funcionan de forma independiente entre si gracias al desacoplador estático mencionado anteriormente.

6.3. Discusión

La principal contribución del capítulo es vincular parámetros de control con magnitudes eléctricas de manera operativa: al disminuir α el rectificador eleva V_{dc}^R efectivo y, por tanto, aumenta I_{dc} y la potencia transferida; en el inversor, sostener γ dentro de un margen seguro fija la referencia de V_{dc}^I y preserva la capacidad de conmutación frente a depresiones de tensión AC. La descentralización con PI y el desacoplo estático simplifican la sintonía y son apropiados para un LCC, cuya dinámica dominante alrededor del punto de trabajo puede representarse con aproximaciones de primer orden; así, el diseño logra un equilibrio práctico entre simplicidad de implementación y prestaciones. En conjunto, el capítulo ofrece una ruta clara desde el modelo hasta el regulador: define cómo elegir metas de desempeño por lazo, cómo respetar las restricciones de α y γ y cómo interpretar la respuesta del sistema en términos de las curvas $V_{dc} - I_{dc}$, aportando criterios directos para la implementación en OPAL-RT y para el análisis de los resultados de simulación.

7. OPAL-RT

7.1. Introducción

Este capítulo describe la infraestructura de simulación en tiempo real empleada para implementar y ensayar el enlace HVDC LCC modelado en Simulink. La plataforma OPAL-RT/RT-LAB opera bajo una arquitectura host–target: el host (PC con Windows) concentra edición, compilación y supervisión, mientras el target (chasis OPAL con OPAL-RT Linux) ejecuta el cálculo determinista. Para respetar ventanas de integración del orden de microsegundos, se utiliza el planificador XHP, que aísla núcleos para la simulación y reduce la latencia de planificación; según el ensayo, se selecciona Software-Synchronised (reloj de CPU/SO) o Hardware-Synchronised (reloj de FPGA) para garantizar temporización estricta de E/S. El flujo de trabajo Build - Load - Execute/Reset permite realizar la simulación en tiempo real.

El modelo se organiza en capas SC/SM/SS, distribuyendo carga de cómputo entre núcleos y manteniendo coherencia temporal con OpComm. La interfaz con el hardware se realiza mediante OpCtrl y módulos Analog In/Out para intercambio físico de señales dentro de rangos típicos de ± 10 V; cuando se requiere sincronización o transporte entre equipos, se emplean bloques dedicados de enlace y sincronía. Para redes EMT extensas con alta conmutación, se recurre a ARTEMiS/SSN, que habilita pasos fijos pequeños con buena fidelidad numérica. Finalmente, OpMonitor aporta telemetría (tiempo de cómputo, tamaño de paso real, margen y overruns) que respalda la trazabilidad de los ensayos y el ajuste fino de parámetros (T_s , asignación de núcleos y configuración de E/S) antes de presentar los resultados de las secciones siguientes.

7.2. RT-LAB: plataforma distribuida para ensayos HIL en tiempo real

La simulación dinámica de sistemas eléctricos incluye la resolución de diversas ecuaciones algebraicas y diferenciales. Un simulador en tiempo real, como el OPAL-RT, utiliza recursos de computación paralela para resolver las EDO en tiempo real. Esto posibilita la simulación de fenómenos dinámicos, como los transitorios de potencia.

A pesar de que los simuladores offline para PC pueden realizar simulaciones con la misma precisión que los simuladores en tiempo real, su velocidad de respuesta podría ser más lenta en sistemas a gran

escala. Así, al examinar hardware o software para el control de sistemas de potencia, emplear un simulador en tiempo real ofrece al operador una mayor seguridad en el diseño y funcionamiento de estos.

El simulador en tiempo real de OPAL-RT integra herramientas como Matlab Simulink junto con la plataforma de software y hardware RT-LAB para procesamiento distribuido. Esta integración facilita la realización de simulaciones de transitorios electromagnéticos de manera rápida y en tiempo real. De igual manera, los códigos fuente de los modelos, creados a partir de esquemas de bloques, pueden producirse de forma automática y transferirse al procesador de destino para simular en tiempo real.

RT-LAB representa la solución de OPAL-RT ante la creciente demanda de simular en laboratorio las condiciones reales que enfrentan los sistemas de control modernos como vehículos eléctricos, convertidores multinivel, microrredes o arquitecturas fly-by-wire, entre otros— sin poner en riesgo prematuro equipos costosos. La plataforma implementa casi sin dificultad los modelos dinámicos creados en MATLAB/Simulink a una ejecución en tiempo real que mantiene una gran fidelidad numérica y sigue siendo, al mismo tiempo, asequible económicamente para universidades y centros de investigación y desarrollo,

Su filosofía se basa en tres pilares que se complementan entre sí. Escalabilidad: la capacidad de procesamiento se incrementa al agregar núcleos o chasis según sea necesario, sin necesidad de rediseñar el proyecto. Flexibilidad: un solo modelo es adecuado tanto para aceleraciones off-line como para pruebas HIL exigentes, incluyendo etapas intermedias de rápido prototipado. Precisión temporal: el estricto respeto de la ventana de integración se asegura mediante un programador eficiente y tecnologías de comunicación con latencia inferior a un microsegundo.

Aquí tienes la misma información explicada con palabras más simples y manteniendo el formato y la organización.

- **Arquitectura host–target y subsistema de E/S**

RT-LAB separa dos tareas:

- **Host (PC con Windows):** aquí usas RT-LAB Studio y Simulink para abrir, editar y vigilar el modelo.
- **Target (OP4500/5000/7000, etc.):** es el equipo que calcula en tiempo real con OPAL-RTLinux, un sistema pensado para que los núcleos trabajen sin interrupciones.

Programador de tiempo real y modo XHP

En HIL el procesador no solo resuelve ecuaciones: también atiende la E/S y registra datos. Para que todo quepa sin “estancamientos” (overrun), RT-LAB usa el planificador XHP:

- reserva núcleos para la simulación,
- baja la latencia a $< 1 \mu\text{s}$,
- permite pasos de $10 \mu\text{s}$ aun con la E/S activa.

Modos de ejecución (se cambian sin tocar el diagrama):

1. **Simulation:** máxima velocidad, sin reloj fijo.
2. **Low-Priority Simulation:** igual que el anterior, optimizado si el target es Windows.
3. **Software-Synchronised:** paso fijo marcado por el reloj del CPU/SO.
4. **Hardware-Synchronised:** paso fijo marcado por la FPGA (ideal en lazo cerrado).

En tiempo real, cada paso T_s debe terminar dentro de su propia ventana.

- **EMT (eléctrico rápido):** $T_s \approx 1\text{--}50 \mu\text{s}$.
- **Mecánico:** $T_s \approx 0,1\text{--}1 \text{ ms}$.
- **Térmico/proceso:** $T_s \approx \text{segundos}$.

Por eso se usan solucionadores de paso fijo y $\text{Stop Time} = \text{inf}$; los de paso variable introducirían latencia irregular. Si $T_s < 100 \mu\text{s}$, activa XHP y reserva núcleos.

ARTEMiS acelera redes EMT grandes (precálculo de topologías) y permite multifrecuencia: un convertidor a $10 \mu\text{s}$ y, a la vez, la red a $100 \mu\text{s}$.

Tres capas lógicas para paralelizar y mantener orden:

- **SC_ Nombre:** scopes, sliders y constantes vive en el host.
- **SM_ Nombre:** la dinámica principal ocupa un núcleo del target.
- **SS_ Nombre:** copias de trabajo cuando un núcleo no alcanza van a otros núcleos

Flujo típico: conectar por Ethernet - crear proyecto - editar modelo - Build - Load - Execute / Reset.

Bloques clave para la integración Simulink - RT-LAB

OpCtrl : Conexión entre el modelo y las FPGAs de E/S

Un OpCtrl por tarjeta FPGA se encarga de:

- Detecta la tarjeta y carga el bitstream (generado con RT-XSG; se graba con *flash_update*).
- Sincroniza: la tarjeta puede ser Maestra, Esclava o Maestra con reloj externo (en proyectos con varias FPGAs la referencia se coordina con OpConfigSync).

- Parámetros útiles:
 - *Controller Name*,
 - *Board ID*,
 - archivos de bitstream
 - *Sample Time local*

La transferencia de datos no la hace OpCtrl. La hacen DataOut Send (modelo-FPGA) y DataIn Recv (FPGA-modelo). Así, la comunicación queda separada de la lógica del modelo.

- Analog Out / Analog In – Tensiones de salida y adquisición
- Analog Out envía señales analógicas al exterior.
- 16 canales (bloques de 8), rango por bloque: $\pm 5/\pm 10/\pm 16$ V, DAC de 16 bit.
- Analog In lee señales del campo.
- Activos grupos de 8 canales; aparecen como vectores en el *Configuration Panel* para enlazarlos a OpInput o a widgets de panel.

OpComm: es la “puerta” para toda señal que cruza subsistemas SC/SM/SS:

- agrupa señales y les pone sello temporal,
- elige la vía (memoria compartida o red),
- permite distintos tiempos de muestreo sin aliasing.
- En Consola define qué adquirir y a qué ritmo (evita pérdidas si el host va más lento).
- En Maestro/Esclavo fija el Sample Time del subsistema y el Communication Sample Time (al menos el más lento de los que conecta).
- Se debe usar uno para la consola y otro para inter-núcleos. Incluye puertos para diagnosticar: pérdida de muestras, tiempo simulado, muestras/seg.

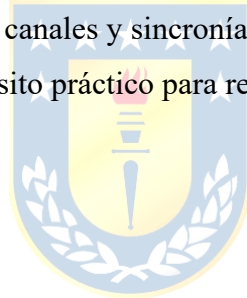
7.3. **Discusión**

Las decisiones técnicas resumidas en este capítulo —arquitectura host–target, planificador XHP, modos de sincronización y solucionadores de paso fijo— son coherentes con los requisitos de un enlace HVDC LCC a nivel EMT.

Desde la perspectiva de desempeño, mantener T_s dentro de 1–50 μs para EMT y habilitar XHP cuando $T_s < 100 \mu s$ reduce el riesgo de overruns y jitter, y ARTEMiS aporta precisión con coste computacional acotado, especialmente útil en redes con gran número de conmutaciones o al operar en multifrecuencia.

La organización SC/SM/SS y el uso correcto de OpComm son críticos para distribuir carga entre núcleos y sostener coherencia temporal entre subsistemas de distinta tasa; OpMonitor permite evidenciar cuantitativamente esa calidad temporal (tiempos de cómputo, tamaño real de paso, margen e incidencias).

Finalmente, la capa de E/S analógica —gestionada por OpCtrl y Analog In/Out— fija las condiciones físicas de intercambio (rango, mapeo de canales y sincronía), por lo que su configuración consistente con el modelo y el bitstream es un requisito práctico para reproducibilidad y cerramiento de lazos.



8. Resultados del modelo

8.1. Introducción

Este capítulo se enfoca en la simulación y análisis del sistema HVDC LCC bipolar de 12 pulsos, específicamente en el flujo de potencia en la dirección de Sur a Norte. La simulación se llevó a cabo utilizando el simulador OPAL-RT, implementando tanto el modelo del convertidor como los controladores de corriente y tensión, con el fin de evaluar la estabilidad y respuesta del sistema en condiciones dinámicas y estacionarias. En particular, se investigó el comportamiento del sistema al realizar una reducción de potencia de 3 GW a 1 GW, evaluando los resultados de la corriente DC, la tensión DC y la potencia transmitida.

El sistema se analizó bajo dos condiciones principales: la primera, en la que el flujo de potencia va del Norte al Sur, y la segunda, que invierte el flujo de potencia, cambiando la dirección del flujo de corriente y voltaje. La simulación en la segunda condición, Sur a Norte, es crucial para entender cómo el sistema puede funcionar en ambas direcciones sin perder estabilidad, lo cual es fundamental para los sistemas HVDC que permiten el control bidireccional de la potencia.

Se incorporaron técnicas de compensación de potencia reactiva mediante el uso de filtros, lo que permitió evaluar el impacto de estas técnicas sobre la calidad de las señales, particularmente la reducción de armónicos y el desfase entre la corriente y la tensión. Los controladores PI, diseñados para controlar la corriente y la tensión DC en ambos terminales, fueron un elemento clave en la regulación del sistema durante las pruebas, asegurando que las señales se mantuvieran dentro de los rangos deseados. Además, se hizo uso de herramientas avanzadas como el bloque Artemis Guide para la simulación en tiempo real de las dinámicas del sistema, con el objetivo de obtener una representación precisa y eficiente de su comportamiento en condiciones de operación reales.

8.2. Parámetros

Tabla 8-1 información del sistema.

Parámetro	Valor
Tensión de red lado NORTE	220 (kV)
Tensión de red lado SUR	500 (kV)
Razón del transformador lado NORTE	220/250 (kV)
Razón del transformador lado SUR	500/250 (kV)
Resistencia de red lado NORTE	0.0472 ohm
Inductancia red lado NORTE	3 mH
Resistencia de red lado SUR	0.2334 ohm
Inductancia red lado SUR	19.4 mH
Inductancia de conmutación lado NORTE	8 mH
Inductancia de conmutación lado SUR	8 mH
Potencia nominal	3 GW
Tensión DC lado inversor nominal	600 kV
Frecuencia de red	50 Hz
Conexión transformadores	Primario: Yg; Secundario: Y-D1

8.3. Resultados matemáticos

Se sabe que una representación lineal está dada por:

$$\Delta \dot{x}(t) = A\Delta x(t) + B\Delta u(t) + E\Delta p(t) \quad (8-1)$$

$$\Delta \dot{x}(t) = A\Delta x(t) + B\Delta u(t) + E\Delta p(t) \quad (8-2)$$

Mediante código de Matlab se obtienen los puntos de equilibrio del sistema, matrices de estado, funciones de transferencia y diseño de un controlador PI tal que se desea una tensión DC en el lado inversor de 600 kV y una potencia transmitida de 3GW. Considerando además un completa compensación de reactivos mediante filtros pasivos.

8.3.1 Resultados modelo lineal

Para el rectificador

Eje d

$$I_{s0}^{Rd} = 3.03 \cdot 10^3$$

Eje q

$$I_{s0}^{Rq} = 0$$

Relación tensión de red con tensiones d y q

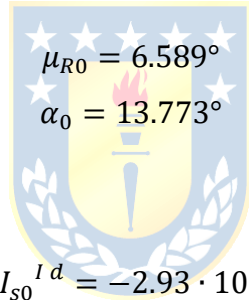
$$V_{S-R0}^d = 250 \cdot 10^3$$

$$V_{S-R0}^q = 0$$

Tensión entrada rectificador

$$V_{R0}^d = 2.038 \cdot 10^5$$

Angulo de conmutación


$$\mu_{R0} = 6.589^\circ$$
$$\alpha_0 = 13.773^\circ$$

Para el inversor

Eje d

$$I_{s0}^{Id} = -2.93 \cdot 10^3$$

Eje q

$$I_{s0}^{Iq} = 0$$

Relación tensión de red con tensiones d y q

$$V_{S-I}^d = 250 \cdot 10^3$$

$$V_{S-I}^q = 0$$

Tensión entrada rectificador

$$V_{I0}^d = 2.044 \cdot 10^5$$

Angulo de conmutación

$$\mu_{I0} = 4.513^\circ$$

$$\beta_0 = 152.459^\circ$$

Línea DC:

$$I_{dc0} = 2.369 \cdot 10^3$$

Con

$$V_{dc0}^R = 6.332 \cdot 10^5$$

$$V_{dc0}^I = 6.0 \cdot 10^5$$

Evaluando los puntos de equilibrio y los parámetros del sistema, se obtienen las siguientes matrices de estado

$$A = \begin{bmatrix} -15.71 & 314.16 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -314.16 & -15.71 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -15.71 & 314.16 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -314.16 & -15.71 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -46.58 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -15.71 & 314.16 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -314.16 & -15.71 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -15.71 & 314.16 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -314.16 & -15.71 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -46.58 \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3.33 & -6.31 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3.33 & -6.31 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 257.76 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 257.76 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 269.26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 269.26 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 257.76 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 257.76 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 269.26 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 269.26 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.44 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 10^5 \cdot 3.15 \end{bmatrix}$$

A partir de estas matrices de estado se puede obtener la matriz de transferencia del sistema mediante la siguiente ecuación:

$$M(s) = C(sI - A)^{-1}b + D \quad (8-3)$$

Obteniendo así,

$$M(s) = \begin{bmatrix} H_1(s) & H_2(s) \\ H_3(s) & H_4(s) \end{bmatrix} \quad (8-4)$$

$$H_1(s) = \frac{-3.33 \cdot 10^5 s^9 - 5.74 \cdot 10^7 s^8 - 1.35 \cdot 10^{11} s^7 - 1.87 \cdot 10^{13} s^6 - 2.06 \cdot 10^{16} s^5 - 2.16 \cdot 10^{18} s^4 - 1.37 \cdot 10^{21} s^3 - 1.02 \cdot 10^{23} s^2 - 3.38 \cdot 10^{25} s^1 - 1.49 \cdot 10^{27}}{s^{10} + 218.8 + 4.16 \cdot 10^5 s^8 + 7.51 \cdot 10^7 s^7 + 6.43 \cdot 10^{10} s^6 + 9.37 \cdot 10^{12} s^5 + 4.41 \cdot 10^{15} s^4 + 4.96 \cdot 10^{17} s^3 + 1.16 \cdot 10^{20} s^2 + 9.19 \cdot 10^{21} s^1 + 2.08 \cdot 10^{23}}$$

$$H_2(s) = \frac{-6.30 \cdot 10^5 s^9 - 1.09 \cdot 10^8 s^8 - 2.67 \cdot 10^{11} s^7 - 3.54 \cdot 10^{13} s^6 - 3.89 \cdot 10^{16} s^5 - 4.09 \cdot 10^{18} s^4 - 2.59 \cdot 10^{21} s^3 - 1.92 \cdot 10^{23} s^2 - 6.4 \cdot 10^{25} s^1 - 2.81 \cdot 10^{27}}{s^{10} + 218.8 + 4.16 \cdot 10^5 s^8 + 7.51 \cdot 10^7 s^7 + 6.43 \cdot 10^{10} s^6 + 9.37 \cdot 10^{12} s^5 + 4.41 \cdot 10^{15} s^4 + 4.96 \cdot 10^{17} s^3 + 1.16 \cdot 10^{20} s^2 + 9.19 \cdot 10^{21} s^1 + 2.08 \cdot 10^{23}}$$

$$H_3(s) = \frac{-1.47 \cdot 10^5 s^9 - 2.53 \cdot 10^7 s^8 - 5.99 \cdot 10^{10} s^7 - 8.25 \cdot 10^{12} s^6 - 9.06 \cdot 10^{15} s^5 - 9.54 \cdot 10^{17} s^4 - 6.03 \cdot 10^{20} s^3 - 4.48 \cdot 10^{22} s^2 - 1.49 \cdot 10^{25} s^1 - 6.56 \cdot 10^{26}}{s^{10} + 218.8 + 4.16 \cdot 10^5 s^8 + 7.51 \cdot 10^7 s^7 + 6.43 \cdot 10^{10} s^6 + 9.37 \cdot 10^{12} s^5 + 4.41 \cdot 10^{15} s^4 + 4.96 \cdot 10^{17} s^3 + 1.16 \cdot 10^{20} s^2 + 9.19 \cdot 10^{21} s^1 + 2.08 \cdot 10^{23}}$$

$H_4(s)$

$$= \frac{-3.15 \cdot 10^5 s^{10} - 6.87 \cdot 10^7 s^9 - 1.31 \cdot 10^{11} s^8 - 2.36 \cdot 10^{13} s^7 - 2.02 \cdot 10^{16} s^6 - 2.93 \cdot 10^{18} s^5 - 1.39 \cdot 10^{21} s^4 - 1.55 \cdot 10^{23} s^3 - 3.64 \cdot 10^{25} s^2 - 2.87 \cdot 10^{27} s^1 + 6.43 \cdot 10^{28}}{s^{10} + 218.8 + 4.16 \cdot 10^5 s^8 + 7.51 \cdot 10^7 s^7 + 6.43 \cdot 10^{10} s^6 + 9.37 \cdot 10^{12} s^5 + 4.41 \cdot 10^{15} s^4 + 4.96 \cdot 10^{17} s^3 + 1.16 \cdot 10^{20} s^2 + 9.19 \cdot 10^{21} s^1 + 2.08 \cdot 10^{23}}$$

Las ganancias DC de estas funciones de transferencias están dadas por

$$M(0) = \begin{bmatrix} H_1(0) & H_2(0) \\ H_3(0) & H_4(0) \end{bmatrix} \quad (8-5)$$

$$M(0) = \begin{bmatrix} -10^5 \cdot 0.0716 & -10^5 \cdot 0.1353 \\ -10^5 \cdot 0.0315 & -10^5 \cdot 3.0911 \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, el desacoplador estático está dado por

$$kd = H(0)^{-1} \quad (8-6)$$

$$kd = \begin{bmatrix} kd_{11} & kd_{12} \\ kd_{21} & kd_{22} \end{bmatrix} \quad (8-7)$$

$$kd = \begin{bmatrix} -10^{-3} \cdot 0.1371 & -10^{-3} \cdot 0.006 \\ -10^{-3} \cdot 0.0014 & 10^{-3} \cdot 0.0032 \end{bmatrix}$$

Con este desacoplador es posible controlar mediante el ángulo alfa la corriente DC y con el ángulo beta la tensión DC del lado inversor. Con esto ya calculado se puede obtener una nueva matriz de transferencia tal que:

$$\bar{M}(s) = H(s) \cdot kd \quad (8-8)$$

La matriz $\bar{M}(s)$ es de forma:

$$\bar{M}(s) = \begin{bmatrix} \bar{H}_1(s) & 0 \\ 0 & \bar{H}_4(s) \end{bmatrix} \quad (8-9)$$

Por lo tanto, se puede notar como ahora solo la entrada 1 tiene incidencia en la salida 1 y la entrada 2 afecta a la salida 2 en estado SS.

8.3.2 Diseño del controlador

Entregando entradas arbitrarias de alfa y beta para la simulación y en el segundo 1 haciendo cambios escalón a dichas entradas es posible notar como el sistema se comporta de manera muy similar al de uno de 1er orden. Con esto se utilizará una aproximación de 1er orden de la función de transferencia obtenida anteriormente para mayor simplicidad en el diseño del controlador.

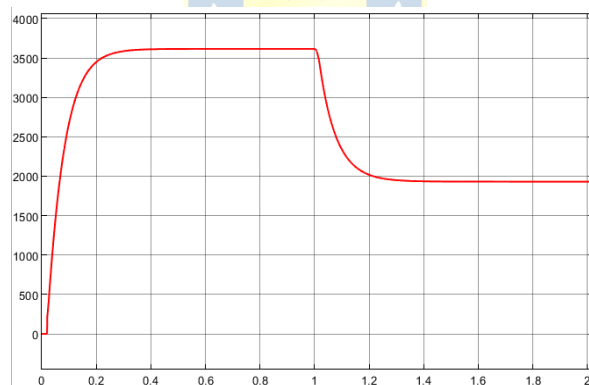


Figura 8-1 Corriente DC

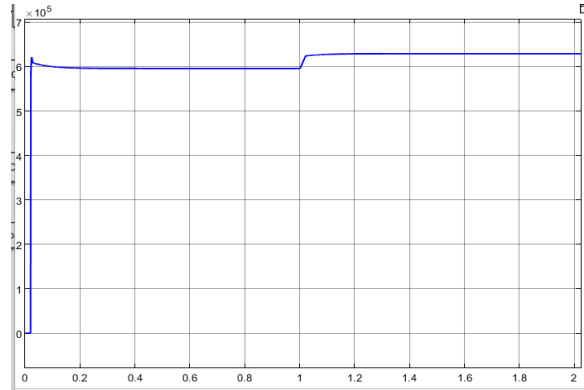


Figura 8-2 Tensión DC inductor

Con ayuda de Matlab se obtiene la siguiente aproximación

$$\overline{H}_1(s)_{1er} = \frac{46.58}{s + 46.58}$$

$$\overline{H}_4(s)_{1er} = \frac{s + 4.4 \cdot 10^4}{s + 4.4 \cdot 10^4}$$

La forma general de una función de transferencia de 1er orden está dada por:

$$G(s) = \frac{K}{1 + Ts} \quad (8-10)$$

Por lo tanto, para diseñar el controlador es necesario obtener K tal que es ganancia estática del sistema y T que es la constante de tiempo que describe la rapidez con la que el sistema responde a un cambio de entrada

Para la 1era función de transferencia asociada a la entrada alfa y la salida corriente DC se tiene que:

Ganancia:

$$K_I = \overline{H}_1(0)_{1er}$$

$$K_I = 1$$

Tiempo de respuesta:

$$T_I = \frac{1}{\text{polo}(\overline{H}_1(s)_{1er})}$$

$$T_I = \frac{1}{46.58}$$

$$T_I = 0.0215$$

Para la 2da función de transferencia asociada a la entrada beta y la salida tensión DC lado inversor se tiene que:

Ganancia:

$$K_V = \overline{H_4}(0)_{1er}$$

$$K_V = 1$$

Tiempo de respuesta:

$$T_V = \frac{1}{\text{polo}(\overline{H_1}(s)_{1er})}$$

$$T_V = \frac{1}{4.4 \cdot 10^4}$$

$$T_V = 2.27 \cdot 10^{-5}$$

Finalmente, con las ecuaciones de diseño obtenidas anteriormente en xx



$$K_p = \frac{T}{k\lambda}$$

$$K_i = \frac{1}{K\lambda}$$

Se escoge lambda para el lazo de corriente igual al valor de tiempo de respuesta de su función de transferencia. Para el lazo de tensión se escoge lambda con un valor 5 veces mayor al escogido para el de corriente tal que tenga una respuesta más lenta.

$$\lambda_I = T_I$$

$$\lambda_V = 5 \cdot T_I$$

Con todos estos datos es posible obtener el diseño de los controladores que estará dado por:

Corriente

$$K_p^I = \frac{T_I}{K_I \lambda_I}$$

$$K_p^I = \frac{0.0215}{1 \cdot 0.0215}$$

$$K_p^I = 1$$

$$K_i^I = \frac{1}{K_I \lambda_I}$$

$$K_i^I = \frac{1}{1 \cdot 0.0215}$$

$$K_i^I = 46.51$$

Tensión

$$K_p^V = \frac{T_V}{K_V \lambda_V}$$

$$K_p^V = \frac{2.27 \cdot 10^{-5}}{1 \cdot 5 \cdot 0.0215}$$

$$K_p^V = 2.11 \cdot 10^{-4}$$

$$K_i^V = \frac{1}{K_V \lambda_V}$$

$$K_i^V = \frac{1}{1 \cdot 5 \cdot 0.0215}$$

$$K_i^V = 9.32$$

Posteriormente a la sintonía obtenida mediante el método IMC, se realizó un ajuste fino del PI, ajustando directamente K_p y K_i hasta obtener el equilibrio deseado entre sobre-impulso, tiempo de asentamiento y esfuerzo de control observado en la simulación, con especial foco en mejorar las respuestas de corriente DC y tensión DC del lado inversor, logrando así un equilibrio entre rapidez y un mínimo sobre-impulso en las respuestas.

Estos ajustes se obtienen por iteración para tener una mejor respuesta del sistema. Los resultados deseados se obtuvieron con una reducción de la ganancia K_p y K_i en 0.7 y 0.3 veces respectivamente del control de corriente, mientras que en el control de tensión se redujo 0.5 veces el valor de K_p .

Con todo esto mencionado los controladores obtenidos finalmente están dados por:

Corriente DC

$$H_c^I(s) = K_p^I + \frac{K_i^I}{s}$$

$$H_c^I(s) = 0.7 + \frac{13.97}{s}$$

Tensión DC

$$H_c^V(s) = K_p^V + \frac{K_i^V}{s}$$

$$H_c^V(s) = 1.06 \cdot 10^{-4} + \frac{9.32}{s}$$

Una vez diseñado el controlador PI para regular la corriente y la tensión en el sistema HVDC LCC, se implementa un lazo de control que incluye un desacoplador estático para garantizar el adecuado funcionamiento del sistema. Este desacoplador ajusta las salidas de los controladores de corriente y tensión, asegurando que las variaciones de una variable no afecten indebidamente a la otra. A continuación, se presenta el esquema detallado de este lazo de control, que integra los diferentes bloques de control, permitiendo mantener la estabilidad y el rendimiento deseado del sistema.

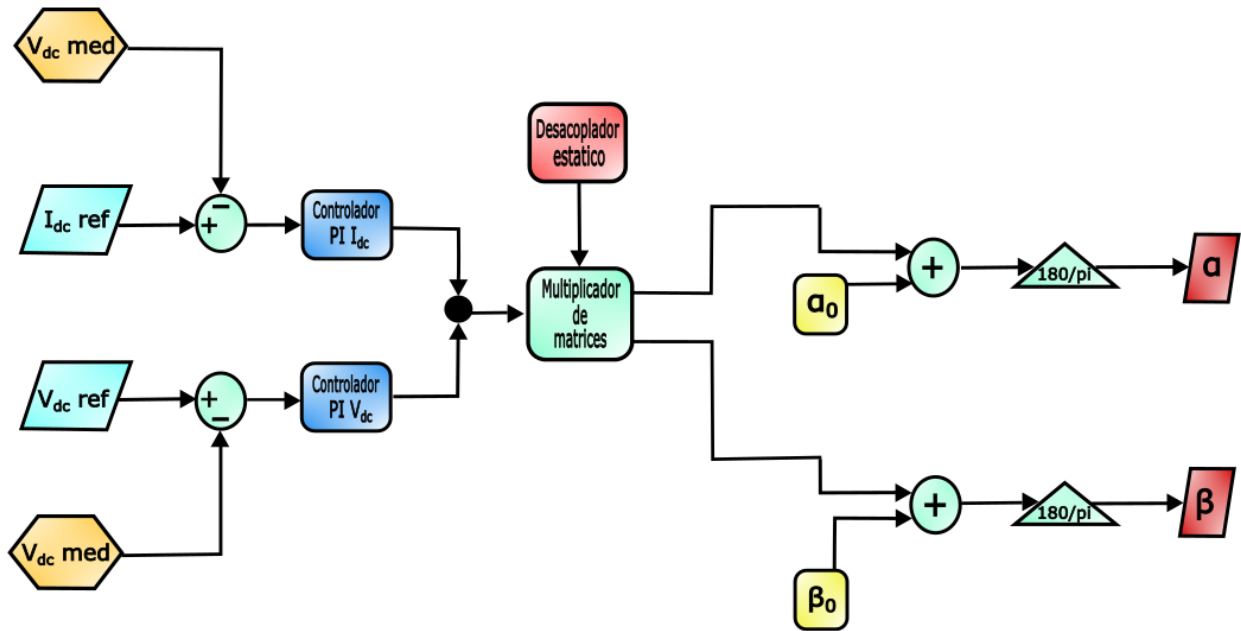


Figura 8-3 Esquema de control del HVDC LCC

El esquema muestra el lazo de control del sistema HVDC LCC, encargado de regular tanto la corriente I_{dc} como la tensión V_{dc}^l en el lado inversor. Primero, se comparan las señales de referencia $I_{DC}ref$ y $V_{DC}ref$ con las mediciones $I_{DC}med$ y $V_{DC}med$ en los sumadores, generando los errores de corriente y tensión. Estos errores son procesados por los controladores PI de corriente y tensión, que ajustan las señales de control para reducir los errores. El desacoplador estático ajusta las salidas de ambos controladores, multiplicándolas por un factor kd para mantener el equilibrio entre las variables de corriente y tensión. Luego, las señales se combinan en el multiplicador de matrices para obtener las señales de control finales, que se suman con los puntos de equilibrio α_0 y β_0 , calculados a partir del modelo linealizado del sistema. Finalmente, las señales de control α y β se convierten de radianes a

grados, y dichas salidas se utilizan para ajustar los parámetros del inversor, asegurando que el sistema mantenga la corriente y la tensión dentro de los valores deseados.

8.4. Resultados de simulación

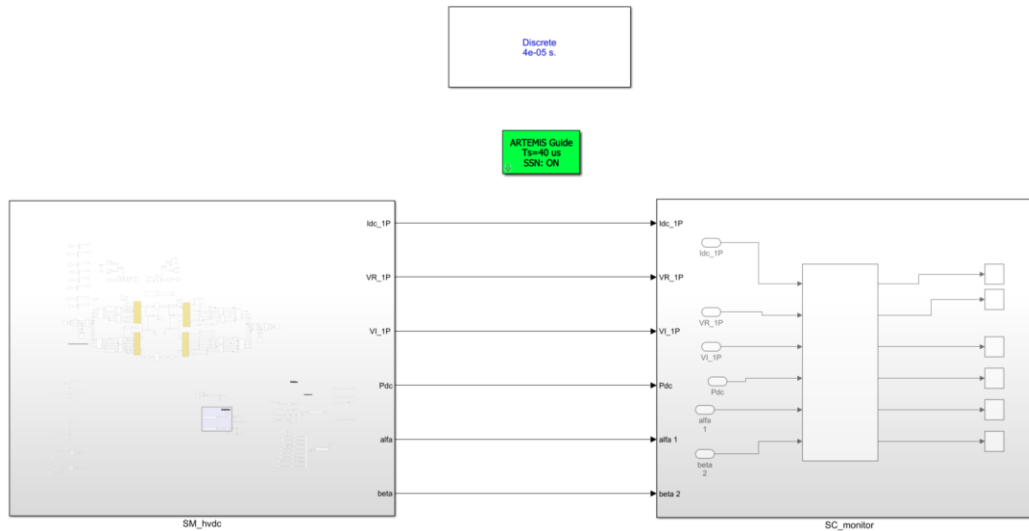


Figura 8-4 Arquitectura del modelo HVDC en RT-LAB

La planta se organiza en dos capas lógicas: SM_hvdc, que ejecuta el cálculo en tiempo real, y SC_monitor, destinado a supervisión y adquisición de señales. El solucionador es discreto con paso fijo $T_s = 40 \mu s$. El bloque ARTEMiS Guide se encuentra activado con SSN (State-Space Nodal) para resolver la red de gran tamaño manteniendo estabilidad numérica y determinismo temporal. Las señales fundamentales de corriente y tensiones DC, potencia, y ángulos de disparo se intercambian entre SM y SC mediante conexiones en simulink, permitiendo así un monitoreo desde el HOST.

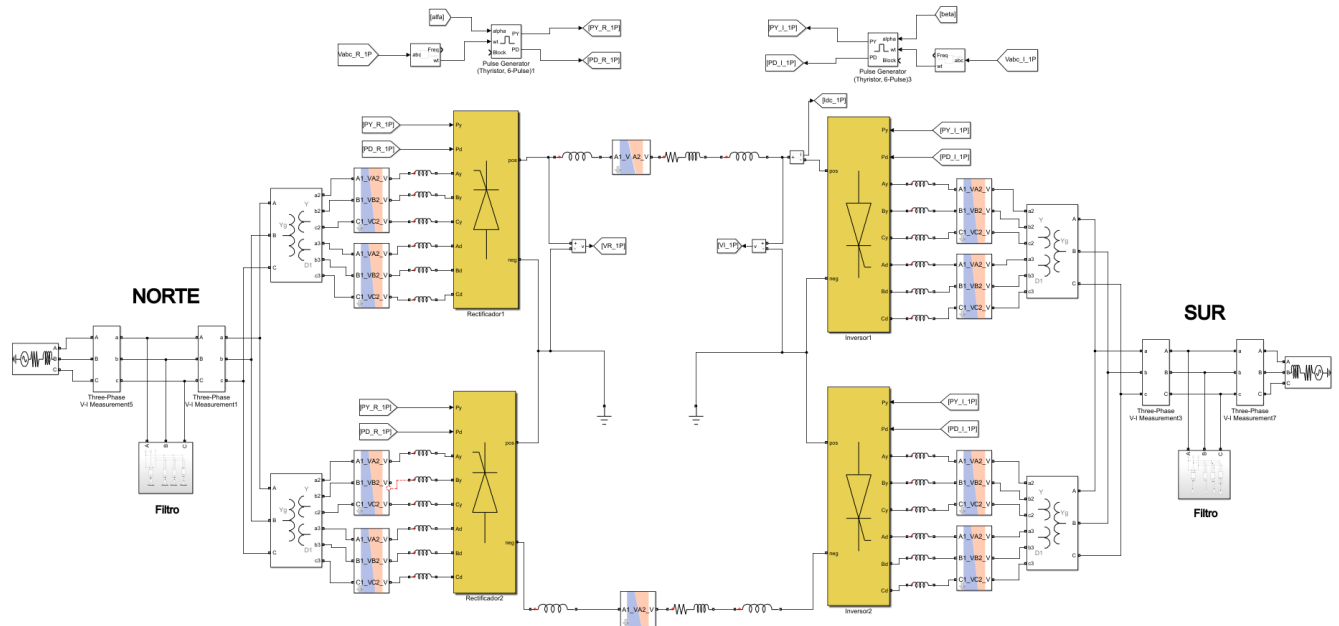


Figura 8-5 Interior de SM_hvdc: HVFC LCC bipolar de 12 pulsos

El subsistema implementa un enlace HVDC LCC bipolar con doce pulsos por polo, obtenidos mediante dos puentes de 6 pulsos desfasados por transformadores Y/ Δ y Y/Yg. Se incluyen reactancias de alisado en DC y filtros sintonizados en AC para suprimir armónicos característicos. Los bloques Rectificador e Inversor representan los puentes de 12 pulsos; los generadores de pulsos reciben los ángulos α (rectificador) y β (inversor). Las mediciones de tensión y corriente en ambos extremos alimentan tanto la interfaz de E/S como el sistema de control. Los bloques SSN nodal interfase representan una división del subsistema mediante nodos que permiten disminuir la carga de trabajo computacional y el consumo de memoria.

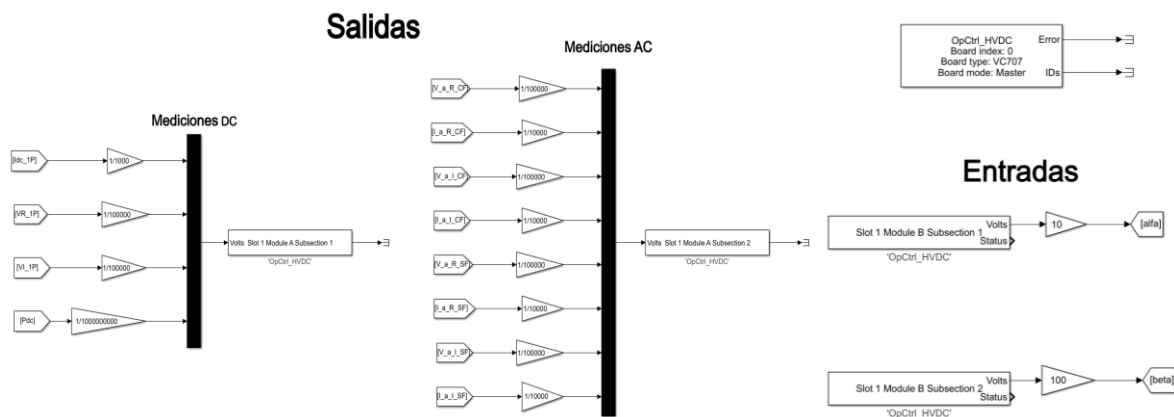
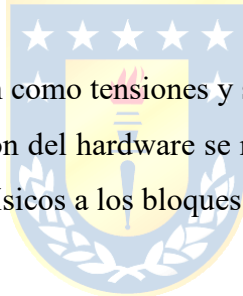


Figura 8-6 Interfaz de E/S del modelo HVDC y escalamiento

Para compatibilidad con las tarjetas analógicas y con la segunda OPAL, todas las magnitudes se escalan al rango ± 10 V:

- **Salidas DC:** $I_{dc}/1000$, $VR/100000$, $VI/100000$ y $P_{dc}/1000000000$.
- **Salidas AC:** tensiones y corrientes de línea con factores 100000 (V) y 10000 (A), agrupadas en buses.
- **Entradas:** los ángulos se reciben como tensiones y se re-escalán internamente $\alpha \cdot 10$, $\beta \cdot 100$. La programación y sincronización del hardware se realizan con OpCtrl (placa VC707, modo Master), que asocia los canales físicos a los bloques de envío/recepción del modelo.



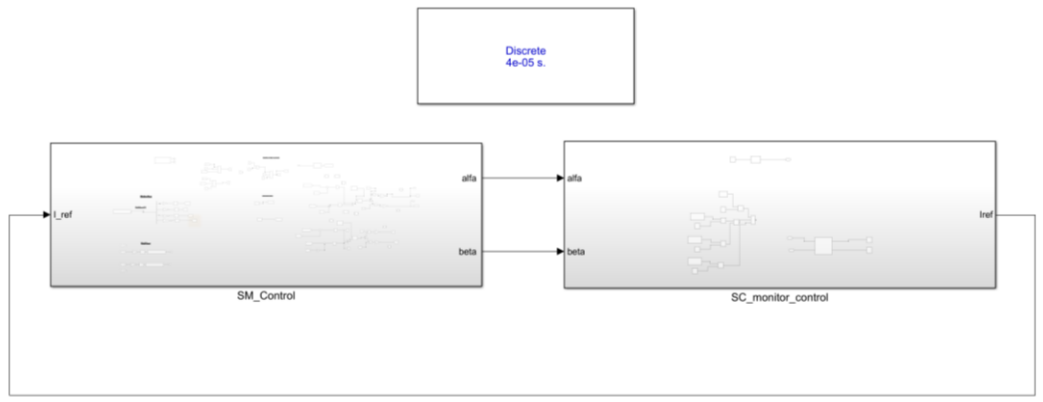


Figura 8-7 Arquitectura del modelo de control

El control se estructura en SM_Control (algoritmos) y SC_monitor_control (interfaz de operador), ambos con $T_s = 40 \mu s$ para garantizar coherencia temporal con la planta. El bloque SC se encarga de permitir una visualización desde el HOST y poder permitir la modificación de ciertas variables como la corriente DC de referencia, mientras que SM calcula las acciones de control y entrega los ángulos a la planta.

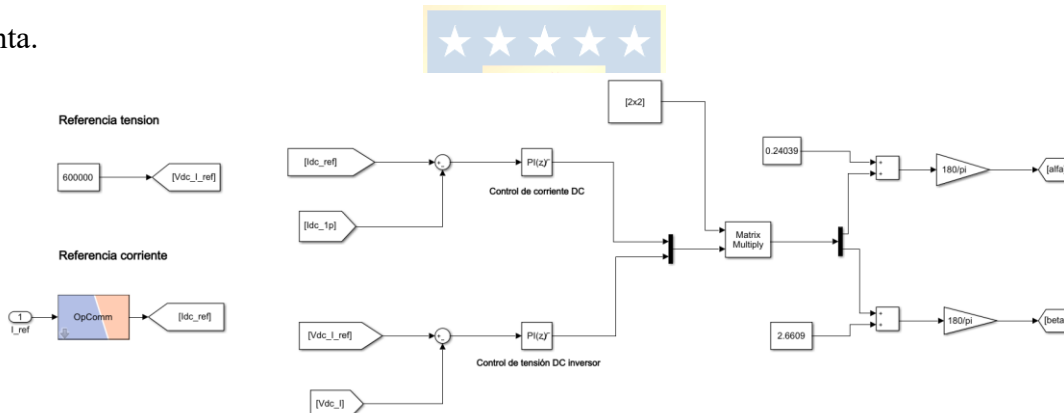


Figura 8-8 Interior de SM_Control: Control PI

Se implementan dos lazos independientes:

1. Control de corriente I_{dc} en el rectificador, responsable de la transferencia de potencia (actúa sobre α).
 2. Control de tensión V_{dc}^I en el inversor, que mantiene 600 kV en los terminales (actúa sobre β).
- Cada lazo utiliza un PI discreto (Backward-Euler) y sus salidas se combinan mediante una matriz de desacoplo 2×2 , minimizando la interacción entre ambos ángulos. Se añaden desplazamientos operativos en radianes para fijar el punto de trabajo y se realiza la conversión a grados junto con limitación a márgenes seguros antes de generar los disparos.

(Opcionalmente, puede activarse el seguimiento de salida del integrador para suprimir wind-up en presencia de saturaciones)

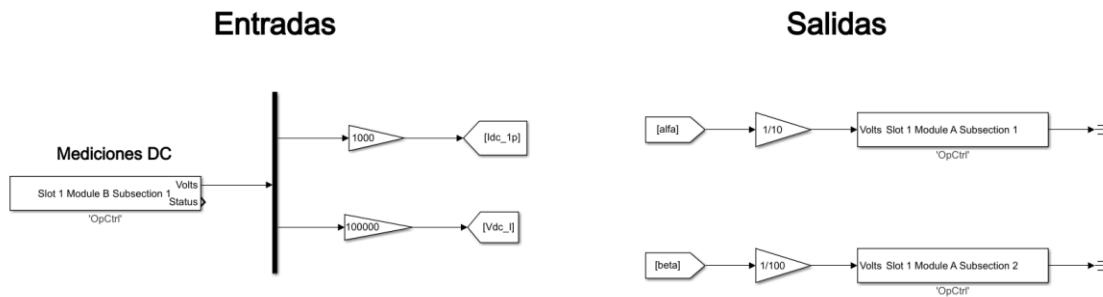
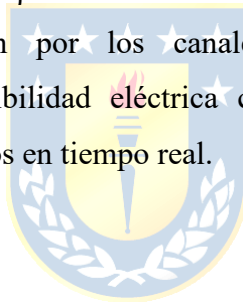


Figura 8-9 Interfaz de E/S del control y escalamiento

La interfaz invierte el escalamiento aplicado en la planta para trabajar en unidades físicas dentro del controlador:

- **Entradas** desde hardware/otra OPAL: $I_{dc} \cdot 1000$ y $V_{dc}^I \cdot 100000$.
- **Salidas** hacia la planta: α y β se convierten a tensiones mediante $1/10$ y $1/100$, respectivamente, y se envían por los canales Slot 1, Module A del OpCtrl. Este esquema asegura compatibilidad eléctrica con las tarjetas de E/S y consistencia dimensional entre ambos modelos en tiempo real.



8.4.1 Simulaciones dinámicas

En esta sección se presentan los resultados dinámicos obtenidos a partir de la reducción escalonada de la potencia transmitida en el enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos. El objetivo es analizar la respuesta del sistema frente a una disminución de carga de 3 GW a 1 GW, considerando ambos sentidos de flujo de potencia: Norte - Sur y Sur - Norte. Para este análisis se registran las principales variables del sistema: tensión DC en el rectificador e inversor, corriente DC, potencia transmitida y ángulos de control. El comportamiento del sistema está determinado por dos lazos de control principales: el lazo de corriente, implementado en el rectificador, que regula la potencia transmitida mediante el ajuste del ángulo de disparo α ; y el lazo de tensión, ubicado en el inversor, que mantiene fija la tensión DC en 600 kV mediante el ángulo de extinción β . Como consecuencia, ante un cambio de potencia, el ángulo α se ajusta y permanece en un nuevo valor estable, mientras que el ángulo β se mantiene prácticamente constante en todo momento. El análisis detallado se centra en el caso Norte-

Sur, mientras que el escenario Sur - Norte se muestra de manera resumida, presentando únicamente los valores medios de las señales.

a) Flujo de potencia de NORTE a SUR

En el escenario en que la potencia fluye desde el Norte hacia el Sur, el sistema transmite inicialmente 3 GW de forma estable. Al producirse la reducción a 1 GW, la corriente DC disminuye proporcionalmente, lo que se refleja en un escalón descendente en la potencia transmitida. La tensión DC en el rectificador presenta un pequeño transitorio acompañado del ripple característico de los convertidores de 12 pulsos, mientras que en el inversor se mantiene estable en torno a los 600 kV gracias al lazo de control de tensión. El ángulo α en el rectificador se incrementa hasta un nuevo valor fijo que corresponde al régimen de 1 GW transmitido, permaneciendo en esa condición hasta que vuelva a modificarse la referencia de potencia. Por su parte, el ángulo β en el inversor permanece invariable, ya que el lazo de control de tensión mantiene fija la referencia de voltaje. En conjunto, los resultados muestran que el sistema logra adaptarse rápidamente a la nueva condición de operación, garantizando estabilidad y continuidad en la transmisión de potencia.



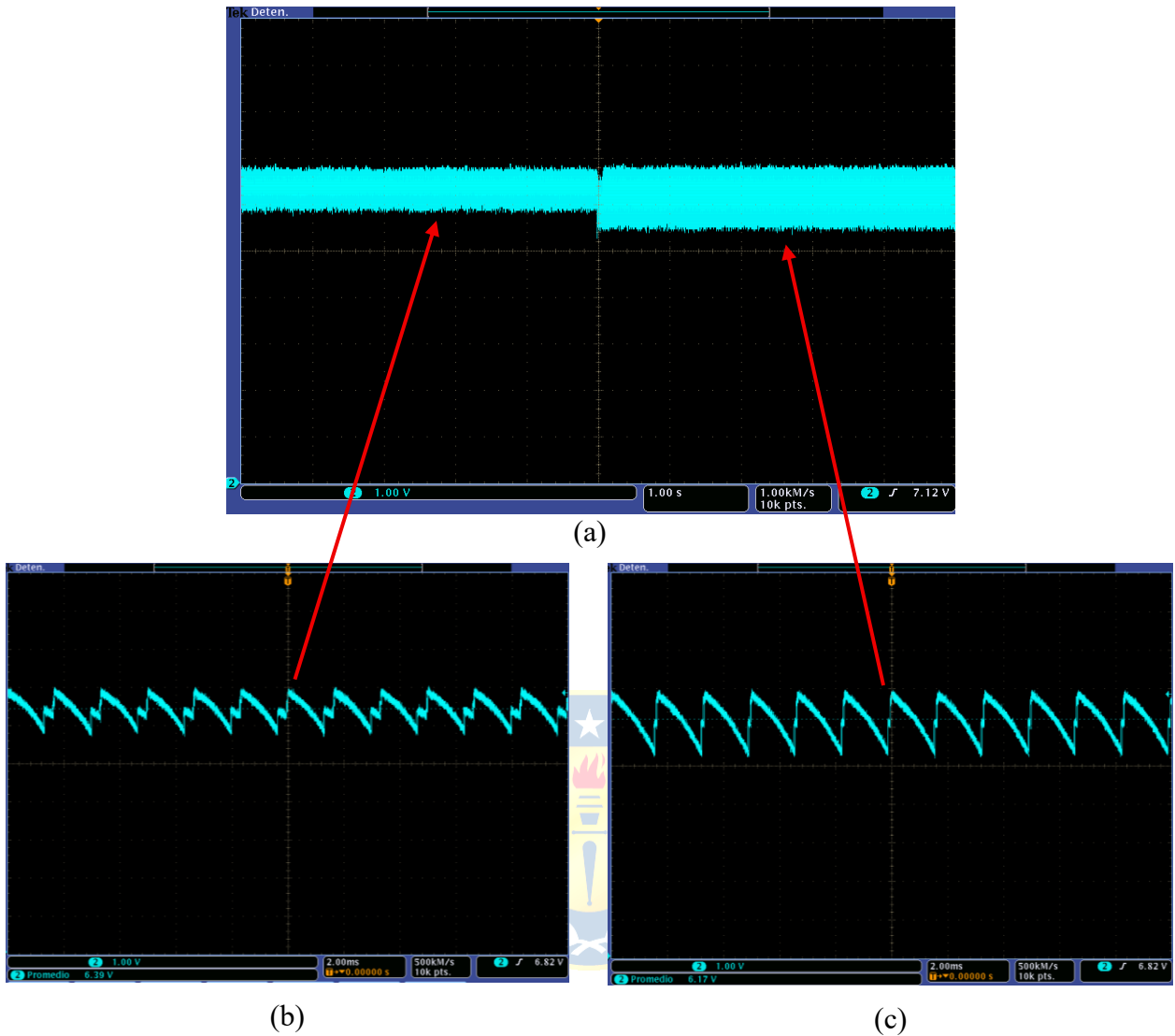


Figura 8-10 Variación tensión DC lado rectificador de NORTE a SUR con $V_{dc}^R = V_{dc0}^R \cdot 100000$

(a) Variación tensión DC rectificador (b) Ampliación tensión DC 3 GW (c) Ampliación tensión DC 1 GW.

- La señal presenta un régimen estacionario con rizado de diente-de-sierra típico de un enlace LCC de 12 pulsos (componente dominante en torno a 12f). se aplica la orden de reducción de potencia de 3GW a 1 GW lo que implica una disminución de I_{dc} . Tras el paso, el valor medio de la tensión rectificadora aumenta levemente por la menor caída de conmutación, estabilizándose en ≈ 617 kV respecto de ≈ 639 kV antes del cambio. Las ventanas inferiores muestran ampliaciones antes y después del escalón: mostrnado un claro aumento del rizado debido a la disminución de la tensión y una disminución del “recorte de tensión” debido al ángulo de conmutación ya que al bajar la potencia transmitida, la corriente también es menor y

por ende este ángulo también es menor. No se aprecian oscilaciones de baja frecuencia ni pérdida de horizontabilidad, lo que confirma un control adecuado del punto de operación.

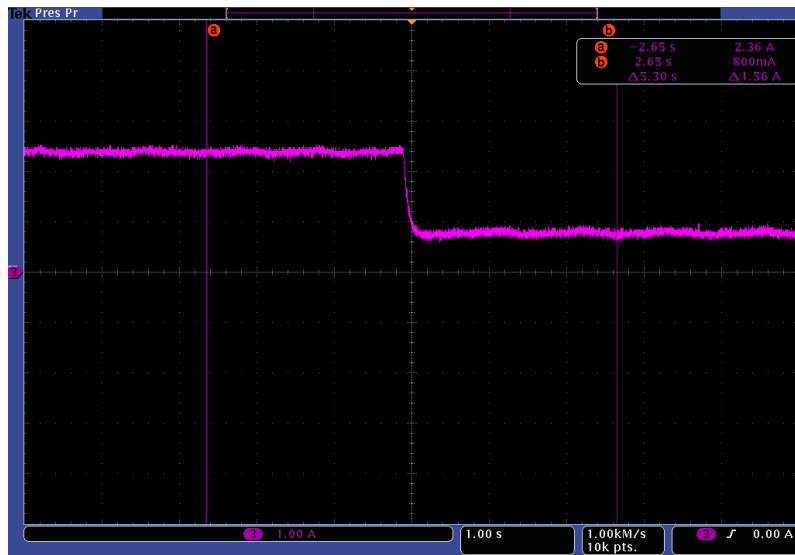
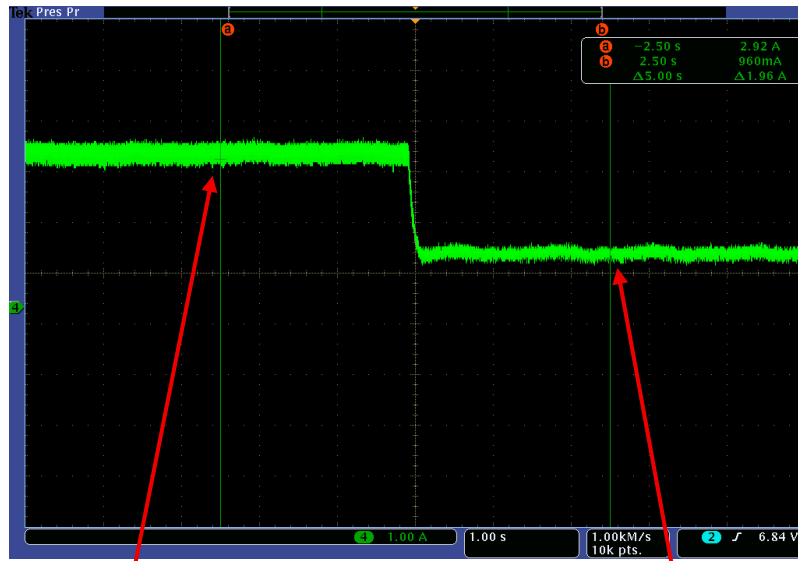
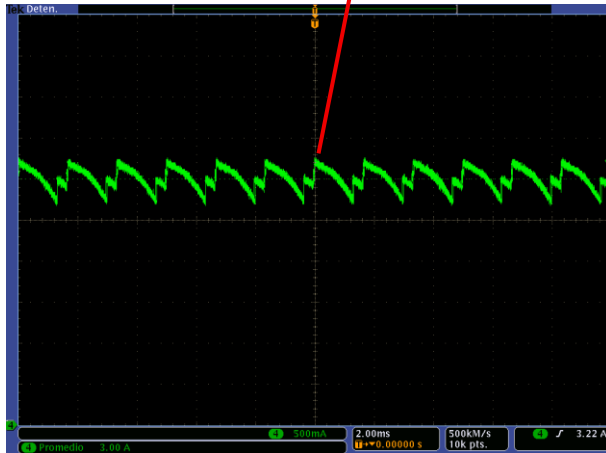


Figura 8-11 Variación corriente DC de NORTE a SUR con $I_{dc} = I_{dc0} \cdot 1000$

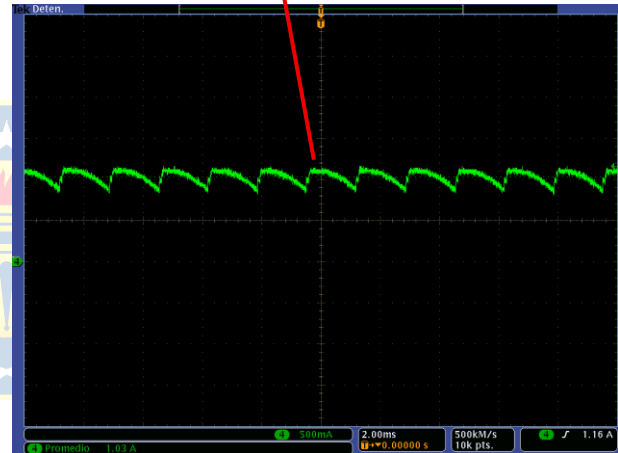
La forma de onda evidencia el escalón aplicado al lazo de corriente del rectificador, con una transición prácticamente monótona desde ≈ 2360 A hasta ≈ 800 A.



(a)



(b)



(c)

Figura 8-12 Variación P_{dc} lado rectificador de NORTE a SUR con $P_{dc} = P_{dc0} \cdot 100000000$

(a) Variación potencia DC rectificador (b) Ampliación potencia DC 3 GW (c) Ampliación potencia DC 1 GW.

La forma de onda evidencia el escalón aplicado al lazo de corriente, con un resultado esperado de variación de potencia desde ≈ 3 GW a ≈ 1.03 GW. En los acercamientos inferiores se aprecia cómo el rizado relativo disminuye tras el paso, ya que al bajar I_{dc} el diente de sierra de V_{dc}^R y el propio rizado de I_{dc} se reducen. La ausencia de oscilaciones subamortiguadas corrobora que el desacoplador y los PI mantienen el sistema en una dinámica de primer orden dominada por el lazo de corriente.

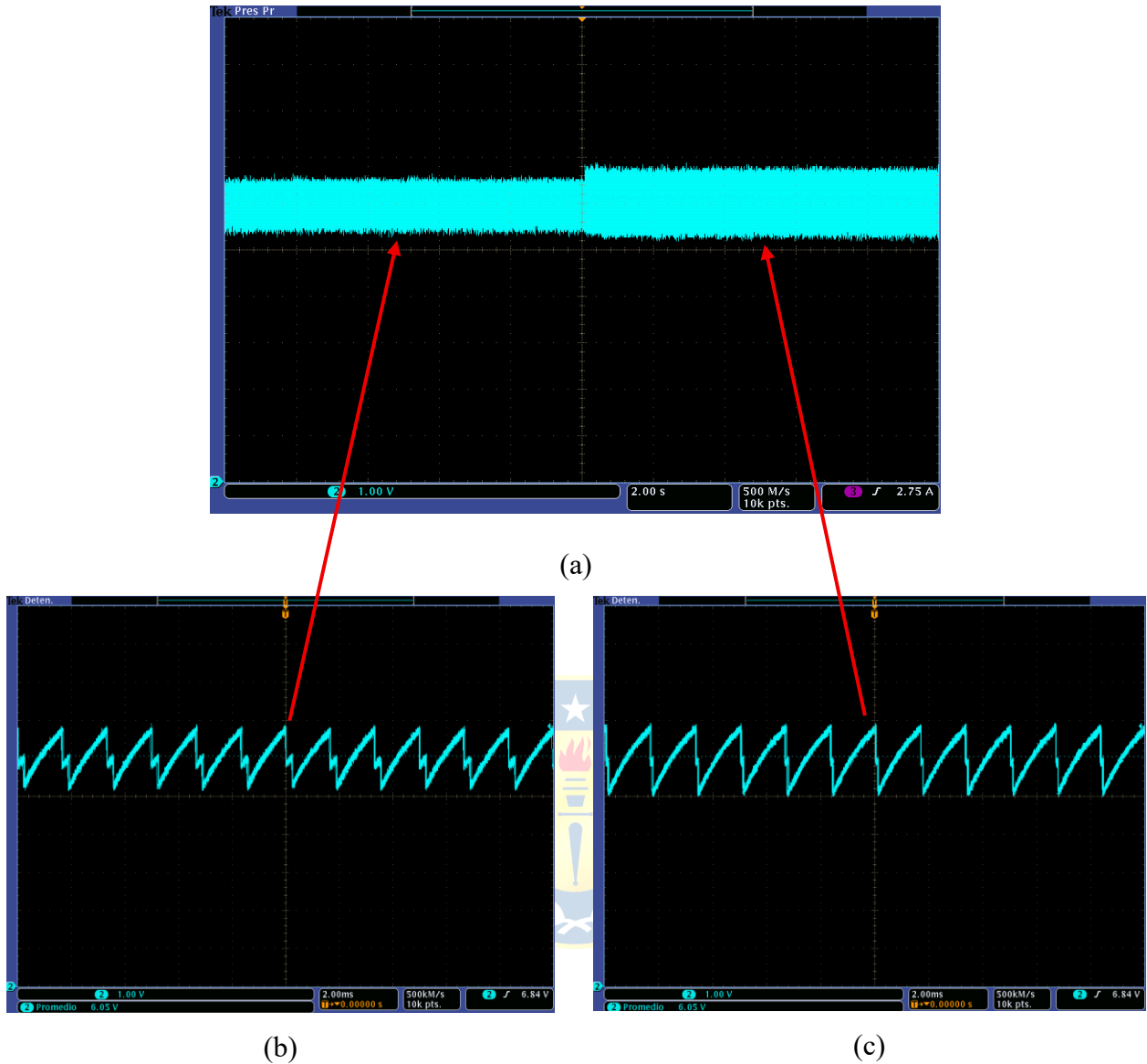


Figura 8-13 Variación tensión DC lado inversor de NORTE a SUR con $V_{dc}^I = V_{dc0}^I \cdot 100000$

(a) Variación tensión DC inversor (b) Ampliación tensión DC 3 GW (c) Ampliación tensión DC 1 GW.

El lazo de tensión del inversor sostiene el punto de operación en torno a la referencia $V_{dc}^I \approx 600\text{kV}$. El rizado observado en los zooms se mantiene prácticamente constante, de amplitud, pero tal como observó en los resultados anteriores el efecto de la caída de tensión debido al ángulo de conmutación es menor, debido a la disminución de la corriente en el sistema.

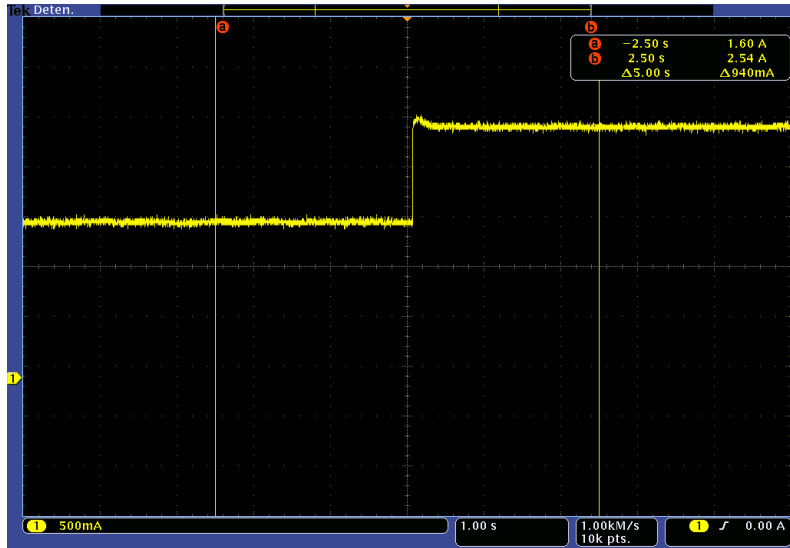


Figura 8-14 Variación ángulo α del rectificador de NORTE a SUR con $\alpha = \alpha_0 \cdot 10$

La evolución temporal de α muestra un salto bien definido desde $\approx 16^\circ$ a $\approx 25.4^\circ$ coincidente con el instante de cambio escalón de I_{dc} . La señal queda plana tras la transición y el cambio del ángulo alfa coincide con la relación $V_{dr} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - R_{cr} I_d$ tal que al disminuir, para disminuir el nivel de tensión en el enlace y por ende que I_{dc} sea menor para lograr esa variación de potencia de 3 GW a 1 GW.

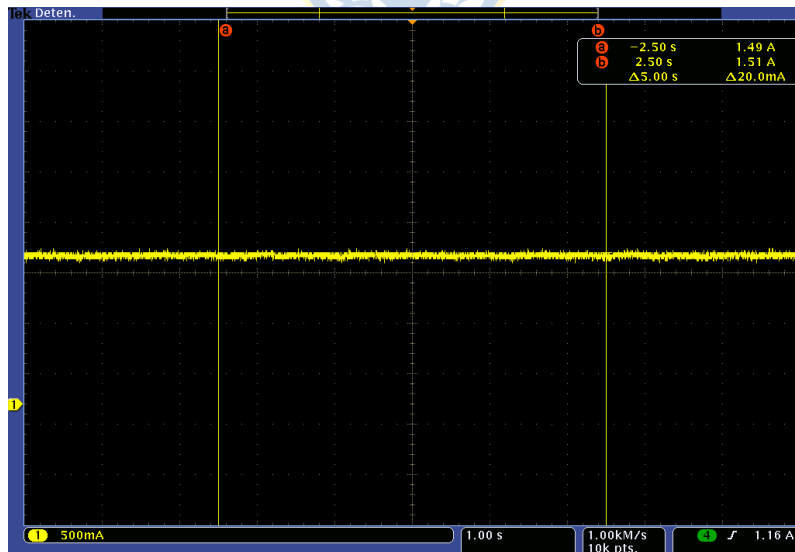


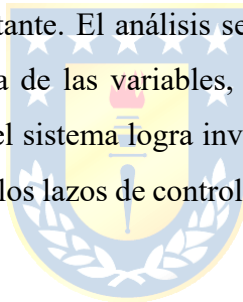
Figura 8-15 Variación ángulo β del inversor de NORTE a SUR con $\beta = \beta_0 \cdot 100$

El ángulo β permanece prácticamente constante en $\approx 150^\circ$. Este comportamiento es el esperado: el lazo de tensión del inversor regula V_{dc}^I y al no modificarse β no requiere variaciones.

b) Flujo de potencia de SUR a NORTE

Cuando el flujo de potencia se establece desde el Sur hacia el Norte, el principio de operación es distinto al caso Norte-Sur. La inversión del sentido de transmisión no se realiza cambiando la dirección de la corriente, sino mediante la modificación de la polaridad de la tensión DC. En este caso, la estación que solía ser un rectificador ahora actúa como inversor, utilizando ángulos de disparo de más de 90 grados, y la estación que era un inversor ahora es el rectificador, con ángulos de menos de 90 grados. Este cambio en cómo trabajan los convertidores invierte la polaridad de la tensión de DC, haciendo que la potencia fluya al revés.

En los resultados obtenidos, se observa que al reducir la potencia transmitida de 3 GW a 1 GW, la corriente DC disminuye de igual forma, mientras que la tensión en el inversor se mantiene constante en 600 kV gracias al lazo de control de voltaje. El ángulo α en el nuevo rectificador se ajusta a un valor estable correspondiente al nivel reducido de potencia, mientras que el ángulo β en el nuevo inversor permanece prácticamente constante. El análisis se presenta con señales promediadas en el tiempo para resaltar la evolución media de las variables, omitiendo el ripple de conmutación. En conjunto, los resultados confirman que el sistema logra invertir de manera correcta y estable el flujo de potencia, manteniendo la robustez de los lazos de control y garantizando la operación confiable del enlace.



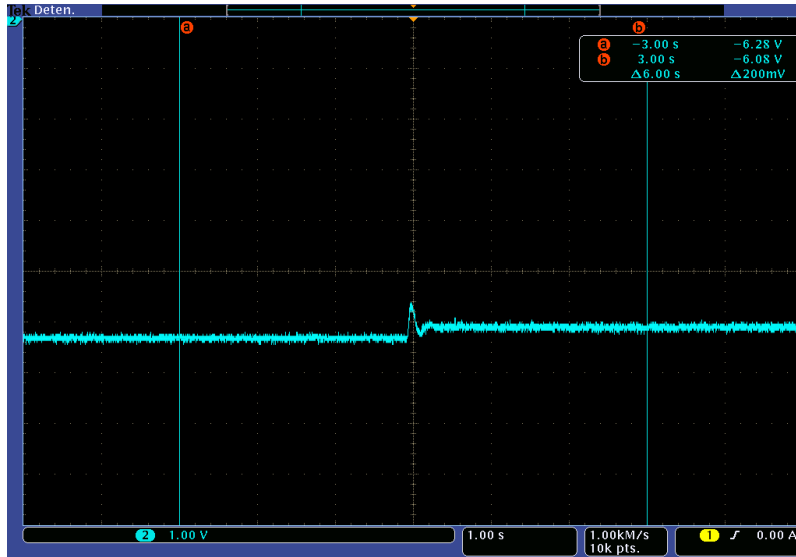


Figura 8-16 Variación tensión DC lado rectificador de SUR a NORTE con $V_{dc}^R = V_{dc0}^R \cdot 100000$

Antes del cambio escalón la tensión DC se mantiene estable alrededor de ≈ -628 kV con polaridad negativa tal como se e esperaba al invertir el flujo de potencia y con un rizado de alta frecuencia propio del convertidor de 12 pulsos y su filtro de suavizado. En un instante durante el cambio escalón se aprecia un pico de tensión que en el caso anterior no se apreciaba ya que ahora se usa las señales promedio al medir en el osciloscopio y comunicar entre las Opal. Dicho transiente es superado rápidamente y converge con rapidez al nuevo régimen con un valor de aproximadamente ≈ 608 kV. La recuperación es prácticamente aperiódica, sin sobre-oscilaciones apreciables, lo que confirma que el lazo de tensión de la estación opuesta mantiene bien amortiguada la conmutación.

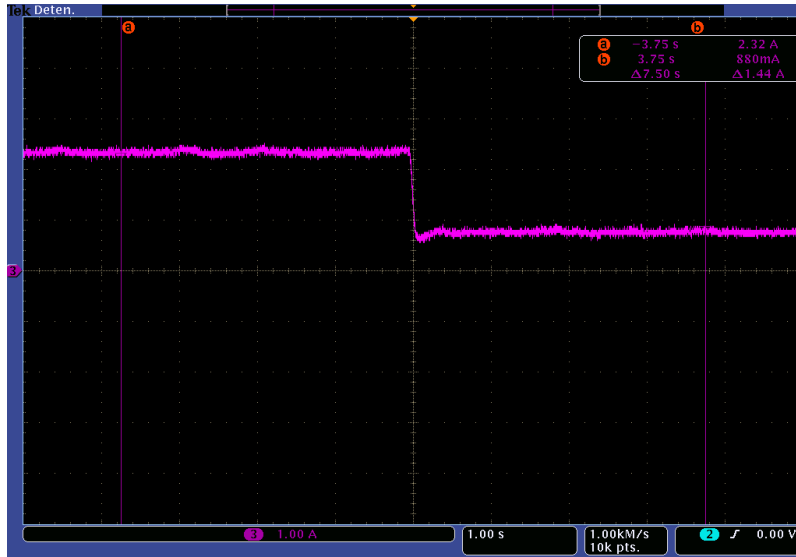


Figura 8-17 variación de la corriente DC de SUR a NORTE con $I_{dc} = I_{dc0} \cdot 1000$

La corriente DC no cambia de sentido, tal como se espera de la inversión de flujo por cambio de polaridad de tensión. Se aprecia un escalón desde ≈ 2320 A a ≈ 880 A, con un pequeño transitorio. La ausencia de sobrepaso significativo indica que el lazo de corriente (implementado con PI discreto y *back-calculation*) domina la dinámica durante la transición y fija con rapidez el nuevo valor de referencia.

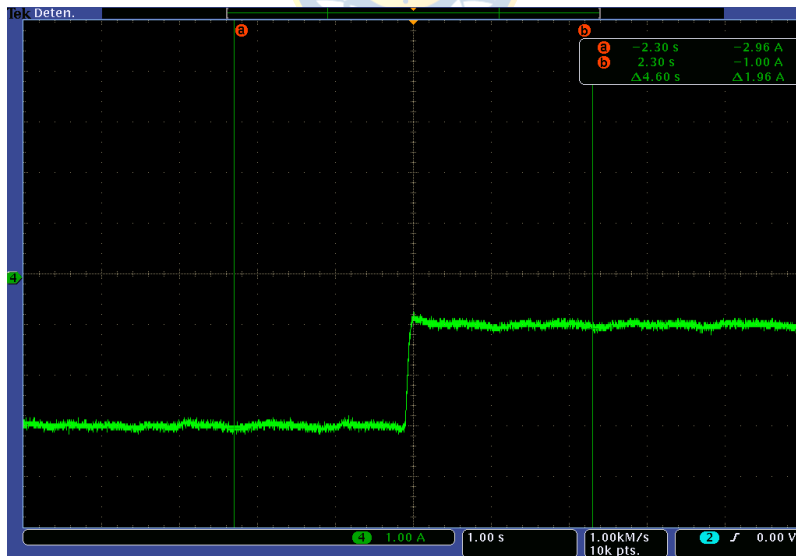


Figura 8-18 Variación P_{dc} lado rectificador de SUR a NORTE con $P_{dc} = P_{dc0} \cdot 100000000$

El producto en este caso $P_{dc} = V_{dc}^R \cdot I_{dc}$ es coherente con la inversión da flujo de potencia manteniendo una polaridad negativa en el caso previo a el cambio escalón con ≈ -2.96 Gw y después

de la acción de este manteniendo un valor de ≈ -1 GW. El cambio se produce con un frente bien definido y sin oscilaciones sostenidas; el nivel medio posterior se estabiliza en torno al objetivo.

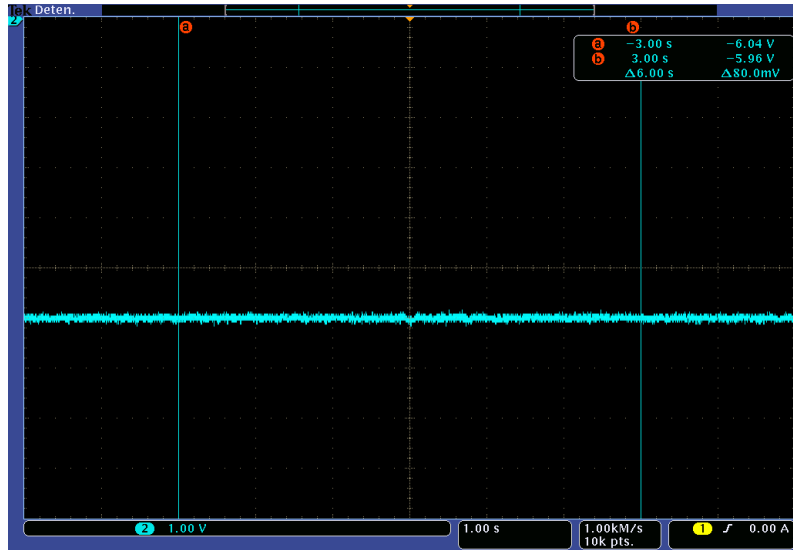


Figura 8-19 variación de la tensión DC al lado inversor de SUR a NORTE $V_{dc}^I = V_{dc0}^I \cdot 100000$

En el extremo inversor la tensión permanece regulada alrededor del punto del punto de referencia de 600 kV. El transitorio es aún más breve que en el extremo opuesto, lo que confirma el buen desempeño del lazo de tensión gobernado por el ángulo β .

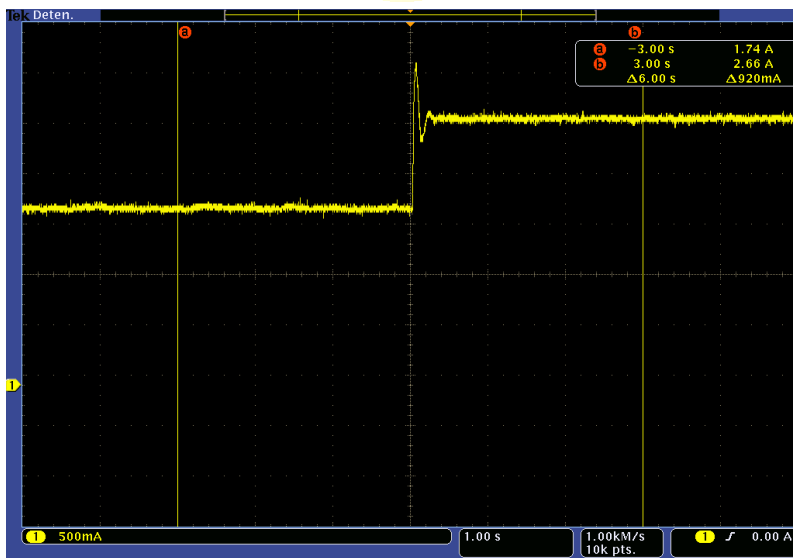


Figura 8-20 Variación del ángulo α lado rectificador de SUR a NORTE con $\alpha = \alpha_0 \cdot 10$

El disparo del conjunto que pasa a actuar como rectificador ajusta α de forma abrupta en el instante de cambio escalón ajustándose desde ≈ 17.4 grados a ≈ 26.6 grados. Este cambio de ángulo es el mecanismo que establece el nuevo punto de operación del lazo de corriente; el pequeño pico inicial está asociado a la conmutación natural de las válvulas.

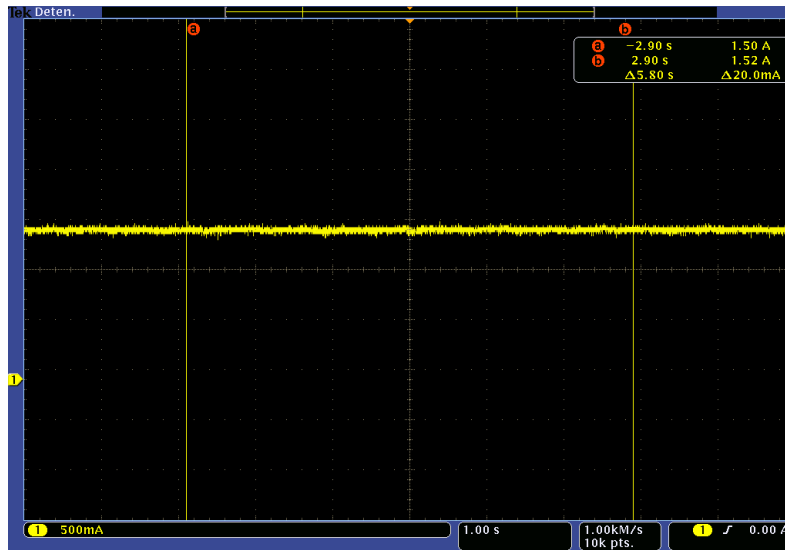


Figura 8-21 Variación del ángulo β lado inversor de SUR a NORTE con $\beta = \beta_0 \cdot 100$

El ángulo β permanece prácticamente constante durante todo el proceso, alrededor de 152 grados. Ello es coherente con su función de regulación de V_{dc}^I en la estación inversora: aun cuando se invierte la polaridad, el módulo de la tensión objetivo se mantiene en ≈ 600 kV, por lo que el controlador sólo compensa el pequeño desbalance originado por el escalón de potencia.

8.4.2 Estado estacionario

Además de los análisis dinámicos, se realizaron simulaciones en régimen estacionario con el fin de evaluar el comportamiento del enlace HVDC en el dominio AC. El objetivo principal es estudiar la calidad de onda de las tensiones y corrientes en los extremos Norte y Sur, y el impacto de los filtros implementados en la reducción de armónicos y en el consumo de potencia reactiva. Se presentan en primer lugar las formas de onda de voltaje y corriente bajo condiciones normales de operación. Posteriormente, se comparan las corrientes con y sin filtrado, donde se observa la atenuación de componentes armónicas y la mejora de la forma de onda hacia un perfil más sinusoidal. Finalmente, se contrasta la relación entre voltaje y corriente en ambos casos, evidenciando una reducción en el

desfase angular y, en consecuencia, en la demanda de potencia reactiva. Estos resultados permiten confirmar que los filtros desempeñan un papel fundamental no solo en la mejora de la calidad de energía, sino también en la eficiencia y estabilidad de la operación del sistema eléctrico.

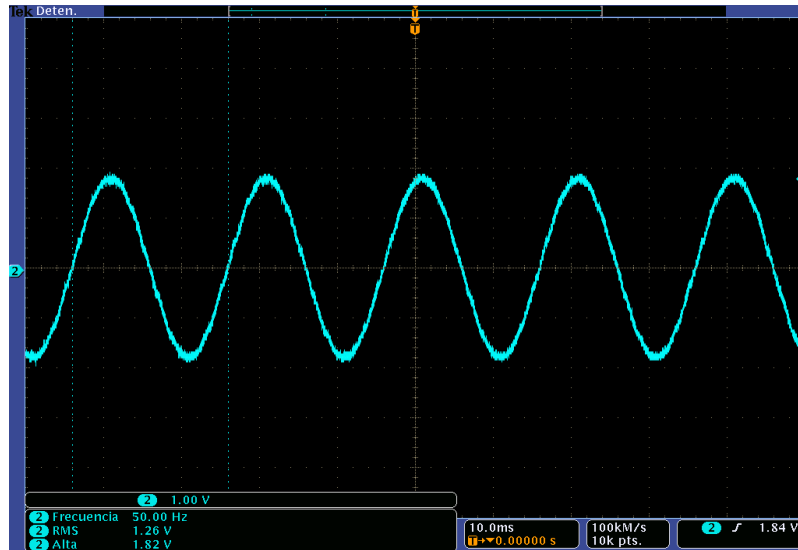


Figura 8-22 Voltaje AC con filtro lado rectificador con $V_a = V_{a0} \cdot 100000$

En estado estacionario, la tensión de fase neutro del lado rectificador presenta una forma casi sinusoidal a 50 Hz. El valor eficaz medido fue ≈ 126 kV y el valor de alta ≈ 182 kV. La baja distorsión visible concuerda con el empleo de un puente de 12 pulsos, donde las armónicas características de tensión en la red características de esta configuración quedan atenuadas por el filtrado.

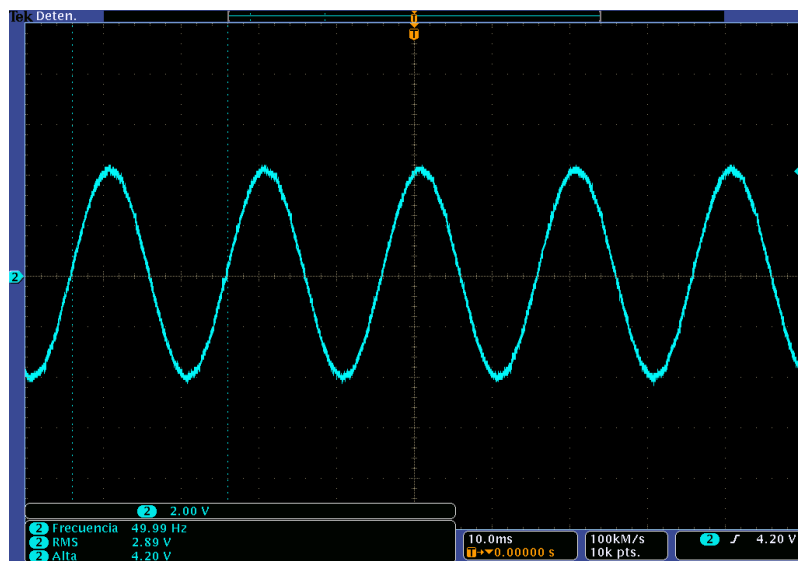


Figura 8-23 Voltaje AC con filtro lado inversor $V_a = V_{a0} \cdot 100000$

La tensión fase neutro del lado inversor muestra un comportamiento análogo: forma de onda suave, debido al ejemplo de la configuración de 12 pulsos y a el filtro conectado previo a la red. El valor eficaz fue ≈ 289 kV y de alta ≈ 420 kV.

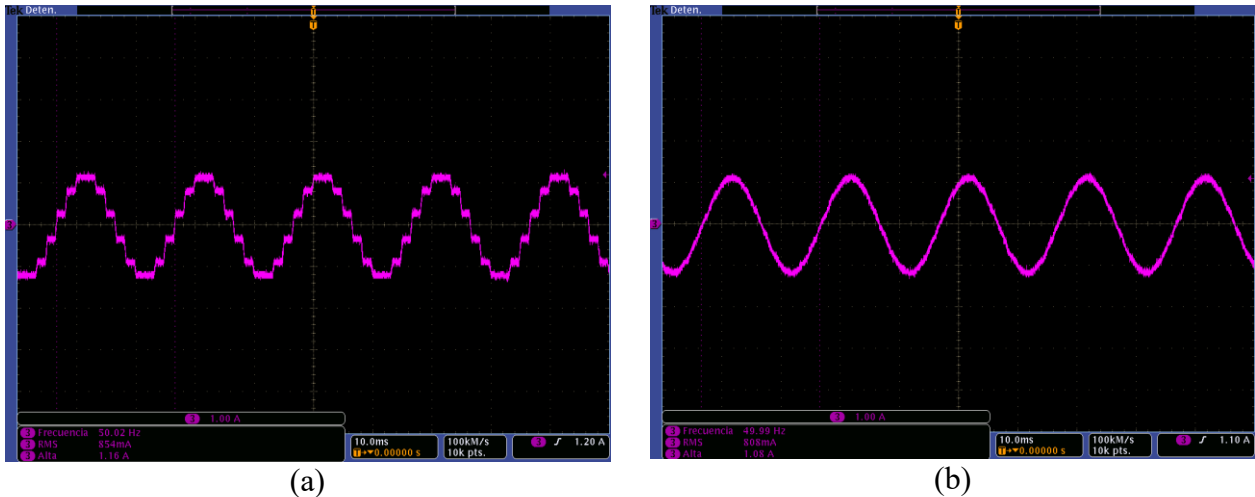
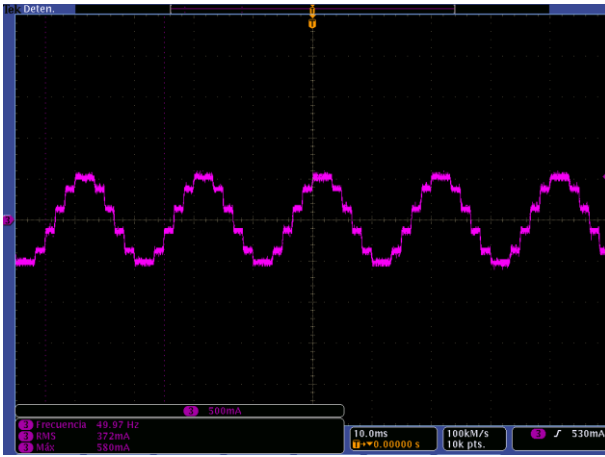


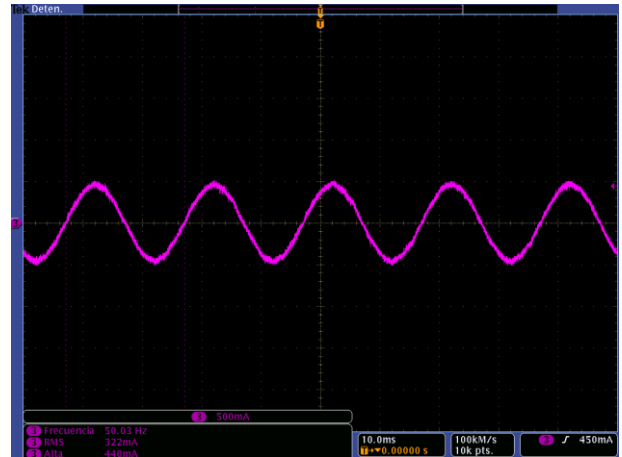
Figura 8-24 Corriente AC lado rectificador con $I_a = I_{a0} \cdot 10000$

(a) Corriente AC lado rectificador sin filtros (b) Corriente AC lado rectificador con filtros

La comparación de corrientes en el lado rectificador (Figura 8-24, panel izquierdo sin filtro; panel derecho con filtro) evidencia el efecto del filtrado armónico. Sin filtro, la corriente exhibe la típica forma “escalonada” de una LCC de 12 pulsos, con fuerte contenido en $h=11$ y 13 y componentes superiores; el valor eficaz fue ≈ 8540 A y valor de alta de ≈ 11600 . Con el banco de filtros sintonizados y el capacitor de compensación, la forma de onda se vuelve sinusoidal, notando además que en el caso con filtros el valor de alta disminuye a 10800 y el valor eficaz de la corriente prácticamente no varía, manteniendo así la misma potencia activa transferida.



(a)

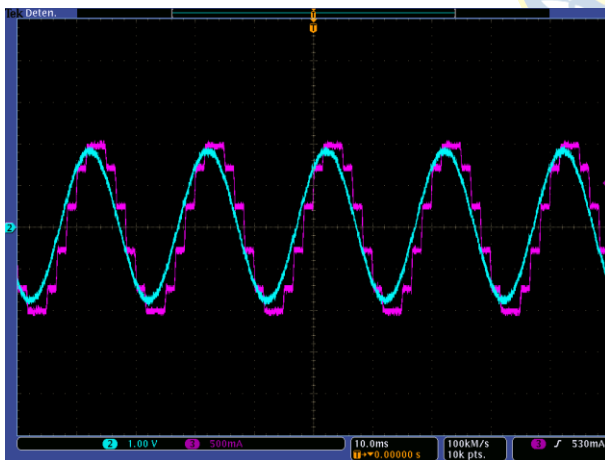


(b)

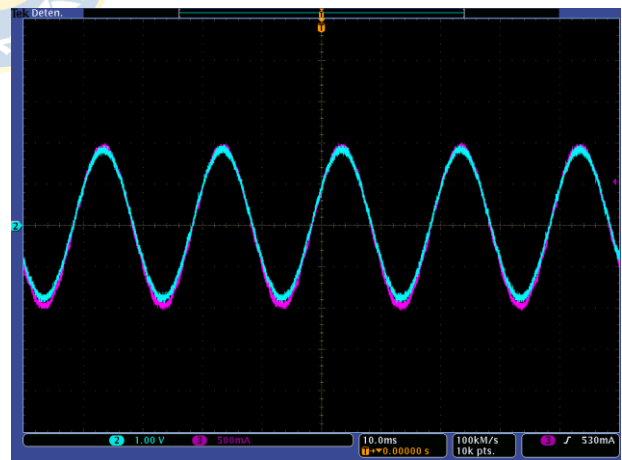
Figura 8-25 Corriente AC lado inversor con $I_a = I_{a0} \cdot 10000$

(a) Corriente AC lado inversor sin filtros (b) Corriente AC lado inversor con filtros

En el lado inversor se observa una tendencia idéntica. La corriente sin filtro conserva escalones apreciables debido a las armónicas $12k \pm 1$, mientras que con el banco de filtros conectado se obtiene una onda prácticamente sinusoidal. Los valores medidos; corriente eficaz de ≈ 3720 A y valor de alta de ≈ 5800 A para el caso sin filtros, mientras que en el caso con filtros la corriente eficaz es de ≈ 3720 A y de alta ≈ 4400 A.



(a)



(b)

Figura 8-26 Graficas Voltaje AC vs Corriente AC lado rectificador

(a) Voltaje AC vs Corriente AC Corriente AC lado rectificador sin filtros (b) Voltaje AC vs Corriente AC lado rectificador con filtros

La superposición V–I en el lado rectificador permite visualizar el desfase entre tensión y corriente. Sin filtro, la corriente atrasa a la tensión un ángulo aproximado de $\alpha 15.4^\circ$, reflejando la demanda de potencia reactiva de la LCC. Con los filtros, el desfase se reduce a prácticamente 0° , lo que permite una completa compensación de reactivos para el sistema por parte del filtro instalado. Aun cuando subsiste un pequeño rizado, la potencia aparente requerida desde la red disminuye y, por ende, también las corrientes de línea como se demostró en la Figura 8-26.

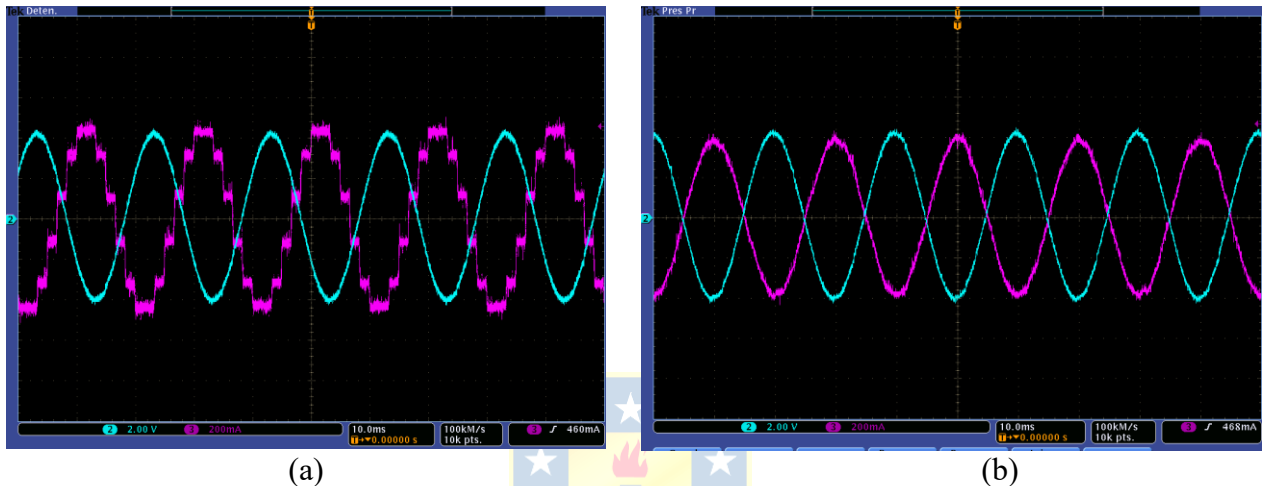


Figura 8-27 Graficas Voltaje AC vs Corriente AC lado inversor

(a) Voltaje AC vs Corriente AC Corriente AC lado inversor sin filtros (b) Voltaje AC vs Corriente AC lado inversor con filtros

En el lado inversor, la comparación tensión–corriente explica por qué el ángulo medido pasa de $\approx 150^\circ$ antes del filtrado a $\approx 180^\circ$ después. Sin filtros, la corriente presenta contenido armónico significativo y el instrumento estima la fase “promedio” entre la fundamental y los armónicos, resultando en un ángulo aparente cercano a 150° . Al intercalar los filtros, la corriente se vuelve prácticamente senoidal y la medición de fase refleja principalmente la componente fundamental. Dado que en la convención de signos adoptada la corriente de referencia entra al convertidor, la fundamental de corriente queda invertida respecto del voltaje y el osciloscopio reporta $\approx 180^\circ$.

Este valor, es equivalente a 0° desde el punto de vista del factor de potencia, pues $\cos(180^\circ) = \cos(0^\circ)$. La diferencia solo indica el sentido de la potencia activa, mientras que la potencia reactiva asociada a la fundamental es prácticamente nula. En síntesis, el aumento aparente del ángulo hasta $\approx 180^\circ$ tras el filtrado es coherente con una compensación efectiva: corriente limpia, alineación con el voltaje en magnitud y factor de potencia cercano a la unidad.

8.5. Discucion

En los resultados de la simulación dinámica, se observa que el sistema logra ajustar su comportamiento con una respuesta controlada en ambas direcciones de flujo de potencia. Al reducir la potencia de 3 GW a 1 GW, la corriente DC disminuye proporcionalmente, lo que se refleja en un escalón descendente en la potencia transmitida, sin generar oscilaciones importantes ni pérdida de estabilidad. Esto se debe a la acción efectiva de los lazos de control implementados para regular tanto la corriente como la tensión, garantizando que los valores de la señal se ajusten a los parámetros deseados.

El análisis del flujo de potencia de Sur a Norte mostró que la inversión de la polaridad de la tensión DC y la inversión de las funciones del rectificador y el inversor, aseguraron la correcta operación del sistema sin problemas de oscilación o pérdida de sincronización. Al cambiar la dirección de potencia, el sistema continuó respondiendo de forma estable y con un rendimiento robusto.

Por otro lado, la inclusión de filtros demostró ser efectiva para mejorar la calidad de las señales, especialmente en el lado rectificador. Sin filtros, la corriente presentaba una forma escalonada con componentes armónicos significativos, mientras que, al añadir los filtros, la forma de onda se volvió casi sinusoidal, reduciendo así el desfase entre la tensión y la corriente. Estos filtros no solo mejoraron la calidad de energía, sino que también permitieron una mayor eficiencia en el sistema al reducir la potencia reactiva demandada por la red.

En términos de control, se mantuvo un enfoque de compensación de potencia reactiva y estabilidad en las señales, demostrando que el sistema es capaz de operar con la precisión necesaria para minimizar el impacto de las variaciones de carga y mantener un flujo de potencia estable. Sin embargo, se observa que los ajustes en los controladores PI siguen siendo necesarios para optimizar aún más la respuesta del sistema y adaptarse a condiciones de operación más exigentes. La simulación mostró una convergencia exitosa de las señales, con una reducción del desfase y un buen comportamiento de las corrientes y tensiones a lo largo de las simulaciones.

9. Conclusiones

9.1. Sumario

Este trabajo desarrolla y ensaya, en tiempo real, el control y la compensación de potencia reactiva de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos utilizando la plataforma OPAL-RT/RT-LAB. Se modela la planta EMT (transformadores, puentes de tiristores, filtros pasivos y enlace DC) y se implementa un esquema de control descentralizado con dos lazos PI: el lazo de corriente en el rectificador (actuando sobre α) para fijar la transferencia de potencia, y el lazo de tensión en el inversor (actuando sobre β) para mantener el nivel de V_{dc}^I en el terminal inversor (600 kV). Como base de motivación y escalamiento, se considera el contexto nacional de grandes enlaces (p. ej., Kimal–Lo Aguirre), donde el control y la compensación condicionan la estabilidad del sistema.

El enlace se implementa en Simulink con ARTEMiS para viabilizar el gran número de dispositivos conmutados y reducir la carga computacional. El modelo se organiza en la jerarquía SC/SM/SS (con OpComm en cruces de subsistemas) y se ejecuta sobre targets OPAL-RT con planificación XHP y sincronización por hardware. Se emplean dos equipos OPAL cuando corresponde separar planta y control, intercambiando señales por E/S analógica acondicionada a ± 10 V y re-escaladas en los extremos. La campaña de simulación cubre: (i) ensayos dinámicos con cambios de consigna de potencia (p. ej., 3 GW \rightarrow 1 GW) en ambos sentidos de flujo (N-S y S-N), e inversión de flujo por cambio de polaridad de V_{dc}^R y V_{dc}^I ; y (ii) ensayos estacionarios AC con caracterización de tensiones y corrientes por fase y comparación con/sin filtros (bancos sintonizados).

Las limitaciones del trabajo son explícitas. En primer lugar, el paso mínimo alcanzable queda restringido por la carga EMT y la latencia de E/S analógica entre equipos. En segundo lugar, el control empleado es PI lineal con desacoplo estático; no se exploran controles avanzados (p. ej., robustos, predictivos o adaptativos). En tercer lugar, la validación se realiza por simulación HIL sin contraste con mediciones de campo ni escenarios de falla severa (disparos, secuencias de bloqueo/desbloqueo), y bajo parámetros de red ideales. Finalmente, la estrategia de filtrado se limita a bancos pasivos sintonizados; no se evalúan topologías activas. Dentro de este alcance, el documento cubre el modelado, la implementación HIL, la configuración de control α/β , el diseño y conexión de filtros, la estructura de E/S y sincronización, y el plan de ensayos dinámicos y estacionarios.

9.2. Conclusiones

Este trabajo demostró la viabilidad de ensayar en tiempo real, sobre OPAL-RT, el control y la compensación de reactivos de un enlace HVDC LCC bipolar de 12 pulsos, cumpliendo el objetivo general y los específicos: validar estrategias de control (α para corriente/transferencia de potencia y β para mantener la tensión DC en el inversor), evaluar técnicas de filtrado armónico y operar el modelo en tiempo real. Se ejecutaron escenarios dinámicos con reducción de potencia 3 GW a 1 GW en ambos sentidos (Norte–Sur y Sur–Norte), registrando V_{dc}^R en rectificador e inversor, I_{dc} , P_{dc} y los ángulos de control, lo que permitió caracterizar el desempeño y la robustez del lazo de corriente (α) y del lazo de tensión (β). Los resultados muestran una respuesta estable y consistente con la teoría LCC: ante el escalón de potencia, α converge a un nuevo valor estacionario que fija la corriente y, por ende, la potencia transferida, mientras β permanece prácticamente constante para sostener $V_{dc}^I \approx 600$ kV en el extremo inversor. En el caso Norte–Sur, la corriente DC decrece acorde al nuevo nivel de potencia, V_{dc}^R del rectificador presenta un transitorio breve con el ripple característico de 12 pulsos y V_{dc}^I del inversor se mantiene regulada; para Sur–Norte, la inversión de flujo se logra cambiando la polaridad de V_{dc}^R y V_{dc}^I y cambiando los roles entre estaciones, con $\beta > 90^\circ$ en el lado inversor y $\alpha < 90^\circ$ en el rectificador, manteniendo estabilidad tras el escalón.

En régimen estacionario AC, las mediciones confirman que los filtros pasivos (sintonizados y de banda ancha) suavizan las formas de onda, reducen armónicos y demanda de potencia reactiva, con corrientes posfiltro más sinusoidales en ambos extremos del enlace y de esta manera cumplen su rol de mantener la calidad de energía en el punto de conexión. Más allá del ejercicio académico, el estudio se alinea con el contexto nacional de despliegue de enlaces HVDC en Chile (p. ej., Kimal–Lo Aguirre), donde la integración de grandes bloques de potencia renovable y redes débiles exige estrategias de control y compensación que aumenten estabilidad, flexibilidad y capacidad de respuesta del sistema. La metodología aplicada para la modelación del HVDC LCC bipolar de 12 pulsos, control α/β con desacoplo, filtro pasivo, y ejecución en tiempo real ofrece un procedimiento replicable para analizar alternativas de diseño y operación antes de su implementación.

En síntesis, la plataforma OPAL-RT/RT-LAB permitió validar en tiempo real un HVDC LCC de alta potencia con control dual (corriente/tensión) y compensación armónica, cumpliendo los objetivos

presentados en un inicio. Estos resultados constituyen una base sólida para estudios adicionales, como optimización de parámetros de control, evaluación de filtros activos y estudios de fallas de sistema.

9.3. Trabajo Futuro

A continuación, se presentan algunos trabajos futuros que podrían enriquecer la investigación en sistemas HVDC LCC y contribuir a su implementación y optimización:

1. Conexión Real de un Controlador a OPAL-RT: Implementar un controlador físico conectado a OPAL-RT en lugar de uno simulado. Esto permitirá analizar la interacción real entre el controlador y la planta HVDC simulada.
2. Optimización de la Compensación de Potencia Reactiva: Investigar el uso de filtros activos, STATCOM y condensadores síncronos, con el fin de mejorar la eficiencia y estabilidad del sistema en condiciones dinámicas y estáticas.
3. Estudio de Topologías VSC y Híbridas (VSC-LCC): Explorar las topologías VSC y híbridas VSC-LCC, que podrían ofrecer una mayor flexibilidad y eficiencia en la transmisión de energía, además de mejorar el rendimiento en condiciones de variabilidad de la red.
4. Evaluación de la Respuesta a Perturbaciones: Realizar estudios más profundos sobre la respuesta del sistema a fallos y cambios en la carga para garantizar su estabilidad y adaptabilidad en condiciones imprevistas.
5. Desarrollo de Modelos Híbridos en Tiempo Real: Integrar modelos híbridos que combinen simulaciones de red y control en tiempo real, lo que proporcionará una visión más precisa de la operación del sistema.
6. Validación Experimental y Comparación con Datos Reales: Llevar a cabo pruebas experimentales para validar los modelos en condiciones reales y mejorar la precisión de las simulaciones.
7. Implementación de Nuevas Estrategias de Control: Desarrollar y probar estrategias de control más avanzadas que puedan ajustarse de mejor manera a diferentes condiciones operativas y mejorar el rendimiento del sistema HVDC.

Estas áreas de investigación contribuirán significativamente al avance y la mejora de los sistemas HVDC, optimizando su rendimiento y permitiendo su integración efectiva en redes eléctricas de alta potencia.

Referencias

- [1] ENTSO-E, *HVDC Links in System Operations — Technical Paper*, Brussels, Belgium: ENTSO-E AISBL, Dec. 2, 2019.
- [2] Comisión Nacional de Energía (CNE), “Informe Técnico Definitivo: Plan de Expansión Anual de Transmisión, Año 2022,” Santiago de Chile, Oct. 2023.
- [3] J. Peralta, “Licitación Internacional: Proyecto HVDC Kimal–Lo Aguirre,” Coordinador Eléctrico Nacional, presentación, Oct., 2020.
- [4] A. Ahmed, D. Khan, A. M. Khan, M. U. Mustafa, M. K. Panjwani, M. Hanan, E. B. Agyekum, S. E. Uhunamure, y J. N. Edokpayi, “Modeling of Efficient Control Strategies for LCC-HVDC Systems: A Case Study of Matiari–Lahore HVDC Power Transmission Line,” *Sensors*, vol. 22, Apr. 2022.
- [5] D. del Rivero, S. Singh, P. García and P. Rodríguez, "Real-Time Cosimulation of Power Systems: Integration of eMEGASIM and ePHASORSIM Using OPAL-RT Simulators," *2024 IEEE 15th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Luxembourg, Luxembourg, 2024.
- [6] V. K. Sood, *HVDC and FACTS Controllers: Applications of Static Converters in Power Systems*. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [7] R. S. Herrera, P. Salmerón, y S. P. Litrán, "Assessment of Harmonic Distortion Sources in Power Networks with Capacitor Banks," *Renewable Energies and Power Quality Journal*, vol. 1, Jan. 2024.
- [8] K. W. Louie, P. Wilson, R. A. Rivas, A. Wang, and P. Buchanan, “Discussion on Power System Harmonic Analysis in the Frequency Domain,” IEEE, 2006
- [9] S. K. Nandi, R. R. Riadh and S. Rahman, "Investigation of THD on a 12-pulse HVDC transmission network and mitigation of harmonic currents using passive filters," *2015 2nd International Conference on Electrical Information and Communication Technologies (EICT)*, Khulna, Bangladesh, 2015.
- [10] J. C. Das, *Power System Harmonics and Passive Filter Designs*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons/IEEE Press, 2015.

- [11] Y. Li, L. Luo, C. Rehtanz, D. Yang, S. Rüberg and F. Liu, "Harmonic Transfer Characteristics of a New HVDC System Based on an Inductive Filtering Method," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, May 2012.
- [12] C. Hahn, A. Geuß and M. Luther, "Modeling and control design of hybrid - LCC and VSC based - HVDC systems," *2016 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, Dallas, TX, USA, 2016.
- [13] A. Farghly, M. El Habrouk, K. H. Ahmed, A. S. Abdel-khalik and R. A. R. Hamdy, "Active Power Filter for 12-Pulse LCC Converter Employed in LCC-MMC Hybrid HVDC System," *2022 23rd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Cairo, Egypt, 2022.
- [14] S. Yang, X. Du and B. Zhang, "The impact of series compensation capacitor on the LCC-HVDC system stability," *2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Nangjing, China, 2022.
- [15] C. A. Ríos Porras, M. Aristizabal Naranjo, and A. Escobar Z., "Modelado de sistemas eléctricos en presencia de armónicos," *Scientia et Technica*, no. 22, Oct. 2003.
- [16] M. Daryabak *et al.*, "Modeling of LCC-HVDC Systems Using Dynamic Phasors," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 4, Aug. 2014.
- [17] J. A. Barales Cruz, "Diseño de investigación para la evaluación de sistemas de transmisión de corriente directa HVDC-LCC y HVDC-VSC para determinar el aporte y eficiencia en la interconexión México-Guatemala," Universidad de San Carlos de Guatemala, Facultad de Ingeniería, Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, Guatemala, jul. 2021.
- [18] J. D. G. Delgado, J. C. G. Pérez and F. A. Quizhpi Palomeque, "Thermal Analysis of the Corona Effect in Distribution Lines," *2021 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET)*, Cape Town, South Africa, 2021.
- [19] Eriksson, R., "Coordinated Control of HVDC Links in Transmission Systems," Doctoral thesis, Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Electric Power Systems, Stockholm, Sweden, 2011.
- [20] Tecnología HVDC. Parte 1 de 2: Características y beneficios. Victor F. Lescale, Power Systems-HVDC, Santiago de Chile, Apr. 2015.

- [21] V. Bermejo Hernández, "Introducción a los sistemas de conexión HVDC y su contribución a la mejora de la calidad de la energía eléctrica," Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, Departamento de Tecnología Electrónica, Leganés, 2011.
- [22] S. K. Singh, B. P. Padhy, S. Chakrabarti, S. N. Singh, A. Kolwalkar and S. M. Kelapure, "Development of dynamic test cases in OPAL-RT real-time power system simulator," *2014 Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, Guwahati, India, 2014.
- [23] S. Kumaravel, R. S. Narayan, T. O'Donnell and C. O'Loughlin, "Genetic algorithm based PI tuning of VSC-HVDC system and implementation using OPAL-RT," *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, Penang, Malaysia, 2017.
- [24] OPAL-RT Technologies, "RT-LAB Block Library Reference Guide," [en línea]. Disponible: <https://opal-rt.atlassian.net/wiki/spaces/PRD/pages/144212943/RT-LAB+Block+Library+Reference+Guide>.
- [25] T. Adrikowski, D. Buła and M. Pasko, "Selection of method for reactive power compensation and harmonic filtering in industrial plant," *2017 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, Koscielisko, Poland, 2017.
- [26] Y. Xue and X. -P. Zhang, "Reactive Power and AC Voltage Control of LCC HVDC System With Controllable Capacitors," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 1, Jan. 2017.
- [27] B. Wu and M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2017.
- [28] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. Electric Power Research Institute. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1994.
- [29] Comisión Nacional de Energía (CNE), *Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio (NTSyCS)*, Decreto Exento N°519, Santiago de Chile, 2022.
- [30] J. Häfner, "Overvoltages Experienced by Metallic Return Cables in Bipolar HVDC Configuration," *CIGRÉ Session Papers*, CSE_36-b4, 2018.
- [31] P. Kundur, *Electrodes and Ground Return in HVDC Systems*, CIGRÉ Technical Brochure, May 2022.

- [32] L. C. Silva, M. Bongiorno y A. Gustafsson, “Interaction between HVAC and HVDC System: Impact of Line Length on Transient Stability,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 1, Feb. 2018
- [33] H. Peng, X. Liu, Y. Zhang *et al.*, “Flexible control switching method for converter station in LCC-HVDC transmission system,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 149, Art. no. 109050, 2025.
- [34] OPAL-RT Technologies, “OPAL-RT Training Catalog,” *TalentLMS* [Online]. Available: <https://training-opalrt.talentlms.com/catalog/index>. Accessed: 2025.



10. Anexos

5.2 Anexo A

Demostración transformada dq0

Se que sabe la matriz de transformación $abc \rightarrow dq0$ es $T_{abc-dq0}(t)$, la cual está definida por:

$$T_{abc-dq0}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t - 240^\circ) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 240^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (10-1)$$

Además, cumple con la propiedad de que su inversa es igual a su transpuesta:

$$T_{abc-dq0}^{-1}(t) = T_{abc-dq0}^T(t) = T_{dq0-abc}(t) \quad (10-2)$$

Ahora también se sabe que:

$$x_{abc}(t) = T_{dq0-abc}(t)x_{dq0}(t) \quad (10-3)$$

Derivando

$$\frac{dx_{abc}(t)}{dt} = x_{dq0}(t) \frac{d}{dt} T_{dq0-abc}(t) + T_{dq0-abc}(t) \frac{d}{dt} x_{dq0}(t) \quad (10-4)$$

Reescribiendo esta expresión quedando:

$$\frac{dx_{abc}(t)}{dt} = \left(\frac{d}{dt} T_{dq0-abc}(t) \right) x_{dq0}(t) + T_{dq0-abc}(t) \left(\frac{d}{dt} x_{dq0}(t) \right) \quad (10-5)$$

$$\begin{aligned} \frac{dx_{abc}(t)}{dt} &= T_{dq0-abc}(t) T_{abc-dq0}(t) \left(\frac{d}{dt} T_{dq0-abc}(t) \right) x_{dq0}(t) \\ &+ T_{dq0-abc}(t) \left(\frac{d}{dt} x_{dq0}(t) \right) \end{aligned} \quad (10-6)$$

Ahora determinamos la siguiente relación

$$T_{abc-dq0}(t) \left(\frac{d}{dt} T_{dq0-abc}(t) \right) = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = W \quad (10-7)$$

$$\frac{dx_{abc}(t)}{dt} = T_{dq0-abc}(t) W x_{dq0}(t) + T_{dq0-abc}(t) \left(\frac{d}{dt} x_{dq0}(t) \right) \quad (10-8)$$

$$\frac{dx_{abc}(t)}{dt} = T_{dq0-abc}(t) \left(W x_{dq0}(t) + \left(\frac{d}{dt} x_{dq0}(t) \right) \right) \quad (10-9)$$

V_{S-R}^{abc} : Tensiones de fase de la red lado rectificador

$i_S^{R abc}$: Corrientes de fase de la red lado rectificador

R_S : Resistencia de la red

L_S : Inductancia de la red

V_R^{abc} : Tensiones de fase entrada del rectificador

V_{S-R}^d : Tension eje d de la red lado rectificador

$i_S^{R d}$: Corriente eje d de la red lado rectificador

V_R^d : Tension eje d entrada del rectificador

V_{S-R}^q : Tension eje q de la red lado rectificador

$i_S^{R q}$: Corriente eje q de la red lado rectificador

V_R^q : Tension eje q entrada del rectificador

ω : Frecuencia angular

V_{S-I}^{abc} : Tensiones de fase de la red lado inversor

$i_S^{I abc}$: Corrientes de fase de la red lado inversor

V_I^{abc} : Tensiones de fase entrada del inversor

V_{S-I}^d : Tension eje d de la red lado inversor

$i_S^{I d}$: Corriente eje d de la red lado inversor

V_I^d : Tension eje d entrada del inversor

V_{S-I}^q : Tension eje q de la red lado inversor

$i_S^{I q}$: Corriente eje q de la red lado inversor

V_I^q : Tension eje q entrada del inversor

V_{dc}^R : Tension DC lado rectificador

V_{dc}^I : Tension DC lado inversor

I_{dc} : Corriente DC

R_{dc} : Resistencia DC

L_{dc} : Inductancia DC

Se presenta la demostración matemática de las ecuaciones que modelan al HVDC LCC a continuación:

Con un LVK en el lado AC del lado rectificador se tiene que:

$$V_{S-R}^{abc} = R_{s1} i_s^{R abc}(t) + L_{s1} \frac{di_s^{R abc}(t)}{dt} + V_R^{abc} \quad (10-10)$$

Despejando la componente derivativa

$$\frac{di_s^{R abc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{S-R}^{abc} - R_{s1} i_s^{R abc}(t) - V_R^{abc}) \quad (10-11)$$

Aplicando la transformación dq0 a la ecuación según lo obtenido anteriormente en Anexos A

$$\frac{di_s^{R dq0}(t)}{dt} + W i_s^{R dq0} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^{dq0} - R_{s1} i_s^{R dq0}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^{dq0} \right) \quad (10-12)$$

Con

$$W = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ y } i_s^{R dq0} = \begin{bmatrix} i_s^{R d} \\ i_s^{R q} \\ i_s^{R 0} \end{bmatrix}$$

Para $i_s^{R d}(t)$

$$\frac{di_s^{R d}(t)}{dt} - \omega i_s^{R q} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^d - R_{s1} i_s^{R d}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^d \right) \quad (10-13)$$

$$\frac{di_s^{R d}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^d - R_{s1} i_s^{R d}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^d \right) + \omega i_s^{R q} \quad (10-14)$$

Con

$$R_{c1} = N \frac{3\omega L_t}{\pi} \quad (10-15)$$

Para $i_s^{Rq}(t)$

$$\frac{di_s^{Rq}(t)}{dt} + \omega i_s^{Rd} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^q - R_{s1} i_s^{Rq}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^q \right) \quad (10-16)$$

$$\frac{di_s^{Rq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^q - R_{s1} i_s^{Rq}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_R^q \right) - \omega i_s^{Rd} \quad (10-17)$$

Ahora $V_R^q = 0$ por lo que:

$$\frac{di_s^{Rq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} \left(V_{S-R}^q - R_{s1} i_s^{Rq}(t) \right) - \omega i_s^{Rd} \quad (10-18)$$

Además, se tiene la relación de las tensiones de red abc con las tensiones en dq0 tal que son

$$V_{S-R}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{S-R}^{d^2} + V_{S-R}^{q^2}} \quad (10-19)$$

Finalmente, para la parte rectificadora se tienen las siguientes ecuaciones de ligazón, que relacionan las corrientes d y q con la corriente DC.

$$i_s^{Rd} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_R}{2}\right) \sqrt{3} \cos\left(\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_R} \quad (10-20)$$

$$i_s^{Rq} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_R}{2}\right) \sqrt{3} \sin\left(-\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_R} \quad (10-21)$$

Tal que

$$\mu_R = -\alpha + \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{\sqrt{2} L_t \omega I_{dc}}{\sqrt{\frac{3}{2}} V_R^d} \right) \quad (10-22)$$

Para el lado AC del lado inversor se tiene que:

$$V_{S-I}^{abc} = R_{s2} i_s^{labc}(t) + L_{s2} \frac{di_s^{labc}(t)}{dt} + V_I^{abc} \quad (10-23)$$

$$\frac{di_s^{l abc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{S-I}^{abc} - R_{s2} I_s^{l abc}(t) - V_I^{abc}) \quad (10-24)$$

Aplicando la transformación dq0 obtenida anteriormente

$$\frac{di_s^{l dq0}(t)}{dt} + W i_s^{l dq0} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^{dq0} - R_{s2} I_s^{l dq0}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^{dq0} \right) \quad (10-25)$$

Con

$$W = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} y i_s^{l dq0} = \begin{bmatrix} i_s^{l d} \\ i_s^{l q} \\ i_s^{l 0} \end{bmatrix}$$

Para $i_s^{l d}(t)$

$$\frac{di_s^{l d}(t)}{dt} - \omega i_s^{l q} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^d - R_{s2} I_s^{l d}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^d \right) \quad (10-26)$$

$$\frac{di_s^{l d}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^d - R_{s2} I_s^{l d}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^d \right) + \omega i_s^{l q} \quad (10-27)$$

Con

$$R_{c2} = N \frac{3\omega L_{t2}}{\pi} \quad (10-28)$$

Para $i_s^{l q}(t)$

$$\frac{di_s^{l q}(t)}{dt} + \omega i_s^{l d} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^q - R_{s2} I_s^{l q}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^q \right) \quad (10-29)$$

$$\frac{di_s^{l q}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^q - R_{s2} I_s^{l q}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}} V_I^q \right) - \omega i_s^{l d} \quad (10-30)$$

Ahora $V_I^q = 0$ por lo que:

$$\frac{di_s^{Iq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} \left(V_{S-I}^q - R_{s2} I_s^{Iq}(t) \right) - \omega i_s^{Id} \quad (10-31)$$

Además, se tiene la relación de las tensiones de red abc con las tensiones en dq0 tal que son

$$V_{S-I}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{S-I}^{d^2} + V_{S-I}^{q^2}} \quad (10-32)$$

Finalmente, para la parte inversora se tienen las siguientes ecuaciones de ligazón, que relacionan las corrientes d y q con la corriente DC.

$$i_s^{Id} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_I}{2}\right) \sqrt{3} \cos\left(\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_I} \quad (10-33)$$

$$i_s^{Iq} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_I}{2}\right) \sqrt{3} \sin\left(-\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) I_{dc}}{\pi \mu_I} \quad (10-34)$$

Tal que

$$\mu_I = -\beta + \cos^{-1} \left(\cos \beta - \frac{\sqrt{2} L_{t2} \omega I_{dc}}{\sqrt{\frac{3}{2}} V_I^d} \right) \quad (10-35)$$

Para la línea DC se tiene que:

$$V_{dc}^R = R_{dc} I_{dc} + L_{dc} \frac{dI_{dc}(t)}{dt} + V_{dc}^I \quad (10-36)$$

$$\frac{dI_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} (V_{dc}^R - R_{dc} I_{dc} - V_{dc}^I) \quad (10-37)$$

Tal que

$$V_{dc}^R = \frac{3\sqrt{3}N}{\pi} V_R^d \cos\left(\alpha + \frac{\mu_R}{2}\right) - R_{c1} I_{dc} \quad (10-38)$$

$$V_{dc}^I = -\frac{3\sqrt{3}N}{\pi} V_I^d \cos\left(\beta + \frac{\mu_I}{2}\right) - R_{c2} I_{dc} \quad (10-39)$$

Relación tensión de red con tensiones d y q

$$V_{S-I}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{S-I}^{d^2} + V_{S-I}^{q^2}} \quad (10-40)$$

Ecuación de ligazón eje d

$$i_{s0}^{I d} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_{I0}}{2}\right) \sqrt{3} \cos\left(\beta_0 + \frac{\mu_{I0}}{2}\right) I_{dc0}}{\pi \mu_{I0}} \quad (10-41)$$

Ecuación de ligazón eje q

$$i_{s0}^{I q} = \frac{4\sqrt{6} \sin\left(\frac{\mu_{I0}}{2}\right) \sqrt{3} \sin\left(-\beta_0 + \frac{\mu_{I0}}{2}\right) I_{dc0}}{\pi \mu_{I0}} \quad (10-42)$$

$$\mu_{I0} = -\beta_0 + \cos^{-1}\left(\cos \beta_0 - \frac{\sqrt{2} L_{t2} \omega I_{dc0}}{\sqrt{\frac{3}{2}} V_{I0}^d}\right) \quad (10-43)$$

5.3 Anexo B



Modelamiento del sistema y matrices de estado: Código Matlab

```

%% ----- 0) Parámetros simbólicos (comunes a ambos polos) -----
syms RsR LsR LtR RsI LsI LtI Rdc Ldc real positive
syms N w VpccR VpccI real positive % nº puentes, ω, tensiones

%% ----- 1) VARIABLES polo positivo (+) -----
syms isdR_p isqR_p isdI_p isqI_p Idc_p
syms alpha_p beta_p
syms VsdR_p Vsqr_p VsdI_p Vsqi_p

%% ----- 2) VARIABLES polo negativo (-) -----
syms isdR_n isqR_n isdI_n isqI_n Idc_n
syms alpha_n beta_n
syms VsdR_n Vsqr_n VsdI_n Vsqi_n

%% ===== 3) BLOQUE DE ECUACIONES - POLO POSITIVO (+) =====
% --- Rectificador (+) ---
KvR = 3*sqrt(sym(3))/sym(pi)*N*VpccR;
XR = 3*w*LtR*N/sym(pi);

kappaR_p = 2*w*LtR*Idc_p/(sqrt(sym(3))*VpccR);
muR_p = acos(cos(alpha_p) - kappaR_p) - alpha_p;

```

```

Vdcr_p = KvR*cos(alpha_p+muR_p/2) - XR*Idc_p;

f_isdR_p = ( VsdR_p - RsR*isdR_p - sqrt(sym(3)/2)*VpccR )/LsR + w*isqR_p;
f_isqR_p = ( Vsqr_p - RsR*isqR_p )/LsR - w*isdR_p;

% --- Inversor (+) ---
KvI = 3*sqrt(sym(3))/sym(pi)*N*VpccI;
XI = 3*w*LtI*N/sym(pi);

kappaI_p = 2*w*LtI*Idc_p/(sqrt(sym(3))*VpccI);
muI_p = -beta_p + acos(cos(beta_p) - kappaI_p);
Vdci_p = -KvI*cos(beta_p+muI_p/2) - XI*Idc_p;

f_isdI_p = ( VsdI_p - RsI*isdI_p - sqrt(sym(3)/2)*VpccI )/LsI + w*isqI_p;
f_isqI_p = ( VsqI_p - RsI*isqI_p )/LsI - w*isdI_p;

% --- Línea DC (+) ---
f_Idc_p = ( Vdcr_p - Vdci_p - Rdc*Idc_p )/Ldc;

f_p = [f_isdR_p; f_isqR_p; f_isdI_p; f_isqI_p; f_Idc_p];

%% ===== 4) BLOQUE DE ECUACIONES - POLO NEGATIVO (-) =====
% --- Rectificador (-) ---
kappaR_n = 2*w*LtR*Idc_n/(sqrt(sym(3))*VpccR);
muR_n = acos(cos(alpha_n) - kappaR_n) - alpha_n;
Vdcr_n = KvR*cos(alpha_n+muR_n/2) - XR*Idc_n;

f_isdR_n = ( VsdR_n - RsR*isdR_n - sqrt(sym(3)/2)*VpccR )/LsR + w*isqR_n;
f_isqR_n = ( Vsqr_n - RsR*isqR_n )/LsR - w*isdR_n;

% --- Inversor (-) ---
kappaI_n = 2*w*LtI*Idc_n/(sqrt(sym(3))*VpccI);
muI_n = -beta_n + acos(cos(beta_n) - kappaI_n);
Vdci_n = -KvI*cos(beta_n+muI_n/2) - XI*Idc_n;

f_isdI_n = ( VsdI_n - RsI*isdI_n - sqrt(sym(3)/2)*VpccI )/LsI + w*isqI_n;
f_isqI_n = ( VsqI_n - RsI*isqI_n )/LsI - w*isdI_n;

% --- Línea DC (-) ---

```

```

f_Idc_n = ( Vdcr_n - Vdci_n - Rdc*Idc_n )/Ldc;

f_n = [f_isdR_n; f_isqR_n; f_isdI_n; f_isqI_n; f_Idc_n];

%% ===== 5) SISTEMA BIPOLO (10 ecuaciones) =====
f_bi = [f_p; f_n];

x_bi = [isdR_p; isqR_p; isdI_p; isqI_p; Idc_p; ...
        isdR_n; isqR_n; isdI_n; isqI_n; Idc_n];           % 10 x 1

u_bi = [alpha_p; beta_p; alpha_n; beta_n];                % 4 x 1

w_bi = [VsdR_p; VsqrR_p; VsdI_p; VsqrI_p; ...
        VsdR_n; VsqrR_n; VsdI_n; VsqrI_n];                % 8 x 1

%% ===== 6) JACOBIANOS SIMBÓLICOS =====
A_sym = simplify( jacobian(f_bi, x_bi) ) % 10 x 10
B_sym = simplify( jacobian(f_bi, u_bi) ) % 10 x 4
E_sym = simplify( jacobian(f_bi, w_bi) ) % 10 x 8
h1 = Idc_p;

% --- y2 : Vdc inversor polo + -----
KvI = 3*sqrt(sym(3))/sym(pi)*N*VpccI; % usa mismas 'syms'
XI = 3*w*LtI*N/sym(pi);

kappaI_p = 2*w*LtI*Idc_p/(sqrt(sym(3))*VpccI);
muI_p = -beta_p + acos(cos(beta_p) - kappaI_p);
Vdci_p = -KvI*cos(beta_p + muI_p/2) - XI*Idc_p;

h_sym = [h1; Vdci_p];
MATRICES C_sym y D_sym
C_sym = simplify( jacobian(h_sym , x_bi) )
D_sym = simplify( jacobian(h_sym , u_bi) )

%Reducir tamaños de matrices B y D para posterioremnte simular
select = [1 2]; % columnas que conservamos
B_pos_sym = B_sym(:, select) % 10 x 2
D_pos_sym = D_sym(:, select) % 2 x 2 <-- NUEVO

```

8.3.2 Anexo C

Parámetros del sistema: Código Matlab

```
% Parametros del sistema
f1 = 50; %Frecuencia
w1 = 2*pi*f1; %Frecuencia angular
Ls1 = (Lred2); %Inductancia de red lado rectificador referenciada al secundario
Rs1 = (Rred2); %Resistencia de red lado rectificador referenciada al secundario
Ls2 = (Lred3); %Inductancia de red lado inversor referenciada al secundario
Rs2 = (Rred3); %Resistencia de red lado }inversor referenciada al secundario
Lt1=8e-3; %Inductancia de conmutación lado rectificador
Lt2=8e-3; %Inductancia de conmutación lado inversor
Ldc1 = 0.5; %Inductancia DC
Rdc1 = 14; %Resistencia DC
N1 = 2; %Cantidad de convertidores en serie (12 pulsos)
Xc1 = N1*3*w1*(Lt1)/pi; %Reactancia de conmutación lado rectificador
Xc2 = N1*3*w1*(Lt2)/pi; %Reactancia de conmutación lado inversor
Vsr=250e3*sqrt(2/3); %Secundario fase-neutro lado rectificador
Vsi=250e3*sqrt(2/3); %Secundario fase-neutro lado inversor
Pd=3e9; %Potencia deseada
```



Puntos de equilibrio: Código Matlab

```
F = @(x) computeResiduals(x, Pd, Rdc1, N1, Xc1, Xc2, Rs1, Rs2, Ls1, Ls2, Lt1, w1,
Vsr, Vsi);
%% 3) Cotas para las variables
n = 34; % número total de variables en x
lb = -inf(n,1); ub = inf(n,1);
lb(7) = 0;
lb(24) = 0;
ub(7) = pi/2;
ub(24) = pi/2;
%  $\phi_2$  ( $\mu I$ ) de ambos polos  $\rightarrow [0, \pi/2]$ 
lb(13) = 0;
lb(30) = 0;

ub(13) = pi/2;
ub(30) = pi/2;
%  $\alpha$  de ambos polos  $\rightarrow [0, \pi/2]$ 
lb(16) = 0;
lb(33) = 0;
ub(16) = pi/2;
ub(33) = pi/2;
%  $\beta$  de ambos polos  $\rightarrow [\pi/2, \pi]$ 
lb(17) = pi/2;
lb(34) = pi/2;
ub(17) = pi;
ub(34) = pi;
```

```

%% 4) Adivinanza inicial (ajústala a tu entorno físico)
x0 = [...
    1e4; 1e4; 1e4; 1e6; 1e6; 1e6; ...
    0.1; 1e6; 1e4; 1e4; 1e6; 1e6; ...
    0.1; 1e6; 1e6; 0.1; 2.2; 1e4; 1e4; 1e4; 1e6; 1e6; 1e6; ...
    0.1; 1e6; 1e4; 1e4; 1e6; 1e6; ...
    0.1; 1e6; 1e6; 0.1; 2.2];

%% 5) Opciones de lsqnonlin
opts = optimoptions('lsqnonlin', ...
    'Display','iter', ...
    'TolFun',1e-9, ...
    'TolX', 1e-9);

%% 6) Ejecutar lsqnonlin
[x_sol, resnorm, residual, exitflag, output] = ...
    lsqnonlin(F, x0, lb, ub, opts);

%% 7) Mostrar resultados
fprintf('lsqnonlin exitflag = %d\n', exitflag);
fprintf('resnorm = %.3e\n', resnorm);
disp('Solución x_sol:');
disp(x_sol);

function r = computeResiduals(x, Pd, Rdc1, N1, Xc1, Xc2, Rs1, Rs2, Ls1, Ls2, Lt1,
w1, Vsr, Vsi)
    % Reserva espacio
    r = zeros(37,1);

    % 1) Balance de potencia DC
    r(1) = Pd/2 - x(4)*x(1);
    r(2) = x(11)- 600e3;

    r(18) = Pd/2 - x(21)*x(18);
    r(19) = x(28)- 600e3;
    %r(19) = x(28)- x(11);

    % 2) Ecuaciones de enlace (Rectificador)
    r(3) = x(2) - sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(7)/2)*cos(x(16)+x(7)/2)*x(1)/(pi*x(7));
    r(4) = x(3) + sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(7)/2)*sin(x(16)+x(7)/2)*x(1)/(pi*x(7));

    r(20) = x(19) - sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(24)/2)*cos(x(33)+x(24)/2)*x(18)/(pi*x(24));

```

```

r(21) = x(20) +
sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(24)/2)*sin(x(33)+x(24)/2)*x(18)/(pi*x(24));

% 3) Ecuaciones de enlace (Inversor)
r(4) = x(9) -
sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(13)/2)*cos(x(17)+x(13)/2)*x(1)/(pi*x(13));
r(6) = x(10) +
sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(13)/2)*sin(x(17)+x(13)/2)*x(1)/(pi*x(13));

r(21) = x(26) -
sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(30)/2)*cos(x(34)+x(30)/2)*x(18)/(pi*x(30));
r(23) = x(27) +
sqrt(6)*4*sqrt(3)*sin(x(30)/2)*sin(x(34)+x(30)/2)*x(18)/(pi*x(30));

% 4) Ecuación de Idc
r(5) = x(1) - ( x(4) - x(11) ) / (Rdc1);
r(22) = x(18) - ( x(21) - x(28) ) / (Rdc1);

% 5) Ecuaciones de Vdc
r(6) = x(4) - N1*3*sqrt(3)*x(5)*cos(x(16)+x(7)/2)/pi + Xc1*x(1);
r(7) = x(11) + N1*3*sqrt(3)*x(12)*cos(x(17)+x(13)/2)/pi + Xc2*x(1);

r(23) = x(21) - N1*3*sqrt(3)*x(22)*cos(x(33)+x(24)/2)/pi + Xc1*x(18);
r(24) = x(28) + N1*3*sqrt(3)*x(29)*cos(x(34)+x(30)/2)/pi + Xc2*x(18);

% 6) Corrientes eje d
r(8) = x(2) - ( x(6) - sqrt(3/2)*x(5) ) / Rs1;
r(9) = x(9) - ( x(14) - sqrt(3/2)*x(12) ) / Rs2;

r(25) = x(19) - ( x(23) - sqrt(3/2)*x(22) ) / Rs1;
r(26) = x(26) - ( x(31) - sqrt(3/2)*x(29) ) / Rs2;

% 7) Ángulos de conmutación con "clamp" en acos
a1 = cos(x(16)) - sqrt(2)*w1*Lt1*x(1)/(sqrt(3/2)*x(5));
a1 = min(max(a1, -1), 1);
term1 = acos(a1);

a2 = cos(x(17)) - sqrt(2)*w1*Lt1*x(1)/(sqrt(3/2)*x(12));
a2 = min(max(a2, -1), 1);
term2 = acos(a2);

```

```

r(10) = x(7) - term1 + x(16);
r(11) = x(13) - term2 + x(17);

a3 = cos(x(33)) - sqrt(2)*w1*Lt1*x(18)/(sqrt(3/2)*x(22));
a3 = min(max(a3,-1),1);
term3 = acos(a3);

a4 = cos(x(34)) - sqrt(2)*w1*Lt1*x(18)/(sqrt(3/2)*x(29));
a4 = min(max(a4,-1),1);
term4 = acos(a4);

r(27) = x(24) - term3 + x(33);
r(28) = x(30) - term4 + x(34);

% 8) Corrientes eje q
r(12) = x(3)-0;
r(13) = x(10)-0;

r(29) = x(20)-0;
r(30) = x(27)-0;

% 9) Relaciones Vsd y Vsq
r(14) = Vsr - sqrt(2/3)*sqrt(x(6)^2 );
r(15) = Vsi - sqrt(2/3)*sqrt(x(14)^2);
r(16) =x(8)-0;
r(17) =x(15)-0;

r(31) = Vsr - sqrt(2/3)*sqrt(x(23)^2 );
r(32) = Vsi - sqrt(2/3)*sqrt(x(31)^2);
r(33) =x(25)-0;
r(34) =x(32)-0;
end
%Primeras letras es la variable, el R o I es de rectificador o inversor, el
%0 es de pto de equilibrio y el p o n es de polo positivo o negativo

% — polo positivo
Idc0_p = x_sol(1)
iRd0_p = x_sol(2)
iRq0_p = x_sol(3)
VdcR0_p = x_sol(4)
VaR0_p = x_sol(5) %Vpcc
VsdR0_p = x_sol(6)
muR0_p = x_sol(7)
Vsqr0_p = x_sol(8)

```

```

iId0_p = x_sol(9)
iIq0_p = x_sol(10)
VdcI0_p = x_sol(11)
VaI0_p = x_sol(12) %Vpcc
muI0_p = x_sol(13)
VsdI0_p = x_sol(14)
VsQI0_p = x_sol(15)
alfa0_p = x_sol(16)
beta0_p = x_sol(17)

% — polo negativo (n)
Idc0_n = x_sol(18)
iRd0_n = x_sol(19)
iRq0_n = x_sol(20)
VdcR0_n = x_sol(21)
VaR0_n = x_sol(22)
VsdR0_n = x_sol(23)
muR0_n = x_sol(24)
VsQR0_n = x_sol(25)
iId0_n = x_sol(26)
iIq0_n = x_sol(27)
VdcI0_n = x_sol(28)
VaI0_n = x_sol(29)
muI0_n = x_sol(30)
VsdI0_n = x_sol(31)
VsQI0_n = x_sol(32)
alfa0_n=x_sol(33)
beta0_n= x_sol(34)

```

Evaluar matrices de estado: Código Matlab

```

% Evaluar con los puntos de equilibrio y parametros en las matrices
% obtenidas
symList = [ ...
    RsR LsR LtR RsI LsI LtI Rdc Ldc N w VpccR VpccI , ...
    isdR_p isqR_p isdI_p isqI_p Idc_p alpha_p beta_p , ...
    isdR_n isqR_n isdI_n isqI_n Idc_n alpha_n beta_n , ...
    VsdR_p VsqR_p VsdI_p VsqI_p VsdR_n VsqR_n VsdI_n VsqI_n ];

numList = [ ...
    Rs1_val Ls1_val Lt1_val Rs2_val Ls2_val Lt2_val ...
    Rdc_val Ldc_val N1_val w_val VaR0_p VaI0_p , ...
    iRd0_p iRq0_p iId0_p iIq0_p Idc0_p alfa0_p beta0_p , ...
    iRd0_n iRq0_n iId0_n iIq0_n Idc0_n alfa0_n beta0_n , ...
    VsdR0_p VsqR0_p VsdI0_p VsQI0_p VsdR0_n VsqR0_n VsdI0_n VsQI0_n ];
% 4) Sustitución numérica del jacobiano

```

```

A_num = double( subs(A_sym, symList, numList) );
E_num = double( subs(E_sym, symList, numList) );
C_num = double( subs(C_sym, symList, numList) )
D_pos_num = double( subs(D_pos_sym, symList, numList) ) % 2 x 2
B_pos_num = double( subs(B_pos_sym, symList, numList) )

```

Función de transferencia del sistema y desacoplador estático: Código Matlab

```

%Obtención de las funciones de tranferencia del sistema
[num1,den1]=ss2tf(A_num,B_pos_num(:,1),C_num(1,:),D_pos_num(1,1));
H1=tf(num1,den1)

[num2,den2]=ss2tf(A_num,B_pos_num(:,2),C_num(1,:),D_pos_num(1,2));
H2=tf(num2,den2)

[num3,den3]=ss2tf(A_num,B_pos_num(:,1),C_num(2,:),D_pos_num(2,1));
H3=tf(num3,den3)

[num4,den4]=ss2tf(A_num,B_pos_num(:,2),C_num(2,:),D_pos_num(2,2));
H4=tf(num4,den4)

%Obtención del desacoplador estatico y las nuevas funciones de transferencia
%desacopladas
ho=[dcgain(H1) dcgain(H2);dcgain(H3) dcgain(H4)]
kd=inv(ho)

num5=num1*kd(1,1)+num2*kd(2,1);
den5=den1;
H5=tf(num5,den5);

num6=num1*kd(1,2)+num2*kd(2,2);
den6=den2;
H6=tf(num6,den6);

num7=num3*kd(1,1)+num4*kd(2,1);
den7=den3;
H7=tf(num7,den7);

num8=num3*kd(1,2)+num4*kd(2,2);
den8=den4;
H8=tf(num8,den8);

```

8.3.3 Anexo D

Aproximación del sistema y diseño del controlador: Código Matlab

```
%% 1) Aproximación de 1er orden -----
Gp_I1 = balred(H5, 1)           % Idc- $\alpha$  (1.º orden)
Gp_V1 = balred(H8, 1)           % Vdc- $\beta$  (1.º orden)

%% 2) Obtener K y tau de cada planta -----
K_I   = dcgain(Gp_I1)
tau_I = -1/pole(Gp_I1)
tau_I = tau_I(1)               % s

K_V   = dcgain(Gp_V1)
tau_V = -1/pole(Gp_V1)
tau_V = tau_V(1)               % s

%% 3) Elección de constantes  $\lambda$  (velocidad deseada) -----
lambda_I = tau_I;               % lazo de corriente rápido
lambda_V = 5*lambda_I;         % lazo de tensión  $\approx 5 \times$  más lento

%% 4) Fórmulas IMC-Lambda para PI -----
Kp_I = 0.7*tau_I/(K_I*lambda_I)
Ki_I = 0.3*1/(lambda_I*K_I)

Kp_V = 0.5*tau_V/(K_V*lambda_V)
Ki_V = 1*1/(lambda_V*K_V)

C_I = pid(Kp_I, Ki_I)           % controlador Idc- $\alpha$ 
C_V = pid(Kp_V, Ki_V)           % controlador Vdc- $\beta$ 

Ts = 20e-6;
% Discretización con Tustin clásico (bilineal)
Cd_I = c2d(C_I, Ts, 'tustin');
Cd_V = c2d(C_V, Ts, 'tustin');

[numI_d, denI_d] = tfdata(Cd_I, 'v') %  $\rightarrow$  vectores fila
[numV_d, denV_d] = tfdata(Cd_V, 'v')
```