

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



TESIS:

**“ANÁLISIS DE ESTADO ESTACIONARIO Y TRANSITORIO DEL ACOPLAMIENTO DE
DOS SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA MEDIANTE ENLACE TIPO BACK TO
BACK”**

**PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS CON
MENCIÓN EN SISTEMAS DE POTENCIA**

ELABORADO POR:

MARTÍN HUGOLINO MONTALVO CÉSPEDES

ASESOR:

Dr. RODOLFO MANUEL MORENO MARTÍNEZ

LIMA – PERÚ

2023

DEDICATORIA

A mi Padre Dios, por todas las ayudas brindadas a lo largo del camino, a mis padres Andrea y Roberto por su paciencia, ánimo y por creer siempre en mí, a la memoria de mi hermana Kelly por su ejemplo de hermana mayor, a mis hermanos Rafael, Angel y María, por su cariño fraternal y aliento brindado, a mis buenos amigos por su aprecio y por alentarme a seguir luchando por mi superación personal.

AGRADECIMIENTOS

Mi agradecimiento a todos los docentes de la sección de posgrado FIEE UNI, a su personal administrativo y a mis compañeros de la Maestría en Ciencias con mención en Sistemas de Potencia, quienes de una forma o de otra contribuyeron al desarrollo y enriquecimiento de la misma.

Mi agradecimiento especial a mi asesor de tesis el doctor Rodolfo Manuel Moreno Martínez, por las muchas horas de trabajo brindadas a la concepción, desarrollo, revisión y culminación del presente trabajo de investigación.

Mi agradecimiento a mis colegas y amigos Hugo Suazo Costa, Dámaso Roque Almeyda, David Flores Rodríguez, Jesús Paredes Vásquez, Miguel Chillitupa Carrasco y Wilder Torres Sánchez, por el apoyo brindado durante el desarrollo de la tesis.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	
1.1 Antecedentes bibliográficos	4
1.2 Descripción de la realidad problemática.....	8
1.3 Formulación del problema	9
1.4 Justificación e importancia de la investigación	10
1.5 Objetivos	10
1.5.1 Objetivo general	10
1.5.2 Objetivos específicos	10
1.6 Hipótesis	11
1.6.1 Hipótesis principal	11
1.6.2 Hipótesis secundarias	11
1.7 Variables e indicadores	11
1.7.1 Variable independiente	11
1.7.2 Variables dependientes	12
1.7.3 Indicadores	12
1.8 Unidad de análisis	12
1.9 Tipo y nivel de investigación	12
1.10 Periodo de análisis	12
1.11 Fuentes de información e instrumentos utilizados	12
1.12 Técnicas de recolección y procesamiento de datos	12
CAPITULO II	
MARCO TEÓRICO Y MARCO CONCEPTUAL	
2.1 Acoplamiento de redes trifásicas en alta tensión: Interconexiones de sistemas de potencia.....	13
2.1.1 Presentación general de las interconexiones de sistemas de potencia	13
2.1.2 Sistemas HVDC	13
2.2 Tecnologías de transmisión HVDC	13
2.2.1 Evolución de las tecnologías de transmisión HVDC	13

2.2.2 Convertidores electrónicos de potencia	14
2.2.2.1 Convertidores fuente de corriente (CSC)	15
2.2.2.2 Convertidores fuente de tensión (VSC).....	16
2.2.3 Técnicas de conmutación para las llaves semiconductoras de potencia	18
2.2.3.1 Definición de conmutación	18
2.2.3.2 Conmutación por línea o natural	19
2.2.3.3 Conmutación forzada	19
2.3 Configuraciones de los sistemas HVDC	20
2.3.1 Sistema HVDC Back to Back (BTB)	20
2.3.2 Otras configuraciones de los Sistema HVDC	20
2.4 Topologías Multi-nivel VSC-HVDC	21
2.4.1 Convertidor trifásico de tres niveles con Punto Neutro Enclavado (NPC).....	21
2.4.2 Otras topologías Multi-nivel VSC-HVDC	24
2.5 Modulación por ancho de pulso para el accionamiento de las llaves de potencia.....	25
2.5.1 Principio de Operación del Modulador por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation PWM).....	25
2.5.2 Modulador Sinusoidal PWM (SPWM).....	26
2.5.2.1 Modulador SPWM de 2 niveles	26
2.5.2.2 Modulador SPWM de 3 niveles	27
2.5.3 Modulador Vectorial SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation).....	30
2.6 Técnicas de Control	30
2.6.1 Control Lineal	30
2.6.1.1 Definición de Control Lineal	30
2.6.1.2 Control Lineal Tradicional	31
2.6.2 Control no Lineal	33
2.6.2.1 Definición de Control no Lineal	33
2.6.2.2 Concepto de linealización de sistemas no lineales	33
2.6.2.3 Técnicas de control no lineal	34
2.7 Modelamiento Matemático	35
2.7.1 Modelo Matemático en el Sistema de Referencia abc	35
2.7.2 Modelo Matemático en el Sistema de Referencia dq0.....	40
CAPITULO III	
DESARROLLO DEL TRABAJO DE TESIS	
3.1 Sistemas de ecuaciones para los controles obtenidos a partir del modelamiento matemático.	42

3.1.1 Sistema de ecuaciones del control lineal PI desacoplado de corrientes i_{dk} , i_{qk} y de la tensión en el enlace DC (V_{dc}).....	42
3.1.1.1 Control de corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de cada convertidor	42
3.1.1.2 Control de la potencia activa y la potencia reactiva	45
3.1.1.3 Control de la tensión en el enlace DC (V_{dc}).....	48
3.1.1.4 Control del balance de tensiones entre los condensadores del enlace DC.....	50
3.1.2 Sistema de ecuaciones del control Backstepping de corrientes i_{dk} , i_{qk} y de la tensión en el enlace DC (V_{dc}).....	53
3.1.2.1 Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de ambos convertidores.....	53
3.1.2.2 Control Backstepping de las potencias activa y reactiva	55
3.1.2.3 Control Backstepping de la tensión en el enlace DC	56
3.2 Diagramas Matlab/Simulink/Tool Box: Sym Power Systems.....	58
3.3 Influencia de la robustez del sistema AC en la interacción del sistema AC/DC	65
3.3.1 Razón de Cortocircuito (SCR).....	65
3.3.2 Cálculo de la impedancia equivalente en Sistemas AC.....	65
3.4 Diseño del experimento (Condiciones iniciales, componentes del sistema).....	66

CAPITULO IV

ANÁLISIS Y RESULTADOS

4.1 Simulaciones.	67
4.1.1 Simulaciones empleando el Control Lineal PI Desacoplado.....	68
4.1.1.1 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles PI desacoplados	68
4.1.1.2 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles PI desacoplados.....	77
4.1.2 Simulaciones empleando el Control no lineal Backstepping.....	85
4.1.2.1 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles no lineales Backstepping	85
4.1.2.2 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping	96
4.1.2.3 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping	102

4.1.2.4 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, bajo condiciones de falla monofásica a tierra y trifásica.....	114
4.2 Contratación de la hipótesis. Comparación de los resultados obtenidos con los esperados.....	119
4.2.1 Contratación de las hipótesis secundarias.....	119
4.2.1.1 Contratación de la hipótesis secundaria 1.....	119
4.2.1.2 Contratación de la hipótesis secundaria 2.....	120
4.2.1.3 Contratación de la hipótesis secundaria 3.....	121
4.2.2 Contratación de la hipótesis principal.....	122
Conclusiones	123
Recomendaciones y posibles trabajos futuros.....	125
Glosario.....	126
Bibliografía.....	127

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla I.1 Ejemplos de Sistemas BTB en América.....	1
Tabla 2.1 Tipos de conmutación [42].....	18
Tabla 4.1 Parámetros de Simulación [6], [37].....	68
Tabla 4.2 Condiciones de Simulación para el BTB ideal.....	69
Tabla 4.3 Límites de distorsión de tensión según el estándar IEEE 519 [21].....	76
Tabla 4.4 Límites de distorsión de corriente para sistemas por encima de 69kV hasta 161kV [21].....	76
Tabla 4.5 Parámetros de los filtros pasa altos empleados en cada sistema.....	78
Tabla 4.6 Condiciones de Simulación para el BTB ideal usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	79
Tabla 4.7 Corriente nominal en el primario y secundario de los transformadores TR1 y TR2.....	86
Tabla 4.8 Condiciones de Simulación para el BTB acoplado dos sistemas AC reales, usando doble filtro pasa altos de segundo orden con controles no lineales Backstepping	106
Tabla 4.9 Condiciones iniciales de Operación del BTB (antes de ser sometido a fallas).....	115

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1.1 Comparación de las líneas AC/DC [42].....	9
Figura 2.1 Circuito puente de 6 pulsos [42].....	15
Figura 2.2 Efecto del período de superposición en el número de llaves semiconductoras de potencia activadas [42].....	16
Figura 2.3 Principio de Operación de un VSC trabajando como rectificador [42].....	17
Figura 2.4 Principio de Operación de un VSC trabajando como inversor [42].....	18
Figura 2.5 Sistema HVDC Back to Back [25].....	20
Figura 2.6 Diagrama del VSC trifásico de dos niveles.....	21
Figura 2.7 Diagrama del VSC trifásico de tres niveles NPC (Adaptado de [5]).....	22
Figura 2.8 Formas de onda de la tensión AC para el VSC de tres niveles NPC [5].....	23
Figura 2.9 Componente fundamental y armónicos de la tensión del VSC tres niveles [5].....	24
Figura 2.10 Método básico del Modulador SPWM de 2 niveles [5]	26
Figura 2.11 Señales de puerta generadas en una fase usando el modulador SPWM de dos niveles [3].....	26
Figura 2.12 Señales de referencia y disposiciones posibles de las señales portadoras, para el convertidor trifásico de tres niveles NPC [3].....	28
Figura 2.13 Formas de onda de la tensión de fase para un convertidor trifásico de tres niveles NPC [17].....	29
Figura 2.14 Formas de onda de la tensión de línea para un convertidor trifásico de tres niveles NPC [17].....	30
Figura 2.15 Sistema HVDC - VSC basado en un BTB trifásico de tres niveles NPC interconectando dos sistemas de potencia [6].....	36
Figura 2.16 Circuito equivalente del Sistema HVDC - BTB – VSC mostrado en la figura 2.15 (Adaptado de [37]).....	37
Figura 2.17 Circuito simplificado del Sistema HVDC – BTB - VSC mostrado en la figura 2.15 (Adaptado de [37]).....	38
Figura 3.1 Diagrama de bloques del control PI de corrientes i_{dk} e i_{qk}	43
Figura 3.2 Diagrama de bloques del modulador senoidal (SPWM).....	45

Figura 3.3 Diagrama de bloques del control de la potencia activa y la potencia reactiva.....	47
Figura 3.4 Diagrama de bloques del control PI de la tensión V_{dc} en el enlace DC y de la potencia reactiva Q_k	49
Figura 3.5 Diagrama de bloques del control del balance de tensión entre los condensadores del enlace DC.....	50
Figura 3.6 Diagrama de bloques de la función signo (Sig).....	51
Figura 3.7 Esquema de control (PI) del BTB.....	52
Figura 3.8 Diagrama de bloques del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk}	53
Figura 3.9 Diagrama de bloques del Control Backstepping de la potencia activa y la potencia reactiva.....	56
Figura 3.10 Diagrama de bloques del Control Backstepping de la tensión V_{dc} en enlace DC.....	56
Figura 3.11 Diagrama de bloques del control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC y de la potencia reactiva Q	57
Figura 3.12 Diagrama Simulink de la técnica New PWM Scheme usada para controlar el balance de tensiones en el NPC.....	58
Figura 3.13 Esquema de control (Backstepping) del BTB.....	59
Figura 3.14 Diagrama Simulink del Control PI de la tensión V_{dc} en el enlace DC.....	60
Figura 3.15 Diagrama Simulink del Control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC.....	60
Figura 3.16 Diagrama Simulink del Control PI desacoplado de las corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de los convertidores.....	61
Figura 3.17 Diagrama Simulink del Control Backstepping de las corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de los convertidores.....	62
Figura 3.18 Diagrama Simulink del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia AC con potencia de cortocircuito infinita.....	63
Figura 3.19 Diagrama Simulink del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia AC con transformadores, líneas AC y cargas.....	64
Figura 3.20 Impedancia equivalente de la red - Estructura del circuito equivalente.....	65
Figura 4.1 Esquema del acoplamiento BTB con controles PI de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia.....	68
Figura 4.2 Potencia Activa P_{mes1} & Potencia Reactiva Q_{mes1} en el Sistema AC - 1.....	69
Figura 4.3 Potencia Activa P_{mes2} & Potencia Reactiva Q_{mes2} en el Sistema AC - 2.....	70

Figura 4.4 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_1} & en el eje en cuadratura i_{q_1} en el inversor.....	70
Figura 4.5 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_2} & en el eje en cuadratura i_{q_2} en el rectificador.....	71
Figura 4.6 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	71
Figura 4.7 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 1.....	72
Figura 4.8 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2.....	72
Figura 4.9 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 2.....	73
Figura 4.10 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC - 1 de 50Hz.....	73
Figura 4.11 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 1 de 50Hz.....	74
Figura 4.12 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC - 2 de 60Hz.....	74
Figura 4.13 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 2 de 60Hz.....	75
Figura 4.14 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	77
Figura 4.15 Doble Filtro Pasa altos de Segundo Orden.....	77
Figura 4.16 Potencia Activa P_{mes1} & Potencia Reactiva Q_{mes1} en el Sistema AC - 1...79	79
Figura 4.17 Potencia Activa P_{mes2} & Potencia Reactiva Q_{mes2} en el Sistema AC - 2...80	80
Figura 4.18 Componentes de la Corriente en el eje directo i_{d_1} & en el eje en cuadratura i_{q_1} en el inversor.....	80
Figura 4.19 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_2} & en el eje en cuadratura i_{q_2} en el rectificador.....	81
Figura 4.20 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	81
Figura 4.21 Detalle de la Corriente de línea con desfase diferente a 180° con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1.....	82
Figura 4.22 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2.....	82
Figura 4.23 Detalle de la Corriente de Línea atrasada con respecto a la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2.....	83
Figura 4.24 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	83
Figura 4.25 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	84

Figura 4.26 Esquema del acoplamiento BTB con controles Backstepping de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia.....	85
Figura 4.27 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión de línea y corriente del convertidor VSC - 2, (b) Tensión y corriente por fase del sistema AC - 2, (c) Corrientes del sistema AC - 2 o primario del transformador, (d) Potencias activa y reactiva en el sistema AC - 2.....	87
Figura 4.28 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión Vdc del enlace DC en el convertidor VSC – 1, (b) Corriente Idc – 1 del enlace DC, (c) Tensión de los condensadores del convertidor VSC – 1, (d) Tensión Vdc del enlace DC y tensión del condensador.....	88
Figura 4.29 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión Vdc del enlace DC en el convertidor VSC – 2, (b) Corriente Idc – 2 del enlace DC, (c) Tensión de los condensadores del convertidor VSC – 2, (d) Tensión Vdc del enlace DC y tensión del condensador.....	89
Figura 4.30 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión de línea y corriente del convertidor VSC - 1, (b) Tensión y corriente por fase del sistema AC - 1, (c) Corrientes del sistema AC - 1 o del primario del transformador, (d) Potencias activa y reactiva en el sistema AC - 1.....	90
Figura 4.31 Potencia Activa Pmes1 & Potencia Reactiva Qmes1 en el Sistema AC – 1.....	91
Figura 4.32 Potencia Activa Pmes2 & Potencia Reactiva Qmes2 en el Sistema AC - 2.....	91
Figura 4.33 Componentes de la corriente en el eje directo Id_1 & en el eje en cuadratura Iq_1 en el inversor.....	92
Figura 4.34 Componentes de la corriente en el eje directo Id_2 & en el eje en cuadratura Iq_2 en el rectificador.....	92
Figura 4.35 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	93
Figura 4.36 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 1.....	93
Figura 4.37 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2.....	94
Figura 4.38 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 2.....	94
Figura 4.39 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 1 de 50Hz.....	95
Figura 4.40 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 2 de 60Hz.....	95
Figura 4.41 Potencia Activa Pmes1 & Potencia Reactiva Qmes1 en el Sistema AC - 1.....	97

Figura 4.42 Potencia Activa Pmes2 & Potencia Reactiva Qmes2 en el Sistema AC - 2.....	97
Figura 4.43 Componentes de la Corriente en el eje directo id_1 & en el eje en cuadratura iq_1 en el inversor.....	98
Figura 4.44 Componentes de la corriente en el eje directo id_2 & en el eje en cuadratura iq_2 en el rectificador.....	98
Figura 4.45 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	99
Figura 4.46 Detalle de la Corriente de línea con desfase diferente a 180° con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1.....	99
Figura 4.47 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2.....	100
Figura 4.48 Detalle de la Corriente de Línea atrasada con respecto a la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2.....	100
Figura 4.49 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	101
Figura 4.50 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	101
Figura 4.51 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales de diferente frecuencia usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	103
Figura 4.52 Temporizado del acoplamiento BTB.....	105
Figura 4.53 Potencia Activa del inversor Pmes-CONV1, de la carga Pmes-CARGA1, del sistema AC - 1 Pmes-RED1 & Potencia Reactiva del inversor Qmes-CONV1.....	106
Figura 4.54 Potencia Activa del rectificador Pmes-CONV2, de la carga Pmes-CARGA2, del sistema AC – 2 Pmes-RED2 & Potencia Reactiva del rectificador Qmes-CONV2.....	108
Figura 4.55 Componentes de la corriente en el eje directo id_1 & en el eje en cuadratura iq_1 en el inversor.....	108
Figura 4.56 Componentes de la corriente en el eje directo id_2 & en el eje en cuadratura iq_2 en el rectificador.....	109
Figura 4.57 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	109
Figura 4.58 Detalle de la Corriente de Línea en contrafase con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1.....	110
Figura 4.59 Tensión Fase Neutro & Corriente de Línea (x200) del Sistema AC – 2.....	110

Figura 4.60 Detalle de la Corriente de Línea en fase con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2.....	111
Figura 4.61 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC - 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	112
Figura 4.62 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	112
Figura 4.63 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC - 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	113
Figura 4.64 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC - 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden.....	113
Figura 4.65 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales bajo condiciones de falla monofásica a tierra (línea de transmisión del sistema AC – 1) y falla trifásica (línea de transmisión del sistema AC – 2).....	114
Figura 4.66 Potencia Activa del inversor Pmes-CONV1, de la carga Pmes-CARGA1, del sistema AC - 1 Pmes-RED1 & Potencia Reactiva del inversor Qmes-CONV1.....	115
Figura 4.67 Potencia Activa del rectificador Pmes-CONV2, de la carga Pmes-CARGA2, del sistema AC – 2 Pmes-RED2 & Potencia Reactiva del rectificador Qmes-CONV2.....	116
Figura 4.68 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_1} & en el eje en cuadratura i_{q_1} en el inversor.....	117
Figura 4.69 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_2} & en el eje en cuadratura i_{q_2} en el rectificador.....	117
Figura 4.70 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1.....	118
Figura 4.71 Tensión Fase Neutro & Corriente de Línea (x200) del Sistema AC – 2.....	118

RESUMEN

La tendencia actual de los países en las diferentes regiones del mundo, es la de interconectarse eléctricamente aprovechando los beneficios económicos, sociales y estratégicos asociados. Este trabajo pretende realizar el análisis en estado estacionario y transitorio del acoplamiento de dos sistemas de potencia AC; empleando uno de los tipos de conexión HVDC existentes, el sistema de doble conversión estática AC – DC - AC, también conocido como Back to Back (BTB), dividiendo el estudio en cuatro capítulos.

El capítulo I muestra el estado del arte, describe la realidad problemática, formula el problema y establece los objetivos de la tesis, así como las hipótesis a contrastar.

El capítulo II presenta el marco teórico y conceptual sobre el cual se desarrolla la tesis, se menciona a los sistemas de corriente continua en alta tensión (High Voltage Direct Current – HVDC), se muestra la tecnología de convertidores fuente de corriente (Current Source Converter - CSC), la tecnología de convertidores fuente de tensión (Voltage Source Converter - VSC), las distintas configuraciones de los sistemas HVDC, las topologías de convertidores VSC existentes, los convertidores multinivel con énfasis en el convertidor de tres niveles con punto neutro enclavado (Neutral Point Clamped - NPC). Se estudian los moduladores para el accionamiento de las llaves de potencia, tanto el modulador senoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM) como el modulador vectorial (Space Vector Pulse Width Modulation SVPWM), con mayor detalle el SPWM para el convertidor de tres niveles, empleado en las simulaciones, para luego presentar los controles lineales tradicionales y las técnicas de control no lineal, mostrando los pasos para diseñar el control no lineal Backstepping. Finalmente, se presenta el modelamiento matemático del sistema HVDC – BTB - VSC, en los marcos de referencia abc y dq0. La aplicación de la técnica del control lineal PI desacoplado y del control no lineal Backstepping se presenta en el capítulo III.

En el capítulo III se desarrolla el sistema de ecuaciones para el control PI desacoplado de las corrientes I_d e I_q en los convertidores, el control de las potencias activa y reactiva, los controles PI de la tensión en el enlace DC, y del balance de tensiones entre los condensadores DC de dicho enlace. A continuación, se procede a aplicar el control no lineal Backstepping al mismo sistema HVDC – BTB - VSC, se presenta el sistema de ecuaciones

empleado para su diseño, el control Backstepping de la tensión en el enlace DC, el de las corrientes I_d e I_q de los convertidores, las ecuaciones y leyes de control involucradas, así como el control de las potencias activa y reactiva, para luego mostrar los diagramas Simulink correspondientes a los controles propuestos.

En el capítulo IV se presenta los parámetros empleados en las simulaciones, y sus resultados usando controles lineales PI y controles no lineales Backstepping. Para cada caso simulado, se describe antes, el sistema BTB y sus condiciones de operación. Se analizan los resultados de simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas AC ideales, usando controles PI, sin considerar filtros y luego usando filtros, que son previamente diseñados, además, se detalla el procedimiento de arranque del sistema BTB, se analiza también, los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas AC ideales, usando controles no lineales Backstepping, sin filtros y con filtros, que sirven para mostrar la superioridad del control no lineal Backstepping sobre el control PI. Se analizan los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, que incluyen transformadores, líneas de transmisión y cargas, usando controles no lineales Backstepping y filtros, evaluando además su comportamiento dinámico frente a fallas. Para cada simulación se presenta el reporte de distorsión y armónicos de tensión y corriente. Finalmente se realiza la contrastación de las hipótesis secundarias y principal.

Se presentan las conclusiones a partir de los resultados obtenidos, así como las recomendaciones y trabajos futuros.

ABSTRACT

The current trend of countries in different regions of the world is to interconnect electrically, taking advantage of the associated economic, social and strategic benefits. This work aims to perform the steady-state and transient analysis of the coupling of two AC power systems; using one of the existing HVDC connection types, the AC – DC – AC static double conversion system, also known as Back to Back (BTB), dividing the study into four chapters.

Chapter I shows the state of the art, describes the problematic reality, formulates the problem and establishes the objectives of the thesis, as well as the hypotheses to be contrasted.

Chapter II presents the theoretical and conceptual framework on which the thesis is developed, mentions high voltage direct current systems (High Voltage Direct Current – HVDC), shows the technology of current source converters (Current Source Converter - CSC), the technology of voltage source converters (Voltage Source Converter - VSC), the different configurations of HVDC systems, the topologies of existing VSC converters, multilevel converters with emphasis on the three-level converter with interlocked neutral point (Neutral Point Clamped - NPC). The modulators for operating the power switches are studied, both the sinusoidal modulator (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM) and the vector modulator (Space Vector Pulse Width Modulation SVPWM), with greater detail the SPWM for the three-level converter, used in the simulations, to then present traditional linear controls and nonlinear control techniques, showing the steps to design nonlinear Backstepping control. Finally, the mathematical modeling of the HVDC – BTB – VSC system is presented, in the abc and dq0 reference frames. The application of the technique of decoupled PI linear control and nonlinear Backstepping control is presented in chapter III.

Chapter III develops the system of equations for the decoupled PI control of the currents I_d and I_q in the converters, the control of the active and reactive powers, the PI controls of the voltage in the DC link, and the voltage balance between the DC capacitors of said link. Next, the non-linear Backstepping control is applied to the same HVDC – BTB – VSC system, the system of equations used for its design is presented, the Backstepping control of the voltage in the DC link, that of the currents I_d and I_q of the converters, the equations

and control laws involved, as well as the control of the active and reactive powers, to then show the Simulink diagrams corresponding to the proposed controls.

Chapter IV presents the parameters used in the simulations, and their results using linear PI controls and non-linear Backstepping controls. For each simulated case, the BTB system and its operating conditions are described above. The simulation results of the BTB coupling of two ideal AC systems are analyzed, using PI controls, without considering filters and then using filters, which are previously designed, in addition, the start-up procedure of the BTB system is detailed; the results of the BTB coupling of two ideal AC systems are also analyzed, using non-linear Backstepping controls, without filters and with filters, which serve to show the superiority of the non-linear Backstepping control over the PI control. The results of the BTB coupling of two real power systems, which include transformers, transmission lines and loads, are analyzed using non-linear Backstepping controls and filters, also evaluating their dynamic behavior against faults. For each simulation, the voltage and current distortion and harmonics report is presented. Finally, the contrast of the secondary and main hypotheses is carried out.

Conclusions are presented based on the results obtained, as well as recommendations and future work.

INTRODUCCIÓN

Los países de los cinco continentes buscan interconectarse eléctricamente, formando grandes sistemas de potencia más allá de sus fronteras geográficas; este acoplamiento se puede realizar a través de los sistemas HVAC y HVDC, el primero de ellos ampliamente conocido, y el segundo con una participación cada vez más importante a nivel global. Si bien la concepción de ambos sistemas data desde los primeros estudios de la electricidad; la tecnología HVDC, apoyándose en el desarrollo vertiginoso de los dispositivos semiconductores de potencia; ha evolucionado notablemente en las últimas décadas.

Una de las formas de interconectar dos sistemas AC, es empleando el HVDC Back to Back (BTB), que está formado por dos convertidores ubicados en la misma estación, ya que esta configuración no requiere línea de transmisión DC, siendo la de más simple construcción, con un ahorro del 15% al 20% respecto de los HVDC que si utilizan línea DC. Los convertidores se conectan a través de su lado DC, las dos unidades son idénticas, y cada una puede ser usada en los modos de rectificación o inversión, según lo ordenado por el control del sistema, de tal forma que el sentido del flujo de potencia activa va desde el convertidor en modo rectificación (que envía la potencia activa); hacia el convertidor en modo inversión (que recepciona dicha potencia) [4], logrando el acoplamiento en corriente continua, interconectando dos sistemas AC asíncronos de igual frecuencia o de diferente frecuencia. [16], [25] y [33] muestran que en América, entre otros, se tienen como ejemplos de BTB acoplando sistemas de potencia de diferentes países a:

Tabla I.1 Ejemplos de Sistemas BTB en América

Nombre de la Subestación y ubicación	Capacidad total	Tensión AC	Tensión DC	Frecuencia de los sistemas acoplados	Año de puesta en operación	Tecnología del convertidor	Llave de potencia utilizada
Garabi (Brasil)	2000 MW	500 kV (ambos lados)	+/- 70 kV	Argentina (50Hz) / Brasil (60 Hz)	I fase: 2000 II fase: 2002	CCC	Tiristor
Eagle Pass (USA, Texas)	36 MW +/- 36MVar	138kV (ambos lados)	+/- 15.9kV	USA (60Hz) / México (60 Hz)	Julio 2000	VSC	IGBT

Las tecnologías de convertidores existentes CSC y VSC, y sus diferentes topologías, son de especial importancia para conseguir estos acoplamientos.

En 1954, en Gotland (Suecia) se instaló el primer sistema HVDC, desde esa fecha hasta 1990, los HVDC utilizaron la configuración CSC casi de manera exclusiva. El CSC utilizó desde la década de 1950 hasta mediados de la década de 1970, a la válvula de arco de mercurio, y posteriormente al tiristor como dispositivo semiconductor de potencia fundamental [42]. Cuando los tiristores son conmutados por condensador, conectados en serie entre el convertidor y su transformador, dan origen a la tecnología de convertidores conmutados por condensador (Capacitor Commutated Converter - CCC) [16]. Por otro lado, desde fines de 1990 en adelante, la configuración VSC se volvió económicamente factible, especialmente por la disponibilidad de dispositivos semiconductores de potencia autoconmutados (como el GTO y el IGBT). El primer proyecto HVDC – VSC usando IGBTs, se instaló en Suecia, en 1997, de 3MW, 10km de distancia y una tensión de +/- 10kV [13].

El primer tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR) fue desarrollado a fines de 1957, a partir del cual se han dado grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. A partir de 1970, se desarrollaron varios dispositivos, que quedaron disponibles comercialmente, entre los cuales se encuentra el IGBT. Un tiristor tiene tres terminales, un ánodo, un cátodo y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través del terminal de compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce. Una vez que el tiristor está en modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene ningún control y el tiristor continúa conduciendo. Un tiristor que conduce, se puede desactivar haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial del cátodo. Los tiristores conmutados por línea, se desactivan en razón de la naturaleza senoidal de la tensión de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada, se desactivan mediante un circuito adicional conocido como circuito de conmutación [35]. Por otro lado, los dispositivos autoconmutados como los GTO y los IGBT, se activan mediante la aplicación de un pulso positivo breve a las compuertas, y se desactivan, mediante la aplicación de un pulso negativo corto a las mismas. No requieren ningún circuito de conmutación.

Existen diversas topologías de convertidores multinivel, sin embargo, básicamente se distinguen dos, el convertidor con punto neutro enclavado (Neutral Point Clamped - NPC) y el convertidor con condensador flotante (flying capacitor – FC). El convertidor NPC, no obstante sus beneficios, tiene la desventaja del desequilibrio de las tensiones entre sus condensadores DC, el cual es necesario controlar, además de la distribución desigual de las pérdidas entre los dispositivos de potencia [13]. Estas topologías multinivel, permiten

aprovechar las ventajas que presentan los VSC en baja y media tensión; en aplicaciones con convertidores en alta tensión, para grandes potencias y con frecuencias de conmutación ajustables; ya sea a través de los dispositivos FACTS, como en los sistemas de transmisión HVDC.

La tecnología de convertidores VSC, utiliza dispositivos de potencia autoconmutados, por tanto, dichas llaves de potencia pueden ser accionadas muchas veces en un ciclo de onda; y no solo por conmutación natural (al pasar la corriente de la red por cero, como en el caso de los tiristores). El accionamiento de estas llaves de potencia autoconmutadas, se consigue a través de diferentes técnicas de modulación, entre las cuales se tiene la técnica SPWM, que realiza la comparación de tensiones de referencia por fase (que están a frecuencia fundamental), con tensiones portadoras triangulares (que se encuentran a la frecuencia de conmutación elegida para las llaves de potencia).

Las variables involucradas en los sistemas HVDC – VSC, pueden ser controladas a través del control lineal tradicional, sin embargo, emplear una ley de control lineal puede tener muchas limitaciones, presentando inestabilidades cuando se opera lejos de las condiciones de equilibrio. Buscando tener sistemas más seguros, se suele emplear técnicas de control más avanzadas, que tienen en cuenta las no linealidades del sistema, así como las incertidumbres propias de los modelos [14]. Se han desarrollado nuevas técnicas de control no lineal, una de las cuales es la técnica Backstepping, desarrollada alrededor de 1990. El control no lineal Backstepping, emplea una técnica recursiva en la que se diseñan controles de realimentación, y se encuentran funciones de Lyapunov para un conjunto “n” de sistemas cada vez más complejos. La idea detrás de este control, es dividir el problema del diseño del sistema completo, en una secuencia de problemas de diseño de subsistemas de menor orden [6].

Los sistemas AC acoplados a través de un HVDC – BTB – VSC empleando controles lineales o no lineales; requieren ser simulados para ser estudiados en diferentes condiciones de operación, existiendo diferentes softwares especializados, uno de los cuales es el Matlab Simulink, que permite desarrollar la planta y los controles, al detalle requerido para su análisis.

CAPITULO I

ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

En este capítulo se abordan los antecedentes del problema y su descripción.

1.1 Antecedentes bibliográficos

Bouafia [6], analiza y simula un Sistema HVDC Back to Back (BTB), con tecnología de convertidores trifásicos tipo fuente de tensión (VSC), de tres niveles NPC, con control no lineal Backstepping. Usando el Matlab/Simulink, demuestra que el control lineal es superado por el control no lineal, que se evidencia por la rápida respuesta a los transitorios, la independencia del control de potencia activa, reactiva y a la menor distorsión armónica.

Djehaf [9], investiga la performance en estado estacionario y transitorio de un sistema de transmisión BTB basado en tecnología VSC de tres niveles; bajo fallas balanceadas y desbalanceadas, demostrando respuestas rápidas y satisfactorias del sistema propuesto.

Liu [28], demuestra que el enlace BTB VSC con un control no lineal, proporciona alta performance en la operación estacionaria y dinámica del sistema en los cuatro cuadrantes.

Hazem [19], presenta un modelo Matlab/Simulink, para un BTB con convertidores modulares multinivel (Modular Multilevel Converter - MMC), conectado a dos redes AC asíncronas. El modelo incluye un control para modulación y balance de tensión del capacitor; y un control para la tensión en el enlace DC, tensión AC, la potencia activa y reactiva. La simulación muestra que el modelo tiene capacidad de balancear eficientemente el “submódulo tensión del condensador”; proporcionando una salida senoidal que cumple con el contenido de armónicos. El BTB actúa como un compensador estático, suministrando o absorbiendo potencia reactiva de la red. También muestra que el sistema puede operar bajo fallas, y prevenir su propagación en la red afectada, mejorando su confiabilidad, y evitando duplicación de las corrientes de cortocircuito durante las fallas.

Gonzalez [15], presenta un esquema de control de programación de ganancias, para un sistema HVDC – BTB – VSC, basado en VSC trifásicos de tres niveles NPC. El modelo lo propone en el sistema dq0, y tiene la ventaja de facilitar el análisis matemático. Se propone un control para el sistema HVDC - BTB – VSC, donde uno de los VSC controla la potencia

activa y el otro regula la tensión DC. Ambos VSC tienen la capacidad de controlar el flujo de potencia activa. Define un lazo cerrado para minimizar el desbalance de tensión DC, y lo coloca en cada NPC, para mitigarlo en ambos lados del sistema de forma independiente. Además, presenta un esquema de programación de ganancias, con capacidad de asignar parámetros reajustados al controlador, considerando los estados del sistema como variables de programación, resolviendo así una debilidad del VSC con topología NPC.

Stankovic [44], presenta el desarrollo de una plataforma experimental HVDC con un MMC y un VSC de 02 niveles. La plataforma la configura para que el flujo de potencia sea controlado por el MMC, mientras que la tensión DC la controle el VSC de 02 niveles.

Djehaf [10], indica que se usa el sistema HVDC - BTB – VSC al acoplar dos redes AC asíncronas, para transmitir grandes niveles de potencia o por estabilidad de las redes. Además de controlar la potencia activa, puede suministrar potencia reactiva y proporcionar un control independiente en sus dos terminales AC. Investiga el estado estacionario y transitorio, analizando la potencia activa y reactiva, la inversión de potencia activa y el sostenimiento de la tensión AC. El rendimiento transitorio lo explora evaluando la respuesta del sistema a fallas en las redes AC. Los modelos se prueban mediante simulaciones Matlab/Simulink. Concluye, que durante una falla monofásica la transmisión de potencia se puede mantener constante, a excepción de una pequeña oscilación durante la falla, sin embargo, durante una falla trifásica, la tensión reducida en los terminales del convertidor, reduce fuertemente el flujo de potencia a través del enlace DC. Cuando la falla es despejada, la operación normal se recupera rápidamente.

Alim [2], presenta el control y funcionamiento del BTB usando MMC, para el enlace en CC de redes asíncronas AC. El algoritmo presentado se utiliza para generar pulsos de puerta, para activación de las llaves de potencia, cambiando el sistema de mayor a menor nivel de operación, y conectando dos sistemas de potencia de diferente frecuencia. Las simulaciones muestran que los MMC funcionan y sincronizan correctamente, además, que la potencia puede transmitirse en ambas direcciones. Un transformador con taps, se utiliza para aumentar la tensión de salida del MMC, con un número reducido de operaciones.

Parkhideh [32], muestra que los sistemas HVDC – BTB – VSC, tienen características atractivas en términos de flujo de potencia y estabilidad de la red. Si bien, es deseable una frecuencia de operación del VSC relativamente baja (de 9 a 15 veces la frecuencia de línea), ésta, la hace sensible a los disturbios de la red. Propone una estructura de control para mejorar el rendimiento de estos sistemas, en aplicaciones convencionales y

emergentes. La principal mejora, es suprimir las fluctuaciones de tensión en el enlace DC, frente a fallas de la red. La estructura propuesta fue diseñada en base a la regulación local del VSC; en el marco de referencia dq, y sin extracción de los componentes de secuencia.

Li [27], manifiesta que llama mucho la atención el uso de HVDC - VSC en la interconexión de sistemas AC débiles. El control vectorial tradicional de los VSC, no permite que la respuesta del lazo de control de tensión AC, coincida con el lazo de control de potencia activa, pudiendo limitar la transmisión de potencia de los VSC a los sistemas débiles. Para mejorar la capacidad de transmisión de potencia y la estabilidad, propone un control de compensación de potencia, basado en el análisis de las curvas de tensión y potencia. Este método, mejora el rendimiento del control de potencia activa y tensión, ajustando los valores compensados de forma adaptativa. Establece un modelo de pequeña señal del sistema, para estudiar el rendimiento del control propuesto. Estudia el impacto de los coeficientes de compensación y los puntos de operación de estado estable del sistema.

Soriano [43], evalúa y compara las tecnologías de enlaces HVDC, basadas en convertidores conmutados por línea (line commutated converter - LCC) y en convertidores MMC. Se estudia un caso real, el enlace HVDC Stegall (USA) basado en LCC, proponiendo una alternativa en MMC en base a simulaciones dinámicas. Los resultados muestran, que el enlace basado en MMC, presenta un comportamiento dinámico más suave en comparación con el enlace basado en LCC. Mientras que éste último necesita compensación reactiva, el enlace basado en MMC, es capaz de controlar la potencia reactiva inyectada, en cada extremo del enlace. Además, el enlace basado en MMC puede operar sin flujo de potencia, a diferencia del enlace basado en LCC, que requiere un flujo mínimo de 15MW. Finalmente, el enlace basado en MMC, logra mejor calidad de energía que el que emplea LCC, incluso sin la instalación de filtros adicionales.

Rodríguez [36], propone la aplicación de un lazo de control DC realimentado, en un convertidor BTB, empleando la técnica de control de amortiguamiento. Contrasta la operación a través de simulaciones y el estudio de dos casos, demostrando que esta técnica favorece la regulación interna DC del convertidor BTB; que se mantiene en un área operativa segura seleccionada por el diseñador, con ventajas significativas en el proceso de conversión AC/DC/AC. La implementación de esta técnica, es útil, en sistemas o dispositivos que utilizan enlaces DC, a través de sistemas BTB VSC, como enlaces HVDC, dispositivos FACTS, transformadores electrónicos y sistemas de energía renovable.

Song [41], propone dos estrategias de control de emulación de transmisión AC (AC Transmission Emulation Control - ATEC), en el área metropolitana de Seúl (Corea del Sur). Las dos estrategias ATEC, emplean un sistema HVDC BTB VSC, y son capaces de mejorar la estabilidad transitoria. La primera estrategia, cambia el comando de potencia activa del VSC – 2, en base a la función de transferencia de la potencia, permitiendo una tendencia de flujo de potencia inversa como la transmisión AC, y gran capacidad de operación dentro del límite de saturación de corriente. La segunda estrategia ATEC, regula los condensadores del enlace DC, en función de la diferencia angular, dentro del rango permisible de la tensión DC. La tensión DC, varía con la diferencia angular entre los extremos de envío y recepción, por lo tanto, esta estrategia, tiene una pequeña variabilidad en los VSC, y al mismo tiempo, mejora la estabilidad de las redes AC. La primera estrategia es evaluada a través del software PSS/E, mientras que la segunda con el PSCAD/EMTDC.

Como la construcción del proyecto HVDC BTB MMC, que conecta las redes eléctricas de Chongqing y Hubei (China), presenta mayores requisitos de tecnología de simulación, y modelado de electrónica de potencia a gran escala, y el programa tradicional de simulación de transitorios electromagnéticos o electromecánicos; no cumple con dichos requisitos, Fan [12], propone un modelo híbrido, de transitorios electromecánicos y electromagnéticos, desarrollado en el software PSD – PS, para estudiar varios aspectos del proyecto, como el modelado eficiente del submódulo, el modelo del control, y la tecnología de selección de la interfaz de simulación híbrida, concluyendo ,que el modelo de control de simulación híbrida diseñado, refleja verdaderamente el comportamiento transitorio, y las características del proyecto, simulando con precisión las características de la red, bajo diferentes condiciones de operación. El modelo tiene buena versatilidad, y puede satisfacer la demanda de simulación híbrida de los HVDC – MMC, con perspectivas de popularización.

Normalmente, el control de los VSC consiste de dos partes: controladores externos de tensión – potencia, y controladores internos de corriente. La técnica de desacoplamiento dq, basada en el control vectorial de corriente, permite controlar potencia activa, potencia reactiva, tensión continua y tensión alterna. Sin embargo, los ejes d y q de las tensiones y corrientes de la red, presentan componentes AC y DC, en condiciones desequilibradas de la red, es decir, las componentes AC de las corrientes de los ejes d y q, desequilibran las corrientes de la red, al respecto Alharbi [1], presenta un nuevo control de corriente, bajo tensiones de red desequilibrada, para un sistema HVDC BTB MMC, investigando su respuesta dinámica. Se encuentra que las componentes AC de las corrientes de los ejes d y q, se eliminan para producir corrientes de red equilibrada, bajo falla de fase a tierra, además, las corrientes circulantes en los MMC, se suprimen significativamente. Las

simulaciones muestran que el sistema HVDC BTB MMC, proporciona la respuesta dinámica deseada, con tensiones de red equilibradas y desequilibradas. Los estudios se realizan usando el simulador digital en tiempo real (Real Time Digital Simulator - RTDS).

Santos [38], aborda la operación del sistema HVDC, basado en el convertidor VSC dual de dos niveles, bajo falla de cortocircuito DC. Presenta una estrategia para controlar al convertidor dual, considerando la conducción bajo fallas de cortocircuito DC. El controlador propuesto, se basa en la teoría de control por modo deslizante, asociado a un modulador vectorial; y para regular la tensión del condensador DC, que equilibra las tensiones a través de los estados redundantes de las llaves de potencia, utiliza un controlador PI.

La corriente alterna de baja frecuencia (Low Frequency AC - LFAC), es propuesta como tecnología de transmisión intermedia entre los HVAC y HVDC. Podría ser atractiva para conectar parques eólicos marinos a la red, en lugar de HVDC – VSC. Al operar a una fracción de frecuencia de 50/60 Hz, LFAC, puede transferir mayor potencia, para distancias más largas y sin compensación, que los HVAC. A diferencia de los HVDC, podría emplear disyuntores AC convencionales, para la interrupción de corrientes de falla, pudiendo usarse en conexiones multiterminal. Efobi [11], presenta el modelado de espacio de estado de un sistema HVDC – BTB – VSC. Los valores propios del modelo linealizado, se utilizan en análisis de estabilidad y respuesta temporal. Usa la plataforma PSCAD/EMTDC para verificar la precisión del modelo, pudiendo aplicarse en el análisis de sistemas LFAC.

Lu [29], realiza un estudio comparativo de estabilidad de pequeña señal para tres VSC típicos, a saber, los VSC de dos niveles (TL - VSC), los convertidores MMC de medio puente (HB - MMC) y los convertidores MMC híbridos (HY - MMC), acoplando sistemas AC débiles, con especial consideración de la operación del inversor y rectificador. Las respuestas de frecuencia basadas en modelos de impedancia, se comparan empleando el análisis en el dominio de la frecuencia. Las frecuencias de oscilación y las variables de estado participantes de los modos inestables, se comparan con el lugar geométrico de las raíces, y el análisis del factor de participación en el dominio del tiempo. Se proponen ajustes de parámetros para mejorar la estabilidad. El análisis se valida con el PSCAD/EMTDC.

1.2 Descripción de la realidad problemática

El incremento mundial del comercio de energía eléctrica, a través de la interconexión de los sistemas AC de los países, es cada vez más frecuente, siendo en el futuro oportunidad de integración eléctrica del Perú (60 Hz) con países vecinos (50Hz o 60Hz); surgiendo el problema del acoplamiento de países con redes AC de igual o diferente

frecuencia. El acoplamiento de sistemas AC de igual frecuencia, es factible, sincronizando ambas redes (enlace AC síncrono), lo cual no siempre es posible, en cuyo caso se necesita emplear convertidores electrónicos (sistemas HVDC). La interconexión de países de diferente frecuencia, necesariamente requiere sistemas HVDC.

Los costos de transmisión AC y DC varían según su distancia, la transmisión AC es más económica que la DC para distancias menores a la de equilibrio (figura 1.1); y para distancias mayores, la transmisión AC es más cara. Esta distancia está en el rango 400 - 700km, según los costos unitarios de la línea [42]. En el Perú, las líneas AC no superan la distancia de equilibrio, razón por la que no se emplea sistemas HVDC en configuraciones que requieren líneas DC. Sin embargo, existe la configuración HVDC – BTB, que interconecta dos sistemas AC asíncronos, de igual frecuencia o de diferente frecuencia, ya que el enlace es en tensión DC; sin requerir línea de transmisión DC; siendo la configuración que mejor se ajusta a nuestra realidad, quedando pendiente determinar, el control que mejores ventajas técnicas brinde durante su operación.

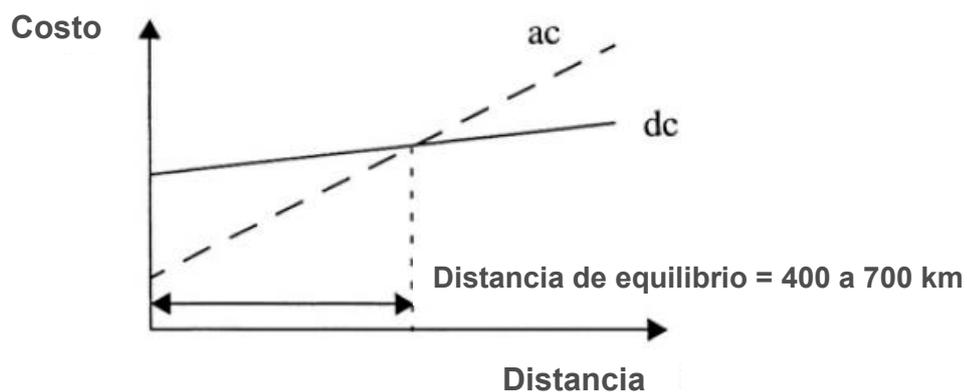


Fig. 1.1 Comparación de las líneas AC/DC [42]

1.3 Formulación del problema

Estudiar el comportamiento en estado estacionario y transitorio, del acoplamiento de dos sistemas AC a través de un BTB, con tecnología de convertidores trifásicos tipo fuente de tensión, de tres niveles, NPC, controlado a través de controles lineales PI y controles no lineales Backstepping; comparando ambos resultados, y determinando el control que brinda mayores ventajas técnicas, al solucionar los siguientes problemas:

- Controlar el desbalance de tensión entre los condensadores del lado DC de los convertidores.
- Controlar la transferencia de potencia activa (a través del enlace DC) entre las redes AC asíncronas, y de potencia reactiva entre cada red y su respectivo convertidor.

- Inversión del flujo de potencia activa en el punto de acoplamiento común.
- Reducción según norma de la distorsión armónica generada por los convertidores.
- Recuperación del acoplamiento BTB, después de fallas simétricas y asimétricas.

1.4 Justificación e importancia de la investigación

La investigación se justifica, ya que presenta el análisis y simulación de la interconexión de dos sistemas de potencia, empleando el caso especial “acoplamiento en corriente continua de redes trifásicas en alta tensión, a través del sistema de doble conversión estática AC-DC-AC” (sistema HVDC Back to Back); con tecnología de convertidores trifásicos, tipo fuente de tensión, de tres niveles y topología NPC; con controles lineales PI y comparándolos cuando en su lugar se emplean controles no lineales Backstepping.

El aporte de la propuesta, es que el análisis y simulación además de realizarse para sistemas con potencia de cortocircuito infinitas; también se realizan para sistemas que consideran transformadores, líneas de transmisión AC y cargas, brindando así, mayor nivel de realidad a las simulaciones, y mostrando el impacto en la operación, se presenta también el reporte armónico analizado en cada caso simulado, y se diseñan los filtros AC requeridos por sistema, para que cumplan con la distorsión requerida; además, se presenta el proceso de arranque del BTB, de especial importancia en estos acoplamientos.

Su importancia, es que si bien, en el país es conocida la tecnología de acoplamientos entre sistemas AC (en corriente continua); a la fecha, no se ha implementado por tenerse dudas de su operación, por lo que la tesis, es una contribución a la operación que se tendría, cuando el acoplamiento sea a través de un BTB, dentro de sus alcances.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo general

- Mostrar las ventajas técnicas del acoplamiento en corriente continua de dos sistemas de potencia en alta tensión; mediante el empleo del BTB, a través de su estudio en estado estacionario y transitorio, utilizando controles lineales PI y comparándolas cuando son reemplazados por controles no lineales Backstepping.

1.5.2 Objetivos específicos

- El estudio del BTB (especificar reactores de acoplamiento, transformador de enlace, filtro de alta frecuencia, técnica de modulación PWM, sistema de sincronismo y algunos sistemas de protección); diseño de controladores lineales tipo PI, y la

evaluación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia ideales (con potencia de cortocircuito infinita).

- Modificar los controles anteriores, por controles no lineales del tipo Backstepping, evaluación del BTB en el acoplamiento de dos sistemas de potencia ideales.
- Evaluación del BTB con el control Backstepping de dos sistemas de potencia que incluirán subestaciones, transformadores, líneas de transmisión AC y cargas.

La evaluación consistirá:

- A. Estado estacionario: Se verificará el rango de capacidad de potencia activa y reactiva del BTB.
- B. Estado transitorio: Se realizará:
 - Evaluación del proceso de arranque del BTB.
 - Evaluación del comportamiento dinámico ante variaciones de los comandos de potencia activa y reactiva.
 - Evaluación del transitorio de la inversión del flujo de potencia activa.
 - Comportamiento bajo condiciones de falla monofásica a tierra y trifásica.

1.6 Hipótesis

1.6.1 Hipótesis principal

- El empleo del BTB presenta ventajas técnicas superiores, cuando sus controles lineales PI son reemplazados por controles no lineales Backstepping; en estado estacionario y transitorio, al interconectar en corriente continua dos sistemas de potencia en alta tensión.

1.6.2 Hipótesis secundarias

- Usando el software Matlab/Simulink, se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia ideales (con potencia de cortocircuito infinita) a través del BTB; con controles lineales PI, comprobando sus ventajas técnicas.
- Usando el software Matlab/Simulink, se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia ideales, a través del BTB con controles no lineales Backstepping, mostrando la superioridad de sus ventajas técnicas, respecto del control lineal PI.
- Usando el software Matlab/Simulink, se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia que incluyen subestaciones, transformadores, líneas de transmisión AC y cargas, a través del BTB, con controles no lineales Backstepping.

1.7 Variables e indicadores

1.7.1 Variable independiente

Es la tensión de salida en el sistema de doble conversión estática AC-DC-AC.

1.7.2 Variables dependientes

Son los parámetros, cuya variación se evalúa al manipular la variable independiente.

- Corriente en los dos sistemas de potencia (I_q , I_d).
- Potencia activa en los dos sistemas de potencia.
- Potencia reactiva en los dos sistemas de potencia.
- Tensión en el enlace DC.

1.7.3 Indicadores

- Lo constituyen las gráficas de evolución de las variables dependientes.

1.8 Unidad de análisis

Son los dos sistemas de potencia en alta tensión, acoplados a través del BTB; con tecnología de convertidores trifásicos, tipo fuente de tensión, de tres niveles, NPC.

1.9 Tipo y nivel de investigación

Es una investigación del tipo científica aplicada, ya que a partir de modelos matemáticos, analiza y simula el comportamiento de dos sistemas de potencia, acoplados a través de un BTB, con tecnología de convertidores trifásicos tipo fuente de tensión (VSC), de tres niveles NPC, en estado estacionario y transitorio.

El nivel es de maestría, porque estudia la tecnología VSC, actualmente en investigación y desarrollo, abordando para su aplicación, los BTB con VSC trifásicos, de tres niveles NPC, tópicos abordados en la maestría en ciencias con mención en sistemas de potencia.

1.10 Período de análisis

Lo constituyen el estado estacionario y transitorio.

1.11 Fuentes de información e instrumentos utilizados

Las fuentes de información, son artículos IEEE y de congresos internacionales (papers) de los últimos años; además de libros que abordan el acoplamiento en corriente continua de redes trifásicas en alta tensión, a través del sistema BTB con tecnología de convertidores trifásicos VSC, de tres niveles NPC. Se citan en las fuentes bibliográficas.

El instrumento utilizado es una PC Core i5, con memoria RAM de 8GB y el software de simulación es el Matlab/Simulink 2015a / Toolbox SymPowerSystems.

1.12 Técnicas de recolección y procesamiento de datos

La técnica es la búsqueda bibliográfica: papers y libros de reciente publicación

CAPITULO II

MARCO TEÓRICO Y MARCO CONCEPTUAL

El capítulo presenta la base teórica y conceptual sobre la cual se enmarca y desarrolla la tesis:

2.1 Acoplamiento de redes trifásicas en alta tensión: Interconexiones de sistemas de potencia

2.1.1 Presentación general de las interconexiones de sistemas de potencia

Una de las primeras decisiones para diseñar un parque de generación, junto con la elección del sistema de generación, es determinar el sistema de transporte de energía según la aplicación. Las tecnologías implantadas son básicamente de tres tipos:

- Corriente Alterna en Alta Tensión (High Voltage Alternate Current, HVAC).
- Corriente Continua en Alta Tensión con Convertidor Fuente de Corriente (High Voltage Direct Current with Current Source Converter, HVDC - CSC).
- Corriente Continua en Alta Tensión con Convertidor Fuente de Tensión (High Voltage Direct Current with Voltage Source Converter, HVDC - VSC).

2.1.2 Sistemas HVDC

Este sistema de transmisión, consiste en el transporte de energía eléctrica en corriente continua a alta tensión; cuya topología requiere dos convertidores basados en electrónica de potencia, ubicados en los extremos. Estos convertidores se emplean para realizar las conversiones AC/DC y DC/AC, en cada extremo respectivamente.

Los sistemas HVDC, han sido utilizados por muchos años para entregar potencia a través de largas distancias, y/o para la interconexión entre dos redes AC asíncronas.

2.2 Tecnologías de Transmisión HVDC

2.2.1 Evolución de las Tecnologías de Transmisión HVDC

La transmisión HVDC ha experimentado un largo proceso, con un desarrollo acelerado en las últimas décadas. [4] y [13] presentan los hitos importantes de su evolución, hasta el desarrollo del tiristor.

La aparición del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR), a fines de la década de 1950, tuvo un efecto dramático en la tecnología del convertidor estático. Un tiristor es básicamente una combinación de dos transistores. El colector de una estructura de transistor pnp, forma la base de la estructura del transistor npn, o viceversa. La función del tiristor, se basa en la acción regenerativa de los dos transistores acoplados, y se modela, como un dispositivo de tres capas y tres terminales [4].

El silicio, durante la última década, ha seguido siendo el material para dispositivos semiconductores de alta potencia. En ese período, el tiristor ha enfrentado fuerte competencia para algunas aplicaciones HVDC, desde dos alternativas de interruptores o variaciones de ellos, el tiristor apagado por puerta (GTO) y el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT). El GTO, tiene la misma estructura que el tiristor, pero permite apagarlo, mediante la aplicación de una alta corriente negativa en el terminal de puerta. Otra tecnología de rápido desarrollo, es el semiconductor de óxido de metal (MOS), que es un desarrollo del transistor de efecto de campo MOS (MOSFET). El dispositivo principal para la aplicación HVDC, es el IGBT. Como un dispositivo con compuerta MOS, el IGBT solo requiere una fuente de tensión, típicamente de 10 a 15 KV, para un control de encendido y apagado completo, aunque el circuito de accionamiento, aún necesita suficiente potencia, para cargar y descargar la capacitancia de puerta rápidamente [4].

2.2.2 Convertidores Electrónicos de Potencia

Un sistema HVDC, requiere convertidores electrónicos, para convertir energía eléctrica AC-DC o DC-AC. Básicamente, existen dos tipos de configuración de convertidores trifásicos posibles, para este proceso de conversión:

Convertidor fuente de corriente (CSC)

Convertidor fuente de tensión (VSC)

En 1954, en Gotland (Suecia), se instaló el primer HVDC, desde esa fecha hasta 1990, los HVDC utilizaron la configuración CSC, casi exclusivamente. El CSC, utilizó desde la década de 1950 hasta mediados de la década de 1970, a la válvula de arco de mercurio, y posteriormente al tiristor, como dispositivo semiconductor de potencia fundamental [42].

Desde fines de 1990 en adelante, la configuración VSC se volvió económicamente viable, debido principalmente a la disponibilidad de llaves semiconductoras de potencia autoconmutadas (como el GTO y el IGBT). El primer proyecto HVDC – VSC usando IGBTs, se instaló en Suecia, en 1997, de 3 MW, 10 km de distancia y una tensión de +/- 10kV [13].

Actualmente, los sistemas HVDC, utilizan el CSC o el VSC como principios básicos de conversión, siendo en realidad, duales entre sí, sin embargo, la elección del convertidor para un proyecto en particular, se basa en varios factores, entre ellos el económico [6].

[42], presenta la comparación de las características entre los dos tipos de convertidores. Actualmente, los VSC, están limitados a potencias de 400 MW, y niveles de tensión hasta de 350 kV, debido a las limitaciones técnicas y comerciales de las llaves semiconductoras de potencia autoconmutadas; mientras que los CSC, superan fácilmente potencias de 1000 MW, y alcanzan niveles de extra alta tensión de 1000 kV [13].

2.2.2.1 Convertidores fuente de corriente (CSC)

Para realizar el análisis teórico de un puente convencional de 6 pulsos (Figura 2-1), se hacen las siguientes suposiciones [42]:

- La corriente en el lado DC es constante (es decir, el reactor L_d es infinito),
- Las llaves semiconductoras de potencia son interruptores ideales, y
- El sistema AC es infinitamente fuerte (es decir, las tensiones trifásicas están balanceadas y son sinusoidales).

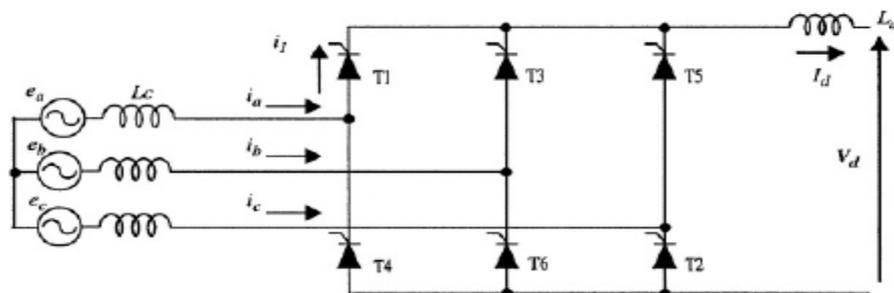


Fig. 2.1 Circuito puente de 6 pulsos [42]

Si el convertidor fuera ideal, y no existiera la inductancia L_c (debido al transformador de enlace), la conmutación sería instantánea, y no se tendría período de superposición, sin embargo, debido a la inductancia finita L_c por fase del transformador, la conmutación de una llave de potencia a la siguiente no es instantánea; se produce por tanto un período de superposición, y, dependiendo de la reactancia del transformador, pueden conducir dos o tres llaves de potencia al mismo tiempo. En el caso más general, con un valor típico de reactancia entre 13-18%, dos o tres llaves conducen al mismo tiempo, presentando un ángulo de superposición menor a 60 grados; típicamente en el rango de 20 a 25 grados. Durante la conmutación, tres llaves conducen y entre conmutaciones solo conducen dos. El caso de dos o tres llaves activadas al mismo tiempo, se muestra en la figura 2.2.

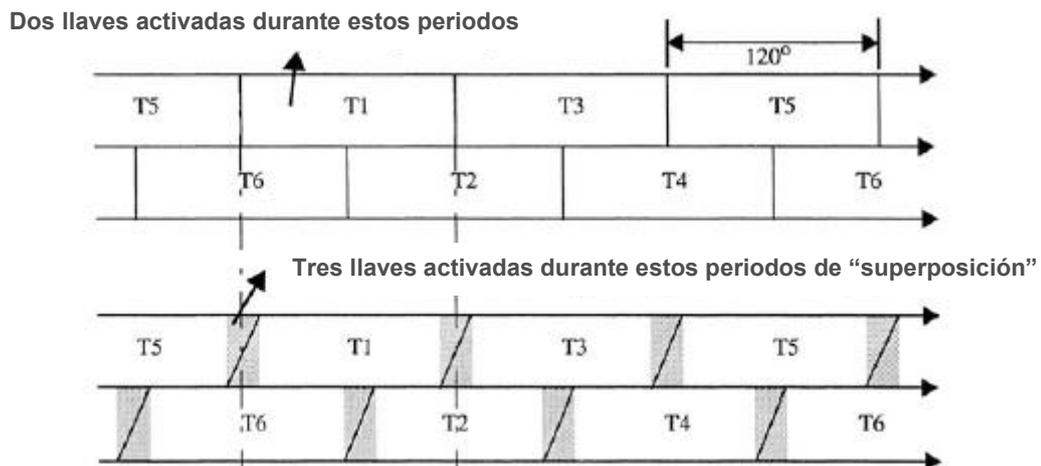


Fig. 2.2 Efecto del período de superposición en el número de llaves semiconductoras de potencia activadas [42]

2.2.2.2 Convertidores fuente de tensión (VSC)

La disponibilidad comercial de las llaves semiconductoras GTO e IGBT, de alta potencia y alta tensión, en la década de 1990, permitió la operación viable de los VSC en sistemas HVDC.

Se utilizan técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM), para operar un VSC en modo inversor, proporcionando una salida sinusoidal al sistema AC. Son ventajas del VSC:

- Rápido control de la potencia activa y reactiva.
- Proporciona alto nivel de calidad de energía.
- Impacto ambiental mínimo.
- Capacidad de conectarse a sistemas AC débiles.

Esta tecnología se emplea en los siguientes tipos de aplicaciones:

- Transmisión HVDC de baja potencia (menos de 250 MW), comercialmente denominada "HVDC Light".
- Compensación de potencia reactiva (SVC y STATCOM).
- Filtros activos.

Los VSC, utilizan llaves de potencia autoconmutadas (por ejemplo GTO, IGBT), que se pueden activar o desactivar por señal de control, aplicada en su terminal de puerta. Esto contrasta con los CSC convencionales, que emplean tiristores conmutados por línea. La conmutación forzada de una llave de potencia de un VSC, puede ocurrir muchas veces por ciclo, mientras que en un CSC conmutado por línea, solo ocurre una vez. Esta característica, permite modular la onda tensión/corriente en un VSC, para producir una

salida casi sinusoidal, y también controlar el factor de potencia. Además, la inversión de potencia en un VSC, puede realizarse con la inversión de corriente o tensión en el lado DC, mientras que en un CSC, la inversión de potencia, solo puede ocurrir con la inversión de tensión.

Los principios de operación del VSC se explican a través de las figuras 2.3 y 2.4. En el lado DC, el condensador C_d , y en el lado AC, el inductor L_c , son elementos necesarios del VSC. El voltaje DC se monitorea y se compara con un valor de referencia V_{ref} , para generar una señal de error que controla el modulador PWM. En la figura 2.3, cuando la corriente continua I_d es positiva, el VSC actúa como rectificador; el condensador se descarga a medida que alimenta la carga DC, y el control de corrientes en el eje directo permite absorber potencia del sistema AC (previamente i_a, i_b, i_c se llevan al sistema de referencia dq0). En la figura 2.4, cuando la tensión de la fuente DC es mayor que V_{ref} , la corriente I_d es negativa, el VSC actúa como inversor; el condensador se carga desde la fuente DC, y el control de corrientes en el eje directo permite entregar potencia al sistema AC [42].

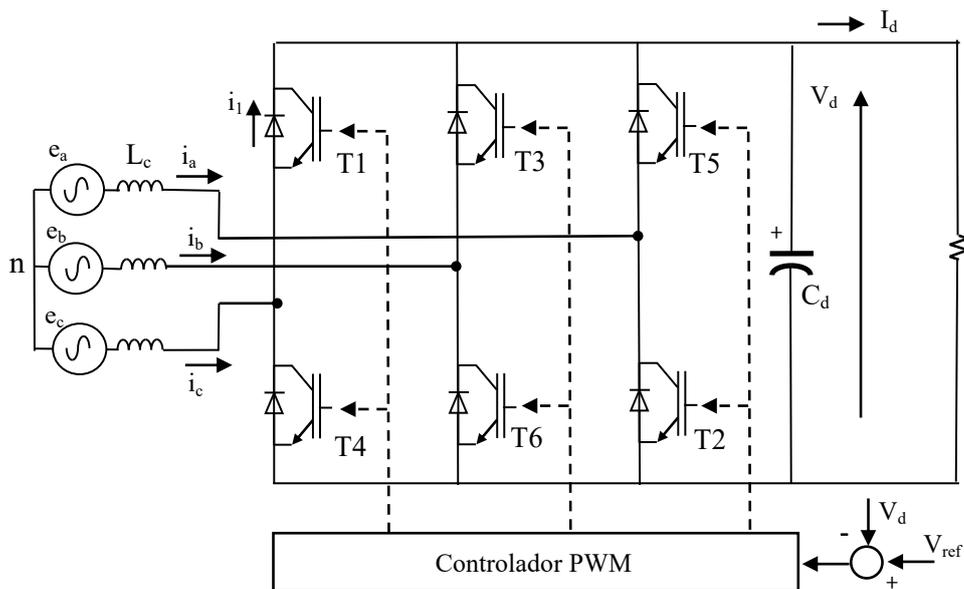


Fig. 2.3 Principio de Operación de un VSC trabajando como rectificador [42]

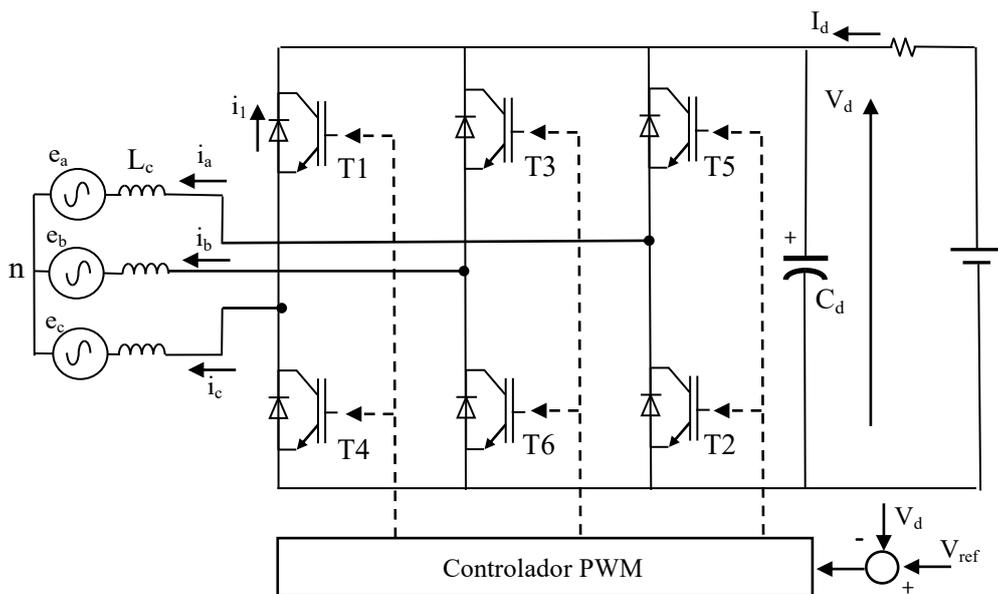


Fig. 2.4 Principio de Operación de un VSC trabajando como inversor [42]

El VSC, a través del control de corrientes en el eje en cuadratura, controla la potencia reactiva, de modo que se pueda obtener un factor de potencia igual a la unidad u otro valor, requerido por la operación (el control de corrientes en el lado AC en el sistema de referencia dq0 y el control de las potencias activa-reactiva se explican en el capítulo III).

2.2.3 Técnicas de conmutación para las llaves semiconductoras de potencia

2.2.3.1 Definición de conmutación

En el ámbito de los HVDC, se llama conmutación, a la transferencia de corriente continua de una llave de potencia a otra, ubicadas en la misma fila. El proceso de conmutación, depende de la topología del circuito (por ejemplo, de la reactancia del transformador) y de los parámetros de las llaves; siendo el más importante, el tiempo de apagado [42].

La tabla 2.1, muestra las técnicas de conmutación según la llave de potencia empleada

Tabla 2.1 Tipos de conmutación [42]

Tipo de dispositivo	Conmutación	Iniciado por
Tiristor convencional	Línea	Tensión de línea AC
	Circuito	Tensión del condensador
GTO, IGBT	Auto conmutado	Terminal de puerta

Las técnicas de conmutación se presentan a continuación:

2.2.3.2 Conmutación por línea o natural

Esta técnica se basa en la inversión natural de la tensión de línea AC, a través de las llaves de potencia (tiristores) del convertidor. Para iniciar la conmutación, se elimina el pulso de disparo en el tiristor de salida, y el tiristor de entrada en la misma fila es activado para tomar corriente continua. Debido a la reactancia del transformador, durante la conmutación se tiene un período de superposición, en que la corriente se comparte entre el tiristor de salida y el de entrada (la figura 2.2, muestra que T5 es el tiristor de salida y T1 el de entrada). Una vez que la corriente se transfiere al tiristor de entrada, la tensión inversa a través del tiristor de salida se mantiene por un período t_{off} . El tiristor de salida se debe polarizar inversamente durante un período mayor que el de apagado t_q [42].

La conmutación por línea, puede retrasar el ángulo de disparo del tiristor (de 0 a 180 grados), por tanto, solo puede absorber potencia reactiva del sistema AC, y para suministrar potencia reactiva, debe adelantar el ángulo (de -180 a 0 grados), lo que se logra con conmutación por circuito, así, los tiristores conmutan por línea o por circuito.

Limitaciones de la conmutación por línea

La limitación fundamental de un convertidor conmutado por línea, es su dependencia de un sistema AC fuerte, que brinde la tensión adecuada para fines de conmutación. Los sistemas reales están sujetos a perturbaciones, dificultades en la regulación de tensión y distorsión armónica, que causan problemas de conmutación. Como resultado, los convertidores conmutados por línea, tienen dificultades para alimentar sistemas AC débiles; y pueden tomar tiempos prohibitivamente largos, para recuperarse de las perturbaciones, afectando la operación. Además, la capacidad del convertidor conmutado por línea, para controlar potencia reactiva es limitada, lo que se supera con la conmutación forzada, empleando técnicas de conmutación por circuito o autoconmutación [42].

2.2.3.3 Conmutación forzada

Esta terminología se aplica tanto para tiristores, cómo para llaves de potencia como el GTO, IGBT o similares, sin embargo, para el caso de tiristores, se llaman dispositivos conmutados por circuito, mientras que para el GTO, IGBT, se llaman autoconmutados [42].

Conmutación por circuito

En caso que la tensión de línea del sistema AC sea distorsionada o no disponible, para conmutar los tiristores convencionales, se puede usar la conmutación por circuito, que usa una tensión generada artificialmente, para forzar la conmutación de los tiristores (de tal forma, que no solo conmute una vez por ciclo). [42], desarrolla este tipo de conmutación.

Autoconmutación

Las llaves de potencia relativamente modernas (GTO, IGBT), se pueden apagar mediante la aplicación de una señal en el terminal de puerta. A veces, solo la eliminación de la tensión de polarización en el terminal de puerta, es suficiente para apagarlo (como en un MOSFET). Este tipo de conmutación se llama autoconmutación [42].

Los CSC, pueden emplear la conmutación por línea y la conmutación forzada, ya sea por circuito o autoconmutación, mientras que los VSC solo emplean la autoconmutación.

2.3 Configuraciones de los sistemas HVDC

Los HVDC presentan varias configuraciones, siendo la de menor complejidad el BTB.

2.3.1 Sistema HVDC Back to Back (BTB)

En este sistema, el rectificador y el inversor se ubican en la misma estación, ya que no requiere línea DC, por lo tanto, es de más simple construcción, pudiendo diseñarse con un ahorro del 15% al 20%, respecto de las configuraciones HVDC que incluyen línea DC. Las dos unidades son idénticas, y cada una se puede usar en los modos de rectificación o inversión, según lo ordenado por el control del sistema, de tal forma, que el flujo de potencia activa va desde el convertidor en modo rectificación (que envía la potencia), hacia el convertidor en modo inversión (que recepciona dicha potencia) [4]. En general, el BTB es usado para lograr la interconexión asíncrona de dos sistemas AC. La amplitud de la tensión DC es generalmente pequeña, alrededor de 150kV, para optimizar el costo de las válvulas [25]. Su esquema se muestra en la figura 2.5

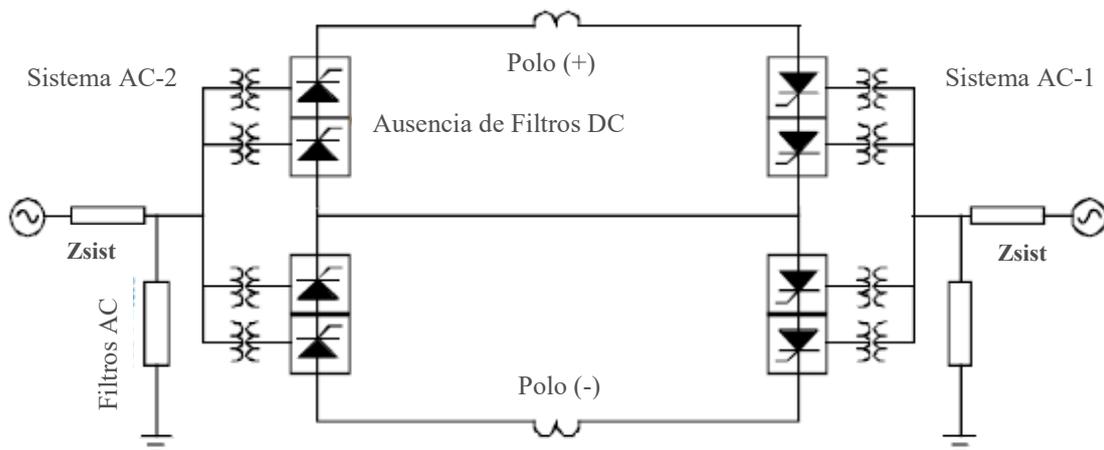


Fig. 2.5 Sistema HVDC Back to Back [25]

2.3.2 Otras configuraciones de los Sistema HVDC

Otras configuraciones son el sistema HVDC monopolar, bipolar y multiterminal (serie y paralelo). Las particularidades de cada configuración y esquemas se muestran en [4] y [25].

En la tesis, la configuración elegida es el BTB, por tener la ventaja respecto de otras configuraciones HVDC, de no requerir línea de transmisión DC, reduciendo el número de estaciones convertidoras a una, pues ambos convertidores se ubican en la misma estación, con un ahorro del 15% al 20%; además, es la única configuración factible de ser implementada en el Perú (una línea DC no resulta económica por la distancia), permitiendo interconectar dos sistemas AC asíncronos, de igual o de diferente frecuencia.

2.4 Topologías Multi-nivel VSC-HVDC

2.4.1 Convertidor trifásico de tres niveles con Punto Neutro Enclavado (NPC)

La figura 2.6 presenta el diagrama del VSC trifásico de dos niveles, en el que cada fase del convertidor consiste en un par de llaves semiconductoras de potencia (que para una aplicación de alta tensión, requiere un número de llaves conectadas en serie); el condensador del lado DC es compartido por cada fase. Los pares de llaves son activadas de forma complementaria (bipolar), de modo que la salida está conectada al potencial positivo o negativo del condensador. Los principales inconvenientes de esta configuración, son los problemas de tensión estática y dinámica (que para ser corregidos, requieren complejas técnicas de equilibrio), y los elevados valores que toma $\frac{dV}{dt}$, generados por la conmutación de todas las llaves semiconductoras [5].

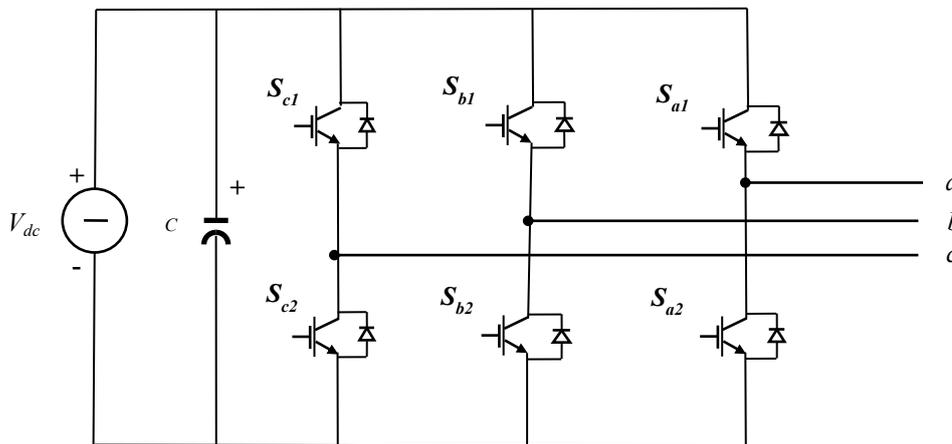


Fig. 2.6 Diagrama del VSC trifásico de dos niveles

Estos problemas, se reducen en la topología de tres niveles con punto neutro enclavado (NPC), donde los terminales AC del convertidor, se conmutan entre tres niveles de tensión discretos. La Figura 2.7, muestra el diagrama del VSC trifásico de tres niveles NPC, basado en llaves IGBT, la fuente DC se conecta a dos condensadores en serie, compartiendo el

punto central, de tal forma que la tensión total está igualmente dividida. Esta configuración tiene dos juegos de llaves en serie, con su punto intermedio conectado a la toma central de la fuente DC, a través de diodos adicionales. Las formas de onda de las tensiones de salida, tanto de fase como de línea, respecto al punto medio de la fuente DC, se muestran en la figura 2.8. Las tensiones de fase constan de tres niveles: positivo, negativo y cero. El nivel positivo, se produce al encender las dos llaves superiores conectadas en serie por fase (Sa1 y Sa2 para la fase a). De manera similar, el nivel negativo, se obtiene al encender las dos llaves inferiores por fase (Sa3 y Sa4 para la fase a). El nivel cero, se produce al activar las llaves centrales superior e inferior (Sa2 y Sa3 para la fase a), conectando así, el punto medio de la fuente DC, a través de los dos diodos adicionales (Da1 y Da2) [5].

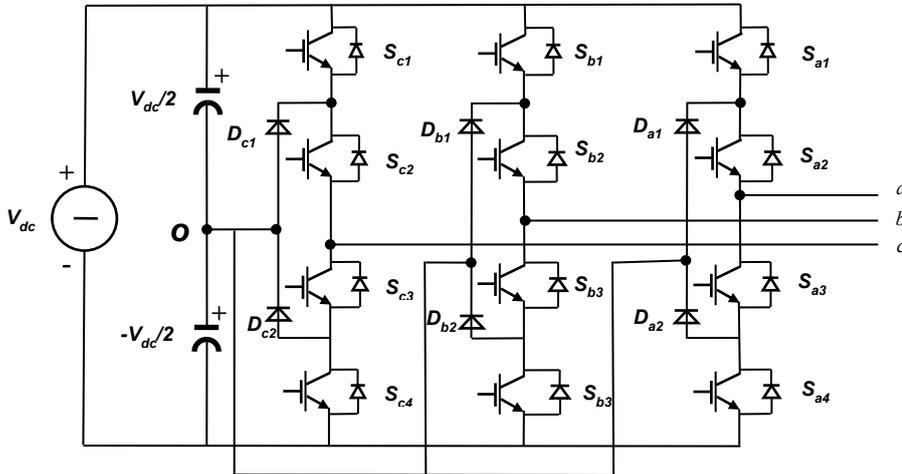


Fig. 2.7 Diagrama del VSC trifásico de tres niveles NPC (Adaptado de [5])

Considerando que V_{dc} es la tensión total del lado DC, ω es la frecuencia angular, t es tiempo y σ el ángulo de control, en la figura 2.8, la tensión por fase v_{ao} está dada por [5]:

$$v_{ao} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\sigma}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\sigma}{2}\right) - \frac{1}{3} \sin\left(\frac{3\sigma}{2}\right) \sin 3\left(\omega t + \frac{\sigma}{2}\right) + \frac{1}{5} \sin\left(\frac{5\sigma}{2}\right) \sin 5\left(\omega t + \frac{\sigma}{2}\right) - \dots \right] \quad (2.1)$$

La amplitud de cualquier componente armónica de orden n de la tensión viene dada por:

$$\hat{V}_n = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[\frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\sigma}{2}\right) \sin n\left(\omega t + \frac{\sigma}{2}\right) \right] \quad (2.2)$$

Cuyo valor RMS es:

$$V_n = \frac{\sqrt{2} V_{dc}}{\pi n} \text{sen}\left(\frac{n\sigma}{2}\right) \quad (2.3)$$

Siendo el valor eficaz de la componente fundamental de la tensión:

$$V_{n,1} = \frac{\sqrt{2} V_{dc}}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\sigma}{2}\right) \quad (2.4)$$

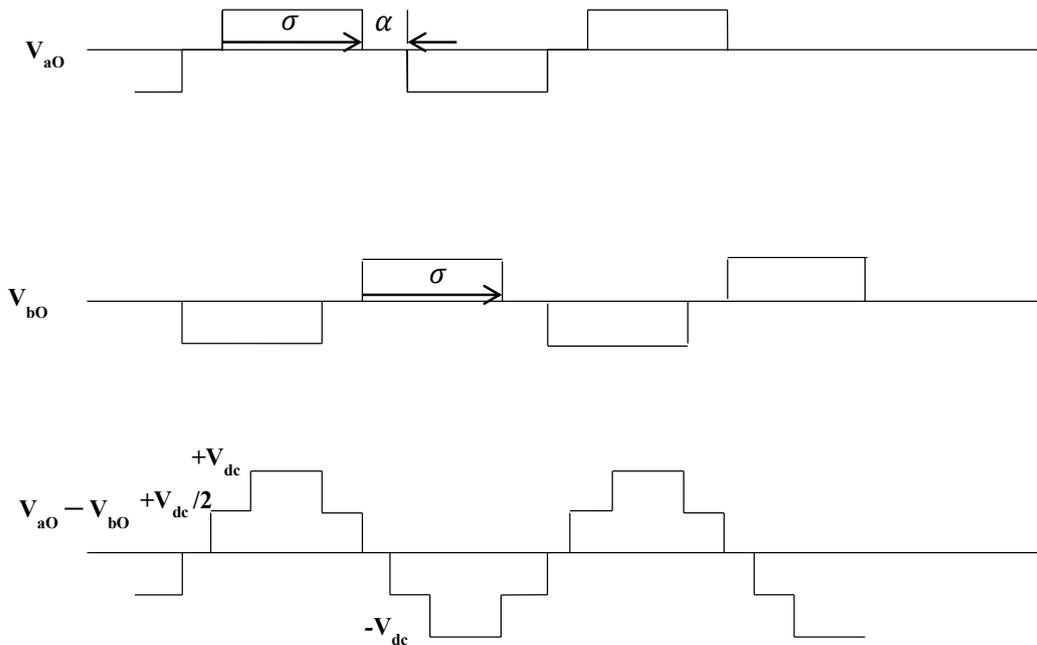


Fig. 2.8 Formas de onda de la tensión AC para el VSC de tres niveles NPC [5]

La duración relativa de las regiones positiva, negativa y cero, son función del ángulo de control σ , que define el intervalo de conducción, de las llaves de potencia superiores e inferiores, por lo tanto, este parámetro controla el valor RMS de la componente fundamental de la tensión de salida; que según la ecuación (2.4), alcanza el valor máximo de $\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\pi}$, cuando $\sigma = 180^\circ$, y el valor cero, para $\sigma = 0^\circ$, por lo que una ventaja de la configuración de tres niveles, es su capacidad para controlar la magnitud de la tensión de salida, sin cambiar el número de activaciones de las llaves por ciclo. Otra ventaja, es que con una elección adecuada del tiempo de tensión cero (α , en la figura 2.8); las componentes armónicas seleccionadas de la tensión de salida, pueden ser eliminadas.

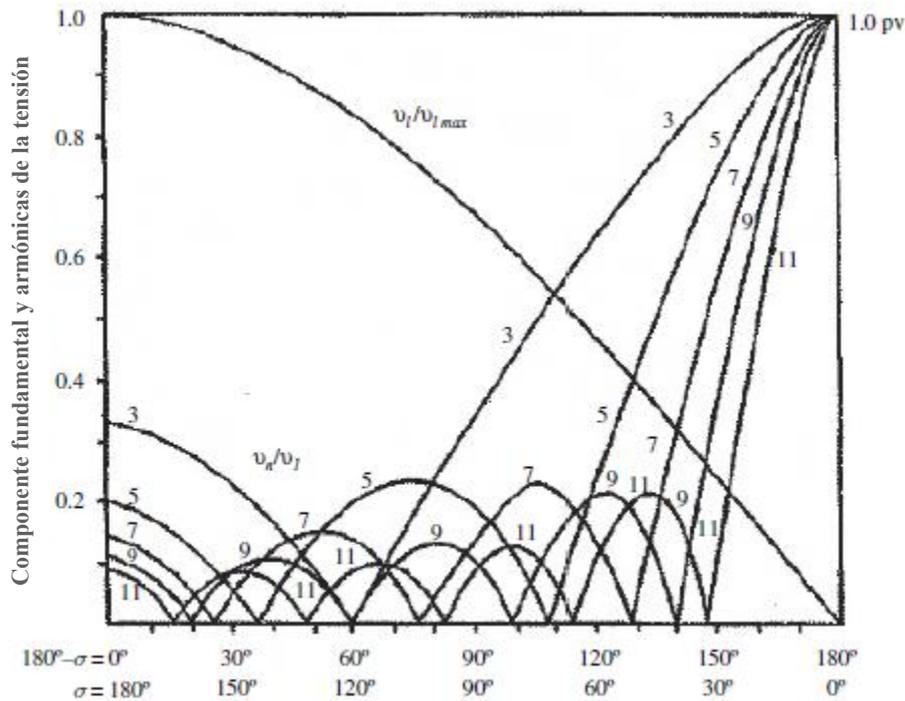


Fig. 2.9 Componente fundamental y armónicos de la tensión del VSC tres niveles [5]

La figura 2.9, muestra la variación de la componente fundamental y armónicos de la tensión de salida (como un ratio del valor máximo); versus el ancho de pulso.

La configuración de tres niveles, reduce el valor de $\frac{dv}{dt}$ durante la activación de las llaves de potencia; así como los requisitos de frecuencia del control PWM, por lo tanto, reduce también las pérdidas por conmutación. Para ilustrar este punto, una comparación de las pérdidas del convertidor (incluidas las llaves y los transformadores convertidores), para lograr la misma reducción armónica, muestra que las pérdidas en el convertidor de tres niveles son del orden del 2%, las de un convertidor de dos niveles son de 3.5%, mientras que la correspondiente al convertidor conmutado por línea son de 0.8% [5].

2.4.2 Otras topologías Multi-nivel VSC-HVDC

Otras topologías multinivel son el convertidor de condensador flotante, el convertidor en cascada de puentes H y el convertidor modular multinivel. [5] y [19], detallan estas topologías y sus respectivos esquemas.

2.5 Modulación por ancho de pulso para el accionamiento de las llaves de potencia

Una forma de controlar la forma de onda de la tensión de salida del inversor, es a través del accionamiento de las llaves a alta frecuencia. Este proceso es conocido como modulación por ancho de pulso o PWM (Pulse Width Modulation); ya que la componente fundamental y los armónicos, se controlan, modulando el ancho de los pulsos de tensión generados, al comparar una señal de referencia con una señal portadora triangular [5].

2.5.1 Principio de Operación del Modulador por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation PWM)

El control de la componente fundamental y armónicos de tensión (o de corriente) en un VSC; se logra, mediante el corte de alta frecuencia, de la onda de tensión de salida producida por el proceso de conversión. Se deben cumplir dos condiciones [5]:

- La tensión de salida debe estar libre de armónicos pares, es decir, las tensiones de línea deben tener simetría de medio ciclo. Bajo esta condición, la tensión de línea tendrá solo armónicos de orden impar, distintos a los múltiplos de tres.
- El sistema trifásico debe ser simétrico, es decir, las tensiones de las tres fases tienen la misma forma de onda, pero están desplazadas 120° entre sí.

Un factor crítico es la relación de frecuencias m_f , definido como el cociente entre la frecuencia de modulación o de conmutación f_p y la frecuencia de salida f [5]:

$$m_f = \frac{f_p}{f} \quad (2.5)$$

Un valor grande de m_f , reducirá los armónicos de bajo orden para que cumplan los límites requeridos, sin embargo, provocará elevadas pérdidas por conmutación, y reducirá la magnitud de la componente fundamental de la tensión de salida. Este factor, también indica el número de pulsos generados por ciclo de onda de dicha tensión, cuya frecuencia de su componente fundamental, lo determina la frecuencia de la tensión de referencia.

Otro factor importante es el índice de modulación m , definido por la relación [5]:

$$m = \frac{A_r}{A_p} \quad (2.6)$$

Donde:

A_r : Amplitud de la onda de referencia

A_p : Amplitud de la onda portadora triangular

2.5.2 Modulador Sinusoidal PWM (SPWM)

2.5.2.1 Modulador SPWM de 2 niveles

En este caso, los instantes de inversión en los pulsos no son fijos, determinándose, por las intersecciones de una tensión de referencia sinusoidal de frecuencia fundamental f ; con una señal portadora triangular de frecuencia $m_f f$ [5].

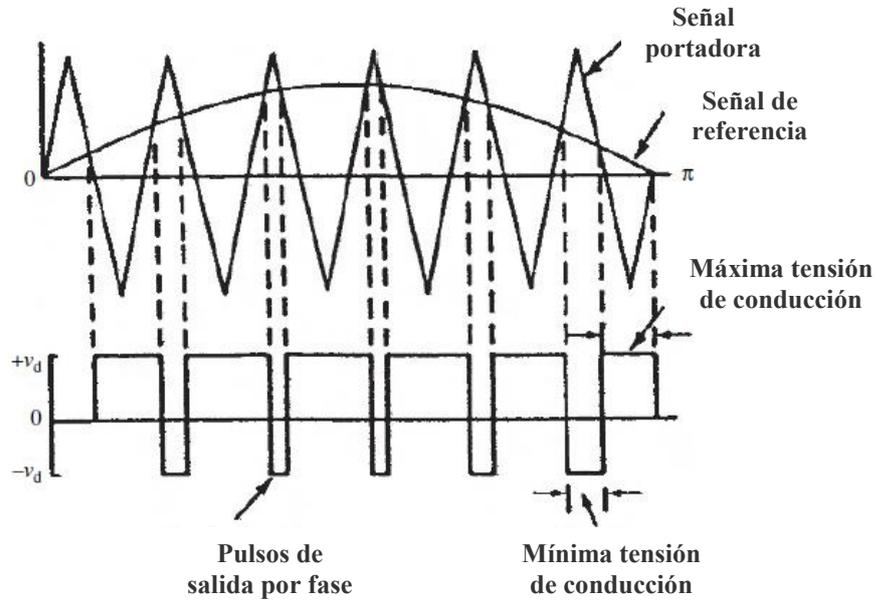


Fig. 2.10 Método básico del Modulador SPWM de 2 niveles [5]

Para relaciones de baja frecuencia, m_f debe ser un número entero, para garantizar que las dos ondas interceptadas se encuentren sincronizadas, evitando así discontinuidades y fluctuaciones [5]. El método básico, ilustrado en la Figura 2.10, controla la tensión desde cero hasta su valor máximo.

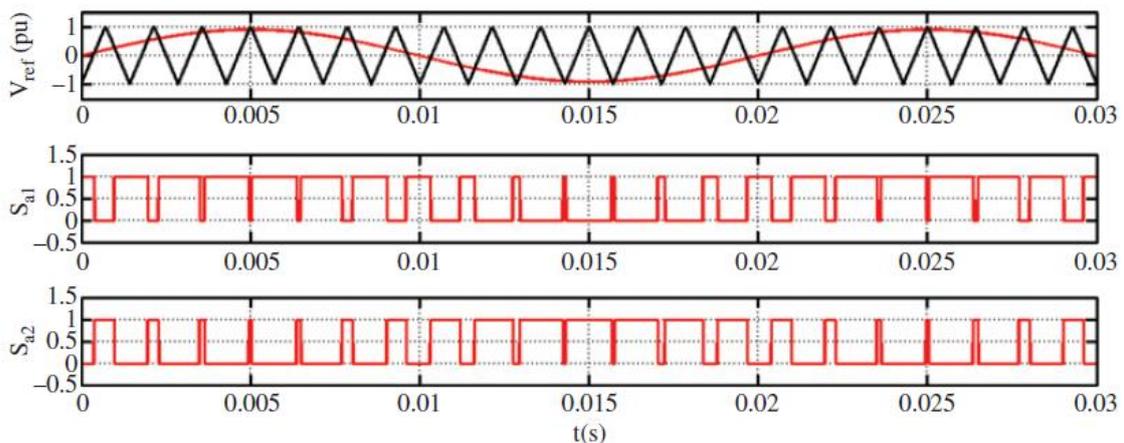


Fig. 2.11 Señales de puerta generadas en una fase usando el modulador SPWM de dos niveles [3]

La figura 2.11, muestra la generación de señales de activación de puerta, para una fase del VSC de dos niveles; correspondientes a las llaves de potencia superior e inferior respectivamente (Sa1 y Sa2 en la figura 2.6). Cuando la señal de referencia excede la señal portadora, la llave Sa1 se enciende. Cuando la señal de referencia es menor que la señal portadora, Sa1 se apaga. La señal de puerta para la llave inferior Sa2, es el complemento de la señal de la llave Sa1. Para el convertidor trifásico de dos niveles, se requieren 3 señales de referencia (una por fase), y una señal portadora de alta frecuencia.

Para una señal de referencia definida como [3]:

$$v_{aref} = m \text{sen}(wt + \delta) \quad (2.7)$$

La componente fundamental de la tensión de salida del convertidor, medida con respecto al punto medio del lado DC, viene dada por:

$$v_a = \frac{1}{2} m V_{dc} \text{sen}(wt + \delta) \quad (2.8)$$

Donde:

m: índice de modulación.

V_{dc} : Tensión en el lado DC

δ : Ángulo de desfase

Cuando $m > 1$, el valor pico de la señal de referencia es mayor que el valor pico de la señal portadora triangular; provocando la sobre modulación. La operación en sobre modulación no es deseable, ya que la relación lineal entre la tensión de salida del convertidor y la tensión de referencia; ya no es aplicable, y no se garantiza la supresión de los armónicos, que se encuentran alrededor de la frecuencia portadora y de sus múltiplos [3].

2.5.2.2 Modulador SPWM de 3 niveles

Los convertidores trifásicos VSC de tres niveles con topología NPC, pueden controlarse usando dos ondas portadoras, que deben estar dispuestas de tal forma, que ocupen totalmente el rango que va de 1 a -1, como se muestra en la figura 2.12. La generación de las señales de puerta es similar a la explicada en la sección 2.5.2.1, para el convertidor de dos niveles [3].

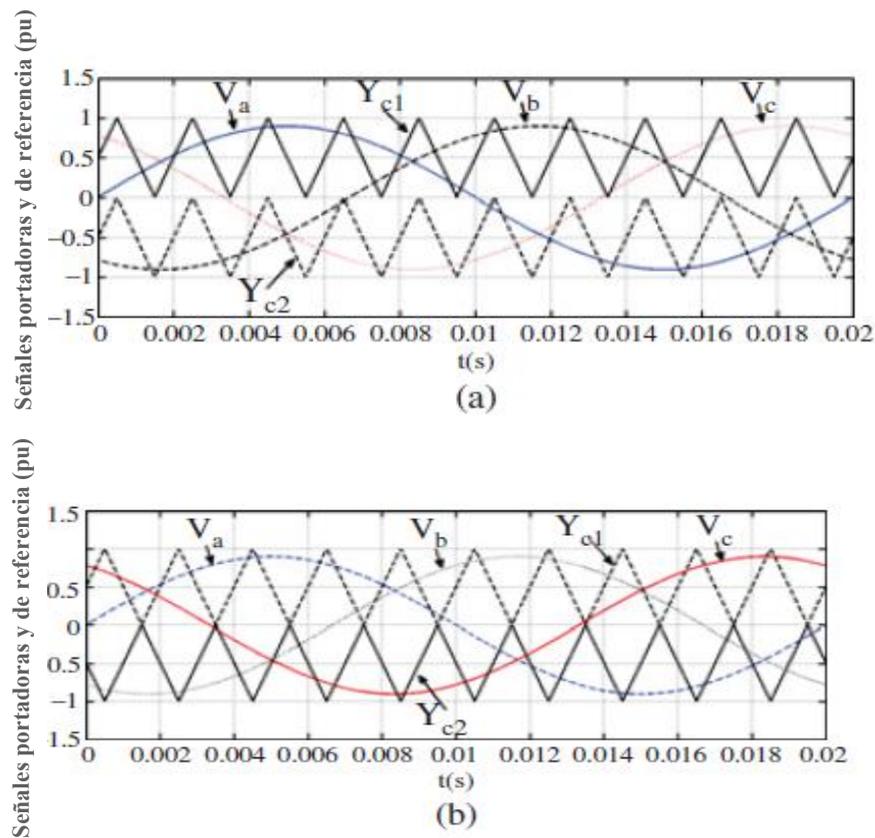


Fig. 2.12 Señales de referencia y disposiciones posibles de las señales portadoras, para el convertidor trifásico de tres niveles NPC [3]

La figura 2.12, muestra las señales de referencia y disposiciones posibles, de las señales portadoras, en (a), se tiene las señales de referencia trifásicas, con portadoras dispuestas en fase (las portadoras superior e inferior, se encuentran en fase), en (b), se presentan las señales de referencia trifásicas, con portadoras en contrafase (la portadora superior está desfasada 180° , respecto de la inferior) [3].

Considerando la fase "a", cuando la señal de referencia es mayor o igual que la señal portadora superior ($V_a \geq Y_{c1}$), la fase "a" de la salida del convertidor, debe estar conectada al terminal positivo (o nivel de tensión $\frac{1}{2}V_{dc}$); esto significa que las llaves Sa1, Sa2 deben estar activadas y las llaves Sa3 y Sa4 desactivadas (la disposición de las llaves se muestra en la figura 2.7). Cuando la señal de referencia es menor o igual que la señal portadora inferior ($V_a \leq Y_{c2}$), la fase "a" de la salida del convertidor, debe estar conectada al terminal negativo (o nivel de tensión $-\frac{1}{2}V_{dc}$); esto significa que las llaves Sa1, Sa2, están desactivadas y las llaves Sa3 y Sa4 activadas. La fase "a" está conectada al NPC (o nivel

de tensión “0”), cuando $V_a < Y_{c1}$ y $V_a > Y_{c2}$, esto significa, que las llaves intermedias Sa2 y Sa3 están activadas, y las llaves superior e inferior Sa1 y Sa4 están apagadas [3].

La disposición de las ondas portadoras en fase, es preferida a las ondas en contrafase, ya que producen una tensión de salida con menos contenido armónico; y asegura la activación de un solo nivel de tensión a la salida, con un valor bajo de $\frac{dV}{dt}$ [3].

Cada tensión de referencia, al ser comparada con la señal portadora triangular superior, genera dos señales de puerta, y al compararse con la portadora triangular inferior, genera dos señales adicionales, obteniéndose 4 señales por fase, y un total de doce señales de puerta para el inversor trifásico.

Las figuras 2.13 y 2.14, muestran las formas de onda de las tres tensiones de fase, y de las tres tensiones de línea, para un convertidor trifásico de tres niveles NPC, respectivamente. De acuerdo a la figura 2.7, las tensiones de fase respecto del punto neutro son V_{ao} , V_{bo} , V_{co} , y presentan tres niveles de tensión $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$, y las tensiones de línea son V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , presentando cinco niveles de tensión, V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$, $-V_{dc}$.

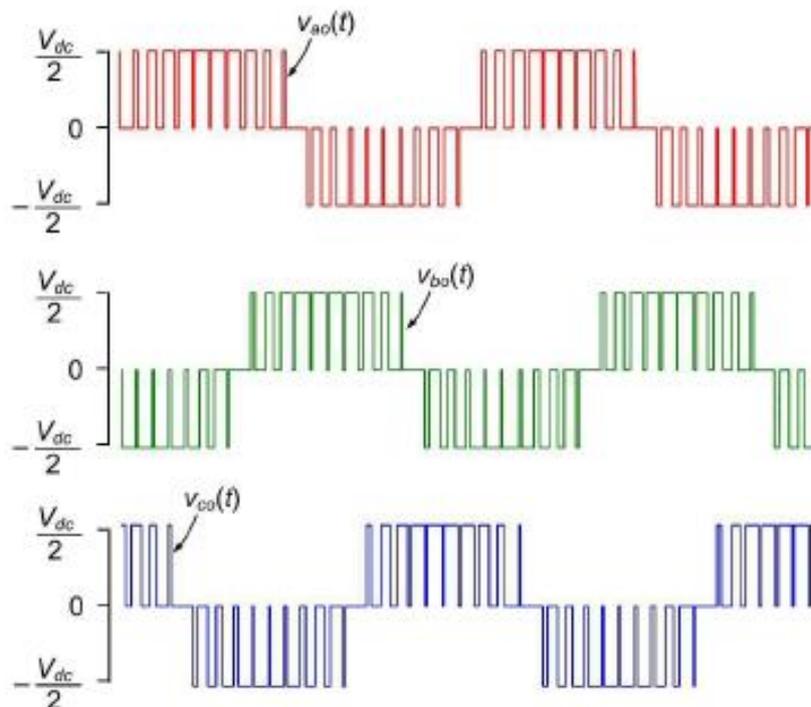


Fig. 2.13 Formas de onda de la tensión de fase para un convertidor trifásico de tres niveles NPC [17]

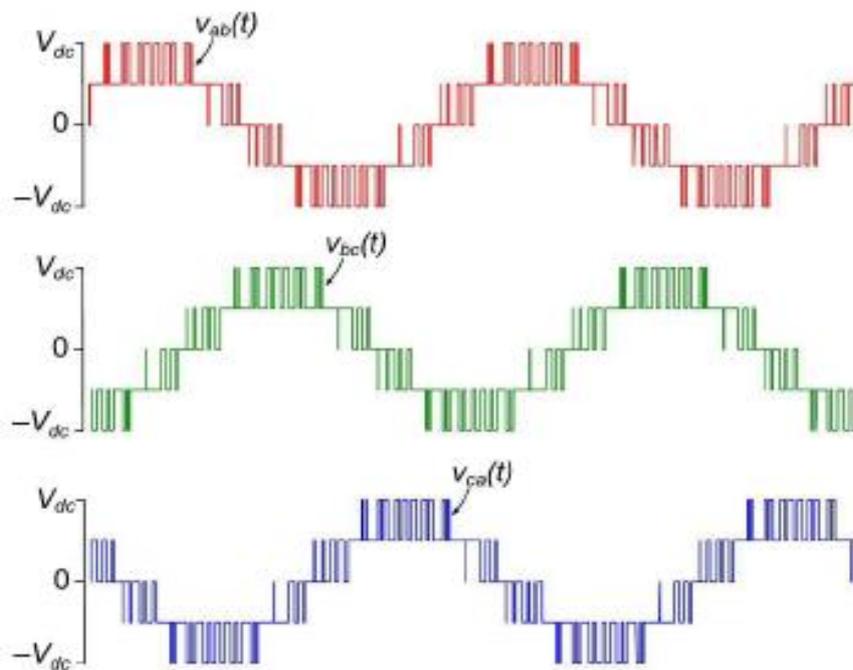


Fig. 2.14 Formas de onda de la tensión de línea para un convertidor trifásico de tres niveles NPC [17]

2.5.3 Modulador Vectorial SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation)

La modulación por ancho de pulso vector espacial, es diferente de los métodos PWM. Con los moduladores PWM, el inversor se considera con tres etapas independientes, que crean cada onda de fase por separado, mientras el SVPWM, trata al inversor como una unidad. [34], describe el modulador vectorial de dos niveles y [30], al de tres niveles.

En la tesis, se utiliza el modulador SPWM de 3 niveles, descrito en la sección 2.5.2.2.

2.6 Técnicas de Control

2.6.1 Control Lineal

2.6.1.1 Definición de Control lineal

Es el control que se aplica a los sistemas lineales, es decir, aquellos que están formados por dispositivos que cumplen con el principio de superposición, y la propiedad de homogeneidad. Estos sistemas, se rigen por ecuaciones diferenciales lineales [31].

Principio de Superposición

Este principio establece que la respuesta producida por la aplicación simultánea de dos funciones de entrada diferentes; es la suma de las dos respuestas individuales. Por tanto, para el sistema lineal, la respuesta a varias entradas, se calcula tratando una entrada a la

vez, y sumando los resultados. Este principio, permite desarrollar soluciones complicadas para la ecuación diferencial lineal, a partir de soluciones simples [31].

Propiedad de Homogeneidad

Establece que, si en un sistema una entrada A produce una salida X , el múltiplo de la entrada βA , debe producir una salida βX .

Ecuaciones diferenciales lineales

Una ecuación diferencial es lineal, si sus coeficientes son constantes o son funciones, solo de la variable independiente [31].

2.6.1.2 Control Lineal Tradicional

- **Control Proporcional**

Se dice que un control es de tipo proporcional, cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional al error $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_p e(t) \quad (2.9)$$

Cuyo equivalente en el dominio de la frecuencia es:

$$V(s) = K_p E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.10)$$

En general, para pequeñas variaciones de K_p , aunque se logra un comportamiento aceptable en régimen transitorio, la respuesta de estado estable implica una magnitud elevada de error. Al intentar corregir este problema, los incrementos de ganancia mejorarán la respuesta de estado estable en detrimento de la respuesta transitoria. Por lo tanto, aunque este control es fácil de ajustar, no suele incorporarse a un sistema de control en forma aislada, sino más bien, se acompaña de otro elemento como se verá a continuación.

- **Control Integral**

Se dice que un control es de tipo integral, cuando la salida del controlador $v(t)$, es proporcional a la integral del error $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.11)$$

donde K_i , es la ganancia del control integral. En cualquier tipo de controlador, la acción proporcional es la más importante, por lo que K_i , puede escribirse en términos de K_p :

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (2.12)$$

donde T_i , es un factor de proporcionalidad ajustable, que indica el tiempo de integración. El equivalente en el dominio de la frecuencia de la ecuación (2.11) es:

$$V(s) = \frac{K_i}{s} E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{T_i s} \quad (2.13)$$

El control integral tiende a reducir o hacer nulo el error de estado estable, sin embargo, dicho comportamiento muestra una tendencia del controlador a sobrecorregir el error. Así, la respuesta del sistema es de forma muy oscilatoria o incluso inestable.

- **Control Derivativo**

Se dice que un control es de tipo derivativo, cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional a la derivada del error $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.14)$$

Donde K_d , es la ganancia del control derivativo. K_d puede escribirse en términos de K_p :

$$K_d = K_p T_d \quad (2.15)$$

Donde T_d , es un factor de proporcionalidad ajustable, que indica el tiempo de derivación. El equivalente de la ecuación (2.14) en el dominio de la frecuencia es:

$$V(s) = K_d s E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_d s = K_p T_d s \quad (2.16)$$

El significado de la derivada, se relaciona con la velocidad de cambio de la variable dependiente, que, en el caso del control derivativo, indica que éste, responde a la rapidez de cambio del error; lo que produce una corrección importante antes de que el error sea elevado. Además, la acción derivativa es anticipativa, esto es, la acción del controlador se adelanta frente a una tendencia de error.

- **Control Proporcional - Derivativo**

Un control es del tipo proporcional derivativo, cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional al error $e(t)$, sumada a una cantidad proporcional a la derivada de $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.17)$$

expresando la ecuación anterior en el dominio de la frecuencia, se obtiene:

$$V(s) = K_p E(s) + K_p T_d s E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_p(1 + T_d s) \quad (2.18)$$

- **Control Proporcional Integral (PI)**

Un control es proporcional integral, cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional al error $e(t)$, sumado a una cantidad proporcional a la integral del error $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.19)$$

expresando la ecuación (2.19) en el dominio de la frecuencia, se tiene:

$$V(s) = K_p E(s) + \frac{K_p}{T_i s} E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.20)$$

- **Control Proporcional - Integral - Derivativo (PID)**

Un control es de tipo proporcional integral derivativo, cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional al error $e(t)$, sumado a una cantidad proporcional a la integral del error $e(t)$, más una cantidad proporcional a la derivada del error $e(t)$ [20]:

$$v(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.21)$$

que en el dominio de la frecuencia se expresa:

$$V(s) = K_p E(s) + \frac{K_p}{T_i s} E(s) + K_p T_d s E(s) \quad \therefore \quad G(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.22)$$

2.6.2 Control no Lineal

2.6.2.1 Definición de Control no Lineal

Es el control aplicado a los sistemas que no cumplen el principio de superposición. Por tanto, para un sistema no lineal, la respuesta a dos entradas, no puede calcularse tratando cada una a la vez, y sumando los resultados. Aunque muchas relaciones físicas, se representan a menudo mediante ecuaciones lineales, en la mayoría, las relaciones reales no son verdaderamente lineales. Un estudio cuidadoso de los sistemas físicos, revela que los llamados sistemas lineales, solo lo son, en rangos de operación limitados [31].

2.6.2.2 Concepto de linealización de sistemas no lineales

Muy pocos sistemas físicos son estrictamente lineales, sin embargo, en el modelado de los sistemas físicos, con frecuencia, se sacrifica la descripción de la ecuación diferencial parcial que define un proceso físico; de tal forma que se representa de manera más simple, a través de una ecuación diferencial ordinaria [20]. Si el sistema opera alrededor de un

punto de equilibrio, y si las señales son pequeñas, es posible aproximar el sistema no lineal mediante un sistema lineal, siendo su equivalente en un rango de operación limitado [31].

2.6.2.3 Técnicas de control no lineal

Muchas técnicas de control en realimentación, se basan en la idea de diseñarlos de tal manera, que la derivada de una función de Lyapunov, tenga ciertas propiedades, que garanticen la estabilidad del sistema, y la convergencia a un punto o un conjunto de puntos de equilibrio [23]. Se aborda uno de los métodos, a emplearse en el desarrollo de la tesis:

Método Backstepping

Es un procedimiento recursivo que combina la elección de una función de Lyapunov, con el diseño de un control en realimentación. Descompone el problema original, en una secuencia de problemas de diseño para sistemas de orden inferior. Aprovechando la mayor simplicidad que existe en los sistemas de menor orden, Backstepping, a menudo puede resolver problemas de estabilidad, seguimiento y control robusto, bajo condiciones menos restrictivas, que las encontradas en otros métodos [23].

El Backstepping, es un método de control para sistemas no lineales, que emplea una técnica recursiva, para diseñar controles de realimentación, y encontrar funciones de Lyapunov, para un conjunto "n" de sistemas cada vez más complejos, siendo de interés el último sistema. En esta técnica, se aprovecha la idea, de que ciertas variables se pueden usar como controles virtuales, para hacer que el sistema de orden superior, sea simple, por lo que las salidas de control finales, se pueden derivar paso a paso, a través de funciones de Lyapunov adecuadas, que garantizan la estabilidad global [6].

[14], resume los pasos a seguir en el control Backstepping:

- ✓ Se descompone el problema original, en una secuencia de subsistemas.
- ✓ Se introducen un estado virtual y una señal de control virtual en cada subsistema.
- ✓ Se elige una candidata a función de Lyapunov, y se realiza su derivada en cada subsistema.
- ✓ Se busca una expresión de la señal de control virtual, que garantice la estabilidad de cada subsistema, es decir, asegurando que la derivada de la función de Lyapunov, sea negativa.
- ✓ Si el paso anterior no se logra, se introducen nuevos estados virtuales, incrementando el tamaño de la candidata a función de Lyapunov, y procediendo de igual manera que en los pasos anteriores, hasta asegurar que la derivada de la función de Lyapunov sea negativa.

2.7 Modelamiento Matemático

2.7.1 Modelo Matemático en el Sistema de Referencia abc

La figura 2.15, muestra el diagrama estructural del sistema HVDC – BTB – VSC, de tres niveles NPC, interconectando dos sistemas AC. Está formado por 02 convertidores trifásicos idénticos, denominados VSC – 1 (elegido como inversor), y VSC – 2 (elegido como rectificador), conectados a sus respectivos transformadores trifásicos, y acoplados a través del enlace DC, de forma que cada VSC en su lado DC, tiene dos condensadores en serie de igual capacitancia ($C_1 = C_2 = C$), con su punto medio conectado a los diodos de cada fase. VSC – 1, se conecta al sistema AC – 1, a través de la impedancia de acoplamiento $R_1 + jX_1$, y el VSC – 2, al sistema AC – 2, a través de $R_2 + jX_2$. Los dos sistemas AC, se representan por generadores trifásicos idénticos, y el total de pérdidas por conmutación, por la resistencia R_p , conectada en paralelo en el enlace DC (no se muestra en la figura 2.15).

La figura 2.16, muestra el circuito equivalente del sistema de la figura 2.15. Se elaboró tomando como referencia a [37], que presenta el equivalente de un sistema similar de cinco niveles. Al conectarse los lados AC de los VSC a sus respectivos sistemas, cada lado es reemplazado por una fuente trifásica AC, y en sus lados DC, las corrientes en los puntos comunes a ambos convertidores, se reemplazan por fuentes de corriente, y las pérdidas en cada convertidor, se representan por las resistencias $2R_p$, conectadas en paralelo.

Una técnica de control, logra el balance de tensiones entre los condensadores DC (sección 3.1.1.4); haciendo que el promedio de la suma de corrientes en la rama intermedia, $i_{21} + i_{22}$, sea cero, simplificando el circuito equivalente al mostrado por la figura 2.17.

Para simplificar las expresiones, $k = 1$, designa a VSC – 1 y al sistema AC – 1, mientras que $k = 2$, designa a VSC – 2 y al sistema AC – 2. En la figura 2.17, aplicando la ley de tensiones en el lado AC de ambos convertidores [37], se tiene:

$$v_{tak} = R_k * i_{ak} + L_k * \frac{di_{ak}}{dt} + v_{sak} \quad (2.23a)$$

$$v_{tbk} = R_k * i_{bk} + L_k * \frac{di_{bk}}{dt} + v_{sbk} \quad (2.23b)$$

$$v_{tck} = R_k * i_{ck} + L_k * \frac{di_{ck}}{dt} + v_{sck} \quad (2.23c)$$

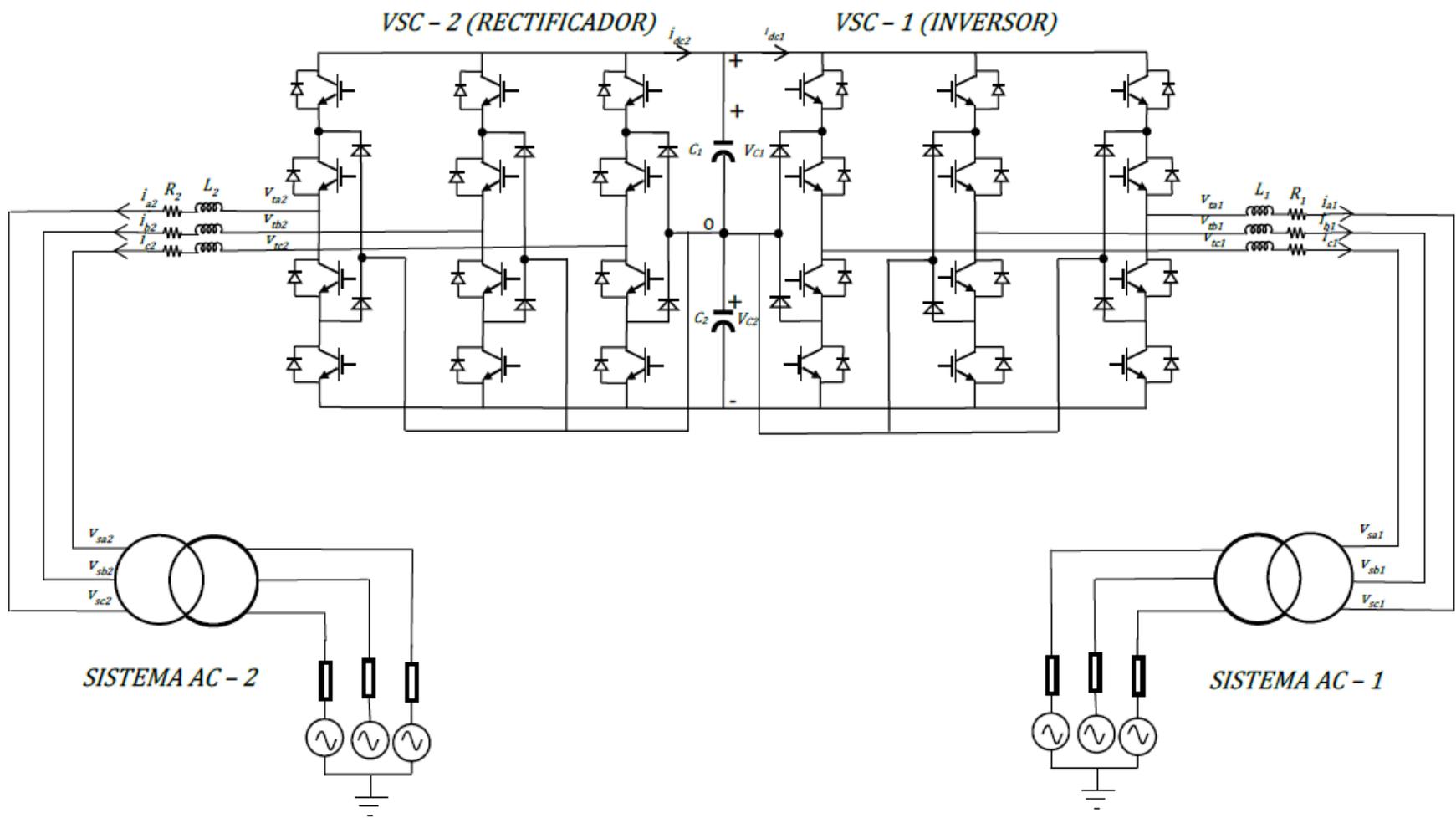


Fig. 2.15 Sistema HVDC - VSC basado en un BTB trifásico de tres niveles NPC interconectando dos sistemas de potencia [6]

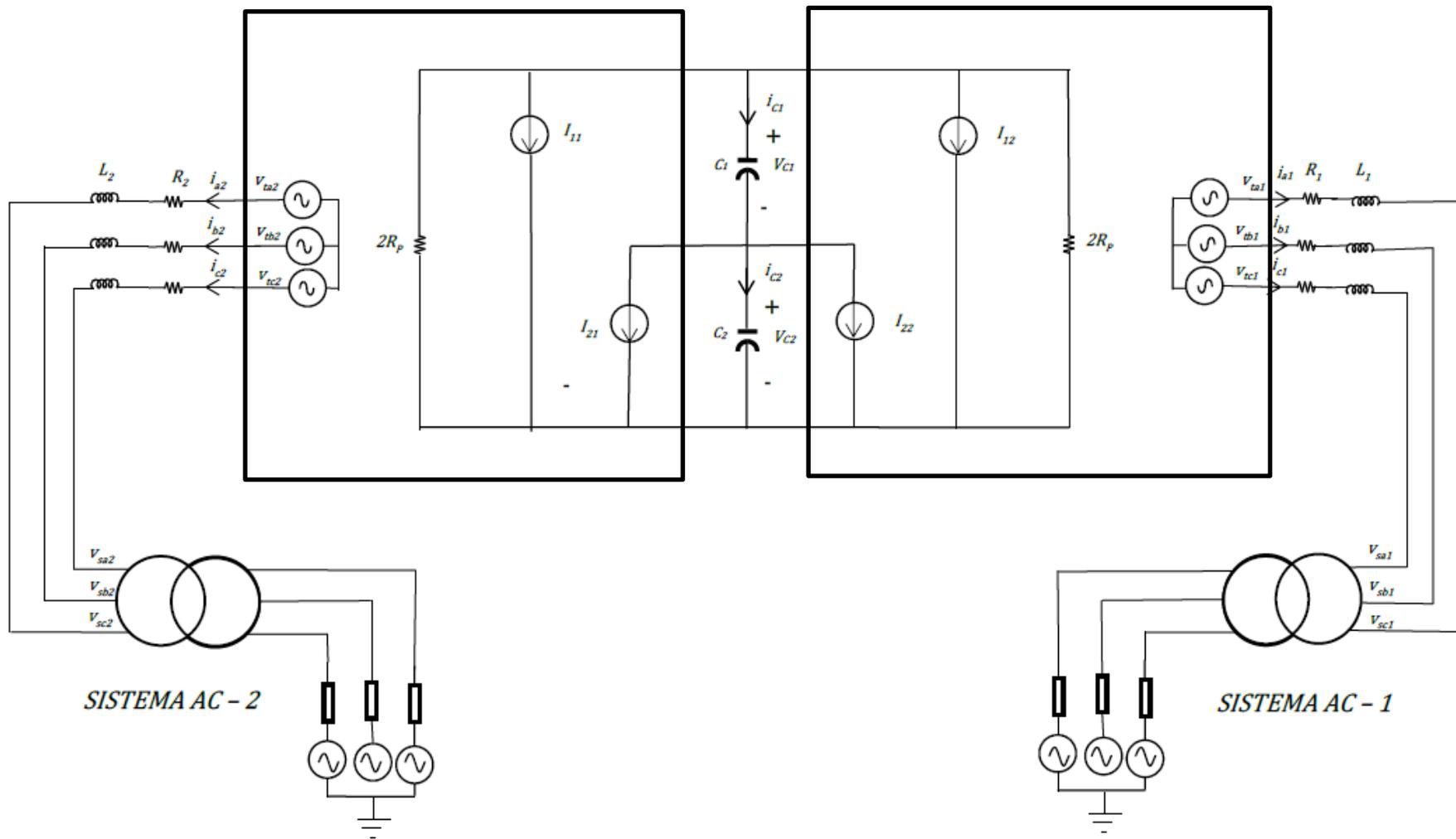


Fig. 2.16 Circuito equivalente del Sistema HVDC – BTB - VSC mostrado en la figura 2.15 (Adaptado de [37])

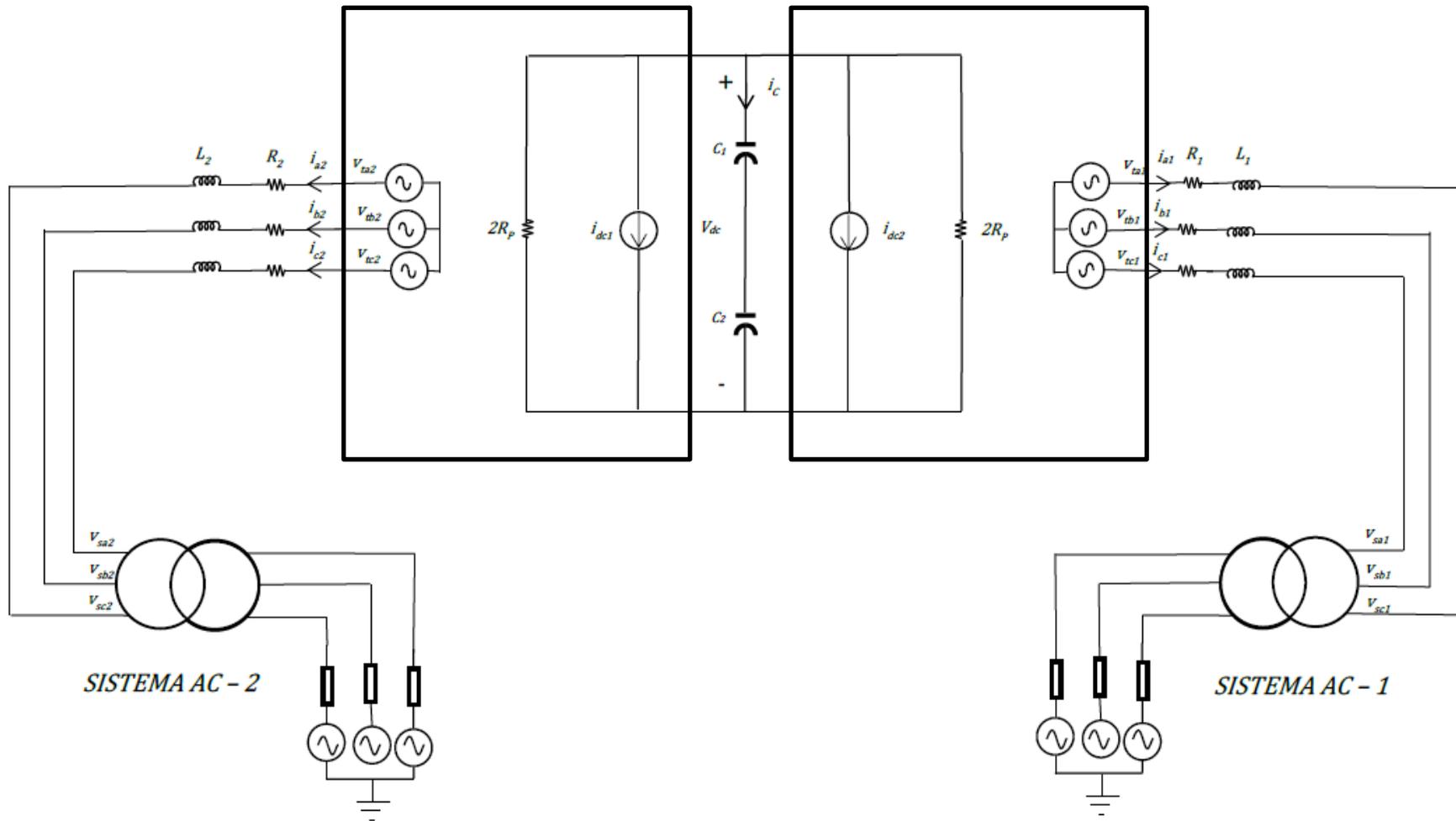


Fig. 2.17 Circuito simplificado del Sistema HVDC - BTB – VSC mostrado en la figura 2.15 (Adaptado de [37])

Donde:

v_{tak} , v_{tbk} y v_{tck} : son las tensiones en el lado AC de los convertidores

v_{sak} , v_{sbk} y v_{sck} : son las tensiones en el lado secundario del transformador

i_{ak} , i_{bk} e i_{ck} : son las corrientes en el lado AC de los convertidores

La componente a frecuencia fundamental de las tensiones AC, a la salida de los convertidores, se calcula a través de [37]:

$$\begin{bmatrix} v_{tak} \\ v_{tbk} \\ v_{tck} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * m_k * V_{dc} \begin{bmatrix} \sin \theta_k \\ \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Donde:

m_k = índice de modulación

$\theta_k = \omega_k * t + \alpha_k$

$m_k \alpha_k \omega_k$ = frecuencia angular

α_k = ángulo de fase de las formas de onda de modulación

Aplicando la ley de corrientes en el enlace DC del circuito de la figura 2.17 [37]:

$$C_{eq} \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{2 * R_p} + \frac{V_{dc}}{2 * R_p} + i_{dc1} + i_{dc2} = 0 \quad (2.25)$$

Ecuación que al ser simplificada se obtiene:

$$C_{eq} \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{R_p} - (i_{dc1} + i_{dc2}) \quad (2.26)$$

Donde:

$C_{eq} = \frac{C}{2}$: es la capacitancia equivalente en el enlace DC

V_{dc} : es la tensión en el enlace DC

i_{dc1} , i_{dc2} : son las corrientes equivalentes en el enlace DC

El balance de potencia en cada convertidor indica [37]:

Potencia lado DC = Potencia lado AC

$$V_{dc} * i_{dck} = (v_{tak} i_{ak} + v_{tbk} i_{bk} + v_{tck} i_{ck}) \quad (2.27)$$

Reemplazando (2.24) en (2.27) y simplificando se tiene [37]:

$$i_{dck} = \frac{m_k}{\sqrt{3}} \left[\sin(\theta_k) * i_{ak} + \sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) * i_{bk} + \sin\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) * i_{ck} \right] \quad (2.28)$$

Las ecuaciones 2.23 y 2.26, junto con las ecuaciones 2.24 y 2.28, representan el modelo matemático a frecuencia fundamental del sistema HVDC – BTB – VSC, mostrado en la figura 2.15, en el marco de referencia abc [37].

2.7.2 Modelo Matemático en el Sistema de Referencia dq0

El modelo matemático anterior puede expresarse en el sistema de referencia dq0 [37], a través de la siguiente transformación:

$$f_{dq0k} = K_k * f_{abck} \quad (2.29)$$

Donde K_k , viene a ser la matriz de transformación:

$$K_k = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \cos\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_k & \sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\theta_k(t) = \int_0^t \omega_k(t) dt \quad (2.31)$$

Transformando las variables de las ecuaciones (2.23) y (2.24) usando (2.29), se tiene [37]:

$$v_{tdk} = R_k i_{dk} + L_k \frac{di_{dk}}{dt} - L_k \omega_k i_{qk} + v_{sdk} \quad (2.32a)$$

$$v_{tqk} = R_k i_{qk} + L_k \frac{di_{qk}}{dt} + L_k \omega_k i_{dk} + v_{sqk} \quad (2.32b)$$

$$v_{tdk} = \frac{1}{\sqrt{3}} m_k V_{dc} \cos(\alpha_k) \quad (2.33a)$$

$$v_{tqk} = \frac{1}{\sqrt{3}} m_k V_{dc} \sin(\alpha_k) \quad (2.33b)$$

Siendo:

$$\alpha_k = \text{tg}^{-1} \frac{v_{tqk}}{v_{tdk}} \quad (2.34a)$$

$$m_k = \frac{\sqrt{3} * \sqrt{v_{tdk}^2 + v_{tqk}^2}}{V_{dc}} \quad (2.34b)$$

Donde:

v_{tdk}, v_{tqk} : son las tensiones en el lado AC de ambos convertidores, en los ejes d y q respectivamente.

v_{sdk}, v_{sqk} : son las tensiones en el lado secundario de ambos transformadores, en los ejes d y q respectivamente.

i_{dk}, i_{qk} : son las corrientes en el lado AC de los convertidores VSC – 1 y VSC – 2, en los ejes d y q respectivamente.

Aplicando (2.29) y reemplazando en (2.28):

$$i_{dck} = \frac{3}{2\sqrt{3}} * m_k [\sin \alpha_k * i_{qk} + \cos \alpha_k * i_{dk}] \quad (2.35)$$

Reemplazando en (2.26), se obtiene [37]:

$$C_{eq} \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{R_p} - \frac{3}{2\sqrt{3}} * m_1 (i_{q1} * \sin \alpha_1 + i_{d1} * \cos \alpha_1) - \frac{3}{2\sqrt{3}} * m_2 (i_{q2} * \sin \alpha_2 + i_{d2} * \cos \alpha_2) \quad (2.36)$$

Las ecuaciones (2.32) y (2.36), representan el modelo matemático en el sistema de referencia dq0 del sistema HVDC – BTB – VSC; mostrado en la figura 2.15, que se emplean en el diseño de los controladores en los lados AC y DC [37].

CAPÍTULO III

DESARROLLO DEL TRABAJO DE TESIS

En este capítulo, se presenta el trabajo desarrollado para contrastar las hipótesis y conseguir los objetivos de la tesis.

3.1 Sistemas de ecuaciones para los controles obtenidos a partir del modelamiento matemático.

3.1.1 Sistema de ecuaciones del control lineal PI desacoplado de corrientes i_{dk} , i_{qk} y de la tensión en el enlace DC (V_{dc})

Se presenta el control de componentes de la corriente en ejes d y q, el control de tensión en el enlace DC y el control del balance de tensiones entre condensadores de dicho enlace.

3.1.1.1 Control de corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de cada convertidor

La sección 2.7.2, ecuación (2.32), muestra las tensiones del lado AC de ambos convertidores en el sistema dq0; cuyo desacoplamiento se realiza con el cambio de variables [37]:

$$u_{dk} = R_k i_{dk} + L_k \frac{di_{dk}}{dt} \quad (3.1a)$$

$$u_{qk} = R_k i_{qk} + L_k \frac{di_{qk}}{dt} \quad (3.1b)$$

Quedando la ecuación (2.32) expresada como:

$$v_{tdk} = u_{dk} - L_k \omega_k i_{qk} + v_{sdk} \quad (3.2a)$$

$$v_{tqk} = u_{qk} + L_k \omega_k i_{dk} + v_{sqk} \quad (3.2b)$$

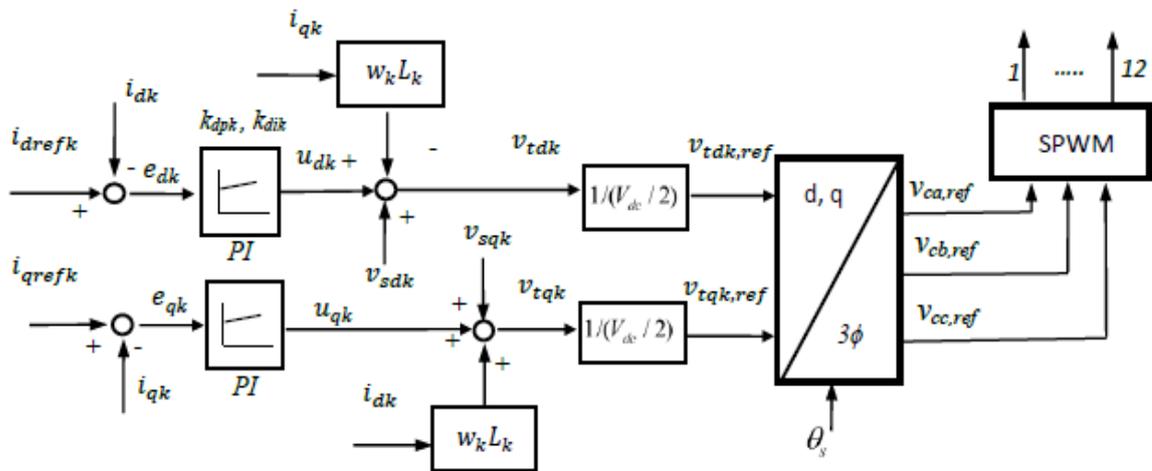


Fig. 3.1 Diagrama de bloques del control PI de corrientes i_{dk} e i_{qk} .

La figura 3.1, presenta el diagrama de bloques del control PI de las componentes i_{dk} e i_{qk} . El error de i_{dk} , ingresa al control PI ($e_{dk} = i_{drefk} - i_{dk}$), obteniendo a su salida u_{dk} , se le sustrae la componente de desacoplamiento i_{qk} , multiplicada por $\omega_k L_k$, y se le adiciona la componente de tensión v_{sdk} , para conseguir una rápida reacción ante perturbaciones en el sistema AC [37]. Al sumar las tres señales, se obtiene v_{tdk} en el lado AC del convertidor.

De forma similar, la figura 3.1, muestra que a partir del error de la componente i_{qk} ($e_{qk} = i_{qrefk} - i_{qk}$), se obtiene a la salida del control PI, la señal u_{qk} , y que sumándole la tensión v_{sqk} , y la componente de desacoplamiento asignada a i_{dk} , se obtiene la tensión v_{tqk} [37].

Las tensiones v_{tdk} y v_{tqk} se expresan en p.u., dividiéndolas entre la mitad de la tensión del enlace DC, luego se transforman al sistema abc, obteniéndose las tensiones de referencia en p.u., para el lado AC del convertidor. Cada tensión es corregida, sumándole la señal procedente del control del balance de tensiones entre condensadores DC; y las tensiones resultantes ingresan al modulador SPWM, según muestra la figura 3.2.

Ecuaciones del Control PI de Corrientes i_{dk} e i_{qk} en ambos Convertidores

El control PI de la corriente i_{dk} en el lado AC de los convertidores, se define [37]:

$$u_{dk} = K_{dpk} e_{dk} + K_{dik} \int_0^t e_{dk} dt \quad (3.3)$$

Donde K_{dpk} y K_{dik} , son las ganancias proporcional e integral respectivamente ($k = 1$ para el inversor y $k = 2$ para el rectificador).

De manera similar, el control PI de la corriente i_{qk} , se expresa por [37]:

$$u_{qk} = K_{qpk}e_{qk} + K_{qik} \int_0^t e_{qk} dt \quad (3.4)$$

Donde K_{qpk} y K_{qik} , son respectivamente las ganancias proporcional e integral.

Cálculo de las Constantes Proporcional e Integral de los Controles PI de las Corrientes i_{dk} e i_{qk} .

Las constantes del control PI de la corriente i_{dk} , se calculan a través de [46]:

$$K_{dpk} = \frac{L_k}{\tau_{ik}} \quad (3.5a)$$

$$K_{dik} = \frac{R_k}{\tau_{ik}} \quad (3.5b)$$

Donde:

R_k : es la resistencia de acoplamiento por fase de cada convertidor.

L_k : es la inductancia de acoplamiento por fase de cada convertidor.

τ_{ik} : es la constante de tiempo que especifica la velocidad de respuesta, cuyo valor depende de la frecuencia de conmutación del convertidor, la velocidad de respuesta deseada, el nivel de tensión en el enlace DC y el tipo de transitorios. Es usual el rango 0.5 – 5ms.

La ganancia en el dominio complejo del sistema en lazo cerrado, viene dada por [37]:

$$G_i(s) = \frac{i_{dk}(s)}{i_{drefk}(s)} = \frac{1}{\tau_{ik}s + 1} \quad (3.6)$$

De manera similar se procede para el control PI de i_{qk} . Las constantes para el control PI de i_{dk} , pueden ser tomadas para el control de i_{qk} . Usando la tabla 4.1 se obtienen:

$$K_{dpk} = K_{qpk} = 20$$

$$K_{dik} = K_{qik} = 400$$

que se emplean en los controles PI de i_{d1} e i_{q1} (inversor), como de i_{d2} e i_{q2} (rectificador).

Modulador SPWM de tres Niveles

La figura 3.2 presenta el diagrama de bloques del modulador senoidal (SPWM). A las tres tensiones de referencia en p.u. del lado AC de ambos convertidores; se les suma, la señal obtenida del control del balance de tensiones entre los condensadores del enlace

DC; NPC (sección 3.1.1.4). La parte positiva de cada tensión resultante (una por fase), es comparada con la onda portadora triangular superior, resultando la señal positiva G_{11} , y la de complemento G_{13} , además, la parte negativa de ésta tensión es comparada con la onda triangular inferior, obteniéndose la señal negativa G_{14} y la de complemento G_{12} ; esto indica que por cada tensión resultante, se obtienen 4 señales, y al ser el sistema trifásico, se tiene 12 señales por convertidor. Estas señales activan y desactivan las llaves de potencia, que a su vez reproducirán en el lado AC de cada convertidor; las tensiones de referencia resultantes, logrando que i_{dk} e i_{qk} , alcancen sus valores de consigna i_{drefk} e i_{qrefk} .

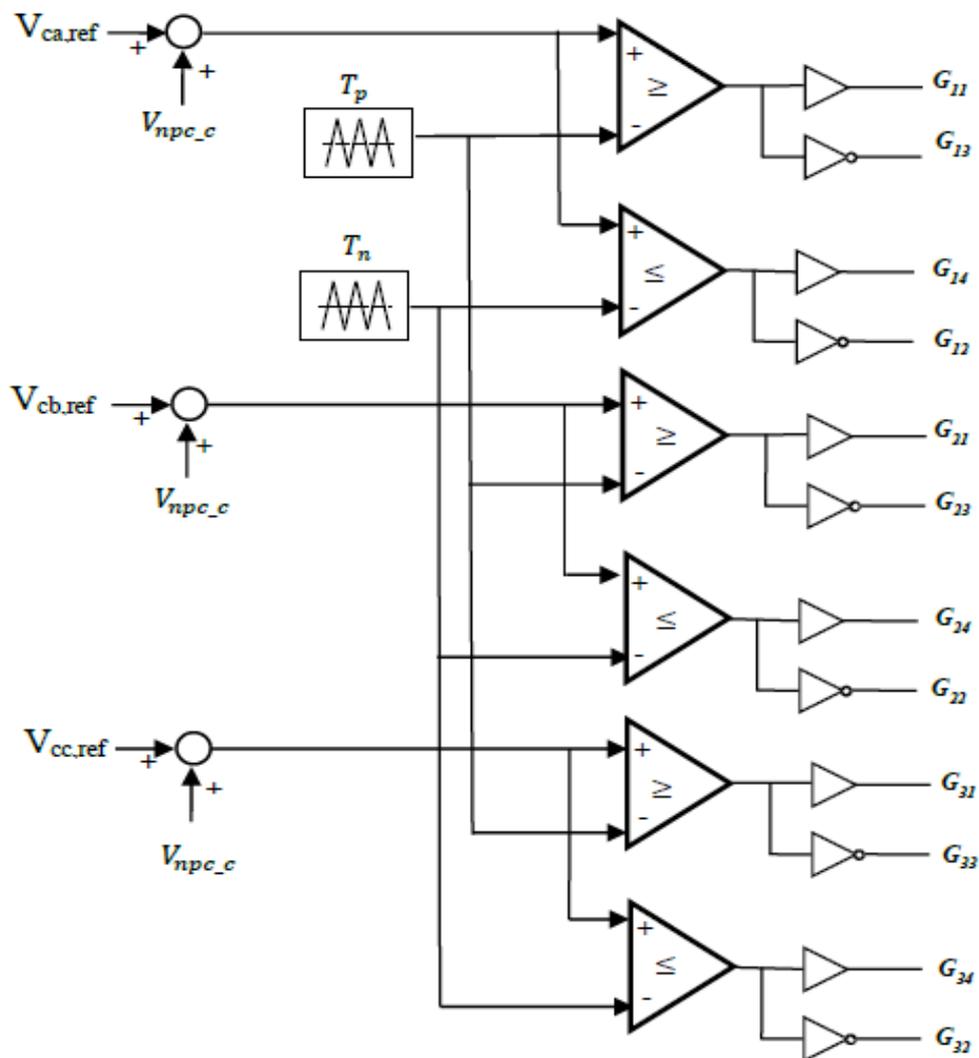


Fig. 3.2 Diagrama de bloques del modulador senoidal (SPWM).

3.1.1.2 Control de la potencia activa y la potencia reactiva

En la ecuación (2.36), sección 2.7.2, multiplicando ambos lados por V_{dc} , se obtienen los términos de potencia activa, reactiva en los sistemas AC, y la potencia de pérdidas [37]:

$$\begin{aligned} \frac{d(\frac{1}{2}C_{eq}V_{dc}^2)}{dt} = & -\frac{V_{dc}^2}{R_p} - \frac{3}{2\sqrt{3}}(i_{d1}m_1V_{dc}\cos\alpha_1 + i_{q1}m_1V_{dc}\sin\alpha_1) \\ & - \frac{3}{2\sqrt{3}}(i_{d2}m_2V_{dc}\cos\alpha_2 + i_{q2}m_2V_{dc}\sin\alpha_2) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Reemplazando (2.33) en (3.7), se obtiene [37]:

$$\frac{d(\frac{1}{2}C_{eq}V_{dc}^2)}{dt} = -\frac{V_{dc}^2}{R_p} - \frac{3}{2}(v_{td1}i_{d1} + v_{tq1}i_{q1}) - \frac{3}{2}(v_{td2}i_{d2} + v_{tq2}i_{q2}) \quad (3.8)$$

Los términos en la ecuación (3.8) representan a:

$\frac{d(\frac{1}{2}C_{eq}V_{dc}^2)}{dt}$, la razón de cambio de la energía almacenada en C_{eq} ;

$\frac{V_{dc}^2}{R_p}$, la potencia disipada en R_p ;

$\frac{3}{2}(v_{td1}i_{d1} + v_{tq1}i_{q1})$, la potencia instantánea en el lado AC del convertidor VSC – 1 y

$\frac{3}{2}(v_{td2}i_{d2} + v_{tq2}i_{q2})$, la potencia instantánea en el lado AC del convertidor VSC – 2.

Si se considera que la potencia total en los reactores de acoplamiento es despreciable, y que la tensión de la red solo tiene componente en el eje d, los últimos términos se reducen a:

$$\frac{3}{2}(v_{td1}i_{d1} + v_{tq1}i_{q1}) = \frac{3}{2}(v_{sd1}i_{d1} + v_{sq1}i_{q1}) = \frac{3}{2}(v_{sd1}i_{d1}) \quad (3.9a)$$

$$\frac{3}{2}(v_{td2}i_{d2} + v_{tq2}i_{q2}) = \frac{3}{2}(v_{sd2}i_{d2} + v_{sq2}i_{q2}) = \frac{3}{2}(v_{sd2}i_{d2}) \quad (3.9b)$$

Por tanto, la potencia activa y reactiva entregada a cada sistema son dadas por [37]:

$$P_{ref2} = -P_{ref1} \approx \frac{3}{2}v_{sd2}i_{p_xref} \quad (3.10a)$$

$$Q_{refk} = -\frac{3}{2}v_{sdk}i_{qrefk} \quad (3.10b)$$

La ecuación (3.10), indica que la potencia activa de consigna en el rectificador, es el negativo de la potencia del inversor; ya que fluye a través del enlace DC, siendo entregada por el rectificador y absorbida por el inversor, lo que no ocurre con la potencia reactiva, que se intercambia entre cada convertidor y su sistema AC, sin pasar por el enlace DC [37].

La referencia de la corriente en el eje directo se define por [37]:

$$i_{dref1} = i_{Pxref} + i_{Vdcref} \quad (3.11a)$$

$$i_{dref2} = -i_{Pxref} + i_{Vdcref} \quad (3.11b)$$

Donde:

i_{Pxref} : es la referencia de corriente, correspondiente al intercambio de potencia activa deseada entre los sistemas AC – 1 y AC – 2. El signo positivo indica que la potencia fluye del sistema AC – 2 al sistema AC – 1, y el signo negativo que el flujo es en sentido contrario.

i_{Vdcref} : es la referencia de corriente, correspondiente a la compensación de pérdidas representadas por R_p , y por lo tanto, para regular la tensión en el enlace DC.

En la ecuación (3.10), al conocer los valores de referencia de las potencias activa y reactiva, se obtiene i_{drefk} e i_{qrefk} respectivamente:

$$i_{drefk} = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{refk}}{v_{sdk}} \right) \quad (3.12a)$$

$$i_{qrefk} = -\frac{2}{3} \left(\frac{Q_{refk}}{v_{sdk}} \right) \quad (3.12b)$$

La expresión (3.12), indica que la corriente de referencia i_{drefk} , es directamente proporcional a P_{refk} , así como i_{qrefk} lo es de Q_{refk} , por lo tanto, al controlar i_{dk} e i_{qk} , en cada convertidor, también se controla la potencia activa y reactiva respectivamente.

La figura 3.3 presenta el diagrama del control en lazo abierto de ambas potencias.

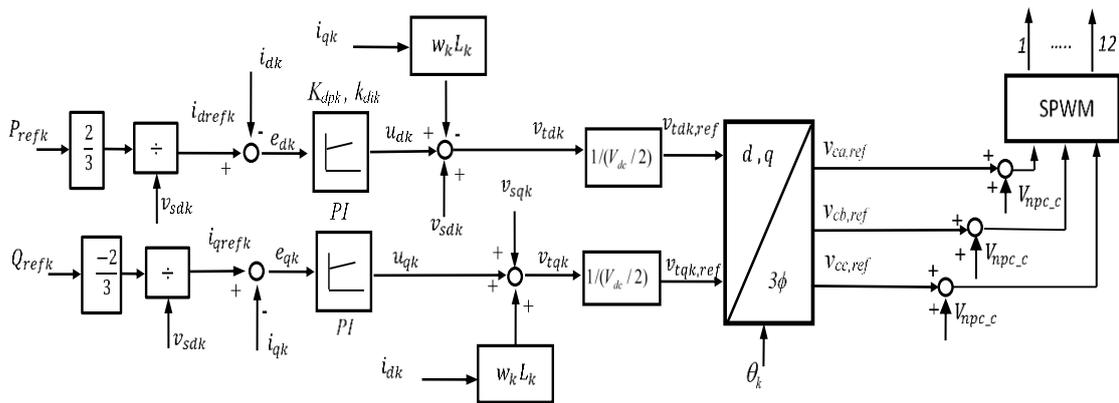


Fig. 3.3 Diagrama de bloques del control de la potencia activa y la potencia reactiva

3.1.1.3 Control de la tensión en el enlace DC (V_{dc})

A partir de la ecuación (3.8), se puede deducir la expresión que gobierna la dinámica de la tensión en el enlace DC. Reemplazando (3.9) en (3.8) [37]:

$$\frac{d(\frac{1}{2}C_{eq}V_{dc}^2)}{dt} = -\frac{V_{dc}^2}{R_p} - \frac{3}{2}v_{sd1}i_{d1} - \frac{3}{2}v_{sd2}i_{d2} \quad (3.13)$$

Si se asume que $v_{sd1} = v_{sd2} = v_{sd}$ se obtiene [37]:

$$\frac{d(\frac{1}{2}C_{eq}V_{dc}^2)}{dt} = -\frac{V_{dc}^2}{R_p} - \frac{3}{2}v_{sd}(i_{d1} + i_{d2}) \quad (3.14)$$

La respuesta de los controles PI de las corrientes i_{dk} a las referencias (3.11), son [37]:

$$i_{d1} = i_{Px} + i_{Vdc} \quad (3.15a)$$

$$i_{d2} = -i_{Px} + i_{Vdc} \quad (3.15b)$$

En la ecuación (3.14), reemplazando a las corrientes según (3.15), se tiene [37]:

$$\frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{2}{R_p C_{eq}} V_{dc}^2 = -\frac{6v_{sd}}{C_{eq}} i_{Vdc} \quad (3.16)$$

La ecuación (3.16), muestra la dinámica en el dominio del tiempo de la tensión V_{dc} en el enlace DC; que, expresada en el dominio complejo, se define por [37]:

$$V_{dc}^2(s) = -\frac{3}{2}R_p v_{sd} \frac{1}{\frac{R_p C_{eq}}{2}s + 1} i_{Vdc}(s) \quad (3.17)$$

Considerando a las ecuaciones (3.6) y (3.15), se deduce que [37]:

$$i_{Vdc}(s) = G_i(s) i_{Vdcref}(s) \quad (3.18)$$

Reemplazando (3.18) en (3.17), y despejando para V_{dc} [37]:

$$V_{dc}(s) = \left[-\frac{3}{2}R_p v_{sd} \frac{1}{\frac{R_p C_{eq}}{2}s + 1} G_i(s) i_{Vdcref}(s) \right]^{1/2} \quad (3.19)$$

Y reemplazando (3.6), se obtiene [37]:

$$V_{dc}(s) = \left[-\frac{3}{2}R_p v_{sd} \frac{1}{\left(\frac{R_p C_{eq}}{2}s + 1\right) \left(s + \frac{1}{\tau_i}\right)} i_{Vdcref}(s) \right]^{1/2} \quad (3.20)$$

Ecuación del Control PI de la tensión V_{dc}

En el dominio complejo, el control PI de la tensión en el enlace DC, se define por [37]:

$$i_{V_{dc}ref}(s) = \frac{K_{vp}s + K_{vi}}{s} e_v(s) \quad (3.21)$$

Y en el dominio del tiempo, se expresa como:

$$i_{V_{dc}ref} = K_{vp}e_v + K_{vi} \int_0^t e_v dt \quad (3.22)$$

Donde:

$e_v = V_{dc}ref - V_{dc}$ = es el error de la tensión DC

K_{vp} y K_{vi} son las ganancias proporcional e integral respectivamente.

Constantes Proporcional e Integral del Control PI de la tensión V_{dc}

Se probaron con buenos resultados en las simulaciones $K_{vp} = 0.75$ y $K_{vi} = 500$.

La figura 3.4 muestra en color rojo el control PI de la tensión en el enlace DC. La tensión V_{dc} y su valor de referencia $V_{dc}ref$, forman el error e_{dc} , que ingresa al control PI entregando a su salida la corriente de consigna $i_{V_{dc}ref}$, estableciendo el error e_{dk} , que luego ingresa al control PI de i_{dk} . Presenta también el control de la potencia reactiva (sección 3.1.1.2).

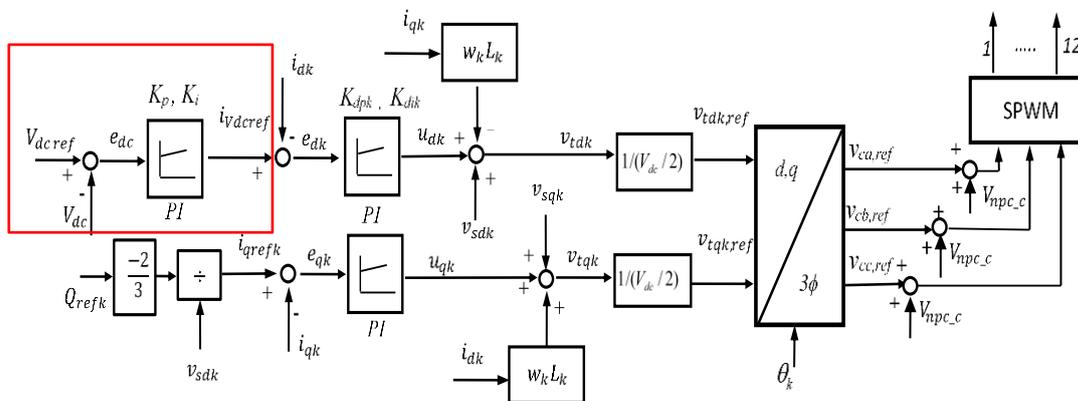


Fig.3.4 Diagrama de bloques del control PI de la tensión V_{dc} en el enlace DC y de la potencia reactiva Q_k .

Condición de Operación de ambos Convertidores para hallar $V_{dc}ref$

La condición de operación define $V_{dc}ref$, que será el valor de consigna a alcanzar por el control de la tensión en el enlace DC. La referencia [24] indica como condición:

$$V_{dc} > v_{sd,pico} \quad (3.23a)$$

Si se elige $v_{sd} = 30kV$, se tiene:

$$V_{dc} > 30kV * \sqrt{2} \quad (3.23b)$$

$$V_{dc} > 42,43Kv \quad (3.23c)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} > 21,21Kv \quad (3.23d)$$

Eligiendo $\frac{V_{dc}}{2} = 30kV$, por tanto, $V_{dc} = 60kV$.

El enlace DC tiene dos condensadores idénticos en serie por convertidor, por tanto, la tensión que alcanzan es 30kV, y la del enlace 60kV, siendo entonces, $V_{dcref} = 60kV$.

3.1.1.4 Control del balance de tensiones entre los condensadores del enlace DC

Al describir la figura 3.2, se indica que a cada tensión de referencia, se le suma la señal del control del balance de tensión entre condensadores. Esta sección aborda dicho control.

La diferencia entre tensiones en el lado DC (polo positivo y negativo), se controla para mantener el balance en el enlace (igual tensión en ambos polos). Las pequeñas desviaciones entre estas tensiones, ocurren por cambios en la corriente activa o reactiva en los convertidores; por el funcionamiento del modulador, o por la impedancia de las componentes involucradas. La corriente DC de punto medio I_{d0} (en la figura 2.16, puede ser I_{21} ó I_{22}), determina la diferencia V_{c0} entre las tensiones DC, superior e inferior [22]:

$$I_{d0} = -C \frac{d(V_{c1} - V_{c2})}{dt} = -C \frac{dV_{c0}}{dt} \quad (3.24)$$

Al variar el valor medio de I_{d0} , se controla la diferencia de tensiones V_{c0} , es decir, si es positiva ($V_{c0} > 0$), se reduce a cero, si la amplitud de la tensión de referencia provocada por la corriente positiva ($I_{d0} = I_{22}$); es incrementada, al mismo tiempo que la amplitud de la tensión generada por la corriente negativa ($I_{d0} = I_{21}$), es disminuida. Esto se consigue, adicionando una componente de compensación (offset) a cada tensión de referencia. De forma similar, se logra el balance si la diferencia entre tensiones es negativa ($V_{c0} < 0$) [22].

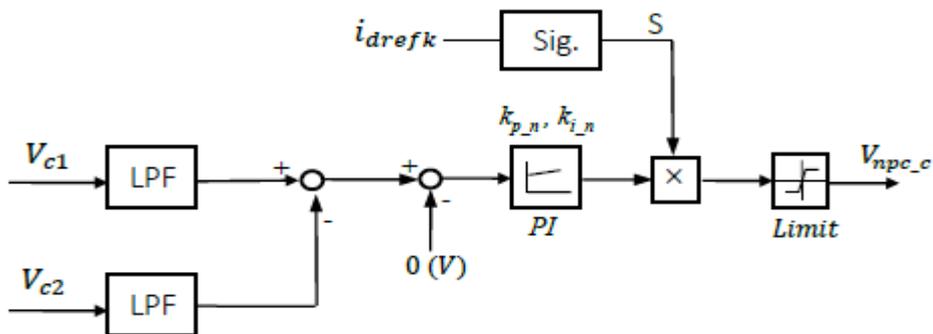


Fig. 3.5 Diagrama de bloques del control del balance de tensión entre los condensadores del enlace DC.

El sentido de la corriente que circula a través de la línea neutra en el NPC, provoca que la tensión en el condensador superior aumente, y la del condensador inferior disminuya o viceversa, ocasionando la desviación del potencial [39]. La figura 3.5, muestra el diagrama de bloques, de la técnica de control empleada para eliminar dicha desviación. Se establece la diferencia entre tensiones de los condensadores, pasando previamente por un filtro pasa bajos (LPF), la señal obtenida es la entrada del control PI, cuya salida se multiplica por el signo obtenido de la corriente i_{drefk} , mediante el sistema de la figura 3.6. La señal así obtenida, pasa por un limitador, y luego es sumada a las tres tensiones de referencia en p.u., corrigiendo así la desviación de la tensión entre los condensadores del enlace DC.

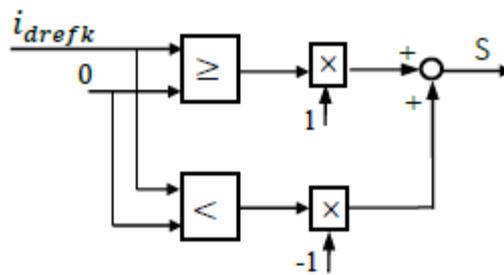


Fig. 3.6 Diagrama de bloques de la función signo (Sig.)

La figura 3.6 muestra el diagrama de la función signo aplicado a la corriente i_{drefk} . Si ésta es mayor o igual a 0, la salida (S) será +1 y si es menor a 0, la salida (S) será -1.

Esquema de control del Sistema BTB empleando controles PI

Luego de presentar cada control PI por separado, la figura 3.7, muestra el esquema de control del BTB con todos los reguladores PI involucrados. En la tesis, se considera que en el convertidor VSC – 1 (inversor), se controla a las componentes de la corriente i_{d1} e i_{q1} (y por tanto a la potencia activa y reactiva respectivamente), mientras que en el convertidor VSC – 2 (rectificador), se controla a la tensión V_{dc} y a la corriente i_{q2} , no obstante, también es posible realizar el control en sentido inverso; es decir, VSC – 1, operando como rectificador, controlando a la tensión V_{dc} y a la corriente i_{q1} , y VSC – 2, operando como inversor y controlando a i_{d2} e i_{q2} . Esta elección, está sujeta a la operación del sistema.

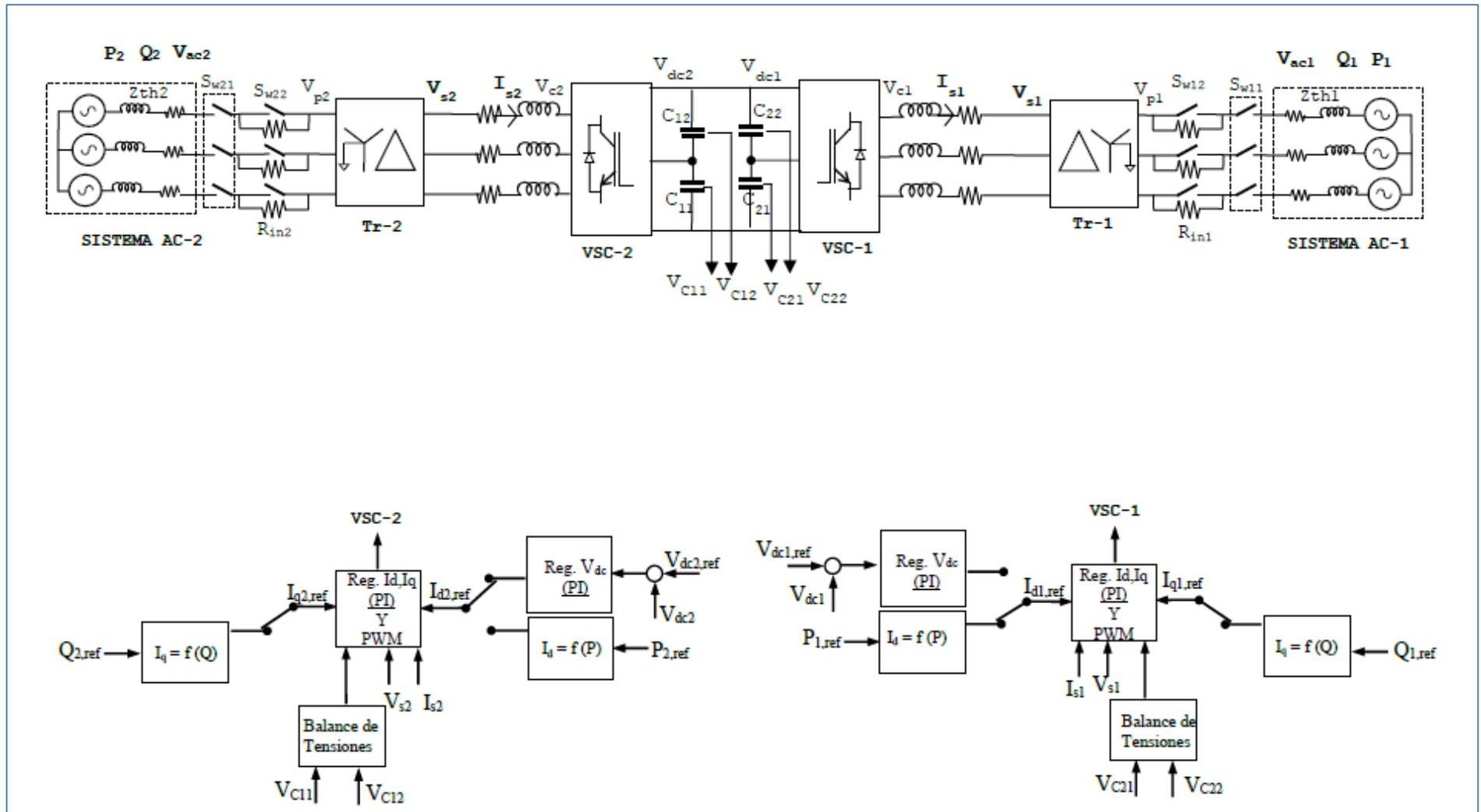


Fig. 3.7 Esquema de control (PI) del BTB

3.1.2 Sistema de ecuaciones del control Backstepping de corrientes i_{dk} , i_{qk} y de la tensión en el enlace DC (V_{dc})

En la sección 2.7.1, ecuación (2.26), si $i_{dc1} = i_{dc2} = i_{dc}$, puede expresarse [6]:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{C_{eq} * R_p} - \frac{2}{C_{eq}} * i_{dc} \quad (3.25)$$

Mientras que (2.32), puede reordenarse de la siguiente manera [6]:

$$\frac{di_{dk}}{dt} = -\frac{R_k}{L_k} * i_{dk} + \omega_k * i_{qk} + \frac{v_{tdk} - v_{sdk}}{L_k} \quad (3.26a)$$

$$\frac{di_{qk}}{dt} = -\frac{R_k}{L_k} * i_{qk} - \omega_k * i_{dk} + \frac{v_{tqk} - v_{sqk}}{L_k} \quad (3.26b)$$

(3.25) y (3.26), es el sistema de ecuaciones para desarrollar el control Backstepping de la tensión en el enlace DC y de corrientes en los ejes directo y en cuadratura. El sistema se divide en 02 subsistemas, (3.25) es el subsistema 1, y se emplea para diseñar el control de la tensión V_{dc} , y (3.26) es el subsistema 2, para diseñar el control de corrientes [6].

El primer subsistema tiene un solo estado $x = V_{dc}$, y un único control de entrada $u = i_{dc}$. El segundo subsistema presenta [6]:

Vector de estado:

$$x = [i_{dk} \quad i_{qk}]^T$$

Vector control de entrada

$$u = [v_{tdk} \quad v_{tqk}]^T$$

3.1.2.1 Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de ambos convertidores

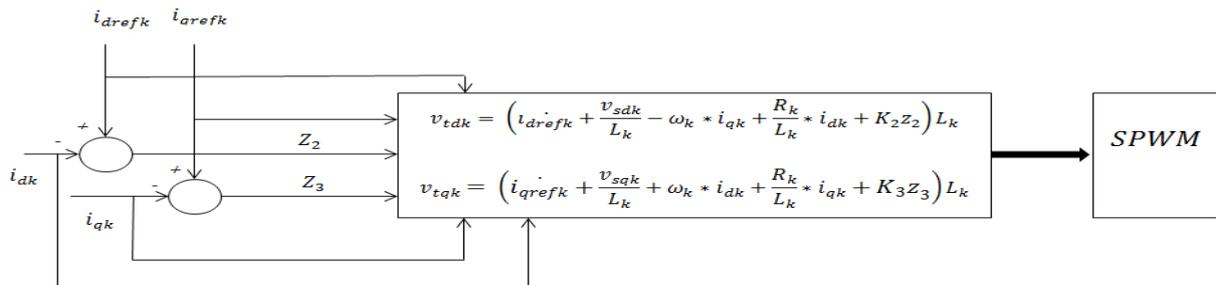


Fig. 3.8 Diagrama de bloques del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk}

La figura 3.8, presenta el diagrama de bloques del control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} . El valor de referencia para i_{dk} en el rectificador, lo da la salida del control Backstepping de la tensión V_{dc} (sección 3.1.2.3).

El propósito del control, es que las corrientes alcancen los valores de consigna i_{drefk} , i_{qrefk} ($k = 1$ es inversor y $k = 2$ es rectificador), siendo los errores de seguimiento [6]:

$$z_2 = i_{drefk} - i_{dk} \quad (3.27a)$$

$$z_3 = i_{qrefk} - i_{qk} \quad (3.27b)$$

Diferenciando los errores respecto del tiempo en (3.27a) y (3.27b), se tiene [6]:

$$\dot{z}_2 = i_{drefk} - \dot{i}_{dk} \quad (3.28a)$$

$$\dot{z}_3 = i_{qrefk} - \dot{i}_{qk} \quad (3.28b)$$

El control Backstepping emplea funciones de Lyapunov, que deben ser propuestas y probadas. Para garantizar la estabilidad asintótica del sistema, estas funciones deben ser iguales a cero al ser evaluadas en este valor, ser positivas y su derivada debe ser negativa.

Se proponen como candidatas a función de Lyapunov [6]:

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2, \quad V_2 > 0 \quad (3.29a)$$

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2, \quad V_3 > 0 \quad (3.29b)$$

Derivando a cada función de Lyapunov respecto del tiempo, y empleando la ecuación (3.26), se llega a las expresiones:

$$\dot{V}_2 = z_2 \dot{z}_2 = z_2 \left(i_{drefk} + \frac{R_k}{L_k} * i_{dk} - \omega_k * i_{qk} - \frac{v_{tdk} - v_{sdk}}{L_k} \right) \quad (3.30a)$$

$$\dot{V}_3 = z_3 \dot{z}_3 = z_3 \left(i_{qrefk} + \frac{R_k}{L_k} * i_{qk} + \omega_k * i_{dk} - \frac{v_{tqk} - v_{sqk}}{L_k} \right) \quad (3.30b)$$

En la parte derecha de (3.30), aparecen las variables de control v_{tdk} , v_{tqk} , tales que, si se les asigna la expresión adecuada, las derivadas respectivas \dot{V}_2 y \dot{V}_3 , son negativas, verificándose que V_2 y V_3 son funciones de Lyapunov, y garantizando la estabilidad asintótica del sistema.

Ecuaciones del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk}

En la ecuación (3.30), se elige los valores adecuados para v_{tdk} , v_{tqk} , constituyendo las leyes del control Backstepping de las corrientes i_{dk} e i_{qk} respectivamente:

$$v_{tdk} = \left(i_{drefk} + \frac{v_{sdk}}{L_k} - \omega_k * i_{qk} + \frac{R_k}{L_k} * i_{dk} + K_2 z_2 \right) L_k \quad (3.31a)$$

$$v_{tqk} = \left(i_{qrefk} + \frac{v_{sqk}}{L_k} + \omega_k * i_{dk} + \frac{R_k}{L_k} * i_{qk} + K_3 z_3 \right) L_k \quad (3.31b)$$

Al reemplazar (3.31) en (3.30), se obtiene:

$$\dot{V}_2 = -K_2 z_2^2 \quad (3.32a)$$

$$\dot{V}_3 = -K_3 z_3^2 \quad (3.32b)$$

Donde K_2, K_3 , son constantes positivas y $\dot{V}_2 < 0$, $\dot{V}_3 < 0$.

Por tanto, (3.31), es el sistema de ecuaciones del Control Backstepping de las corrientes i_{dk} e i_{qk} . Con constantes $K_2 = K_3 = 4000$, tanto para el inversor como para el rectificador, se obtuvieron buenos resultados en las simulaciones.

3.1.2.2 Control Backstepping de las potencias activa y reactiva

La figura 3.9, muestra el diagrama de bloques del control Backstepping de la potencia activa y reactiva. Los controles PI de las corrientes i_{dk} e i_{qk} , se reemplazan por los controles Backstepping indicados como BKS, cuyo diseño se explicó en la sección 3.1.2.1. Se observa que las tensiones de referencia del lado AC, se obtienen directamente a la salida del control Backstepping, sin necesidad de añadir o quitar señales como en los controles PI, siendo una de las ventajas de este control. Empleando la ecuación 3.12, se controla en lazo abierto las potencias activa y reactiva.

El paso de las tensiones de referencia a valores p.u., su transformación al sistema abc, la suma de la señal procedente del control del balance de tensiones entre los condensadores del enlace DC; así como su ingreso al modulador senoidal SPWM, son idénticos a los mostrados en el diagrama de bloques usando el control PI (figura 3.3), por tanto, en esencia, lo que ha cambiado es el empleo del control no lineal Backstepping.

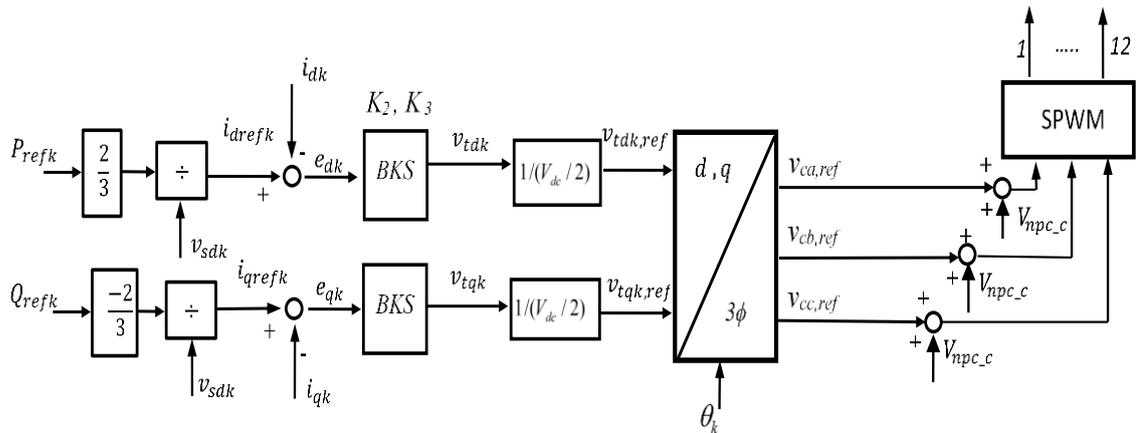


Fig. 3.9 Diagrama de bloques del Control Backstepping de la potencia activa y la potencia reactiva

3.1.2.3 Control Backstepping de la tensión en el enlace DC

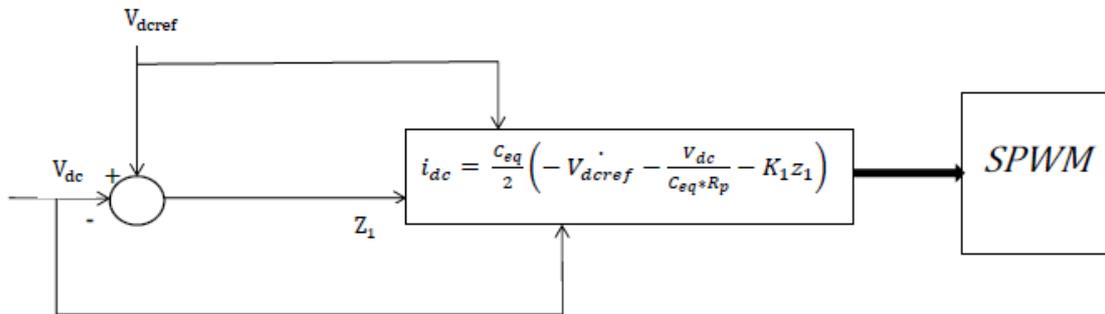


Fig. 3.10 Diagrama de bloques del Control Backstepping de la tensión V_{dc} en enlace DC

La figura 3.10, muestra el diagrama de bloques del control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC. El propósito de este control es alcanzar la tensión de referencia $V_{dc.ref}$, siendo el error de seguimiento [6]:

$$z_1 = V_{dc.ref} - V_{dc} \quad (3.33)$$

Diferenciando el error (3.33) respecto del tiempo, se tiene [6]:

$$\dot{z}_1 = \dot{V}_{dc.ref} - \dot{V}_{dc} \quad (3.34)$$

A partir del error al cuadrado, se propone una función de Lyapunov que garantice la estabilidad asintótica del sistema.

Se propone como candidata a función de Lyapunov [6]:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2, \quad V_1 > 0 \quad (3.35)$$

Derivando dicha función se tiene:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (V_{dc\dot{r}ef} - \dot{V}_{dc}) \quad (3.36)$$

Reemplazando (3.25) en (3.36):

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(V_{dc\dot{r}ef} + \frac{V_{dc}}{C_{eq} * R_p} + \frac{2}{C_{eq}} * i_{dc} \right) \quad (3.37)$$

Ecuación del Control Backstepping de la tensión V_{dc}

En la expresión (3.37), aparece la variable de control i_{dc} , que, al ser elegida convenientemente, hace que la derivada de la función \dot{V}_1 sea negativa, asegurando así, la estabilidad asintótica del sistema. La ley de control elegida es:

$$i_{dc} = \frac{C_{eq}}{2} \left(-V_{dc\dot{r}ef} - \frac{V_{dc}}{C_{eq} * R_p} - K_1 z_1 \right) \quad (3.38)$$

De tal forma que reemplazando (3.38) en (3.37), se obtiene:

$$\dot{V}_1 = -K_1 z_1^2 \quad (3.39)$$

Donde K_1 es constante positiva y $\dot{V}_1 < 0$

Al ser negativa la derivada, se prueba que V_1 es función de Lyapunov y el sistema es asintóticamente estable. I_{dc} , es el valor de referencia de la corriente en el eje directo $i_{V_{dc}ref}$, en el lado AC de la estación rectificadora, que se emplea en el control de la corriente i_{d2} . Por tanto, (3.38), es la ecuación correspondiente al Control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC. Para $K_1 = 600$, se obtienen buenos resultados en las simulaciones.

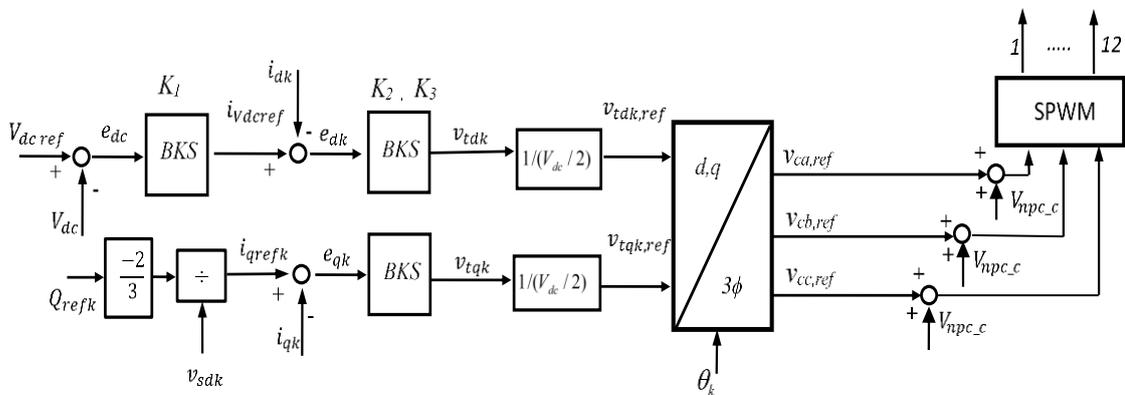


Fig.3.11 Diagrama de bloques del control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC y de la potencia reactiva Q

La figura 3.11, presenta el diagrama de bloques del control Backstepping de la tensión V_{dc} ; junto al control en lazo abierto de la potencia reactiva, los controles PI han sido retirados y reemplazados por los controles Backstepping, designados como BKS.

La figura 3.13, presenta el esquema de control del BTB con los controles Backstepping, reemplazando a los controles PI. El control del BTB, también puede ser elegido en sentido contrario, idéntico a lo indicado para la figura 3.7, y está sujeto a la operación del sistema. El control del balance de tensiones entre los condensadores del enlace DC, es el mismo.

3.2 Diagramas Matlab/Simulink/Tool Box: Sym Power Systems

Tanto el BTB, como sus controles PI y Backstepping estudiados, fueron simulados y probados en el software Matlab/Simulink, empleando el Tool Box Sym Power Systems. A continuación, se presentan los diagramas Simulink de mayor relevancia:

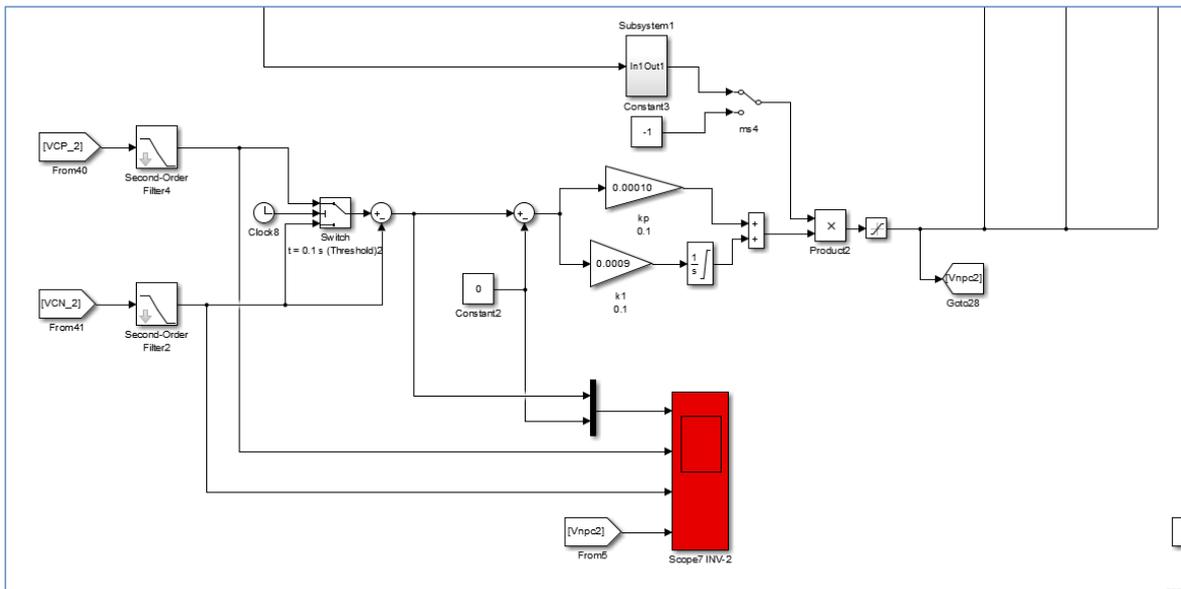


Fig. 3.12 Diagrama Simulink de la técnica New PWM Scheme usada para controlar el balance de tensiones en el NPC

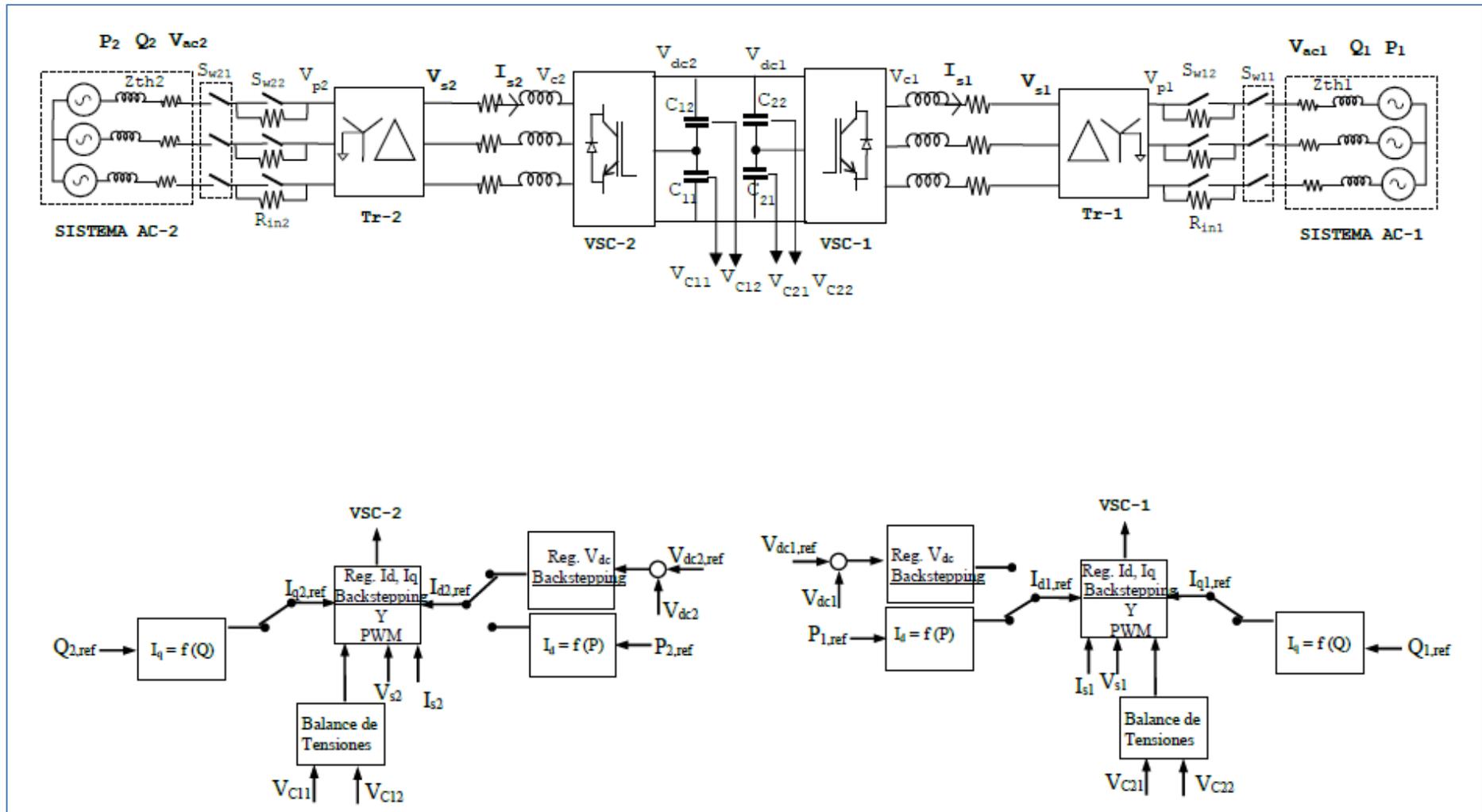


Fig.3.13 Esquema de control (Backstepping) del BTB

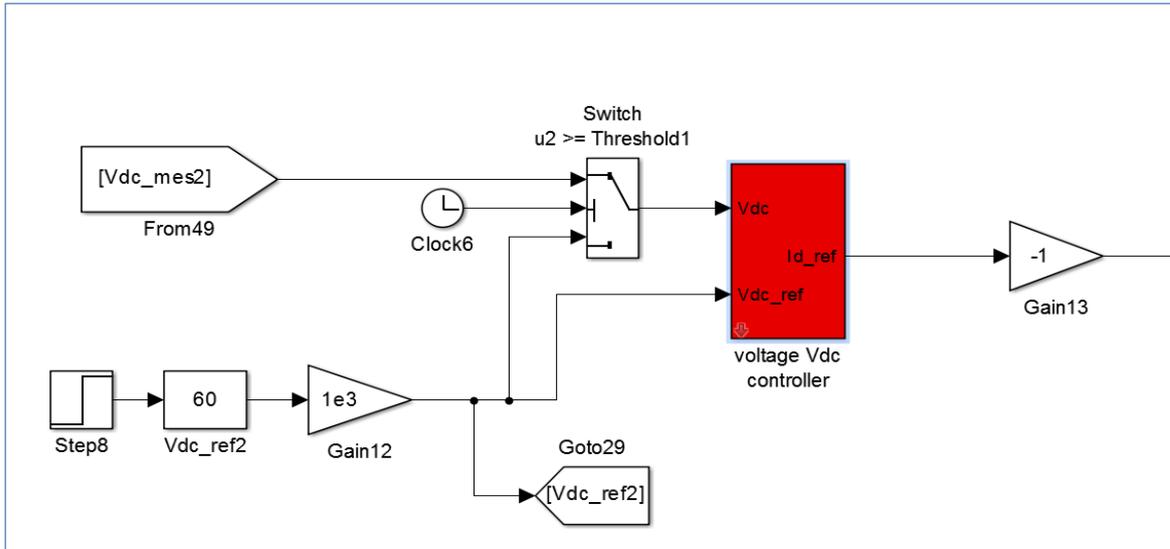


Fig. 3.14 Diagrama Simulink del Control PI de la tensión V_{dc} en el enlace DC

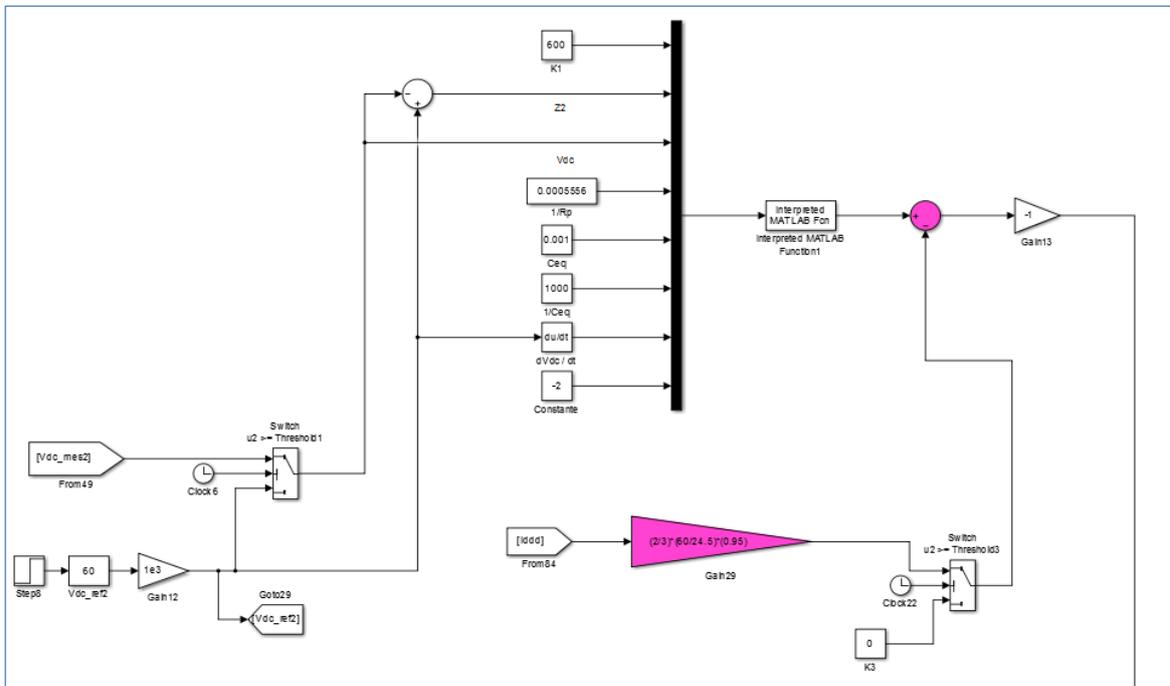


Fig. 3.15 Diagrama Simulink del Control Backstepping de la tensión V_{dc} en el enlace DC

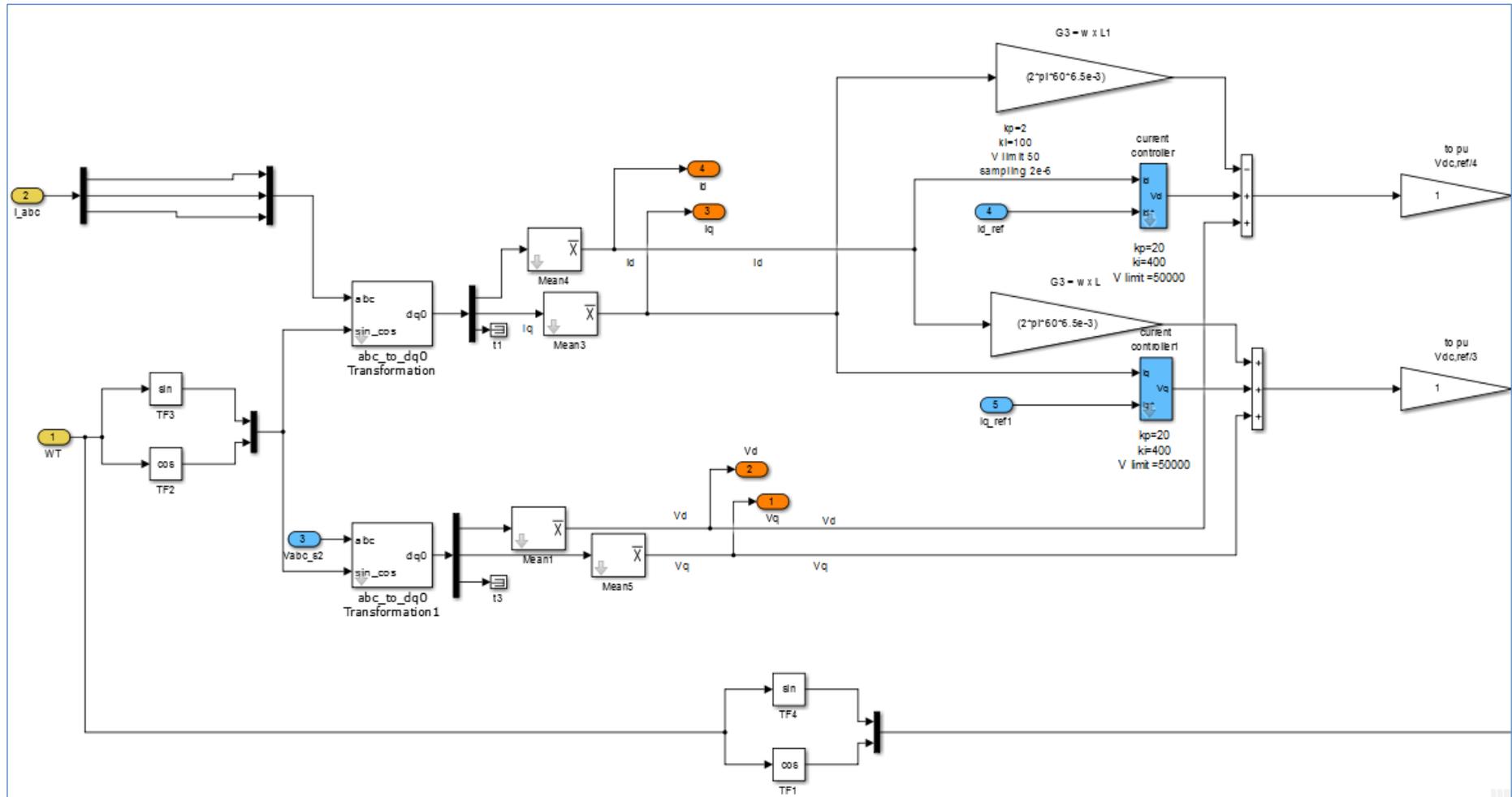


Fig. 3.16 Diagrama Simulink del Control PI desacoplado de las corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de los convertidores

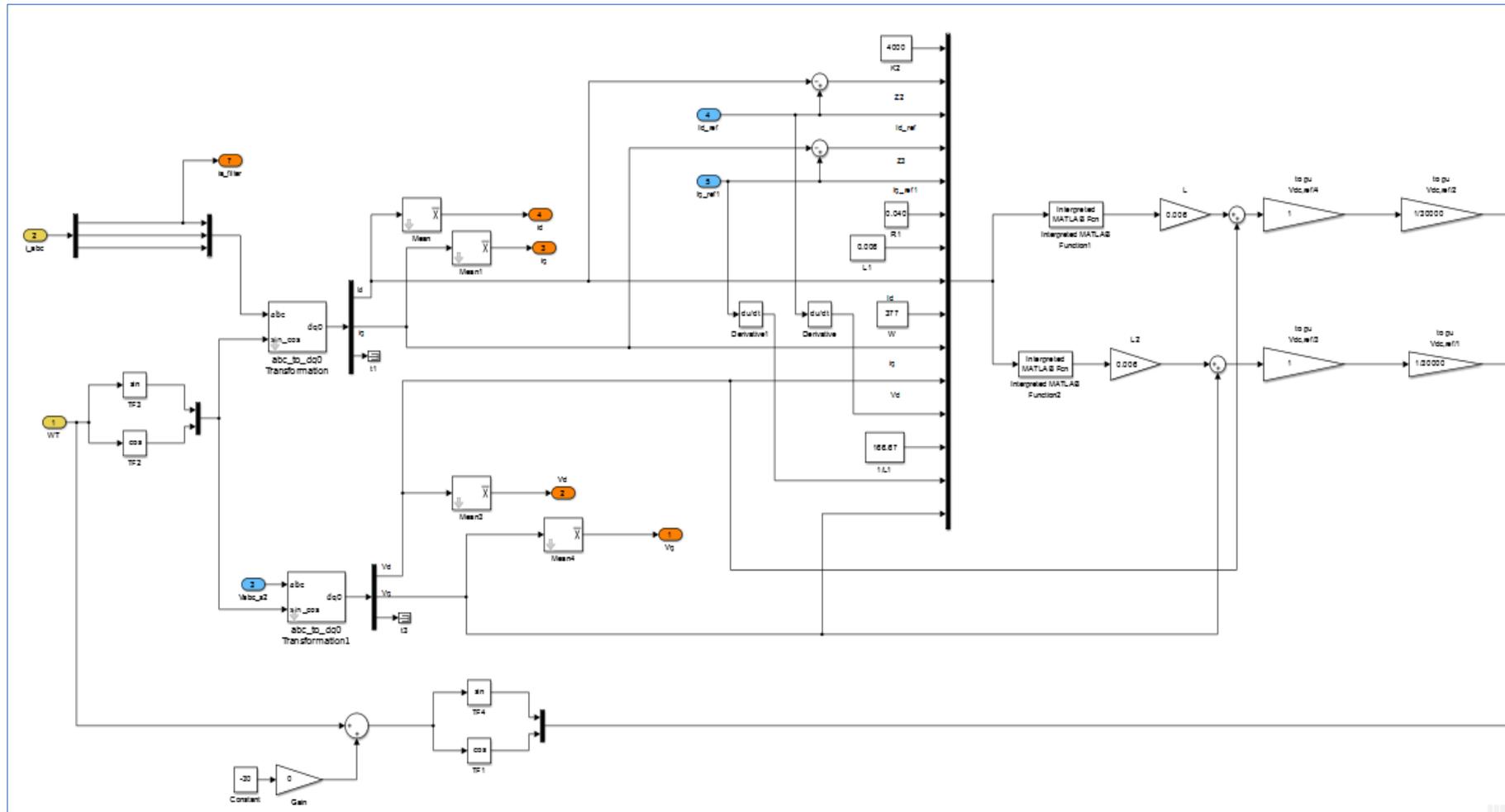


Fig. 3.17 Diagrama Simulink del Control Backstepping de las corrientes i_{dk} e i_{qk} en el lado AC de los convertidores

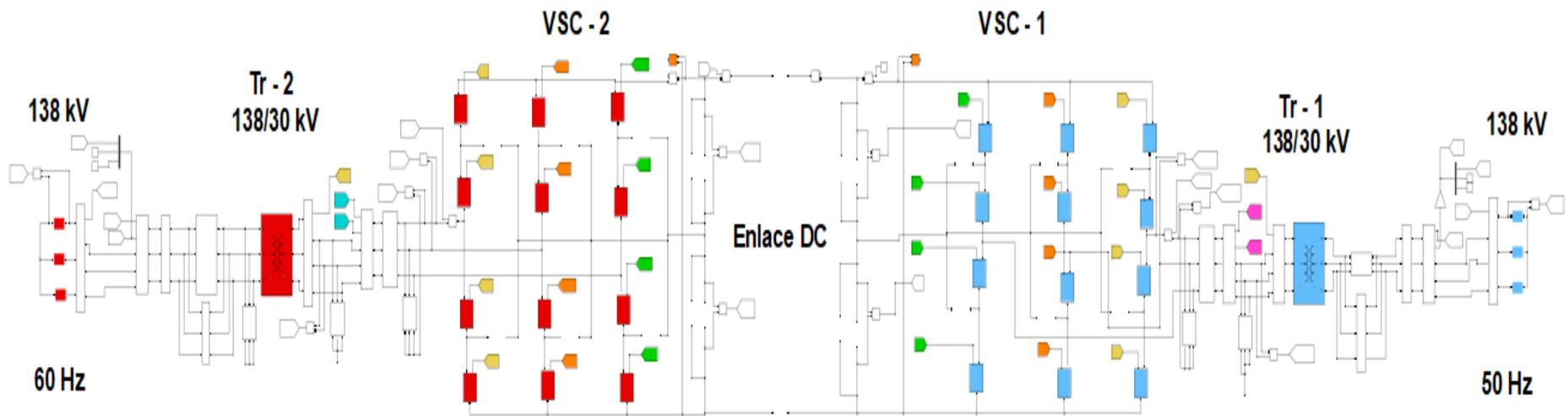


Fig. 3.18 Diagrama Simulink del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia AC con potencia de cortocircuito infinita

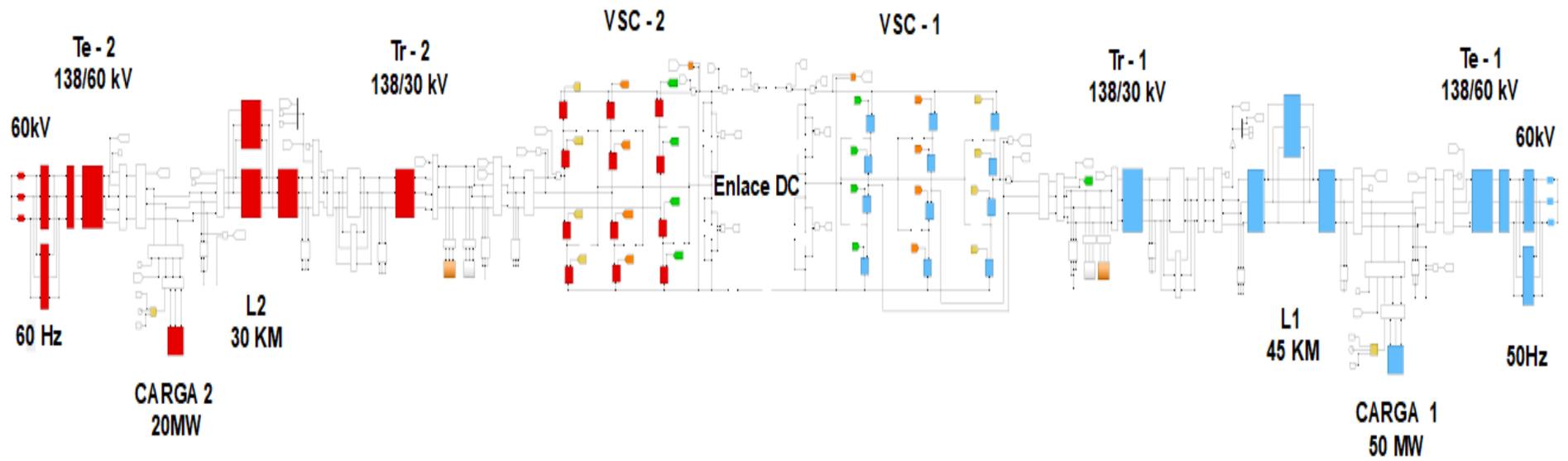


Fig. 3.19 Diagrama Simulink del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia AC con transformadores, líneas AC y cargas

3.3 Influencia de la robustez del sistema AC en la interacción del sistema AC/DC

3.3.1 Razón de Cortocircuito (SCR)

Ya que la robustez de los sistemas AC, tiene impacto significativo en las interacciones AC/DC, una forma de medirla, es la razón de cortocircuito (Short Circuit Ratio – SCR) [26]:

$$SCR = \frac{MVA_{cc}}{P_{dc}} = \frac{V_t^2 / Z_{cc}}{P_{dc}} \quad (3.40)$$

Donde:

MVA_{cc} : Potencia de cortocircuito en el punto de acoplamiento

P_{dc} : Potencia del enlace HVDC

V_t : Tensión en el punto de acoplamiento

Z_{cc} : Impedancia Thevenin de cortocircuito

Desde el punto de vista del rendimiento del sistema HVDC, es más significativo usar la razón de corto circuito efectiva (Effective Short Circuit Ratio – ESCR), que incluye los efectos del equipamiento del lado AC asociados con el enlace DC, [26] recomienda:

- Sistemas fuertes, si el ESCR es mayor que 3
- Sistemas débiles, si el ESCR está entre 2 y 3
- Sistemas muy débiles, si el ESCR es menor que 2

3.3.2 Cálculo de la impedancia equivalente en Sistemas AC

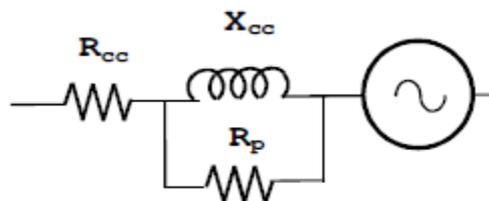


Fig. 3.20 Impedancia equivalente de la red – Estructura del circuito equivalente

La figura 3.20, muestra el esquema del circuito equivalente por fase de la red, donde:

R_{cc} : Resistencia de cortocircuito

X_{cc} : Reactancia de cortocircuito

R_p : Resistencia paralelo

Considerando ambos sistemas AC fuertes, la ecuación (3.40) y los valores:

$SCR = 5$, $P_{dc} = 50\text{MW}$ y $V_t = 60\text{kV}$, se obtiene:

$MVA_{cc} = 250MVA$ y $Z_{cc} = 14.4 \Omega$; considerando, además:

$$X_{cc} / R_{cc} = 10, \theta = \text{tg}^{-1}(X_{cc} / R_{cc}) = 84.29^\circ$$

Se calcula las componentes de la impedancia de cortocircuito Z_{cc} :

$$\text{sen } \theta = X_{cc} / |Z_{cc}|$$

$$X_{cc} = |Z_{cc}| * \text{sen } \theta$$

$$X_{cc} = 14.4 \Omega * \text{sen } 84.29^\circ$$

$$X_{cc} = 14.3285 \Omega$$

$$L_{cc} = 45.61 \text{ mH (para el sistema 1 de 50Hz)}$$

$$L_{cc} = 38.01 \text{ mH (para el sistema 2 de 60Hz)}$$

$$R_{cc} = X_{cc} / 10 = 1.43285 \Omega$$

$$R_p = 800 \Omega \text{ (asumido)}$$

Los valores hallados son los mismos para ambos sistemas AC, a excepción de L_{cc} , que depende de la frecuencia de operación de cada sistema.

3.4 Diseño del experimento (Condiciones iniciales, componentes del sistema)

La mayoría de parámetros de simulación se tomaron de [6], que considera la interconexión de dos sistemas AC de diferente frecuencia 60/50Hz; y como complemento se tomó a los de [37]. Estos parámetros, se emplearon en la simulación del BTB en AT, con controles PI y controles Backstepping, usando el Tool Box Sym Power Systems del Software Matlab/Simulink. Se consideró adecuado, presentar los parámetros del BTB en la tabla 4.1, al inicio de la sección 4.1, para luego abordar la descripción del sistema, y las condiciones de simulación, como paso previo a la presentación de resultados, de las simulaciones desarrolladas para ambos controles.

CAPÍTULO IV

ANÁLISIS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados de simulación y el análisis de los mismos.

4.1 Simulaciones

Se realizaron las siguientes simulaciones:

- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles PI desacoplados.
- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles PI desacoplados.
- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles no lineales Backstepping.
- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping.
- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping.
- Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, bajo condiciones de falla monofásica a tierra y trifásica.

Tabla 4.1 Parámetros de Simulación [6], [37]

PARAMETROS DE SIMULACIÓN	
Potencia Nominal de cada convertidor	200 MW
Voltaje nominal de cada sistema AC	138 kV
Frecuencia Nominal del sistema AC – 1	50 Hz
Frecuencia Nominal del sistema AC – 2	60 Hz
Ratio de tensión de cada transformador	138 kV/30 kV
Resistencias de acoplamiento R1 y R2	0.040 ohmios
Inductancias de acoplamiento L1 y L2	0.006 H
Tensión nominal Vdc en el enlace DC	30Kv
Resistencia por pérdidas Rp	1800 ohmios
Frecuencia de conmutación VSC – 1, VSC – 2	2520 Hz
Capacitancia de cada condensador (enlace DC)	2000 μ F
Dispositivo semiconductor de potencia (Llave)	IGBT
Tiempo de simulación	0.6 s / 1.3 s

Las simulaciones se realizaron usando los parámetros de la Tabla 4.1.

4.1.1 Simulaciones empleando el Control Lineal PI Desacoplado

A continuación, se presentan los resultados de simulación usando controles lineales PI

4.1.1.1 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles PI desacoplados

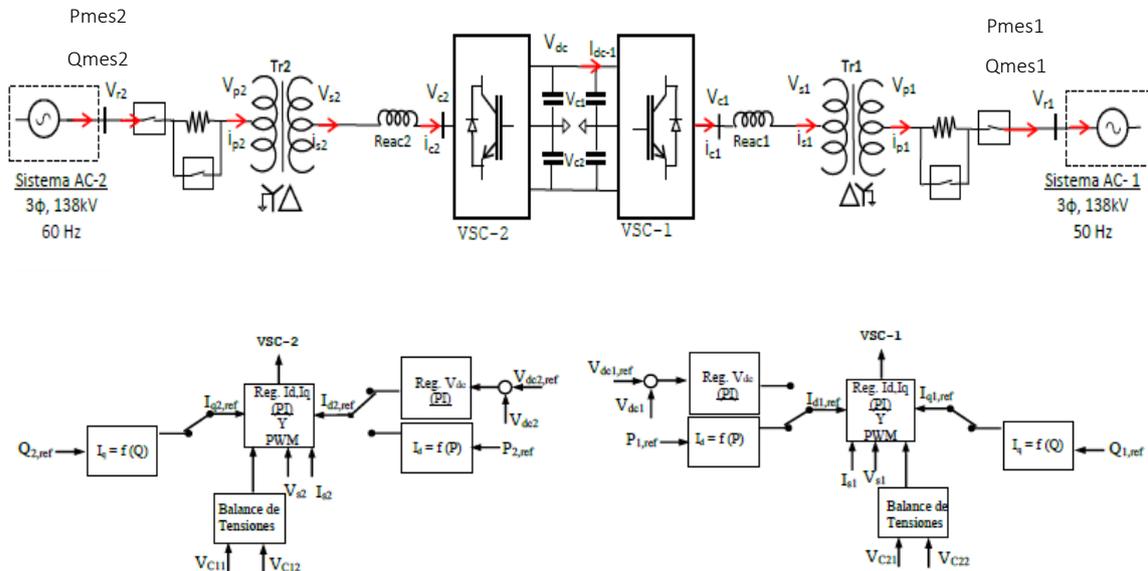


Fig.4.1 Esquema del acoplamiento BTB con controles PI de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia

La figura 4.1, presenta el esquema del acoplamiento BTB, de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, de diferente frecuencia, la estación de conversión presenta dos convertidores VSC, basados en llaves de potencia IGBT, el VSC – 1 opera como inversor, en una red de 50Hz, y el VSC – 2 opera como rectificador en una red de 60Hz, conectándose a los sistemas AC – 1 y AC – 2 respectivamente, a través de las reactancias reac1 y reac2. Los VSC, tienen en su lado DC dos condensadores de 30kV, formando un enlace DC de 60kV. El sistema AC – 1 (50Hz) y el sistema AC – 2 (60Hz), se representan por una fuente trifásica de 138kV, y un transformador trifásico 138kV/30kV con conexión YNd1. Las condiciones de simulación se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Condiciones de Simulación para el BTB ideal

Tiempo (s)	Cambios al valor de referencia	0 – 0,2	0.2– 0,3	0,3 -0.35	0.35- 0.4	0.4–0.45	0.45–0.5	0.5–0.55	0.55–0.6
V_{DC}	en escalón	60kV	60kV	60kV	60kV	60kV	60kV	60kV	60kV
P_{ref1}	en escalón	0	50MW	-50MW	-50MW	50MW	50MW	-50MW	-50MW
Q_{ref1}	en escalón	0	0	0	-20MVar	-20MVar	20MVar	20MVar	-20MVar
Q_{ref2}	en escalón	0	0	0	-35MVar	-35MVar	35MVar	35MVar	-35MVar

Como se mencionó en la sección 3.1.1, en el inversor se realiza el control de la potencia activa P_{mes1} , y la potencia reactiva Q_{mes1} , mientras que en el rectificador se realiza el control de la tensión en el enlace DC (V_{dc}), y de la potencia reactiva Q_{mes2} . Se muestran a continuación, los resultados de simulación:

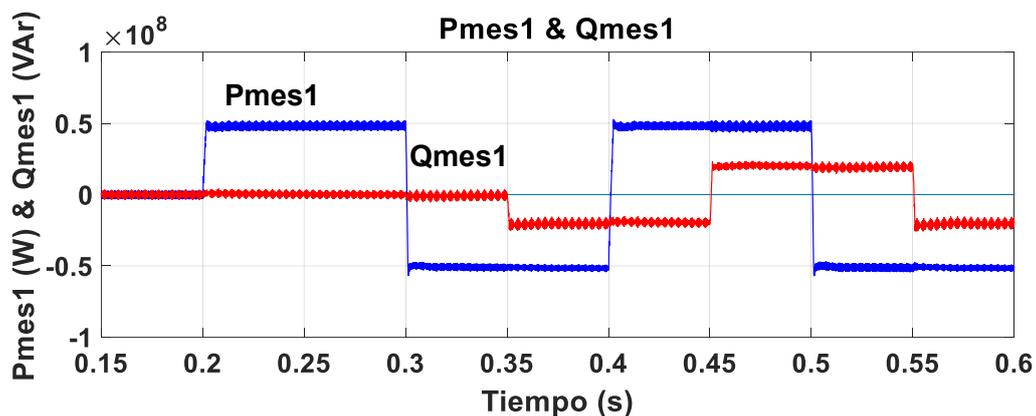


Fig. 4.2 Potencia Activa P_{mes1} & Potencia Reactiva Q_{mes1} en el Sistema AC – 1

La figura 4.2, muestra a la potencia activa P_{mes1} y a la potencia reactiva Q_{mes1} en el sistema AC – 1. La potencia activa inicia en 0MW para $t = 0s$, cambiando su referencia en escalón a 50MW, en $t = 0.2s$, y luego a -50MW, en $t = 0.3s$, repitiendo estos cambios de manera periódica. Por su parte, la potencia reactiva Q_{mes1} , es iniciada con su referencia

en 0MVar, para $t = 0s$, y varía en escalón a -20MVar, en $t = 0.35s$, y a 20MVar en $t = 0.45s$, también en forma periódica, con respuesta similar a la mostrada por Pmes1.

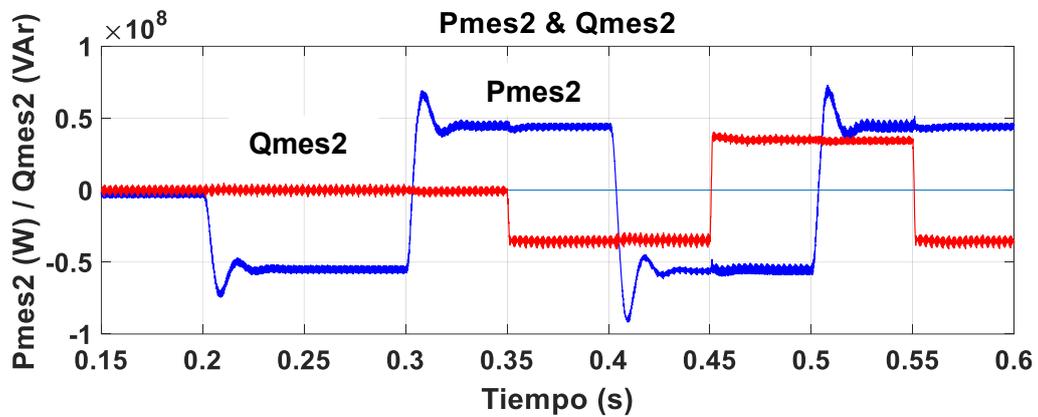


Fig. 4.3 Potencia Activa Pmes2 & Potencia Reactiva Qmes2 en el Sistema AC – 2

La figura 4.3, muestra a la potencia activa P_{mes2} y a la potencia reactiva Q_{mes2} en el sistema AC – 2. Los cambios de P_{mes1} en el sistema AC – 1, presentados en la tabla 4.2 como P_{ref1} , se reflejan en el sistema AC – 2, a través de P_{mes2} (es decir, que la potencia P_{mes1} que entrega el inversor al sistema AC – 1, es absorbida por el rectificador, del sistema AC – 2, como P_{mes2}), pero, P_{mes2} tiene inclinación durante los cambios en escalón, y sus sobreimpulsos son más pronunciados que en P_{mes1} , ya que en esta última, los cambios son de forma directa. Q_{mes2} inicia en 0MVar, en $t = 0s$, cambiando en escalón a -35MVar, en $t = 0.35s$, y a 35MVar, en $t = 0.45s$, con buen seguimiento a sus referencias.

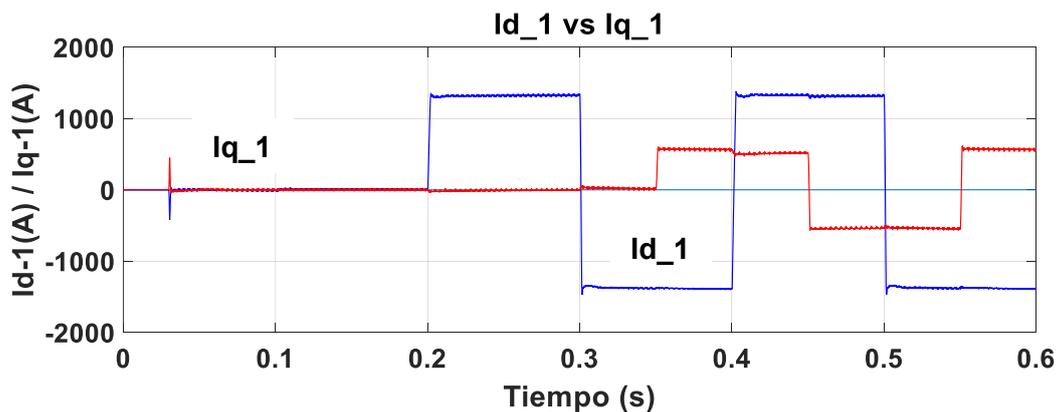


Fig. 4.4 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d1} & en el eje en cuadratura i_{q1} en el inversor

La figura 4.4, muestra a la componente directa y en cuadratura de la corriente en el lado AC del inversor. Las gráficas son similares a las de la potencia activa P_{mes1} y potencia reactiva Q_{mes1} respectivamente; mostradas en la figura 4.2, y los cambios se producen

en los mismos tiempos, porque los valores de seguimiento I_{dref1} e I_{qref1} , se obtienen a partir de P_{ref1} y Q_{ref1} respectivamente, según la expresión 3.12, sección 3.1.1.2, presentando I_{d1} el mismo sentido que P_{mes1} , mientras que I_{q1} tiene sentido contrario a Q_{mes1} , por el signo negativo en dicha expresión. I_{d1} e I_{q1} tienen buen seguimiento y desacoplamiento.

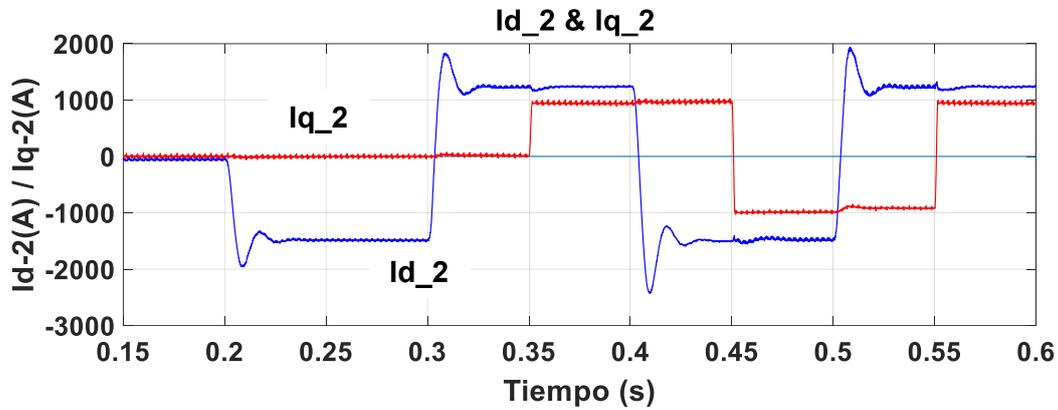


Fig. 4.5 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d2} & en el eje en cuadratura i_{q2} en el rectificador

El comportamiento de I_{d2} e I_{q2} en el rectificador, se muestra en la figura 4.5, siendo similar a P_{mes2} y Q_{mes2} respectivamente, presentadas en la figura 4.3. Los cambios de I_{d1} en el inversor, se siguen en sentido inverso por I_{d2} en el rectificador, ya que I_{d1} , es corriente entregada al sistema AC – 1 e I_{d2} es corriente absorbida del sistema AC – 2.

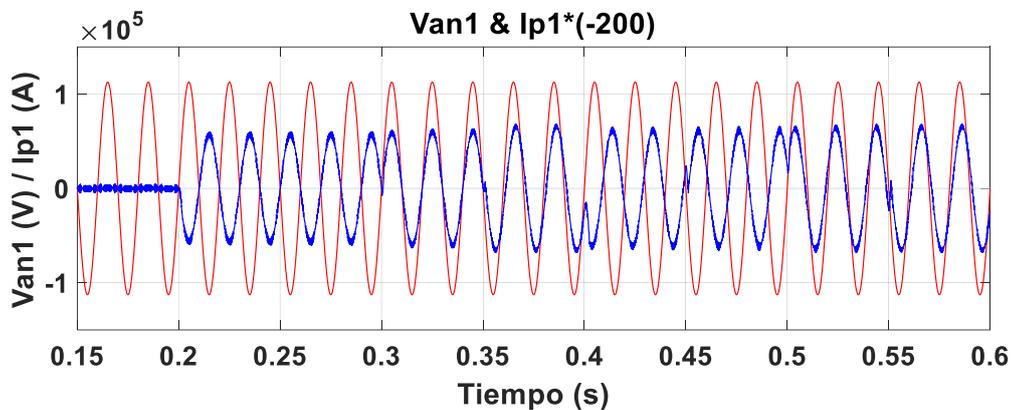


Fig. 4.6 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1

La figura 4.6, muestra la tensión fase neutro de la fuente trifásica, y la corriente de línea a la salida de dicha fuente, en el sistema AC – 1. Al iniciar los cambios en la referencia de P_{mes1} , en $t = 0.2s$, el sistema tiene un factor de potencia igual a -1, por tanto, la corriente de línea está en contrafase con la tensión fase neutro. En $t = 0.3s$, P_{mes1} varía de 50MW a -50MW, ocurriendo la inversión de potencia activa, pasando la corriente de estar en

contrafase a estar en fase con la tensión. A partir de $t = 0.35s$, se observa un desfase de la corriente, debido a que la potencia reactiva es modificada en ese instante.

Para $t = 0.4s$ y $t = 0.5s$, se invierte la potencia nuevamente, pero por los cambios en la potencia reactiva, en $t = 0.35s$ y $t = 0.45s$, la corriente ya no está en contrafase, o en fase respecto de la tensión, sino con un ligero corrimiento.

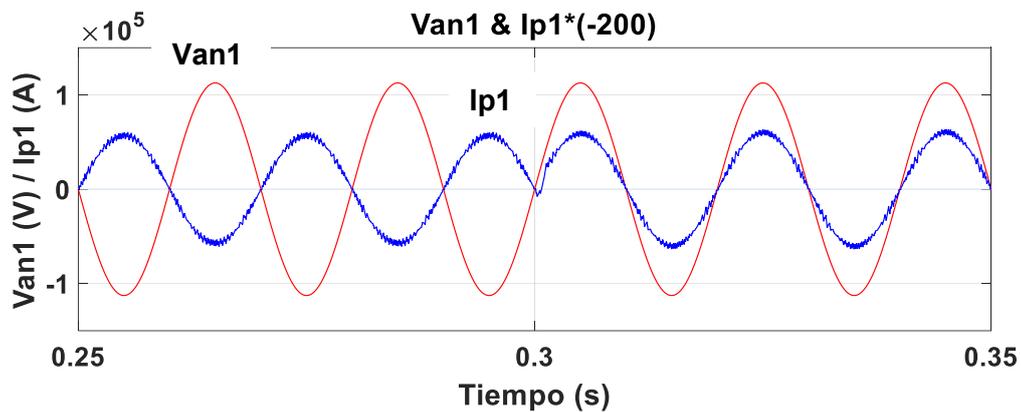


Fig. 4.7 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 1

La figura 4.7, muestra el detalle de la inversión de potencia en el sistema AC – 1, ampliando la figura 4.6, en $t = 0,25s$ a $0,35s$, mostrando el paso de la corriente de contrafase a fase con la tensión, en aproximadamente un cuarto de ciclo de onda.

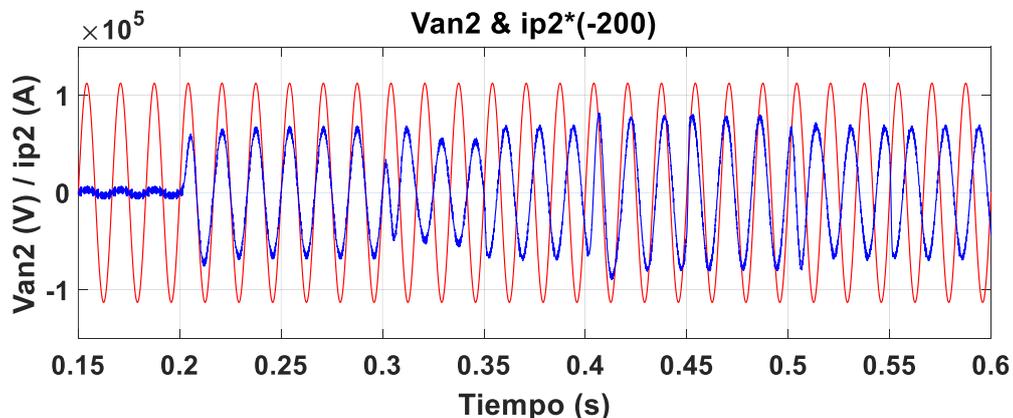


Fig. 4.8 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.8, muestra la tensión fase neutro y la corriente de línea del sistema AC – 2. Al primer requerimiento de potencia P_{mes1} en el inversor, la potencia absorbida por el rectificador P_{mes2} , se encuentra en sentido inverso, por lo que la corriente está en fase con la tensión, por tanto, el sistema AC – 2, está operando con factor de potencia igual a 1. Al ocurrir la inversión de potencia en el sistema AC – 1, para $t = 0.3s$, también ocurre en el sistema AC – 2, pasando la corriente de fase a contrafase respecto de la tensión.

En $t = 0.4s$ y $t = 0.5s$, también se invierte la potencia, pero por cambios en la potencia reactiva Q_{mes2} , para $t = 0.35s$ y $t = 0.45s$, la corriente ya no está en fase o en contrafase.

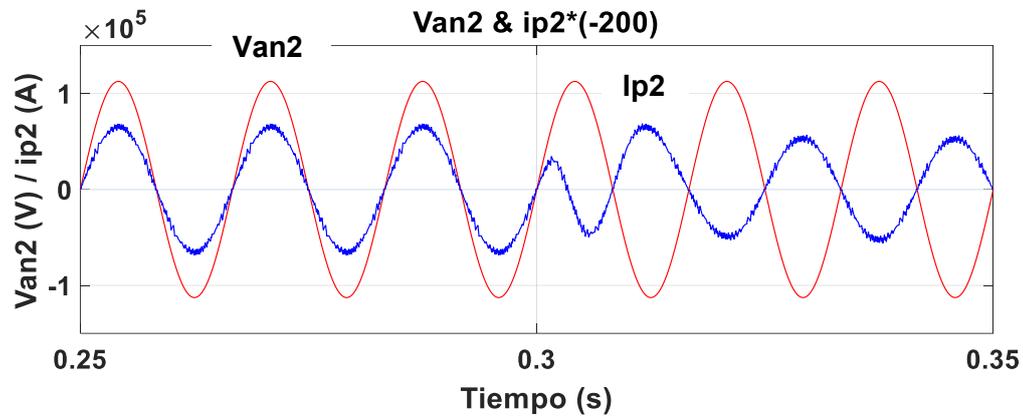


Fig. 4.9 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 2

La figura 4.9, presenta el detalle de la inversión de potencia en el sistema AC – 2, ampliando la figura 4.8, para $t = 0.25s$ a $0.35s$. La inversión de potencia ocurre a partir de $t = 0.3s$, y el paso de la corriente de fase a contrafase ocurre en medio ciclo de onda.

Se obtuvo la distorsión total y armónicos de tensión y corriente, bajo las condiciones: Inicio = $0.23s$, Número de ciclos = 3, Frecuencias = $50Hz$ (Sistema AC – 1) y $60Hz$ (Sistema AC – 2), Frecuencia máxima = $6600Hz$.

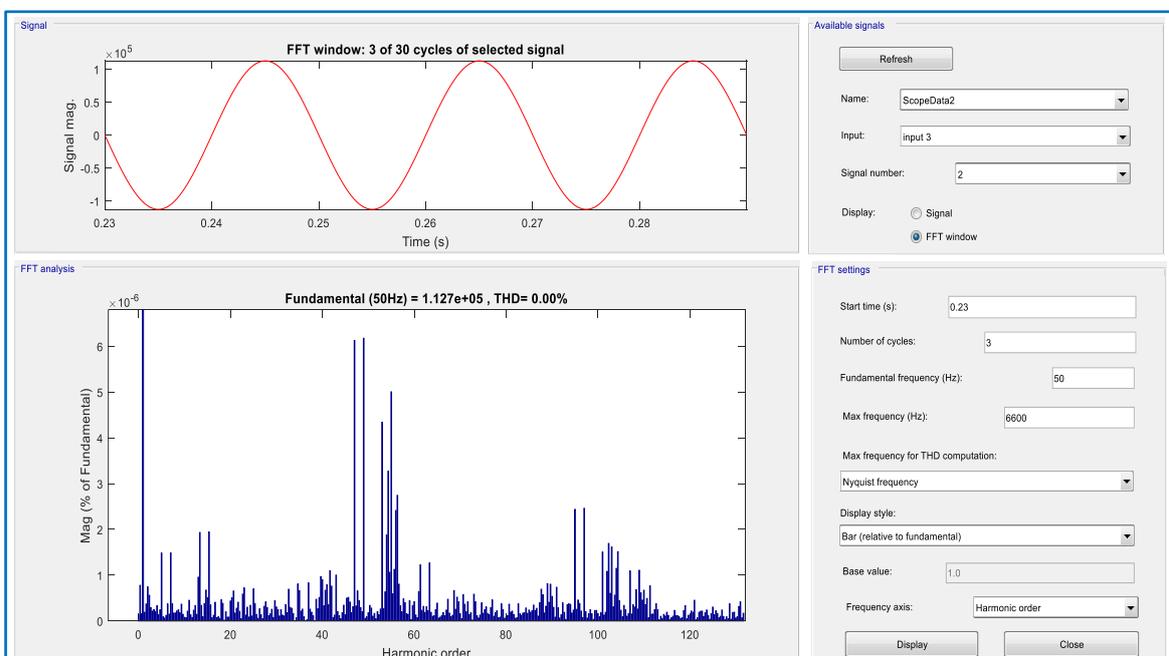


Fig. 4.10 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC – 1 de $50Hz$

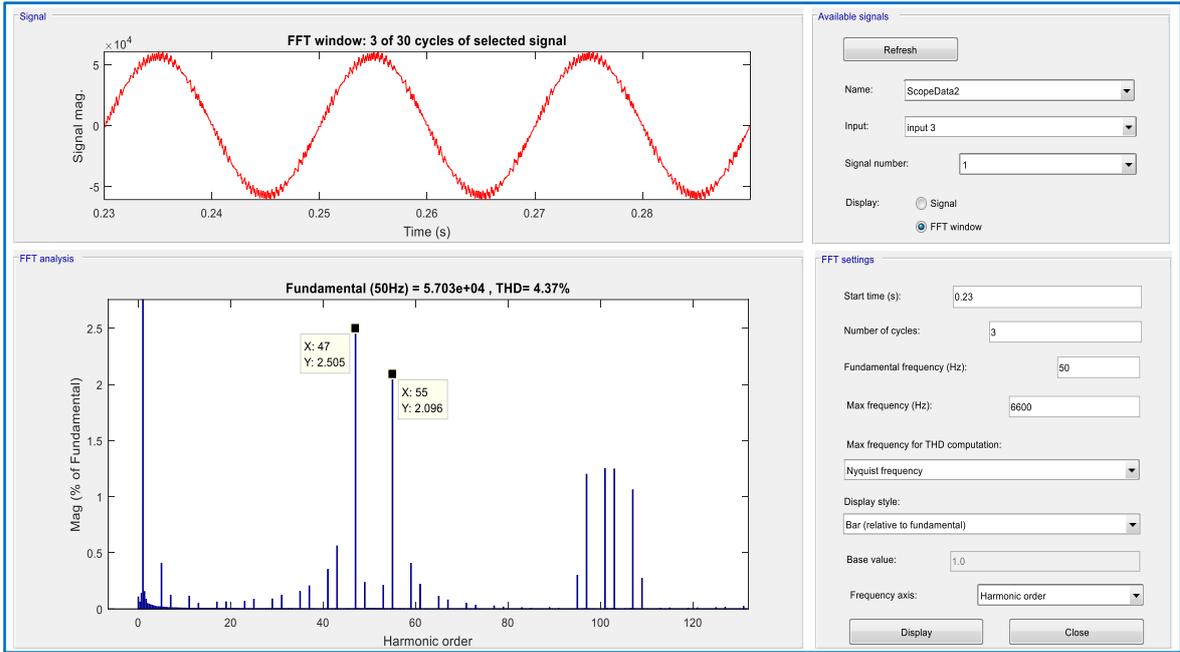


Fig. 4.11 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 1 de 50Hz

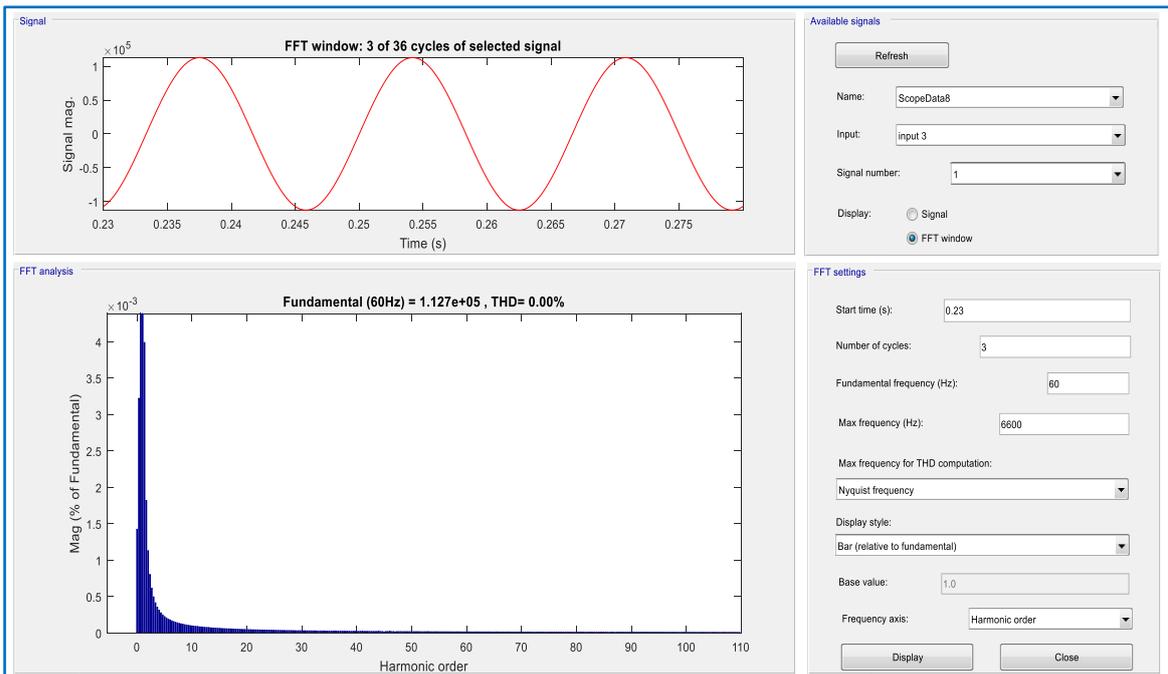


Fig. 4.12 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC – 2 de 60Hz

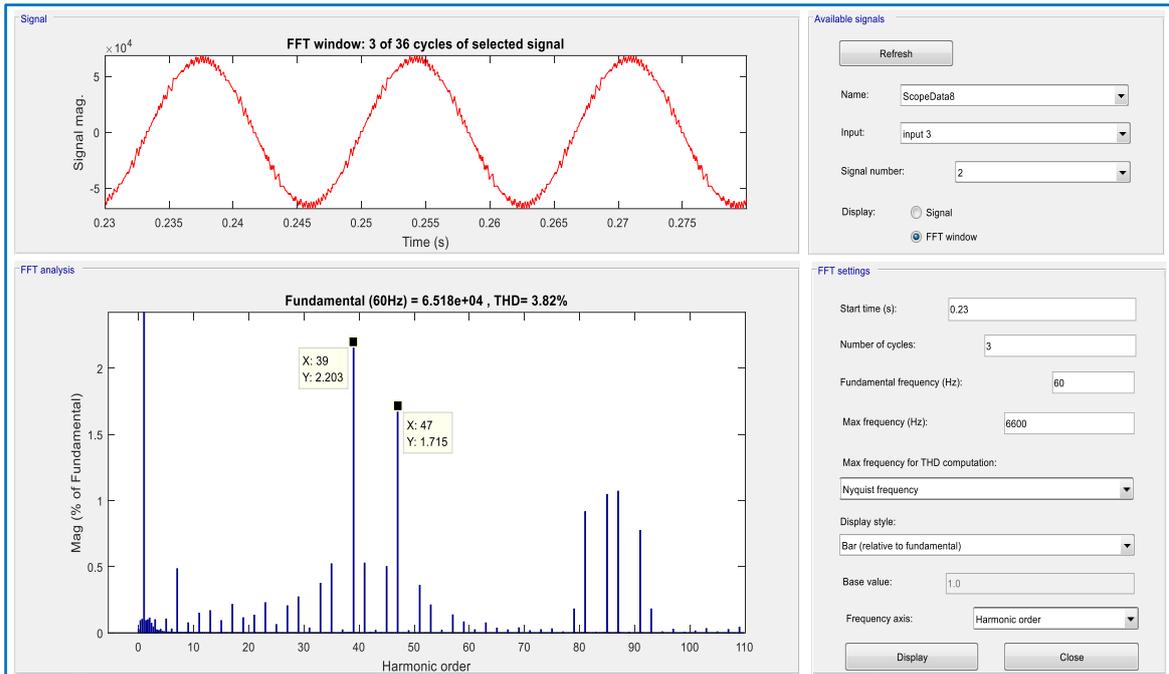


Fig. 4.13 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz

Las figuras 4.10 a 4.13, muestran los reportes de distorsión y armónicos de tensión y corriente de los sistemas AC. La figura 4.10, indica que la tensión en el sistema AC – 1, tiene una distorsión de 0%, porque el BTB opera en condiciones ideales, es decir, con potencia de cortocircuito infinita, y la figura 4.11, muestra que para la corriente en el sistema AC – 1, se tiene distorsión total de 4.37%, con armónicos dominantes 47 y 55 (de magnitud 2.505% y 2.096%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente).

La figura 4.12, presenta el reporte de distorsión de la tensión en el sistema AC – 2 de 60Hz, siendo igual a 0%. La figura 4.13, muestra que la distorsión total de la corriente en el sistema AC – 2, es de 3.82%, con armónicos dominantes 39 y 47 (de magnitud 2.203% y 1.715%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente).

Las tablas 4.3 y 4.4, muestran los límites de distorsión de tensión y corriente, de acuerdo al Standard IEEE Std 519 – 2014 (en adelante “el estándar”), que permite verificar si los valores de distorsión obtenidas en las simulaciones, están dentro de los límites requeridos.

Tabla 4.3 Límites de distorsión de tensión según el estándar IEEE 519 [21]

Tensión de barra V en PCC	Armónico individual (%)	Distorsión Armónica Total THD (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69$ kV	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161$ kV	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5 ^a

^a Los sistemas de alta tensión pueden tener un THD de hasta 2% donde la causa es un terminal HVDC cuyos efectos se habrán atenuado en los puntos de la red donde los futuros usuarios puedan estar conectados.

Tabla 4.4 Límites de distorsión de corriente para sistemas por encima de 69kV hasta 161kV [21]

Distorsión armónica máxima de la corriente expresada en porcentaje de I_L						
Orden armónico individual (armónicos impares) ^{a,b}						
I_{sc} / I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 < 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

^a Los armónicos pares son limitados al 25% de los límites correspondientes a los armónicos impares

^b Distorsiones de corriente que resultan de una compensación DC, p.e., convertidores de media onda, no están permitidas.

^c Todos los equipos de generación de potencia están limitados a estos valores de distorsión de corriente, independientemente del valor real de I_{sc} / I_L

donde:

I_{sc} = Corriente de cortocircuito máxima en el PCC (punto de acoplamiento común)

I_L = Corriente de carga máxima (componente de frecuencia fundamental) en el PCC bajo condiciones de operación de carga estándar.

La tensión en ambos sistemas AC, cumplen con el estándar en la tabla 4.3, que para el rango $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, establece un límite de distorsión de 2.5% (en ambos es 0%).

Los sistemas AC presentan potencia de cortocircuito infinita, y por tanto, su corriente de cortocircuito también es infinita, por lo que I_{sc} / I_L , en la tabla 4.4, se elige > 1000 . La tabla 4.4, presenta los límites de distorsión de corriente en sistemas $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, indicando que para armónicos impares $35 \leq h \leq 50$, el límite de distorsión es 0.7%. La corriente en el sistema AC – 1, tiene armónicos dominantes de orden 47 y 55 (de magnitud 2.505% y 2.096%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente), que superan el límite del estándar. La corriente en el sistema AC – 2, tiene armónicos dominantes 39 y 47 (de magnitud 2.203% y 1.715%, de la componente a frecuencia fundamental respectivamente), superando también, el límite requerido.

4.1.1.2 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles PI desacoplados

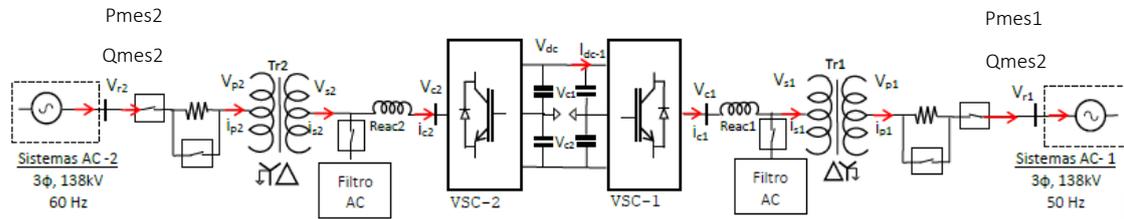


Fig. 4.14 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia usando doble filtro pasa altos de segundo orden

En la sección 4.1.1.1, se presentó los resultados de simulación, del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, de diferente frecuencia, con controles PI desacoplados, sin embargo, la corriente a la salida de las fuentes trifásicas en ambos sistemas, supera los límites de distorsión requeridos por el estándar, siendo necesario diseñar los filtros apropiados. La figura 4.14, presenta el esquema del acoplamiento BTB, usando doble filtro pasa altos en cada sistema AC. La descripción es idéntica a la presentada para la figura 4.1.

Diseño del filtro pasa altos de segundo orden

Es necesario usar filtros, para disminuir la distorsión de corriente a los límites requeridos; por lo que se incluyó en la simulación, un doble filtro pasa altos de segundo orden en cada sistema AC, según la figura 4.15. A continuación, se presenta el cálculo de cada filtro:

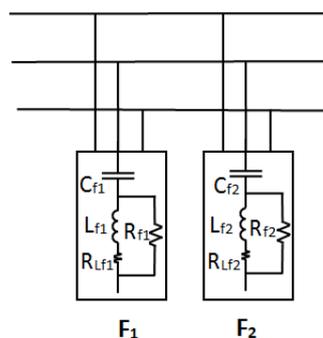


Fig. 4.15 Doble Filtro Pasa altos de Segundo Orden

Los filtros se diseñaron a través de las siguientes expresiones, considerando que para el primer filtro F_1 , se considera $k = 1$, y para el segundo filtro F_2 , se tiene $k = 2$, de tal forma, que actúan sobre los armónicos dominantes de tensión y corriente en cada sistema AC:

$$C_{fk} = \frac{Q}{V^2 * 2\pi f} \quad (4.1)$$

$$L_{fk} = \frac{1}{[(2\pi f_r)^2 * C_{fk}]} \quad (4.2)$$

$$R_{fk} = q * 2\pi f_r * L_{fk} \quad (4.3)$$

Donde:

C_{fk} = Capacitancia del filtro

Q = Potencia reactiva del filtro a la frecuencia fundamental (asumido)

V = Nivel de tensión al que los filtros están siendo instalados

f = Frecuencia fundamental

L_{fk} = Inductancia del filtro

f_r = Frecuencia de sintonía (se asigna la frecuencia del armónico dominante)

R_{fk} = Resistencia en paralelo con la inductancia del filtro

q = Factor de calidad del filtro (asumido)

R_{Lfk} = Resistencia en serie con la inductancia del filtro (asumido)

Como se observa en la figura 4.15, en cada filtro se considera una resistencia R_{Lfk} en serie con la inductancia L_{fk} . Emplearla permite adecuada respuesta en frecuencia, es decir, que ante fluctuaciones en la frecuencia del armónico dominante, la impedancia del filtro tendrá mínima variación, conservándose así, la reducción de la distorsión armónica, obtenida al emplear los filtros. Los resultados obtenidos se reportan en la tabla 4.5:

Tabla 4.5 Parámetros de los filtros pasa altos empleados en cada sistema

SISTEMA AC – 1 (50 Hz)				
	C_f (F)	L_f (H)	R_{LF} (Ω)	R_f (Ω)
Primer Filtro (h55)	17.6839*10-6	0.1894*10-3	65.4545	10
Segundo Filtro (h47)	8.84194*10-6	0.5187*10-3	218.297	10
SISTEMA AC – 2 (60 Hz)				
	C_f (F)	L_f (H)	R_{LF} (Ω)	R_f (Ω)
Primer Filtro (h47)	7.3683*10-6	0.4323*10-3	229.7872	10
Segundo Filtro (h39)	14.7366*10-6	0.3139*10-3	69.2308	10

Las condiciones de simulación cuando se emplea el doble filtro pasa altos de segundo orden, se muestran en la tabla 4.6.

Tabla 4.6 Condiciones de Simulación para el BTB ideal usando doble filtro pasa altos de segundo orden

Tiempo (s)	Cambios realizados en el valor de referencia	0.000 – 0.075	0.075 – 0.100	0.100 – 0.125	0.125 – 0,600
V_{DC}	en escalón	60Kv	60kV	60Kv	60kV
P_{ref1}	en rampa	0	0	de 0 a 50MW	50MW
Q_{ref1}	en escalón	0	0	-20MVAr	-20MVAr
Q_{ref2}	en escalón	0	-35MVAr	-35MVAr	-35MVAr

En esta simulación, el cambio de potencia activa es en rampa, para reducir los sobreimpulsos por el uso de filtros. Los cambios en la potencia reactiva, son en escalón.

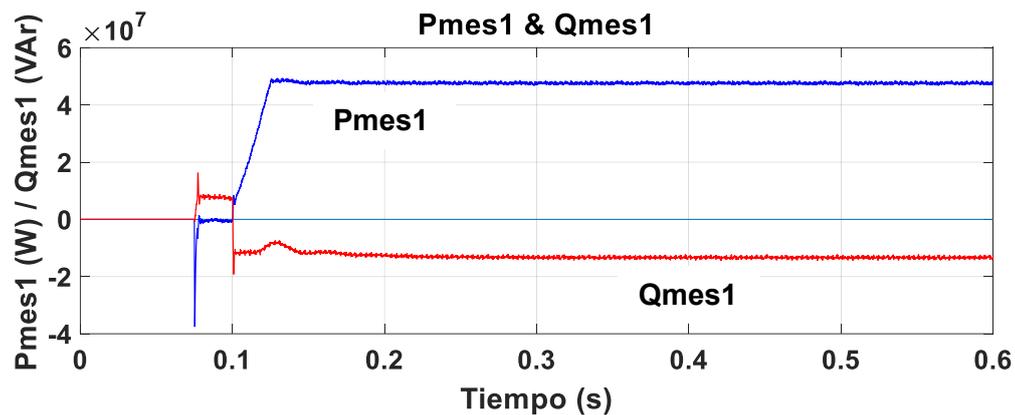


Fig. 4.16 Potencia Activa Pmes1 & Potencia Reactiva Qmes1 en el Sistema AC – 1

La figura 4.16, muestra que la potencia activa Pmes1 en el sistema AC – 1, inicia en 0MW, para $t = 0s$, cambiando en rampa, de 0 a 50MW, desde $t = 0.1s$ hasta $t = 0.125s$. No se observan sobreimpulsos durante la rampa. La potencia reactiva Qmes1, inicia en 0MVAr, para $t = 0s$, y en $t = 0.1s$, desciende en escalón -20MVAr, experimentando antes, en $t = 0.075s$, un estado previo debido al suministro de potencia reactiva por el ingreso de los filtros.

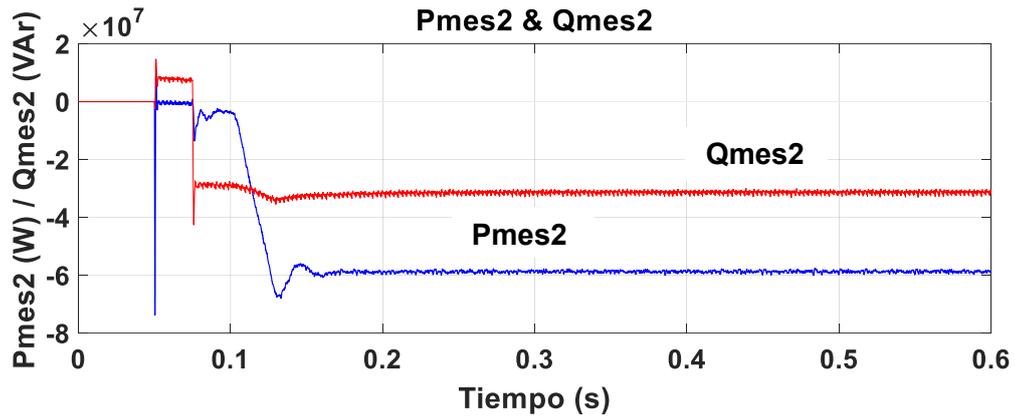


Fig. 4.17 Potencia Activa Pmes2 & Potencia Reactiva Qmes2 en el Sistema AC – 2

La figura 4.17, presenta a la potencia activa Pmes2 y la reactiva Qmes2 en el sistema AC – 2. Los cambios de Pmes1 en el sistema AC – 1, se observan en modo inverso en el sistema AC – 2, describiendo Pmes2 una rampa en descenso, con sobreimpulsos al inicio y final de la rampa, ya que en el rectificador, el valor de referencia se obtiene de manera indirecta, a la salida del control PI de la tensión del enlace DC, y los cambios no son de forma directa como en el inversor. Qmes2 inicia en 0MVAR, con un transitorio en $t = 0.05s$, por el suministro de potencia reactiva al ingresar los filtros, y en $t = 0.075s$, desciende en escalón -35MVAR. Durante la rampa, Pmes2 y Qmes2, mantienen el desacoplamiento.

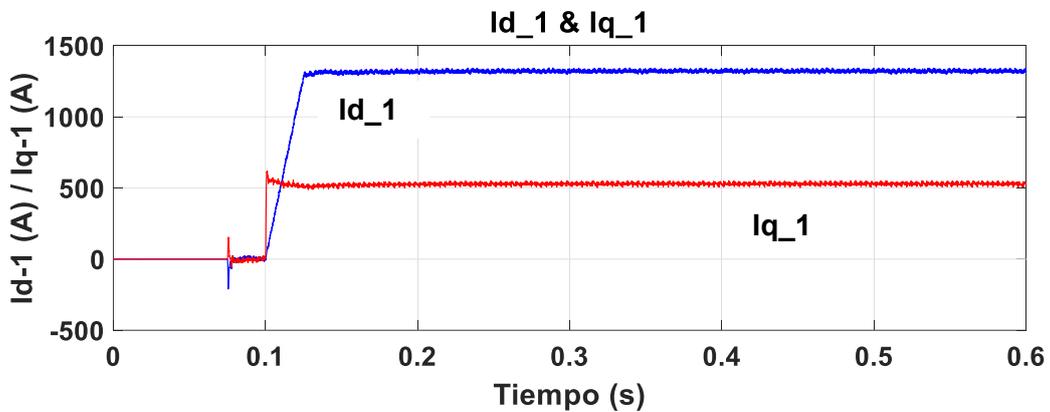


Fig. 4.18 Componentes de la Corriente en el eje directo id_1 & en el eje en cuadratura iq_1 en el inversor

La figura 4.18, muestra a las corrientes en los ejes directo Id_1 y en cuadratura Iq_1 en el inversor. Id_1 , experimenta una rampa ascendente similar a la de Pmes1, en la figura 4.16, mientras que Iq_1 , presenta un escalón similar al de Qmes1 en la misma figura, con la diferencia que Iq_1 cambia hacia un valor positivo, mientras Qmes1, a un valor negativo.

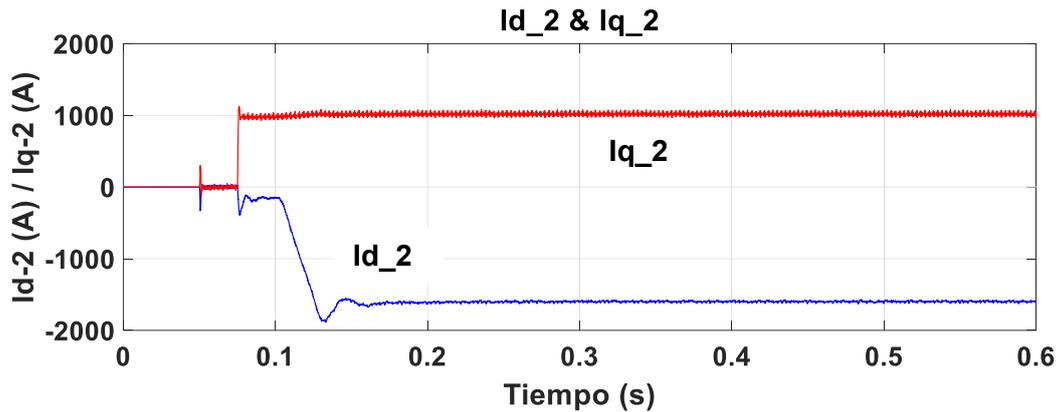


Fig. 4.19 Componentes de la corriente en el eje directo I_{d_2} & en el eje en cuadratura I_{q_2} en el rectificador

La figura 4.19, presenta la corriente en el eje directo I_{d_2} y en el eje en cuadratura I_{q_2} en el rectificador; la rampa de ascenso que experimenta I_{d_1} en el inversor, mostrada en la figura 4.18, es seguida en sentido inverso por I_{d_2} en el rectificador, ya que la corriente activa absorbida por el sistema AC -1, es entregada por el sistema AC -2, presentando sobreimpulsos al inicio y final de la rampa, además, se observa que I_{q_2} cambia en escalón con sentido contrario al de Q_{mes2} , en la figura 4.17, mostrando que si la corriente reactiva en el sistema AC -2 es positiva, la potencia reactiva es negativa, por tanto, es entregada por el sistema al rectificador. La rampa de I_{d_2} , no afecta el desacoplamiento con I_{q_2} .

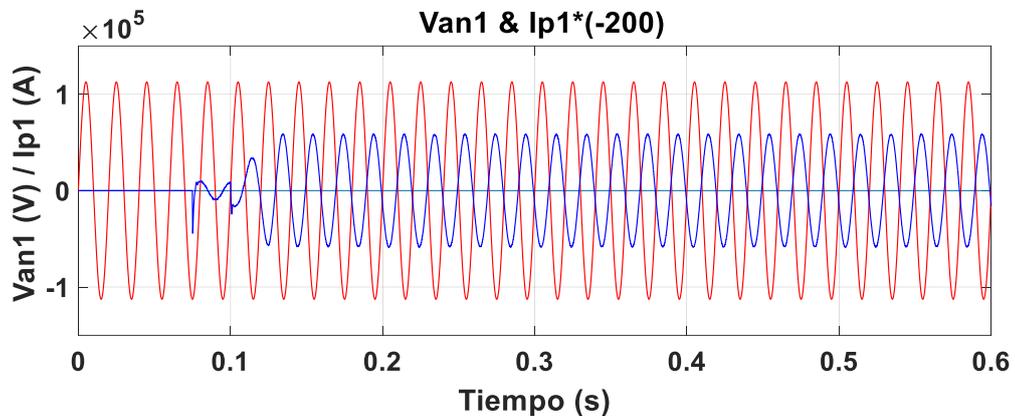


Fig. 4.20 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC - 1

La figura 4.20, muestra la tensión fase neutro y la corriente de línea del sistema AC - 1. La corriente no está en contrafase con la tensión, pues la rampa P_{mes1} , inicia en $t = 0.1s$, en que también Q_{mes1} cambia en escalón, siendo el factor de potencia mayor a -1.

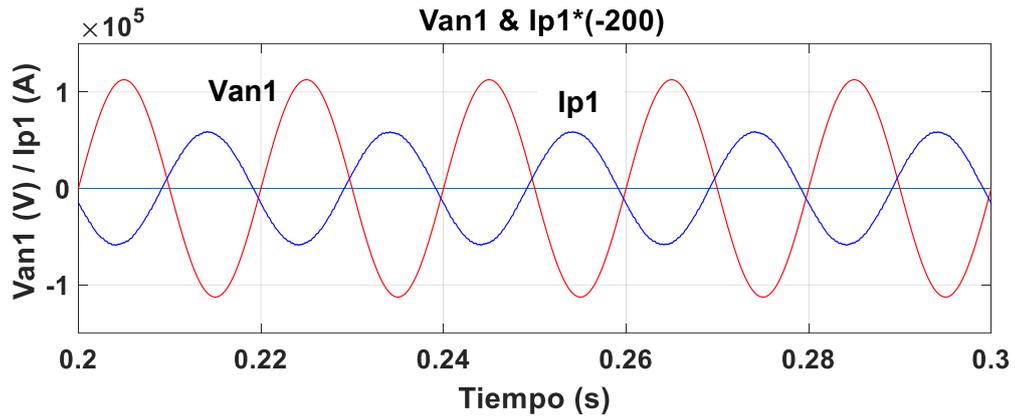


Fig. 4.21 Detalle de la Corriente de línea con desfase diferente a 180° con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1

La figura 4.21, presenta el detalle de la figura 4.20, para $t = 0.2s - 0.3s$, observándose el corrimiento de la corriente respecto de la tensión, sin llegar a tener un desfase de 180° . A simple vista, ya no existe el rizado que tenía la corriente de línea, antes del empleo del doble filtro pasa altos (figura 4.7), confirmando así, la reducción de la distorsión armónica.

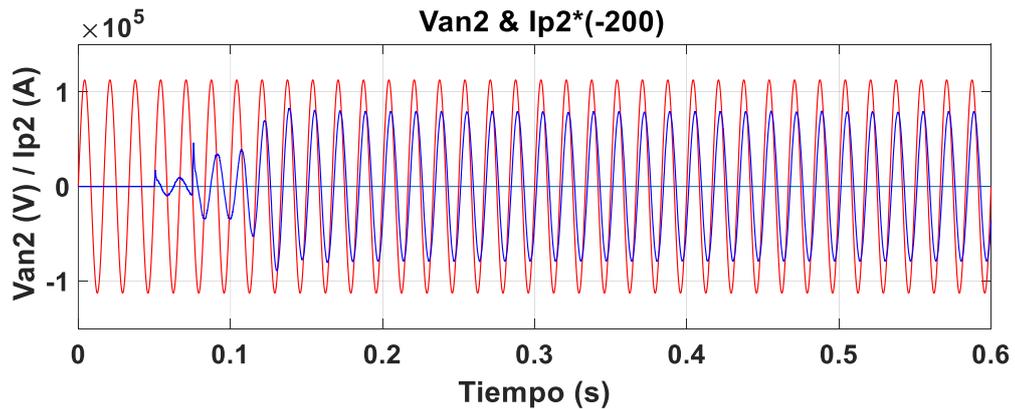


Fig. 4.22 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.22, muestra la corriente de línea y la tensión fase neutro del sistema AC – 2. Al producirse la rampa de ascenso de la potencia activa P_{mes1} en el sistema AC – 1; la corriente de línea en el sistema AC – 2, no está en fase, sino en atraso respecto de la tensión, y por tanto, con factor de potencia inferior a 1. Este desfase se mantiene constante, al no realizarse otro cambio en la potencia activa y reactiva, en lo que resta de la simulación.

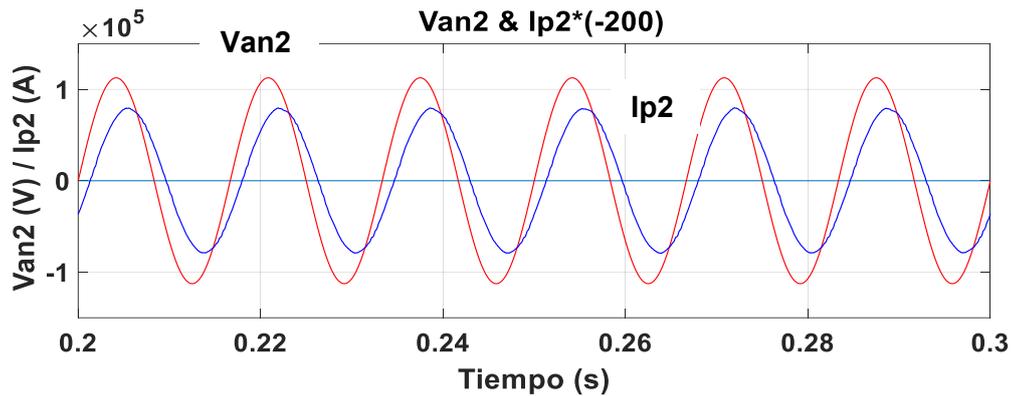


Fig. 4.23 Detalle de la Corriente de Línea atrasada con respecto a la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2

La figura 4.23, presenta el detalle de la corriente atrasada respecto de la tensión fase neutro del sistema AC – 2, ampliando la figura 4.22, en $t = 0.2\text{s} - 0.3\text{s}$. El atraso se debe a que la rampa de potencia activa, inicia en $t = 0.1\text{s}$, mientras que el cambio de la potencia reactiva Q_{mes2} , ocurre antes, en $t = 0.075\text{s}$, provocando que el ángulo de fase sea mayor a 0° , el factor de potencia menor a 1, y la corriente en atraso respecto de la tensión. Ha disminuido el rizado que presentaba la corriente, antes del empleo de los filtros (figura 4.9).

Se obtuvo la distorsión total y armónicos de tensión y corriente, bajo las condiciones: Inicio = 0.23s, Número de ciclos = 3, Frecuencias = 50Hz (Sistema AC – 1) y 60Hz (Sistema AC – 2), Frecuencia máxima = 6600Hz.

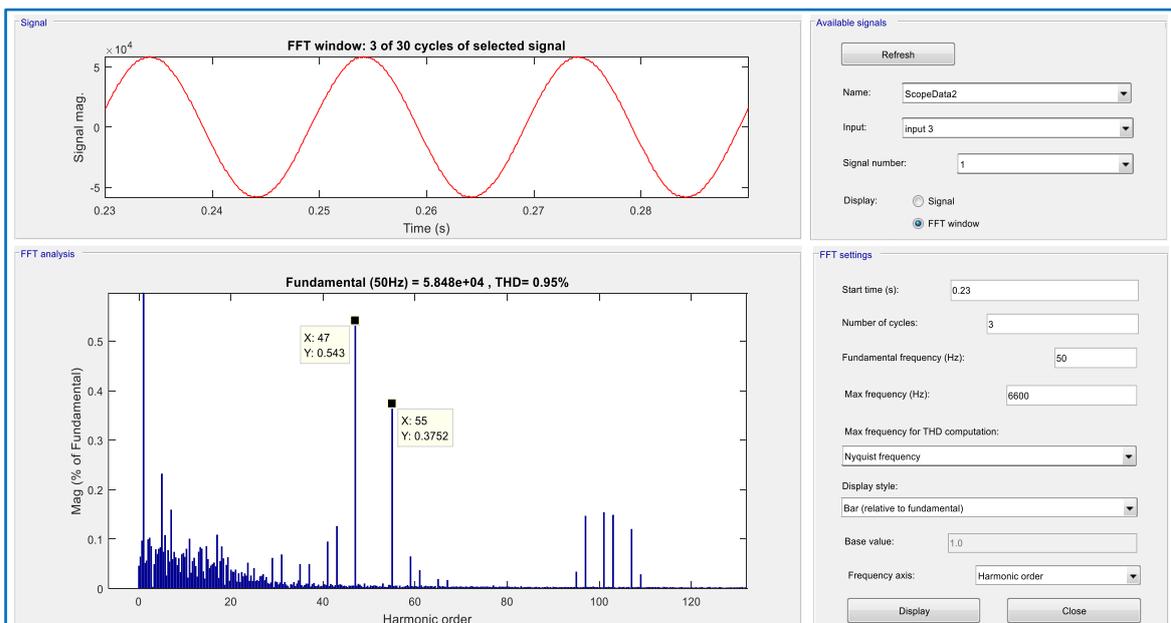


Fig. 4.24 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

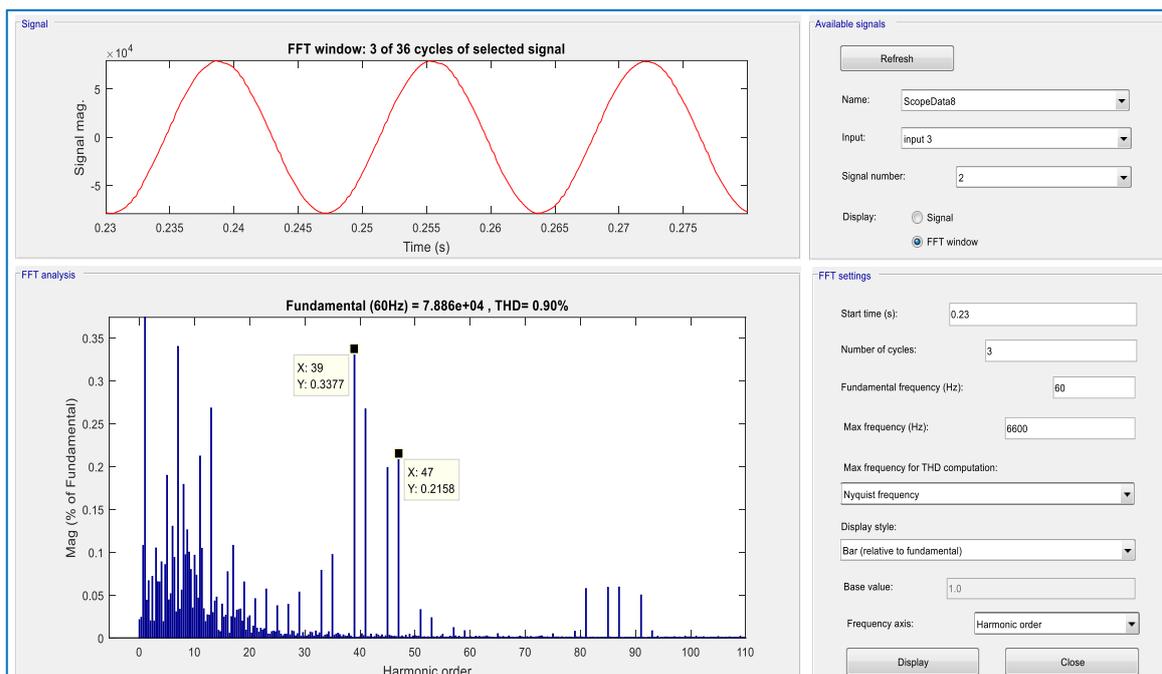


Fig. 4.25 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

Las figuras 4.24 y 4.25, muestran los reportes de distorsión de la corriente de línea en los sistemas AC – 1 y AC – 2 respectivamente. Para la tensión fase neutro, por tratarse de sistemas ideales, la potencia de cortocircuito es infinita, siendo la distorsión igual a 0%, cumpliendo con lo exigido por el estándar, para una tensión de 138kV (la tabla 4.3, indica que para tensiones en el rango $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, el límite de distorsión es 2.5%).

La figura 4.24, muestra que la corriente en el sistema AC – 1 de 50Hz, usando doble filtro pasa altos, tiene distorsión total de 0.95%, y que las magnitudes de los armónicos dominantes, de orden 47 y 55, se han reducido a 0.5430% y 0.3752% de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente; valores que cumplen el estándar (La tabla 4.4, dice que para armónicos impares $35 \leq h \leq 50$, el límite de distorsión es 0.7%).

La figura 4.25, muestra que la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz, empleando doble filtro pasa altos, tiene una distorsión total de 0,90%, y que las magnitudes de los armónicos dominantes, de orden 39 y 47, han sido reducidas a 0.3377% y 0.2158% de la componente de la corriente a frecuencia fundamental; valores que están dentro de los límites requeridos.

Se considera que los resultados de simulación de las secciones 4.1.1.1 y 4.1.1.2; correspondientes al control lineal PI desacoplado, son suficientes para ser comparados con

los resultados obtenidos con el control no lineal Backstepping; presentados en las secciones 4.1.2.1 y 4.1.2.2, en que se evidencia, que el mejor seguimiento a los valores de referencia, la menor presencia de picos y sobreimpulsos, así como la mayor rapidez en la inversión de potencia, ocurren cuando se emplea el control no lineal Backstepping, comprobando así su superioridad, por lo que, para este control, se presentará adicionalmente las secciones 4.1.2.3 y 4.1.2.4, con los resultados de simulación del BTB acoplado dos sistemas AC reales; empleando los mismos filtros.

4.1.2 Simulaciones empleando el Control no lineal Backstepping

Es posible mejorar los resultados de las secciones anteriores, usando el control no lineal Backstepping, técnica desarrollada en la sección 3.1.2.

4.1.2.1 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando controles no lineales Backstepping

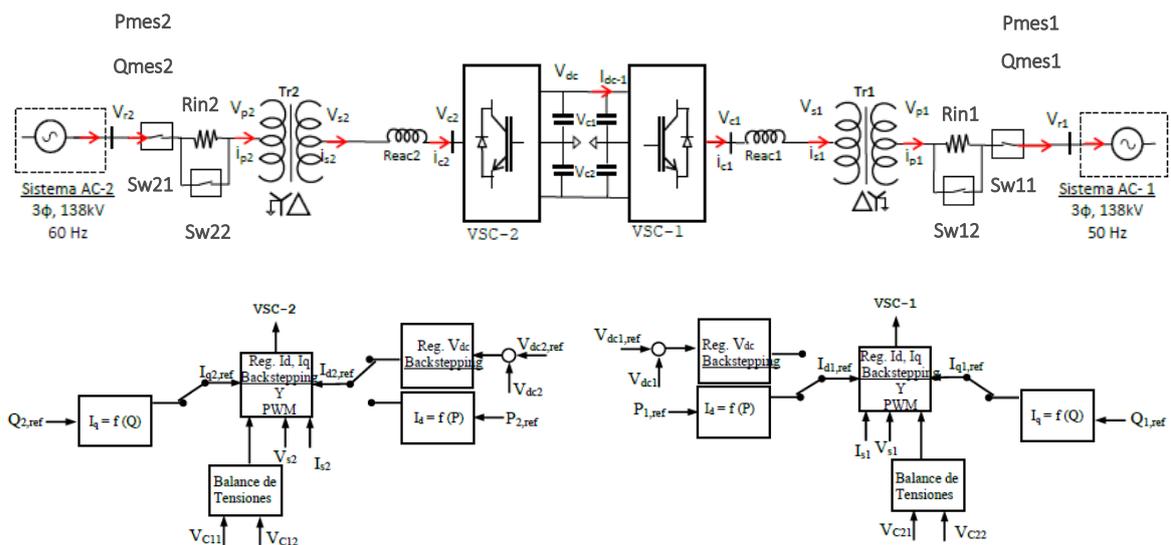


Fig.4.26 Esquema del acoplamiento BTB con controles Backstepping de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita de diferente frecuencia

El esquema de la figura 4.26, representa el sistema simulado para esta sección, empleando el control no lineal Backstepping (BKS), buscando comparar los resultados obtenidos con el control PI, en la sección 4.1.1.1. La descripción del sistema en dicha sección, y sus condiciones de operación en la tabla 4.2, son las mismas para esta sección, se mantiene también, el control de la potencia activa y reactiva en el inversor (50Hz), así como, el control de la tensión en el enlace DC y de la potencia reactiva en el rectificador (60 Hz).

Procedimiento de arranque del sistema BTB

Se describe a continuación el procedimiento de energización o arranque del BTB:

- Se realiza el proceso de carga de los condensadores del enlace DC, y se eleva la tensión de los mismos hasta sus valores de referencia; los que serán mantenidos por el control de tensión en dicho enlace.
- Para limitar la corriente inicial de carga de los condensadores, y a la vez, limitar la corriente de acoplamiento de los sistemas AC con el BTB; se colocan resistencias en serie, ubicadas entre cada sistema AC, y su respectivo transformador, que luego serán cortocircuitadas para la operación del BTB.
- La condición inicial, es que todos los interruptores de las resistencias están abiertos.

Según el esquema de la figura 4.26, la secuencia de arranque del BTB, es como sigue:

1.- Cierre del interruptor Sw21

Al cerrar el interruptor Sw21, se energiza el transformador TR2, y se cargan los condensadores del enlace DC de los convertidores VSC – 1 y VSC – 2; mediante una resistencia R_{in2} , conectada en serie, para que la corriente de carga inicial no exceda el 50% de su valor nominal [40].

Para calcular la corriente nominal en el primario I_{p2} , y en el secundario I_{s2} , de los transformadores TR1 y TR2, se considera un factor de potencia 0.925 [40]:

Tabla 4.7 Corriente nominal en el primario y secundario de los transformadores TR1 y TR2

P nominal (MW)	Cos φ	I_{p2} nominal (A)	I_{s2} nominal (A)
200	0.925	904.61	4161.20

2.- Cierre del interruptor Sw22

El interruptor Sw22, se cierra cuando la tensión de los condensadores del enlace DC, se acerca a su valor de referencia. Al cerrarse, la resistencia R_{in2} es cortocircuitada, provocando que la tensión en el enlace DC, se incremente hasta estabilizarse.

3.- Ingreso del control de la tensión en el enlace DC

Se habilita el control de la tensión V_{dc} del enlace DC del convertidor VSC – 2 (que opera como rectificador), para que dicho enlace llegue a su valor de referencia V_{dcref} , igual a 60kV. El valor de referencia puede aplicarse en escalón o en rampa.

4.- Cierre del interruptor Sw11 y Sw12

Cuando la tensión del enlace DC en el convertidor VSC – 1, alcanza el valor de referencia V_{dcref} , se cierra el interruptor Sw11, conectando VSC – 1 con el sistema AC – 1, a través de la resistencia R_{in1} , que limitará la corriente de acoplamiento (este valor será mínimo, porque los condensadores del enlace DC ya se encuentran cargados), para luego cerrar el interruptor Sw12, cortocircuitando la resistencia. Esto se realiza, con la referencia de potencia activa y reactiva P_{ref1} y Q_{ref1} en cero.

A través del procedimiento indicado, el BTB queda conectado a los dos sistemas AC, a la espera del inicio de operaciones del enlace.

A continuación, en las figuras 4.27 a 4.30, se muestran los resultados de simulación obtenidos del proceso de arranque del sistema BTB.

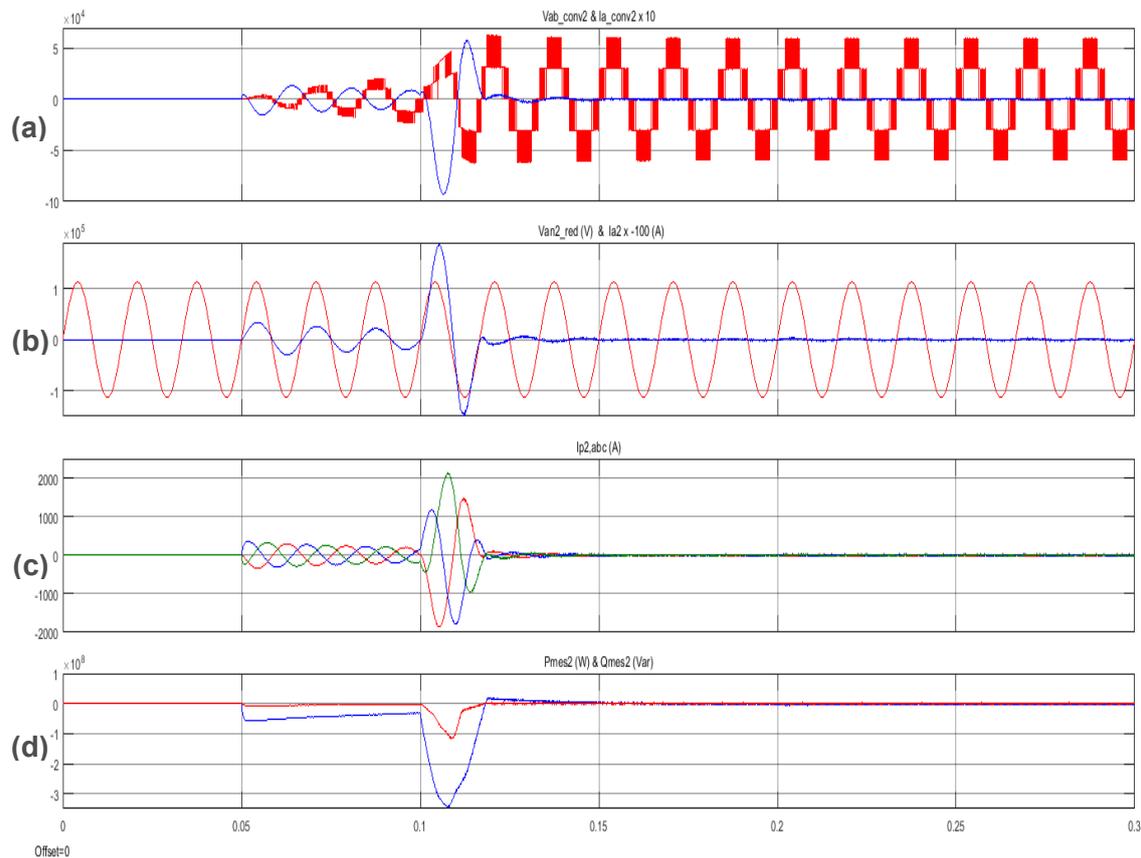


Fig. 4.27 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión de línea y corriente del convertidor VSC – 2, (b) Tensión y corriente por fase del sistema AC – 2, (c) Corrientes del sistema AC – 2 o primario del transformador, (d) Potencias activa y reactiva en el sistema AC – 2

En la figura 4.27 (a), en $t = 0.05s$, se cierra el interruptor Sw21, iniciando el proceso de carga a través del sistema AC – 2, de los condensadores del enlace DC, empleando la resistencia limitadora R_{in2} conectada en serie, y se desbloquea el convertidor VSC – 2.

En la figura 4.27 (b) y (c), se muestra las corrientes del sistema AC – 2 en el momento de conexión con VSC – 2; con sus amplitudes limitadas por la resistencia R_{in2} .

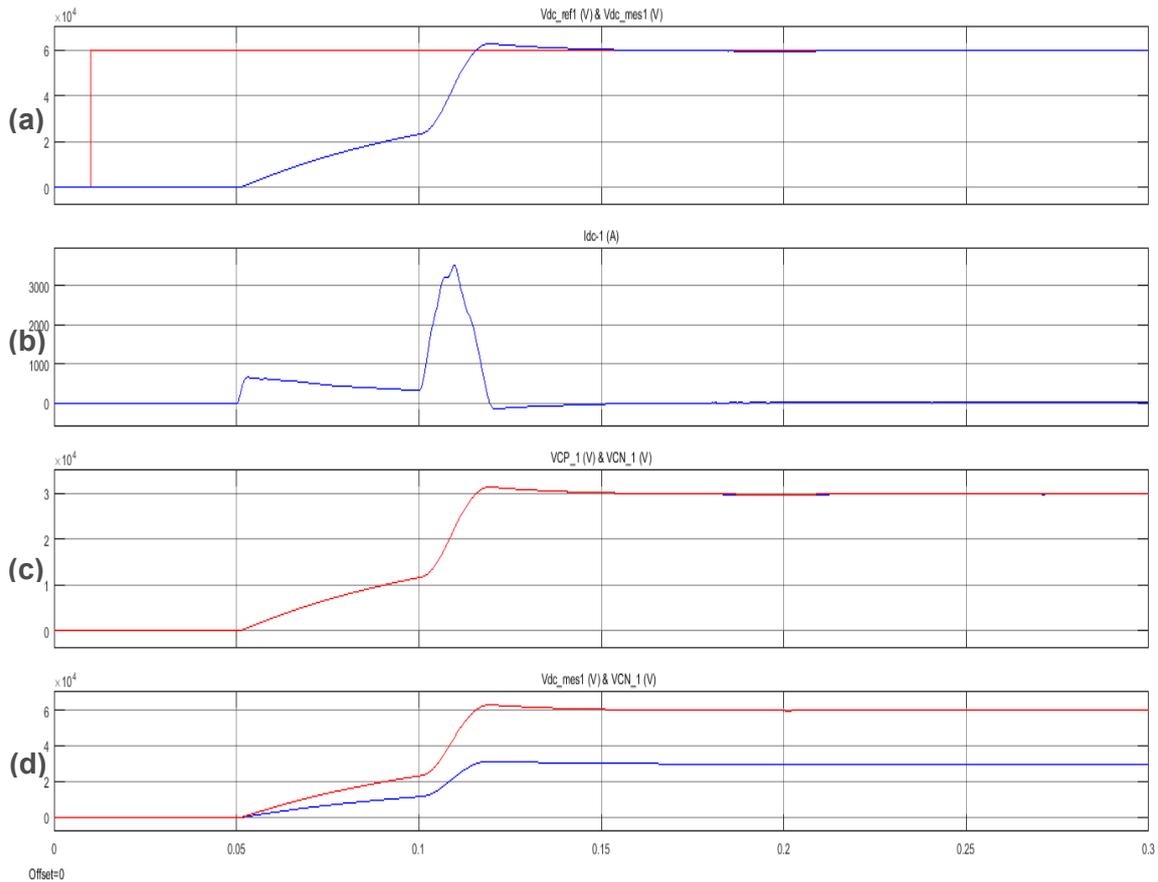


Fig. 4.28 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión V_{dc} del enlace DC en el convertidor VSC – 1, (b) Corriente $I_{dc} - 1$ del enlace DC, (c) Tensión de los condensadores del convertidor VSC – 1, (d) Tensión V_{dc} del enlace DC y tensión del condensador

En $t = 0.10s$, se cierra el interruptor Sw22, cortocircuitando las resistencias R_{in2} , produciendo un transitorio de corriente (figura 4.27 – c), y elevando la tensión del enlace DC, hasta producir sobrepulsos, como se muestra en las figuras 4.28 (a) y 4.29 (a).

Las figuras 4.28 (b) y 4.29 (b), muestran el pico de corriente en el enlace DC, visto desde los convertidores VSC – 1 y VSC – 2 respectivamente, el cual inicia también en $t = 0.10s$.

En $t = 0.105s$, se habilita el control de la tensión V_{dc} en el enlace DC, para llevarla a su valor de referencia igual a $60kV$, como se observa en las figuras 4.28 (a) y 4.29 (a).

Por otra parte, las figuras 4.28 (c) y 4.29 (c), muestran el proceso de carga de los condensadores de ambos VSC, cuya tensión presenta sobreimpulsos, para luego estabilizarse en $30kV$. Las figuras 4.28 (d) y 4.29 (d), muestran que la tensión del enlace DC al alcanzar su referencia, es igual al doble de la tensión de los condensadores ($60kV$).

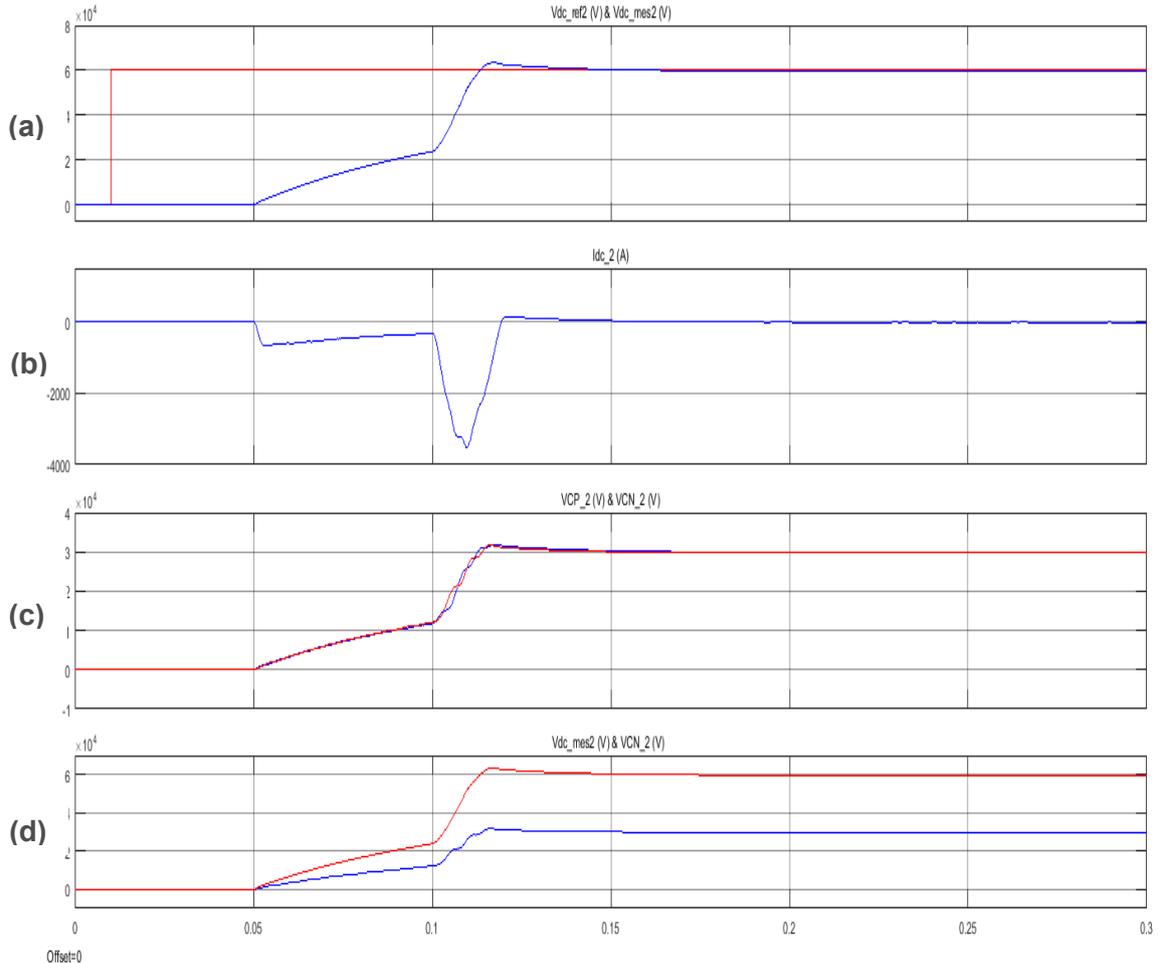


Fig. 4.29 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión V_{dc} del enlace DC en el convertidor VSC – 2, (b) Corriente $I_{dc} - 2$ del enlace DC, (c) Tensión de los condensadores del convertidor VSC – 2, (d) Tensión V_{dc} del enlace DC y tensión del condensador

En $t = 0.15s$, se cierra el interruptor Sw11, conectando el convertidor VSC – 1 con el sistema AC – 1, a través de la resistencia R_{in1} , siendo la corriente de acoplamiento pequeña, como se ve en la figura 4.30 (b), pues los condensadores de ambos convertidores, ya están cargados. También se desbloquea VSC – 1, y se habilitan sus

controles de potencia activa y reactiva, con sus referencias P_{ref1} y Q_{ref1} en cero, como se ve en las figuras 4.30 (a) y (d).

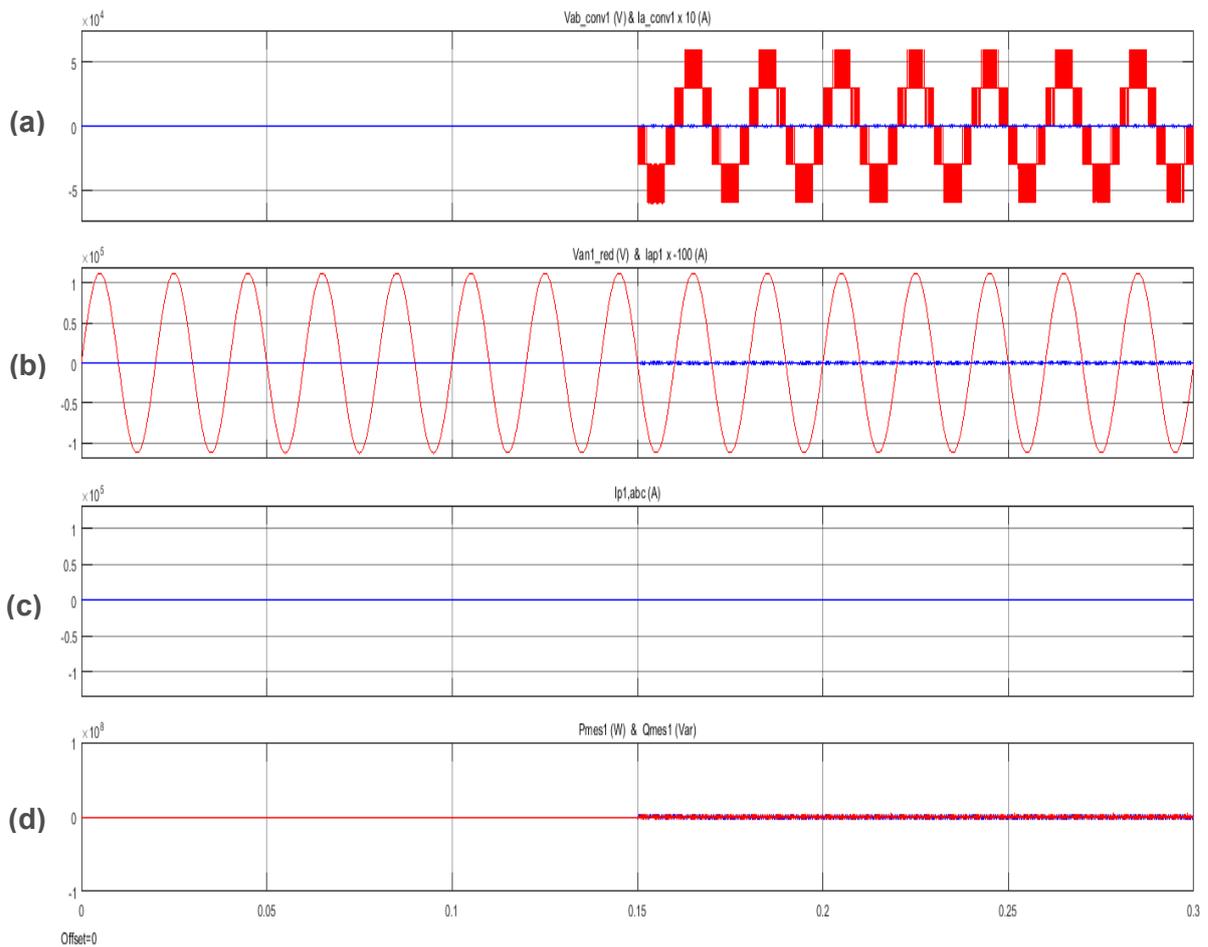


Fig. 4.30 Proceso de conexión del HVDC – BTB con los sistemas AC, (a) Tensión de línea y corriente del convertidor VSC – 1, (b) Tensión y corriente por fase del sistema AC – 1, (c) Corrientes del sistema AC – 1 o del primario del transformador, (d) Potencias activa y reactiva en el sistema AC – 1

Además, también en $t = 0.15s$, se cierra Sw12, cortocircuitando R_{in1} , por no ser necesaria, quedando conectado el BTB a los sistemas AC, como se ve en la figura 4.30.

En este punto, las corrientes en los primarios de los transformadores conectados a los sistemas AC – 1 y AC – 2; son mostradas en las figuras 4.30 (b) y 4.27 (b) respectivamente, observando que las corrientes son mínimas, compensando solo las pérdidas.

En esta condición, las potencias P_{mes1} y Q_{mes1} en el sistema AC – 1 (figura 4.30- d), y las potencias P_{mes2} y Q_{mes2} en el sistema AC – 2 (figura 4.27-d), también son mínimas, y corresponden a las pérdidas del sistema.

Operación del enlace BTB

Con el BTB conectado a los sistemas AC - 1 y AC – 2, se inicia su operación. A continuación se presentan los resultados:

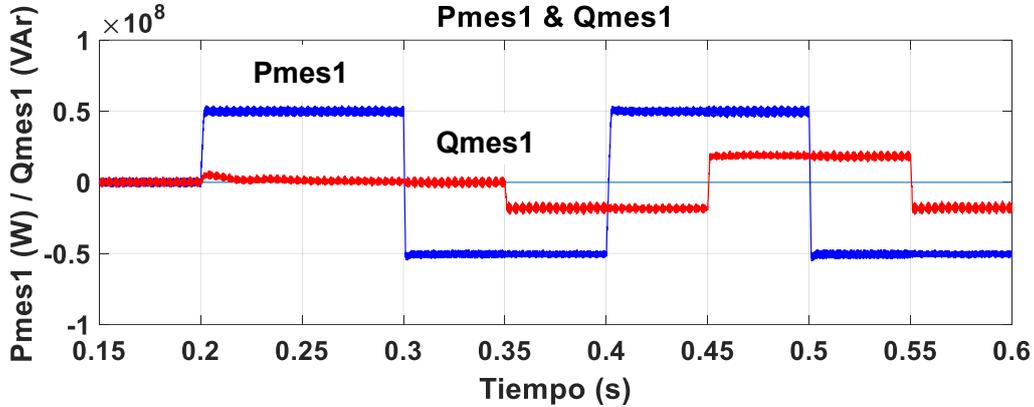


Fig. 4.31 Potencia Activa P_{mes1} & Potencia Reactiva Q_{mes1} en el Sistema AC – 1

La potencia activa P_{mes1} y la potencia reactiva Q_{mes1} en el sistema AC – 1; son mostradas en la figura 4.31, observándose que el seguimiento a sus valores de referencia (tabla 4.2), se mantiene durante los cambios en escalón, sin presentar sobreimpulsos, lo que permite afirmar, que el control no lineal Backstepping supera los resultados mostrados para el mismo caso, empleando el control lineal PI (figura 4.2).

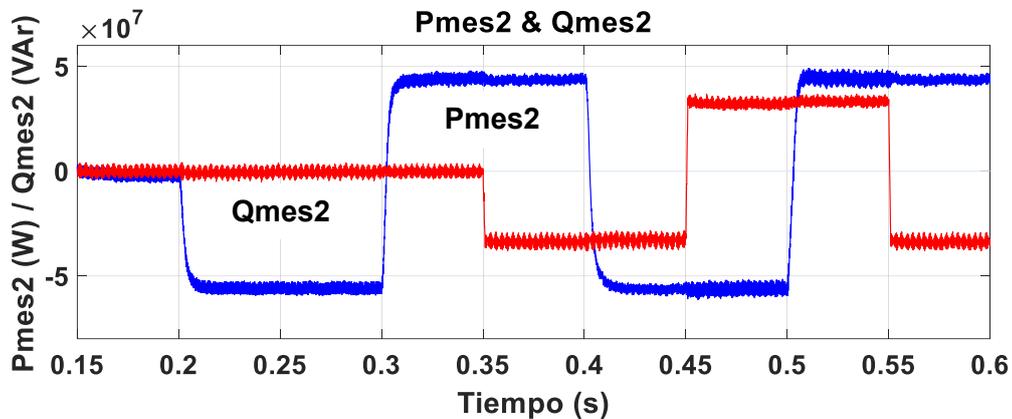


Fig. 4.32 Potencia Activa P_{mes2} & Potencia Reactiva Q_{mes2} en el Sistema AC – 2

La figura 4.32, muestra la potencia activa P_{mes2} y la potencia reactiva Q_{mes2} en el sistema AC – 2. Los cambios de P_{mes1} , entregada por el inversor al seguir a su referencia P_{ref1} (tabla 4.2), se reflejan como potencia absorbida P_{mes2} por el rectificador, con buen seguimiento al cambio en escalón. No se observan sobreimpulsos, que sí se presentan con el control PI, en idénticas condiciones de simulación (figura 4.3). Q_{mes2} tiene buen seguimiento a su referencia Q_{ref2} , sin tener sobreimpulsos durante los cambios.

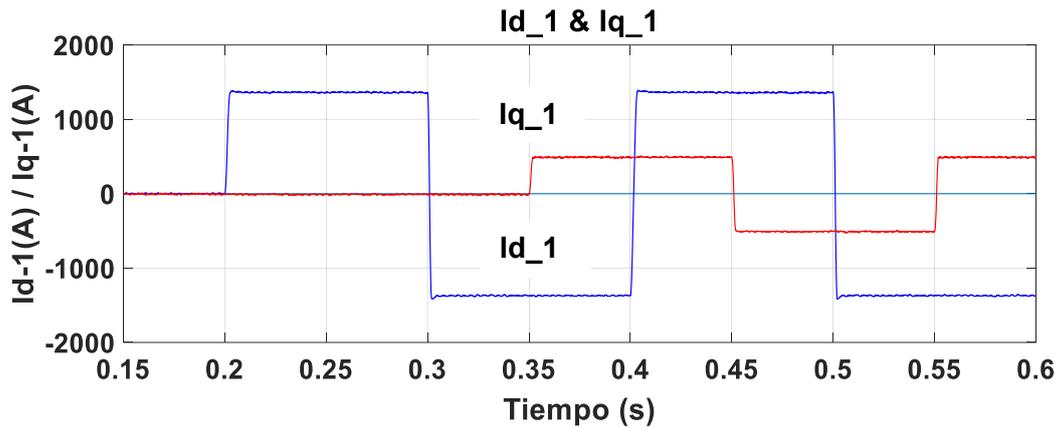


Fig. 4.33 Componentes de la corriente en el eje directo I_{d1} & en el eje en cuadratura I_{q1} en el inversor

La figura 4.33, muestra las componentes en los ejes directo i_{d1} y en cuadratura i_{q1} , de la corriente trifásica en el inversor, sus gráficas son similares a las potencias P_{mes1} y Q_{mes1} respectivamente (figura 4.31). I_{d1} e I_{q1} , durante los cambios (tabla 4.2), presentan buen seguimiento a su valor de referencia.

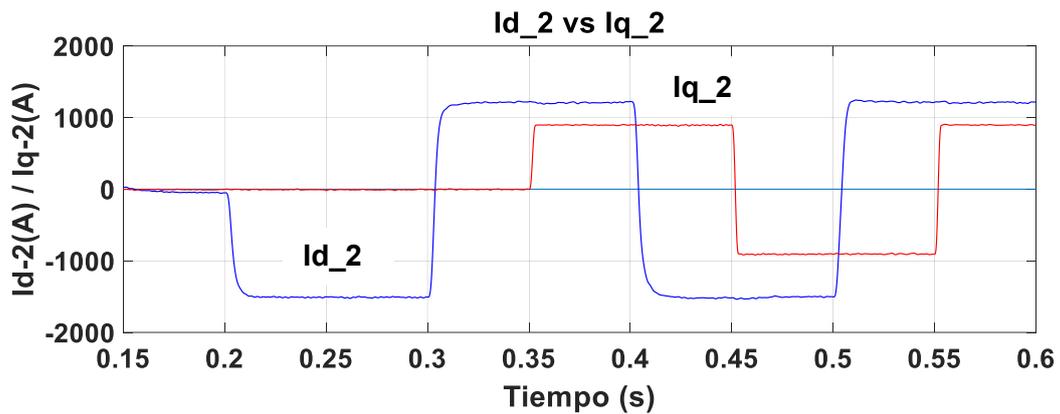


Fig. 4.34 Componentes de la corriente en el eje directo I_{d2} & en el eje en cuadratura I_{q2} en el rectificador

La figura 4.34, presenta las componentes de la corriente en los ejes directo I_{d2} y en cuadratura I_{q2} en el rectificador. Los cambios de I_{d1} en el inversor (figura 4.33), son seguidos en sentido inverso por I_{d2} en el rectificador. I_{q2} , realiza el seguimiento a su referencia con cambios en escalón, y sin tener sobreimpulsos. El desacoplamiento entre ambas componentes, se mantiene durante la simulación.

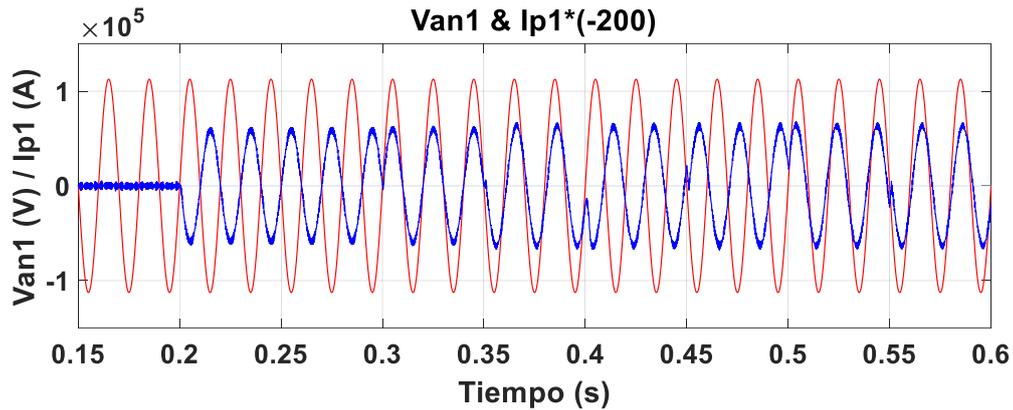


Fig. 4.35 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1

La figura 4.35, muestra la tensión fase neutro y corriente de línea del sistema AC – 1. Los cambios en P_{mes1} , inician en $t = 0.2s$ (tabla 4.2), presentando el sistema un factor de potencia de -1, es decir, la corriente está en contrafase con la tensión. Para $t = 0.3s$, la potencia P_{mes1} se invierte, cambiando la referencia de 50MW a -50MW, pasando de contrafase a fase. A partir de $t = 0.35s$, la corriente ya no se encuentra en plena fase con la tensión, debido a los cambios en escalón de Q_{mes1} , mostrados en la figura 4.31.

En $t = 0.4s$, vuelve a invertirse P_{mes1} , cambiando su referencia de -50MW a 50MW, y en $t = 0.5s$, de 50MW a -50MW. Debido a que en $t = 0.35s$ y $t = 0.45s$ se hacen cambios a Q_{mes1} , la corriente ya no está en contrafase o en plena fase con la tensión.

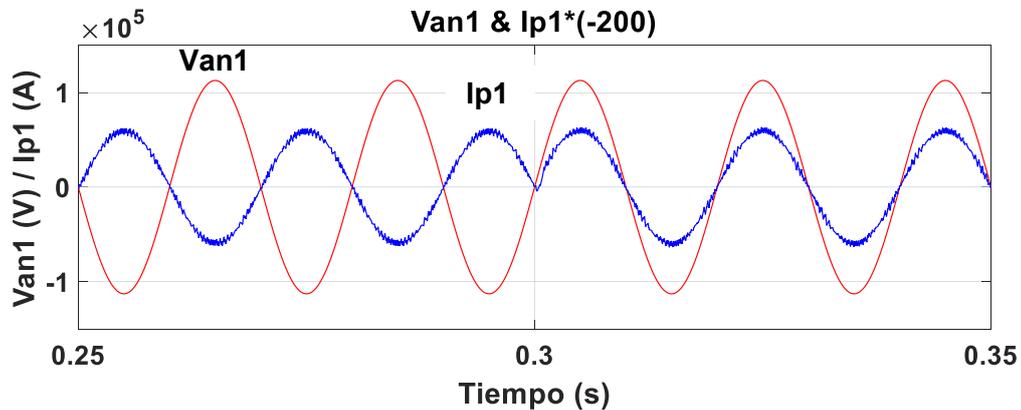


Fig. 4.36 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 1

La figura 4.36, muestra la inversión de potencia en el Sistema AC – 1, ampliando la figura 4.35, para $t = 0.2-s - 0.35s$, observándose que la corriente de línea en contrafase con la tensión, en $t = 0.3s$, pasa a estar en fase, cambio que es casi instantáneo, verificándose que el control no lineal Backstepping, realiza la inversión de potencia con mayor rapidez.

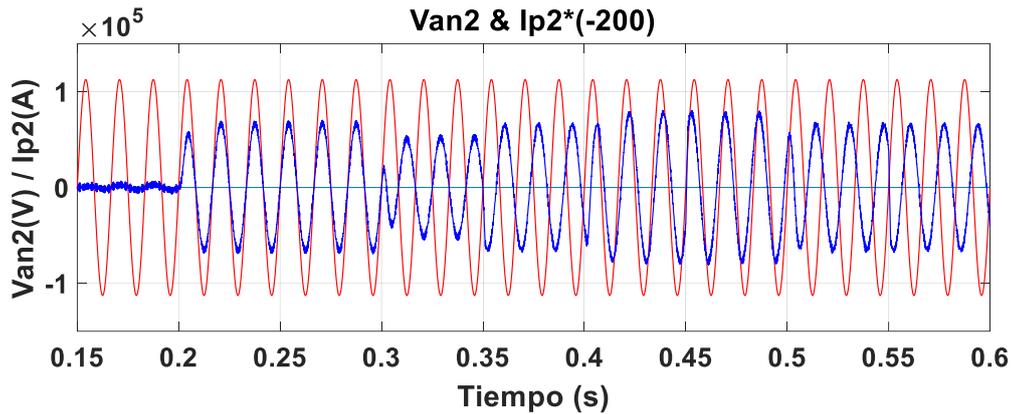


Fig. 4.37 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.37, muestra la tensión fase neutro y corriente de línea del sistema AC – 2. Pmes1 entregada por el inversor al sistema AC – 1, en $t = 0.2s$ (tabla 4.2), se manifiesta en sentido inverso en la potencia Pmes2, absorbida por el rectificador del sistema AC – 2, por lo tanto, la corriente está en fase con la tensión, siendo el factor de potencia igual a 1.

La inversión de potencia en el sistema AC – 1, en $t = 0.3s$, se observa para el sistema AC – 2, pasando la corriente de fase a contrafase. Pmes1 en el sistema AC – 1, vuelve a invertirse en $t = 0.4s$ y $t = 0.5s$, pero como en $t = 0.35s$ y $t = 0.45s$, a Qmes2 se le varía en escalón (figura 4.32), la corriente no está en plena fase o contrafase en el sistema AC – 2.

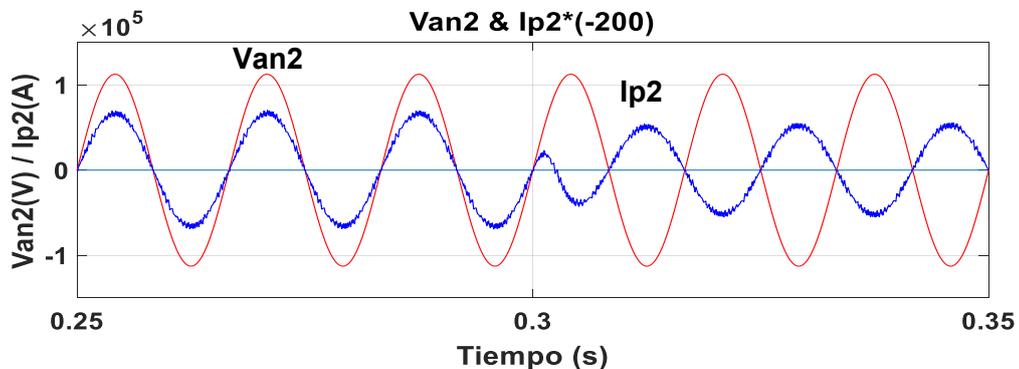


Fig. 4.38 Detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 2

La figura 4.38, presenta el detalle de la inversión de potencia en el Sistema AC – 2, ampliando la figura 4.37, para $t = 0.25s - 0.35s$, donde la primera inversión, ocurre a partir de $t = 0.3s$. El paso de fase a contrafase de la corriente con la tensión, ocurre en un cuarto de ciclo. La rapidez es menor que en el Sistema AC – 1, pues los cambios se realizan desde el inversor.

Se obtuvo la distorsión total y armónicos de tensión y corriente, bajo las condiciones:

Inicio = 0.23s, Número de ciclos = 3, Frecuencias = 50Hz (Sistema AC – 1) y 60Hz (Sistema AC – 2), Frecuencia máxima = 6600Hz.

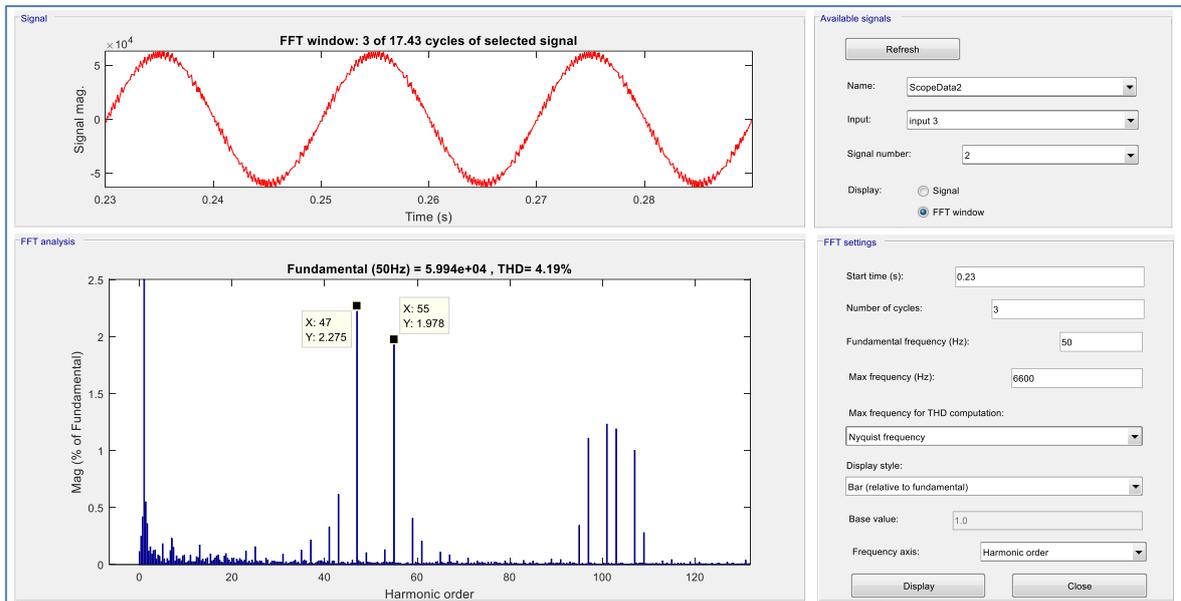


Fig. 4.39 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 1 de 50Hz

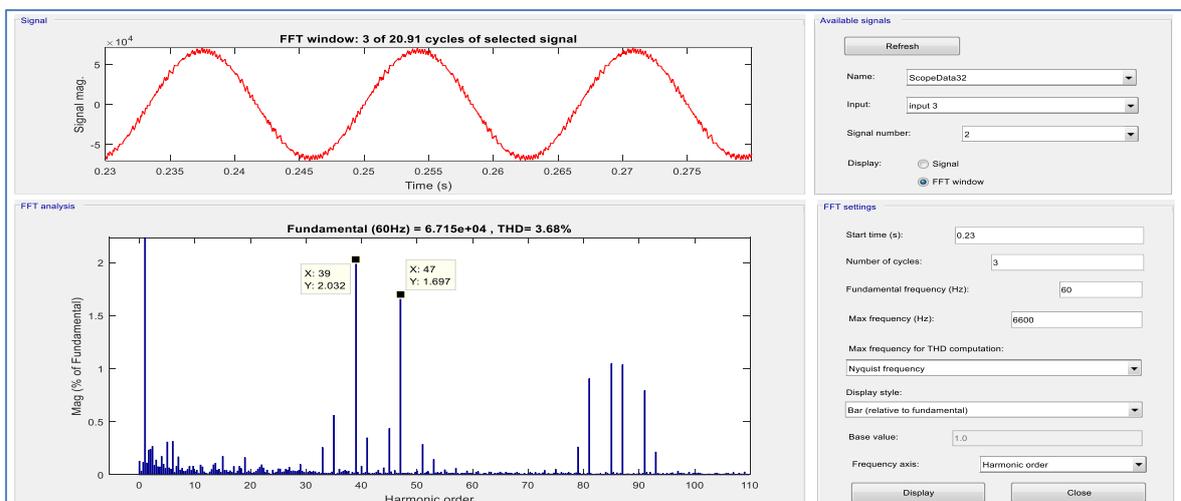


Fig. 4.40 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz

Las figuras 4.39 y 4.40, presentan la distorsión para la corriente de línea en los sistemas AC – 1 y AC – 2; ambos de 138kV. Para la tensión fase neutro, ambos sistemas tienen distorsión 0%, por ser ideales, por tanto, su potencia de cortocircuito es infinita, cumpliendo con el estándar para el rango $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, que indica, que el límite de distorsión de tensión, no debe ser mayor de 2.5% (tabla 4.3).

La figura 4.39, muestra que la corriente en el sistema AC – 1, tiene distorsión total de 4.19%, con orden de armónicos dominantes 47 y 55, con magnitudes 2.275% y 1.978% de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente. La tabla 4.4, da los límites de distorsión de corriente para sistemas $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, indicando, que para $I_{sc} / I_L > 1000$, los armónicos impares $35 \leq h \leq 50$, tienen límite de distorsión 0.7%, por tanto, los armónicos dominantes de la corriente en el sistema AC – 1, no cumplen el estándar.

La figura 4.40, muestra que la distorsión total de la corriente en el sistema AC – 2, es 3.68%, con armónicos dominantes 39 y 47, con magnitudes 2.032% y 1.697%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente. La tabla 4.4, indica que para $I_{sc} / I_L > 1000$, los armónicos impares entre $35 \leq h \leq 50$, tienen límite de distorsión 0.7%, por tanto, los armónicos dominantes de la corriente del sistema AC – 2, no cumplen el estándar (se cumplirá, usando doble filtro pasa altos, como se verá en la sección 4.1.2.2).

4.1.2.2 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping.

La sección 4.1.2.1, mostró el desempeño del control no lineal Backstepping, en el acoplamiento BTB de dos sistemas con potencia de cortocircuito infinita; sin embargo, la distorsión de la corriente en ambos sistemas AC, supera los límites del estándar, siendo necesario usar filtros. Esta sección, muestra los resultados de simulación usando filtros (tabla 4.5).

La figura 4.14, representa también el sistema en esta sección, usando en este caso, controles no lineales Backstepping. Las condiciones de operación de la tabla 4.6, se emplean en esta sección, además, se sigue realizando el control de potencia activa Pmes1 y reactiva Qmes1, en el inversor de 50Hz, así como, el control de tensión V_{dc} en el enlace DC y de Qmes2, en el rectificador de 60 Hz. A continuación, los resultados de simulación:

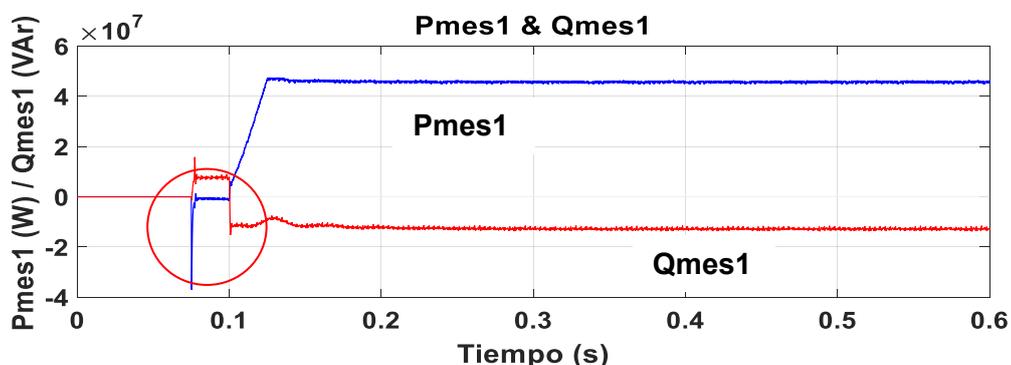


Fig. 4.41 Potencia Activa Pmes1 & Potencia Reactiva Qmes1 en el Sistema AC – 1

La figura 4.41, muestra a la potencia activa P_{mes1} en el sistema AC – 1, siguiendo a su referencia P_{ref1} (tabla 4.6), variando en rampa de 0MW a 50MW, para $t = 0.100s - 0.125s$. No se observa sobreimpulsos durante la rampa. La potencia reactiva Q_{mes1} , en $t = 0.100s$, desciende en escalón -20MVAR (tabla 4.6), pero antes, en $t = 0.075s$, experimenta un estado previo, por la potencia reactiva requerida por el ingreso de los filtros.

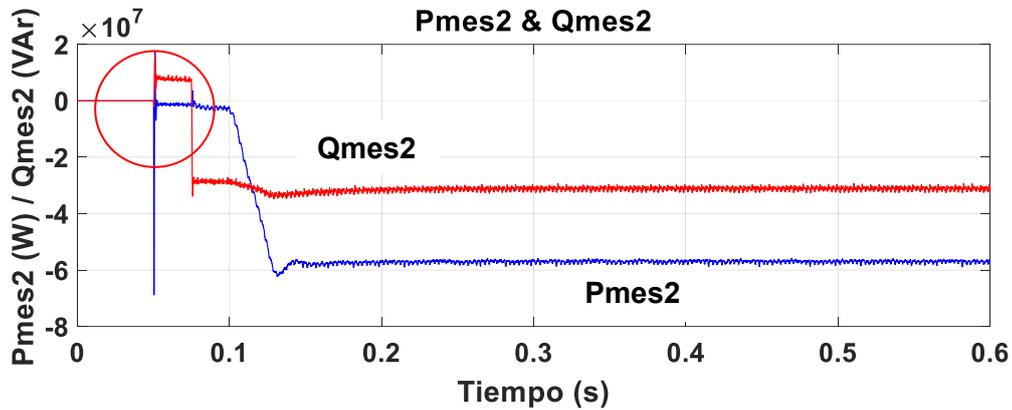


Fig. 4.42 Potencia Activa P_{mes2} & Potencia Reactiva Q_{mes2} en el Sistema AC – 2

La figura 4.42, presenta la potencia activa P_{mes2} y la potencia reactiva Q_{mes2} en el sistema AC – 2; verificándose que P_{mes1} entregada por el inversor al sistema AC – 1, es P_{mes2} absorbida por el rectificador del sistema AC – 2, menos las pérdidas al pasar por el enlace DC, describiendo P_{mes2} , una rampa en sentido contrario a la de P_{mes1} . Q_{mes2} desciende en escalón -35MVAR, en $t = 0.075s$ (tabla 4.6), pero, en $t = 0.050s$, desarrolla un estado previo, por la potencia reactiva absorbida al ingresar los filtros del sistema AC – 2.

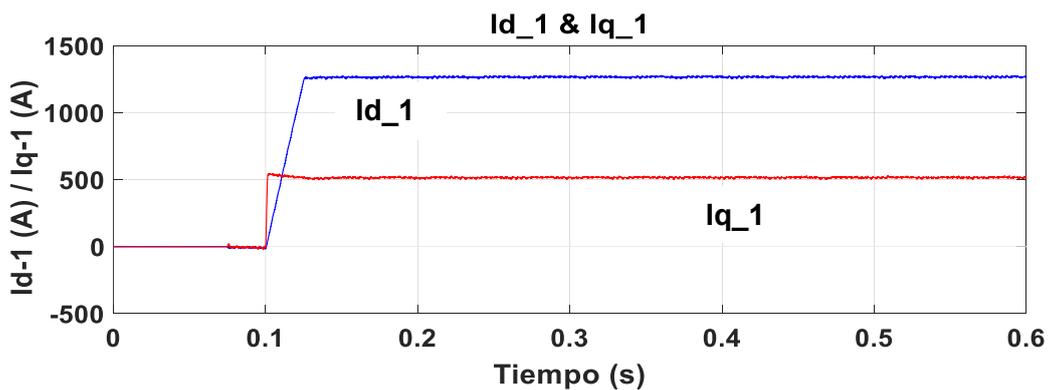


Fig. 4.43 Componentes de la Corriente en el eje directo i_{d_1} & en el eje en cuadratura i_{q_1} en el inversor

La figura 4.43, muestra a las componentes de la corriente en los ejes directo i_{d_1} y en cuadratura i_{q_1} en el inversor. i_{d_1} , describe una rampa en ascenso similar a P_{mes1} (figura 4.41), ya que i_{dref1} , se obtiene a partir de P_{ref1} . i_{q_1} , realiza buen seguimiento a su

referencia I_{qref1} . Las componentes I_{d1} e I_{q1} , mantienen el desacoplamiento incluso durante los cambios.

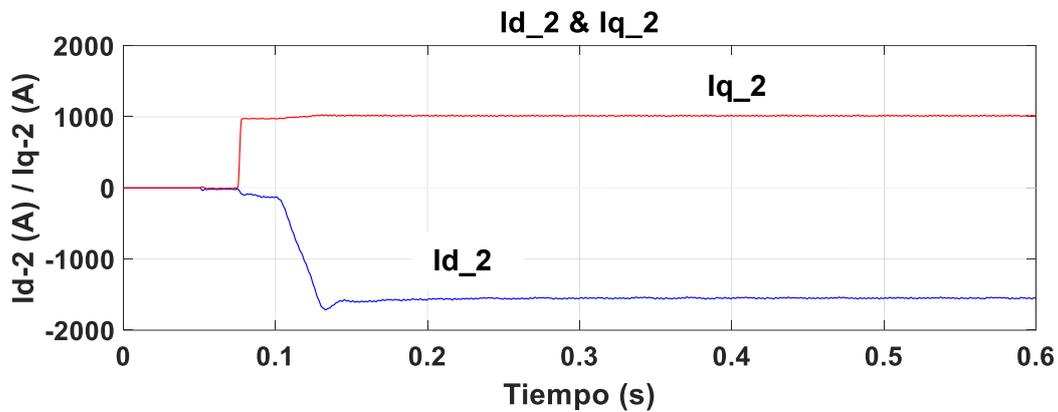


Fig. 4.44 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d2} & en el eje en cuadratura i_{q2} en el rectificador

La figura 4.44, presenta a la corriente en el eje directo i_{d2} y en el eje en cuadratura i_{q2} en el rectificador. Según la figura 4.43, la rampa de ascenso descrita por I_{d1} en el inversor, es seguida en sentido inverso por I_{d2} en el rectificador, con rampa de descenso. I_{q2} , realiza el seguimiento a su referencia I_{qref2} en escalón, sin presentar sobreimpulsos. La rampa de descenso de I_{d2} , no afecta el desacoplamiento con I_{q2} , y en ambas corrientes, se evidencia a simple vista, menor distorsión por efecto del doble filtro pasa altos.

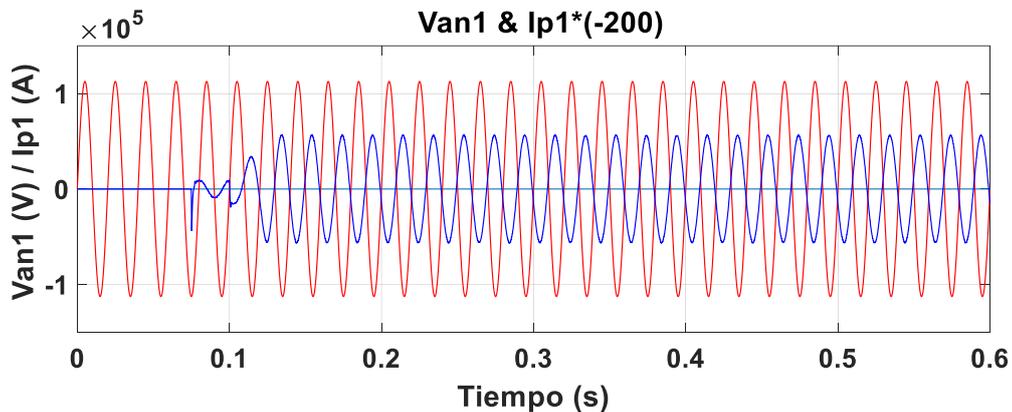


Fig. 4.45 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1

La figura 4.45, muestra la tensión fase neutro y corriente de línea del Sistema AC – 1. El desfase no es igual a 180° , ya que la rampa descrita por P_{mes1} , de 0 a 50MW, inicia en $t = 0.1s$, tiempo en que también cambia en escalón la potencia reactiva Q_{mes1} (tabla 4.6); que provoca el corrimiento de la corriente respecto de la tensión.

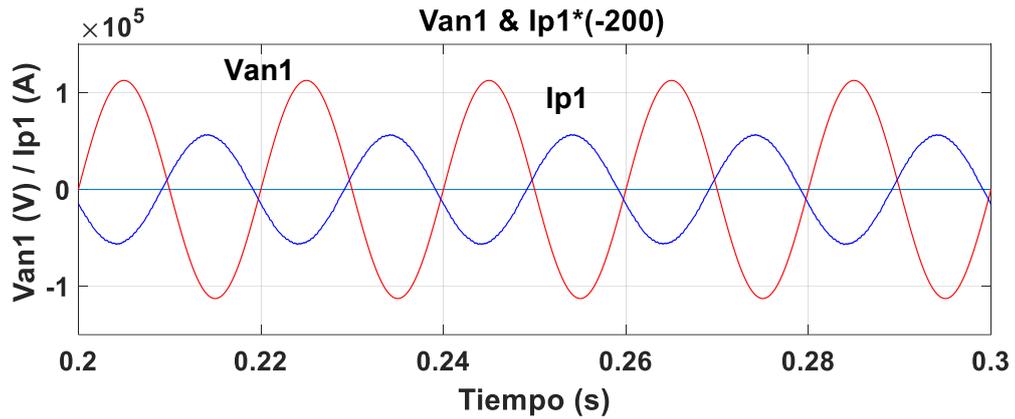


Fig. 4.46 Detalle de la Corriente de línea con desfase diferente a 180° con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1

La figura 4.46, presenta el detalle de la corriente de línea con desfase diferente a 180° , con la tensión fase neutro del sistema AC – 1, ampliando la figura 4.45, en $t = 0.2s - 0.3s$. La corriente de línea no presenta el rizado que mostraba en la figura 4.36, cuando no se emplea el doble filtro, confirmando así, la reducción de la distorsión armónica.

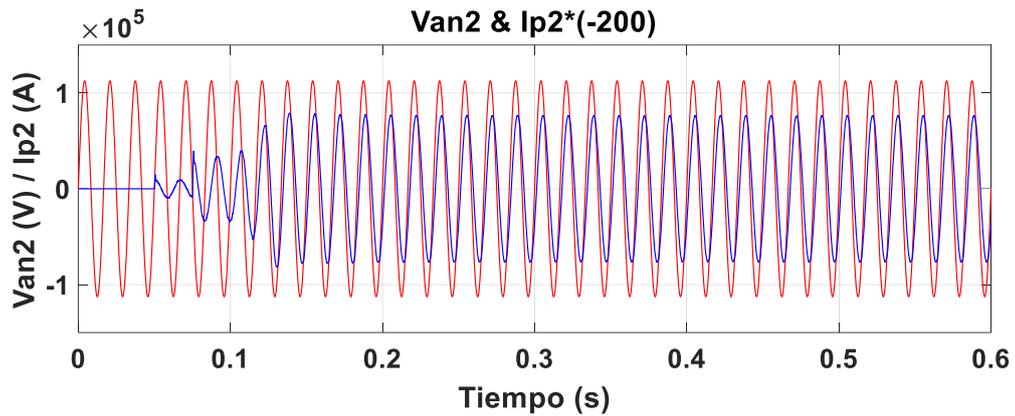


Fig. 4.47 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.47, presenta la tensión fase neutro y corriente de línea del sistema AC – 2. Al producirse la rampa en ascenso de la potencia activa P_{mes1} en el sistema AC – 1; la corriente de línea en el sistema AC – 2, no se encuentra totalmente en fase con la tensión, siendo el factor de potencia inferior a 1.

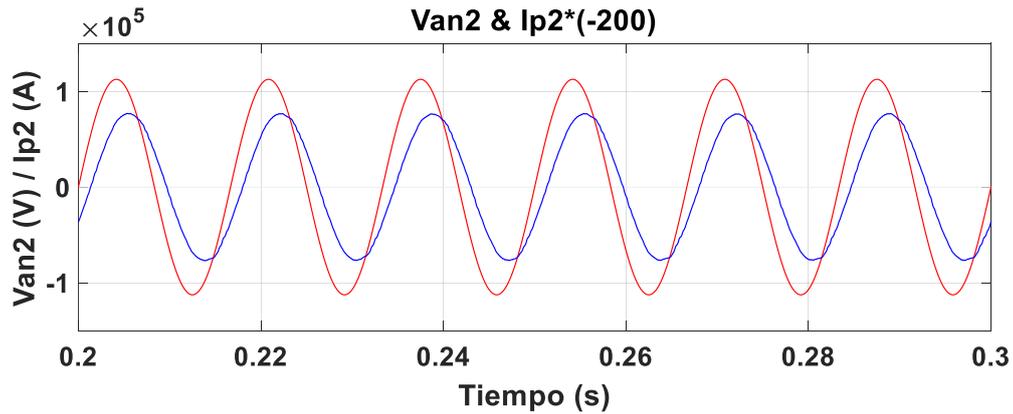


Fig. 4.48 Detalle de la Corriente de Línea atrasada con respecto a la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2

La figura 4.48, presenta el detalle de la corriente atrasada respecto de la tensión en el sistema AC – 2; ampliando la figura 4.47, en $t = 0.2s - 0.3s$. El atraso se debe a que en el sistema AC – 1, la rampa Pmes1, inicia en $t = 0.1s$, mientras que en el sistema AC – 2, el cambio de Qmes2 ocurre antes, en $t = 0.075s$, provocando el atraso de la corriente (tabla 4.6). En la figura 4.48, no se tiene el rizado que muestra la corriente en la figura 4.38.

Se obtuvo la distorsión total y armónicos de tensión y corriente, bajo las condiciones: Inicio = 0.2s, Número de ciclos = 3, Frecuencias = 50Hz (Sistema AC – 1) y 60Hz (Sistema AC – 2), Frecuencia máxima = 6600Hz.

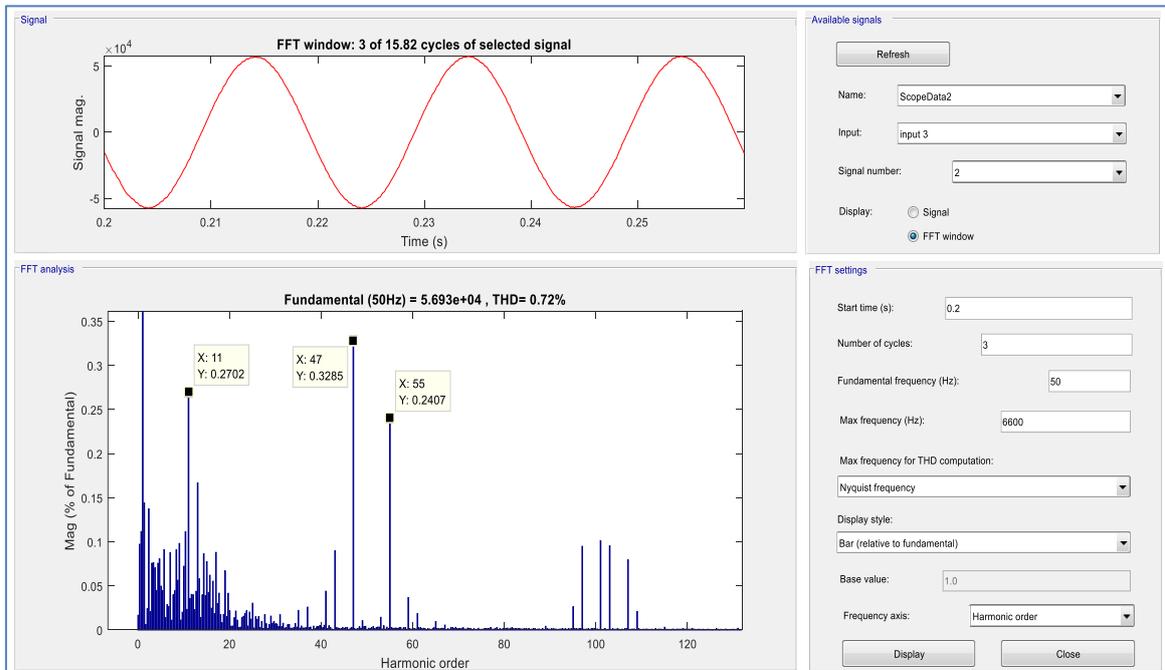


Fig. 4.49 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

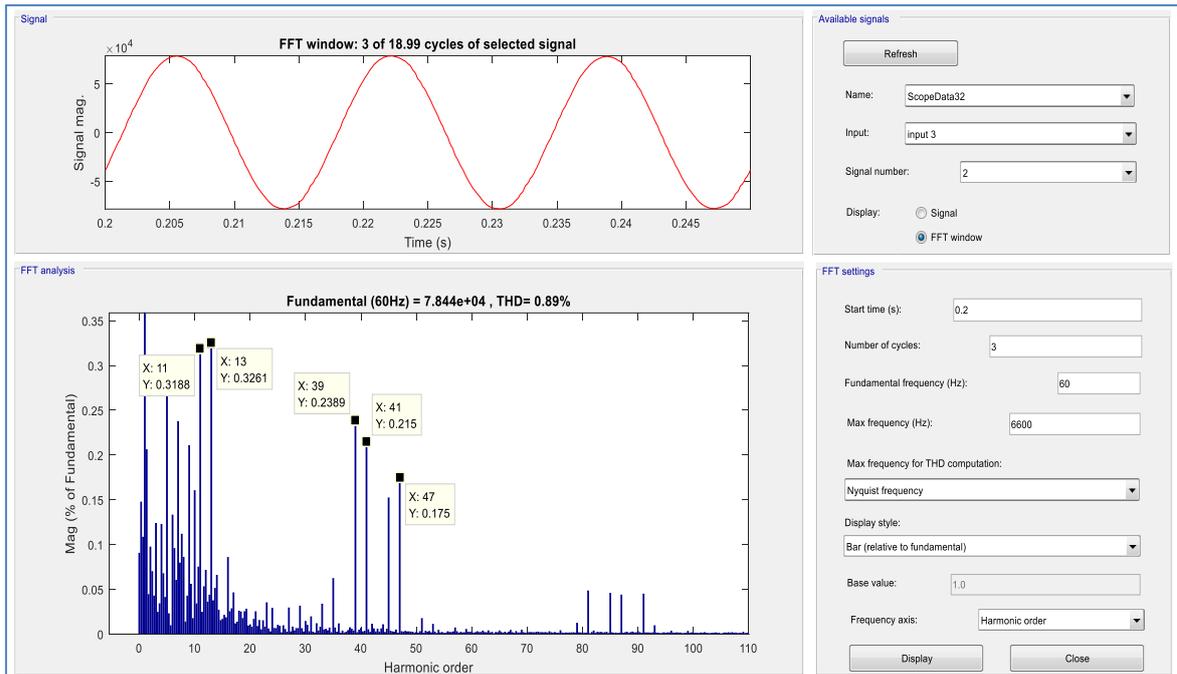


Fig. 4.50 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

Las figuras 4.49 y 4.50, muestran los reportes de distorsión y armónicos de la corriente de línea en los dos sistemas AC. La tensión tiene distorsión 0%, ya que la potencia de cortocircuito es infinita en ambos sistemas, cumpliendo con el estándar, que para el rango $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, indica que el límite de distorsión total es 2.5% (tabla 4.3).

La figura 4.49, muestra que la corriente de línea en el sistema AC – 1, usando doble filtro pasa altos, tiene distorsión total de 0.72%, y que la magnitud de los armónicos dominantes 47 y 55, se ha reducido a 0.3285% y 0.2407%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente; valores que cumplen con el estándar (tabla 4.4), el cual indica que para $I_{sc} / I_L > 1000$, los armónicos impares comprendidos en el rango $35 \leq h \leq 50$, tienen como límite de distorsión 0.7%. El armónico 11, que aparece como dominante en la figura 4.49, también cumple con el estándar en su respectivo rango.

La figura 4.50, muestra que la corriente de línea en el sistema AC – 2, empleando doble filtro pasa altos, tiene una distorsión total de 0.89%, y que la magnitud de los armónicos dominantes 39 y 47, se ha reducido a 0.2389% y 0.175%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente; valores que cumplen con el estándar (tabla 4.4). Los armónicos impares, que aparecen como dominantes en la figura 4.50, también cumplen con lo requerido por el estándar, en su respectivo rango.

4.1.2.3 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping

La sección 4.1.2.2, presentó los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas ideales; con controles no lineales Backstepping, y doble filtro pasa altos, sin embargo, se requiere evaluar el desempeño de los sistemas, cuando incluyen subestaciones, transformadores, líneas y cargas, conservando los filtros y el control.

La figura 4.51, muestra el acoplamiento BTB de los sistemas AC – 1 y AC – 2. La tensión de las fuentes trifásicas es 60kV, con un transformador elevador de 60kV/138kV por sistema, para transportar la energía a través de las líneas de transmisión L1 y L2, de 138kV, de los sistemas AC – 1 y AC – 2 respectivamente, logrando la interconexión de dos sistemas AC de diferente frecuencia. Por condición de operación, el acoplamiento del BTB con cada sistema, se realiza en 30kV (ecuación 3.23), por lo que se tiene un transformador reductor 138kV/30kV por sistema, como interfaz entre los lados AC del BTB y los sistemas.

La potencia activa para apoyar la demanda de la carga del sistema AC – 1 (50Hz); es enviada desde el sistema AC – 2 (60Hz), pasando por el enlace DC, por lo que la simulación se configuró para que sistema AC – 2, además de atender la carga local conectada en su barra de 138kV, suministre también, parte de la demanda de la carga del sistema AC – 1.

La potencia reactiva intercambiada entre el BTB y sistemas AC, se mantiene en cero, para mostrar el consumo de potencia y corriente reactivas de los filtros AC de cada sistema. Al Inicio, la potencia de los filtros es atendida por la red, y luego, es inyectada por el BTB.

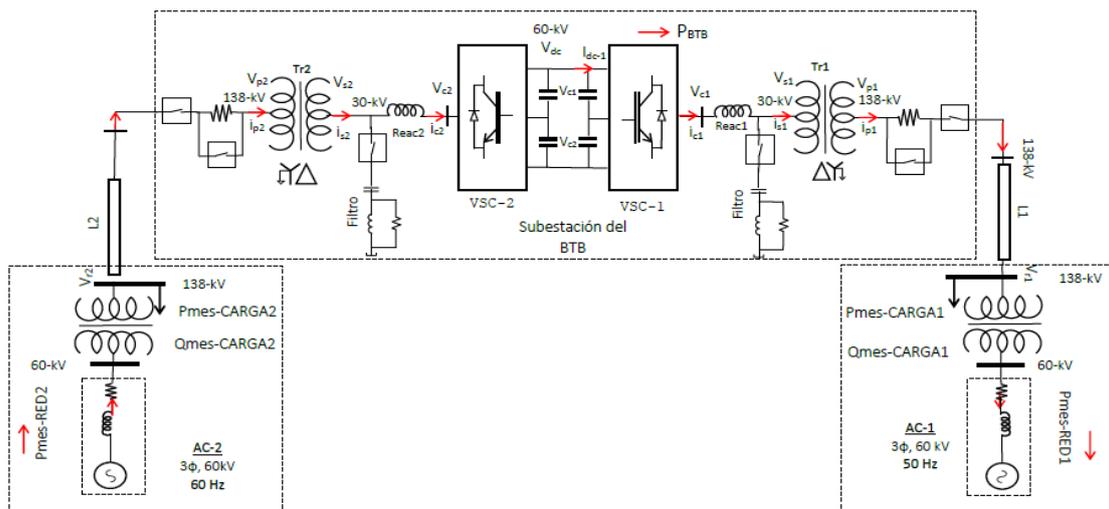


Fig. 4.51 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales de diferente frecuencia usando doble filtro pasa altos de segundo orden

Los parámetros de los equipos mostrados en la figura 4.51 son:

- Fuente Trifásica de 60kV para ambos sistemas AC.

Para ambos sistemas AC, se tiene una fuente trifásica de 60kV, conectada a un transformador de 138kV/60kV, con su respectiva impedancia equivalente.

- Impedancia equivalente calculada para cada fuente trifásica.

Al ser idénticos los sistemas AC, y de acuerdo al cálculo de la sección 3.3.2, se tiene que, si los sistemas son fuertes, asumiendo un SCR = 5, y la potencia del enlace BTB es 50MW, la impedancia de cortocircuito que observa el BTB, es de 14.4Ω, para ambos sistemas AC.

- Transformador trifásico 138kV/60kV con conexión Dy1 en ambos sistemas

TRANSFORMADOR DE POTENCIA TRIFÁSICO 200MVA, 138kV/60kV			
ÍTEM	DESCRIPCIÓN	UNIDAD	PARÁMETRO TÉCNICO
1	Relación de tensión de línea	kV	138/60
2	Capacidad nominal		
a	AT	MVA	200
b	BT	MVA	200
3	Número de fases		Trifásico
4	Grupo de conexión		Dy1
5	Tipo de transformador		Transformador de potencia
6	Frecuencia		50/60 Hz
7	Impedancia en los lados de AT y BT a 75°C	%	1.5

- Transformador trifásico 138kV/30kV con conexión YNd1 en ambos sistemas

TRANSFORMADOR DE POTENCIA TRIFÁSICO 200MVA, 138kV/30kV			
ÍTEM	DESCRIPCIÓN	UNIDAD	PARÁMETRO TÉCNICO
1	Relación de tensión de línea	kV	138/30
2	Capacidad nominal		
A	AT	MVA	200
B	BT	MVA	200
3	Número de fases		Trifásico
4	Grupo de conexión		YNd1
5	Tipo de transformador		Transformador de potencia
6	Frecuencia		50/60 Hz
7	Impedancia en los lados de AT y BT a 75°C	%	20

- Línea de transmisión de 45km del sistema AC – 1 y de 30km del sistema AC – 2.

LÍNEA en 138kV, 50HZ	
Corriente nominal	0.755 kA
Impedancia de secuencia positiva, Z_1	0.4221 Ω /km
Angulo de impedancia de secuencia positiva	77.04°
Resistencia de secuencia positiva, R_1	0.0946 Ω /km
Reactancia de secuencia positiva, X_1	0.4113 Ω /km
LÍNEA en 138kV, 60HZ	
Corriente nominal	0.755 kA
Impedancia de secuencia positiva, Z_1	0.5026 Ω /km
Angulo de impedancia de secuencia positiva	79.13°
Resistencia de secuencia positiva, R_1	0.0946 Ω /km
Reactancia de secuencia positiva, X_1	0.4935 Ω /km

- Carga trifásica de 50MW del sistema AC – 1 y de 20MW del sistema AC – 2.

CARGA DEL SISTEMA AC – 1, CONECTADA EN BARRA DE 138kV	
Tensión de línea nominal	138 kV
Frecuencia nominal	50 Hz
Potencia activa	50 MW
Configuración	Estrella aterrado
Tipo de carga	Constante PQ
CARGA DEL SISTEMA AC – 2, CONECTADA EN BARRA DE 138kV	
Tensión de línea nominal	138 kV
Frecuencia nominal	60 Hz
Potencia activa	20 MW
Configuración	Estrella aterrado
Tipo de carga	Constante PQ

PASOS DE CONEXIÓN DEL BTB A SISTEMAS AC / OPERACIÓN DEL ACOPLAMIENTO BTB	TIEMPO (S)	UBICACIÓN
Inicio de simulación	0.000	
Ingreso de las tensiones de control al modulador SPWM. Ingreso de los filtros en el sistema AC - 2.	0.031	Rectificador Lado AC
Ingreso del control de balance de tensiones en condensadores DC	0.050	Rectificador Lado DC
Escalón de potencia reactiva	0.050	Sistema AC - 2
Ingreso de las tensiones de control al modulador SPWM. Ingreso de los filtros en el sistema AC - 1.	0.061	Inversor Lado AC
Ingreso del control de la tensión en el enlace DC	0.075	Rectificador Lado DC
Escalón de potencia reactiva	0.085	Sistema AC - 1
Ingreso de cargas en barras de 138kV	0.120	Sistema AC - 1 y Sistema AC - 2
Inicio de rampa de potencia activa	0.140	Sistema AC - 1
Ingreso del control de balance de tensiones en condensadores DC	0.150	Inversor Lado DC
Finaliza la rampa de potencia activa	0.210	Sistema AC - 1
Final de simulación	0.600	

Fig. 4.52 Temporizado del acoplamiento BTB

La figura 4.52 presenta el temporizado del BTB; con controles Backstepping y doble filtro pasa altos, con los pasos de conexión, tiempos y parte involucrada. Los primeros pasos son en el rectificador y luego en el inversor, porque el sentido de la energía va del sistema AC – 2 al sistema AC – 1.

Las condiciones de simulación se muestran en tabla 4.8.

Tabla 4.8 Condiciones de Simulación para el BTB acoplado dos sistemas AC reales, usando doble filtro pasa altos de segundo orden con controles no lineales Backstepping

Tiempo (s)	Cambios realizados en el valor de referencia	0.0 – 0.05	0.05 – 0.085	0.085 – 0.12	0.12 – 0.14	0.14 – 0.21	0.21 – 0.6
V_{DC}		60kV	60kV	60kV	60kV	60kV	60kV
P_{ref1}	en rampa	0MW	0MW	0MW	0MW	0 a 30MW	30MW
Q_{ref1}	en escalón	0MVA	0MVA	-6MVA	-6MVA	-6MVA	-6MVA
Q_{ref2}	en escalón	0MVA	-7MVA	-7MVA	-7MVA	-7MVA	-7MVA
$P_{mes-CARGA1}$	en escalón	0MW	0MW	0MW	50MW	50MW	50MW
$P_{mes-CARGA2}$	en escalón	0MW	0MW	0MW	20MW	20MW	20MW

Por tratarse del acoplamiento de sistemas reales, el análisis considera el Procedimiento Técnico del COES N° 20 [7] ("PR-20"), anexo 1 - capítulo 4 y anexo 5, respecto de las Centrales de Generación No Convencionales (CGNC). El PR-20, no es específico para los HVDC – BTB - VSC, por lo que se tomará como referencia, lo señalado para las CGNC, por tener similitud con los BTB, al emplear VSC, inyectar potencia a la red y brindar compensación reactiva.

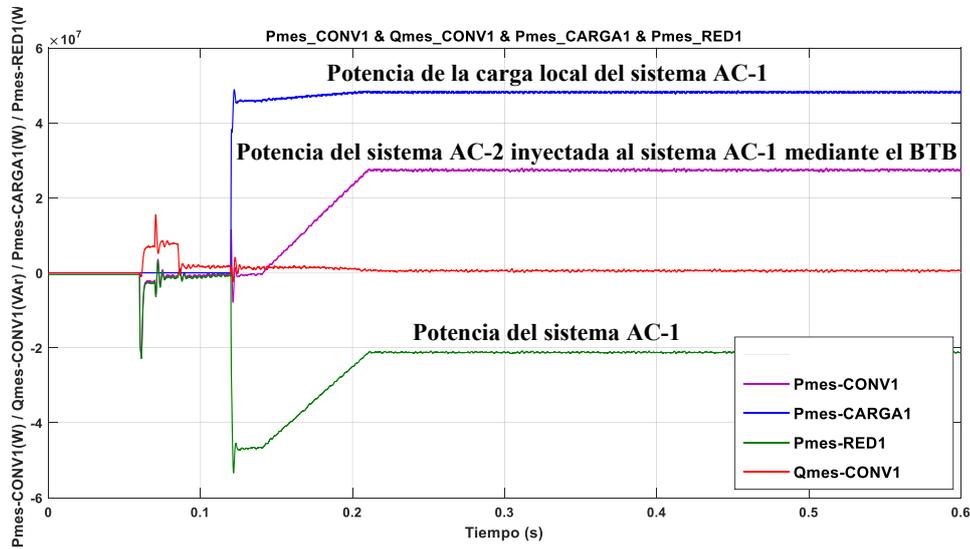


Fig. 4.53 Potencia Activa del inversor Pmes-CONV1, de la carga Pmes-CARGA1, del sistema AC – 1 Pmes-RED1 & Potencia Reactiva del inversor Qmes-CONV1

La figura 4.53, muestra la potencia activa del inversor Pmes-CONV1, la potencia activa de la carga Pmes-CARGA1, y la potencia activa del sistema AC – 1 Pmes-RED1; además de la potencia reactiva del inversor Qmes-CONV1.

La potencia $P_{mes-CONV1}$ es variada en rampa, de 0MW a 30MW, en $t = 0.14s - 0.21s$ (tabla 4.8), sin presentar sobreimpulsos. La potencia entregada por el sistema AC – 1 $P_{mes-RED1}$, al inicio, es suministrada totalmente a su carga local, cuya potencia es designada como $P_{mes-CARGA1}$, luego, al iniciar la inyección de potencia el inversor, para $t = 0.140s$, la carga empezará a ser atendida también por éste (es decir, por la potencia activa enviada desde el sistema AC – 2, pasando por el rectificador y el enlace DC), disminuyendo en rampa, la potencia que entrega el sistema AC – 1 a su carga local.

Al finalizar la inyección de potencia el inversor $P_{mes-CONV1}$, en $t = 0.210s$, queda definido, que parte de la potencia de la carga, es suministrada por el inversor (enviada desde el sistema AC – 2), y el sistema AC – 1, solo entrega la diferencia.

La potencia reactiva del inversor $Q_{mes-CONV1}$, inicialmente experimenta un estado previo, en $t = 0.061s$, al ingresar los doble filtros pasa altos, indicando, que la potencia que estos requieren, inicialmente es suministrada por el sistema AC – 1. En $t = 0.085s$, se le hace descender en escalón 6MVar (tabla 4.8), fijándola en 0MVar, para que la demanda de potencia reactiva de los filtros, pase a ser suministrada por el inversor, siendo 6MVar el consumo de reactivos de los filtros del sistema AC - 1. Al describirse la rampa de potencia activa, se mantiene su desacoplamiento con la potencia reactiva.

Considerando un 2% de pérdidas de potencia en los convertidores, transformadores y otros equipos, para permitir que la potencia activa del lado inversor sea 200MW, la potencia nominal en el punto de acoplamiento común (PCC) del lado rectificador; debe ser 204MW. Si, además, se tiene un factor de potencia de 0.925 [40], la capacidad total del BTB es 215MVA, siendo entonces, la potencia nominal de los convertidores $204MW / \pm 82MVar$.

El PR-20, indica que las CGNC, deberán garantizar una rampa de arranque inferior al 10% de la potencia nominal registrada por minuto. En el caso del BTB en estudio, la rampa de 30MW, corresponde al 14,7% de la potencia instalada, para un tiempo de 0.070s. El escalón de 6MVar, requerido por los filtros AC, representa el 7.3%, del valor nominal de la potencia reactiva del inversor.

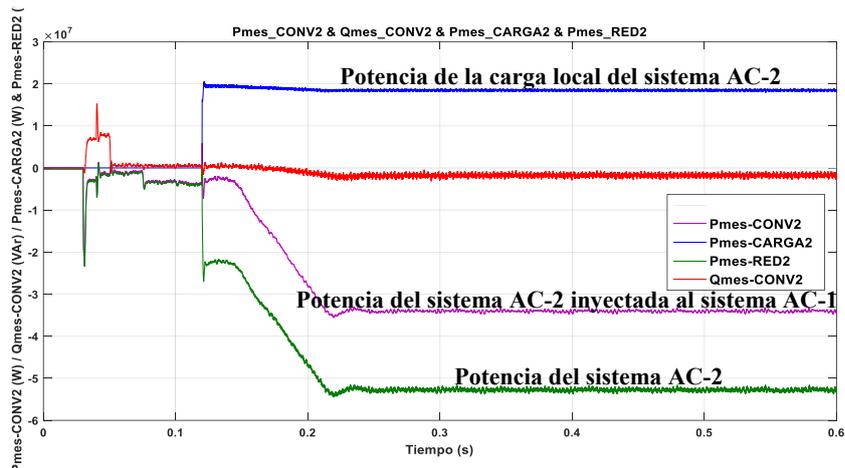


Fig. 4.54 Potencia Activa del rectificador Pmes-CONV2, de la carga Pmes-CARGA2, del sistema AC – 2 Pmes-RED2 & Potencia Reactiva del rectificador Qmes-CONV2

La figura 4.54, muestra la potencia activa del rectificador Pmes-CONV2, de la carga Pmes-CARGA2, del sistema AC – 2 Pmes-RED2 y la potencia reactiva Qmes-CONV2.

La potencia del inversor Pmes-CONV1, en la figura 4.53 (rampa ascendente, por ser potencia recibida), es entregada por el sistema AC – 2, pasando por el rectificador, designada en la figura 4.54, por Pmes-CONV2 (rampa descendente, por ser potencia enviada en $t = 0.140s - 0.210s$). Pmes-RED2, se entrega desde $t = 0.12s$, solo a su carga local designada Pmes-CARGA2, y desde $t = 0.14s$, también se envía al rectificador Pmes-CONV2. La rampa de Pmes-RED2, es similar a Pmes-CONV2; incrementada por su carga.

Qmes-CONV2, tiene un estado previo a partir de $t = 0.031s$, al ingresar los filtros, porque su potencia reactiva es enviada por el sistema AC – 2, luego, para $t = 0.050s$, desciende 7 MVAR (tabla 4.8), fijándolo en 0MVAR, pasando a ser enviada por el rectificador. El escalón 7MVAR, requerido por los filtros, es el 8.5% de la potencia reactiva nominal del rectificador.

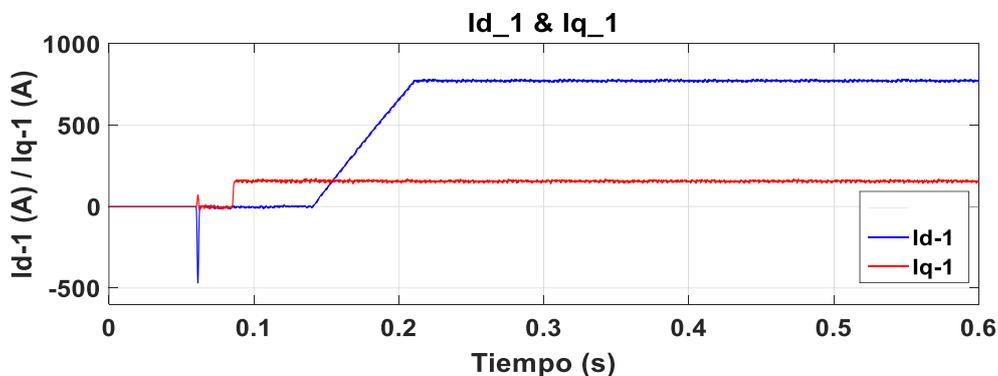


Fig. 4.55 Componentes de la corriente en el eje directo id_1 & en el eje en cuadratura iq_1 en el inversor

La figura 4.55, muestra a las corrientes en los ejes directo I_{d_1} y en cuadratura I_{q_1} en el inversor. I_{d_1} , es variada en rampa, similar a $P_{mes-CONV1}$, ya que I_{dref1} , se obtiene a partir de P_{ref1} , y es de unos 800A, que es la corriente activa entregada a la carga del Sistema AC -1, a través del BTB. I_{q_1} , varía en escalón, manteniendo su desacoplamiento con I_{d_1} , y es de unos 200A, que es la corriente reactiva entregada por el inversor, a los filtros AC.

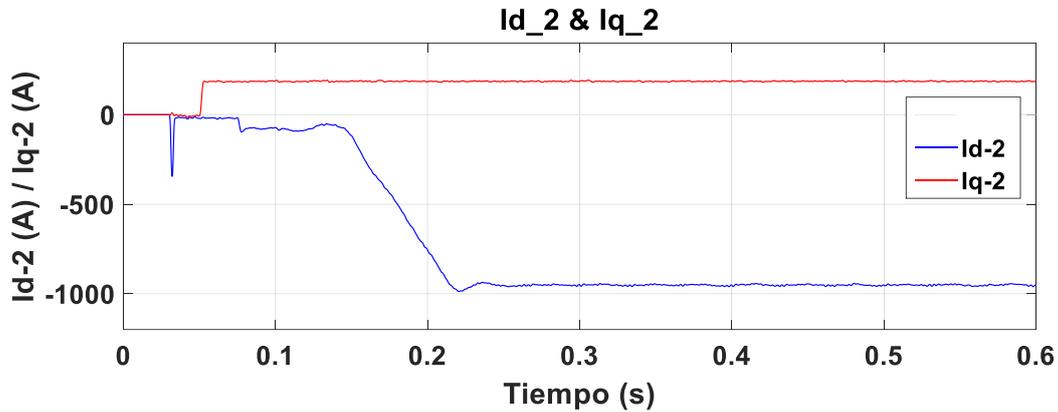


Fig. 4.56 Componentes de la corriente en el eje directo i_{d_2} & en el eje en cuadratura i_{q_2} en el rectificador

La figura 4.56, presenta la corriente en el eje directo i_{d_2} y en el eje en cuadratura i_{q_2} en el rectificador. La rampa de ascenso, descrita por I_{d_1} en el inversor, en la figura 4.55, es seguida en sentido contrario, por I_{d_2} en el rectificador, alcanzando un valor de 900A, superior a la corriente activa del inversor, ya que si considera las pérdidas. I_{q_2} , cambia en escalón a un valor de 200A, que es el consumo de corriente reactiva de los filtros.

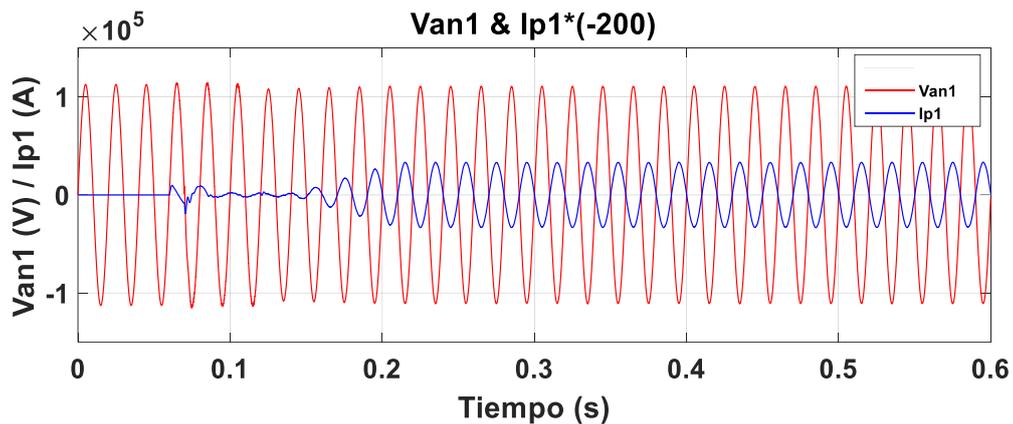


Fig. 4.57 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1

La figura 4.57, muestra la tensión fase neutro V_{an1} y la corriente de línea I_{p1} del sistema AC – 1; en contrafase. La contrafase ocurre, porque si bien, en la figura 4.53, la rampa de potencia activa en el inversor $P_{mes-CONV1}$, de 0 a 30MW, inicia en $t = 0.140s$, y el cambio en escalón de la potencia reactiva en el inversor $Q_{mes-CONV1}$, ocurre antes, en $t = 0.085s$,

descendiendo 6MVar (tabla 4.8), provocando el desfase, también se tiene, que a partir de $t = 0.061s$, ocurre un estado previo, al ingresar los filtros, provocando un desfase inicial que es corregido, por el cambio en escalón de potencia reactiva, fijándola en 0MVar, por tanto, en la figura 4.57, luego de los cambios indicados, tensión y corriente, están en contrafase.

El PR-20, indica respecto del control de potencia reactiva en las CGNC "...No se permitirán escalones de potencia reactiva que provoquen cambios en la tensión de operación superiores al 2.5%", para el caso en estudio, ante el cambio de potencia reactiva en escalón, para $t = 0.085s$, no se observa impacto en la tensión de la red.

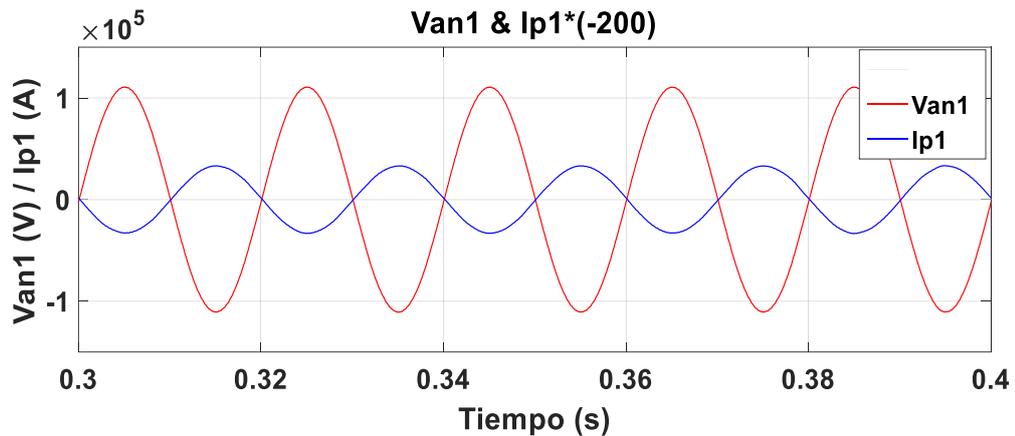


Fig. 4.58 Detalle de la Corriente de Línea en contrafase con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 1

La figura 4.58, muestra la ampliación de la figura 4.57, para $t = 0.3s - 0.4s$, en la que se observa el detalle de la contrafase entre tensión y corriente en el sistema AC – 1; por tanto, se tiene un factor de potencia igual a -1. Para el sistema AC – 2, el factor de potencia es 1, como se verá en el análisis de la figura 4.59, que se evaluará según el PR-20. Tanto tensión y corriente no tienen rizado, confirmando la reducción de distorsión por efecto de los filtros.

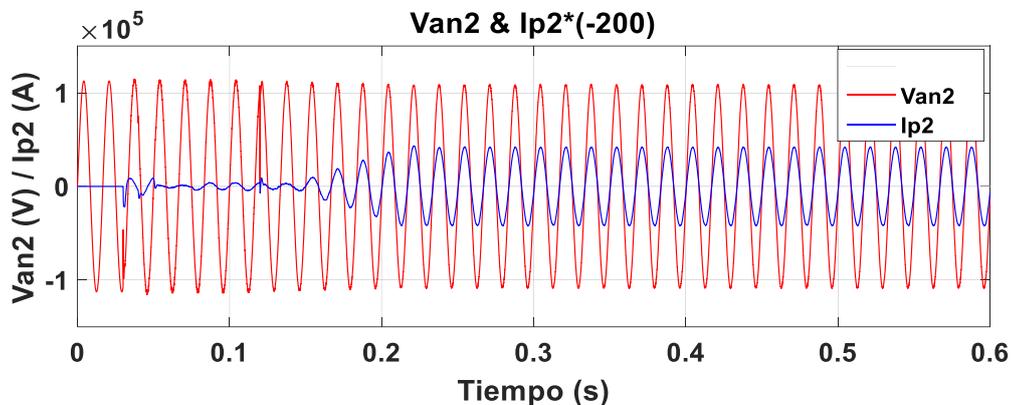


Fig. 4.59 Tensión Fase Neutro & Corriente de Línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.59, muestra la tensión fase neutro Van2, en fase con la corriente de línea Ip2, en el sistema AC – 2, porque si bien, la figura 4.54, muestra que el cambio de potencia reactiva en el rectificador Qmes-CONV2, se realiza en $t = 0.05s$, descendiendo en escalón 7MVAR (tabla 4.8), y la rampa de Pmes-CONV2, ocurre después, en $t = 0.140s - 0.210s$, también se observa, que al ingresar los filtros en $t = 0.031s$, ocurre un estado previo, provocando el desfase, que es corregido en $t = 0.05s$, cambiando la potencia reactiva y fijándola en 0MVAR, por lo tanto, tensión y corriente del sistema AC – 2, están en fase.

El cambio de potencia reactiva en escalón, en $t = 0.05s$, provoca un mínimo impacto en la tensión de la red, cumpliendo lo indicado por el PR-20.

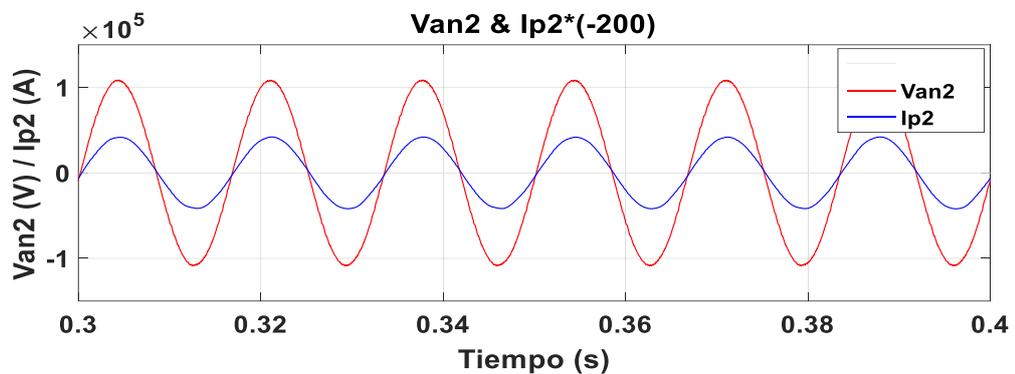


Fig. 4.60 Detalle de la Corriente de Línea en fase con la Tensión Fase Neutro del Sistema AC – 2

La figura 4.60, presenta el detalle de la corriente de línea, en fase con la tensión, en el sistema AC – 2, ampliando la figura 4.59, para $t = 0.3s - 0.4s$, siendo el factor de potencia igual a 1. Tensión y corriente no presentan rizado, por efecto de los doble filtros pasa altos.

El PR-20, indica que "...El factor de potencia de 0.95 capacitivo y de 0.95 inductivo deberá mantenerse para potencias activas que varían entre el 20% y 100% de la potencia nominal registrada. Para potencias inferiores al 10% de la potencia nominal, la CGNC operará con un factor de potencia en el rango 0.975 capacitivo y de 0.975 inductivo". Para una potencia del 15% del valor nominal, se deduce, que el factor de potencia debe estar entre 0.9625 capacitivo y 0.9625 inductivo. En nuestro caso, la potencia transferida desde el sistema AC – 2, a través del BTB, es 30MW, es decir, el 14,7% del valor nominal del BTB, con un factor de potencia igual a 1, cumpliendo con lo requerido por el PR-20.

Se obtuvo la distorsión total y armónicos de tensión y corriente, bajo las condiciones: Inicio = 0.26s, Número de ciclos = 3, Frecuencias = 50Hz (Sistema AC – 1) y 60Hz (Sistema AC – 2), Frecuencia máxima = 6600Hz.

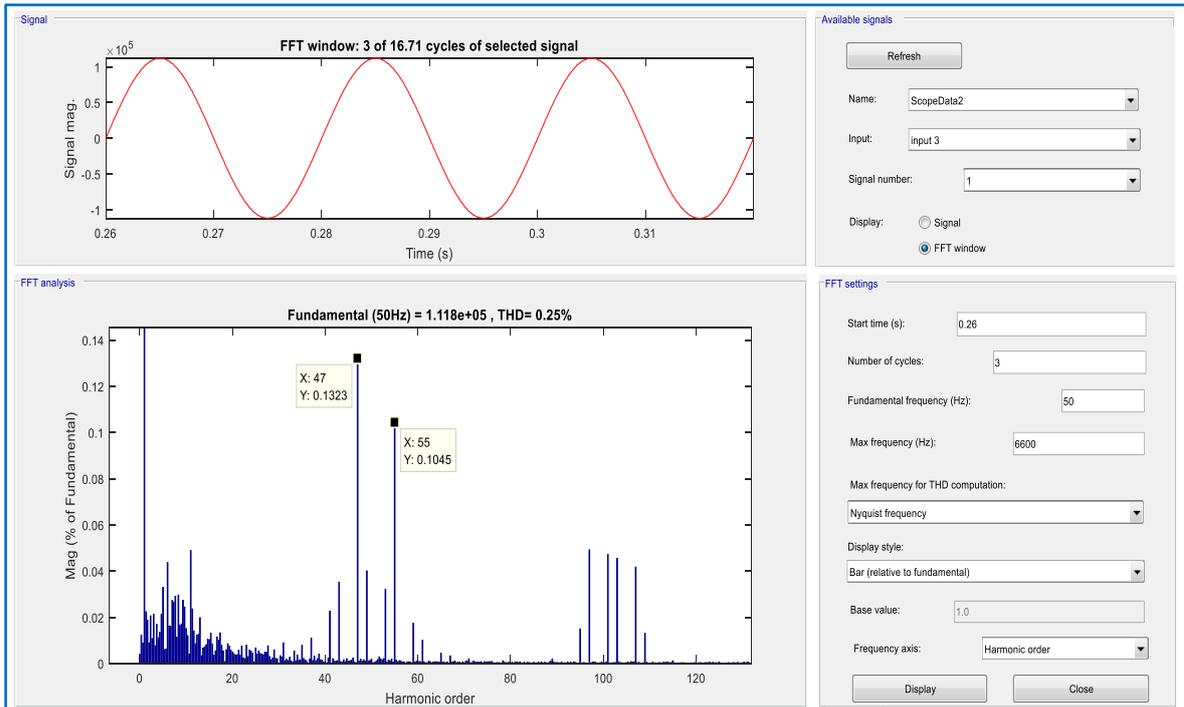


Fig. 4.61 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC – 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

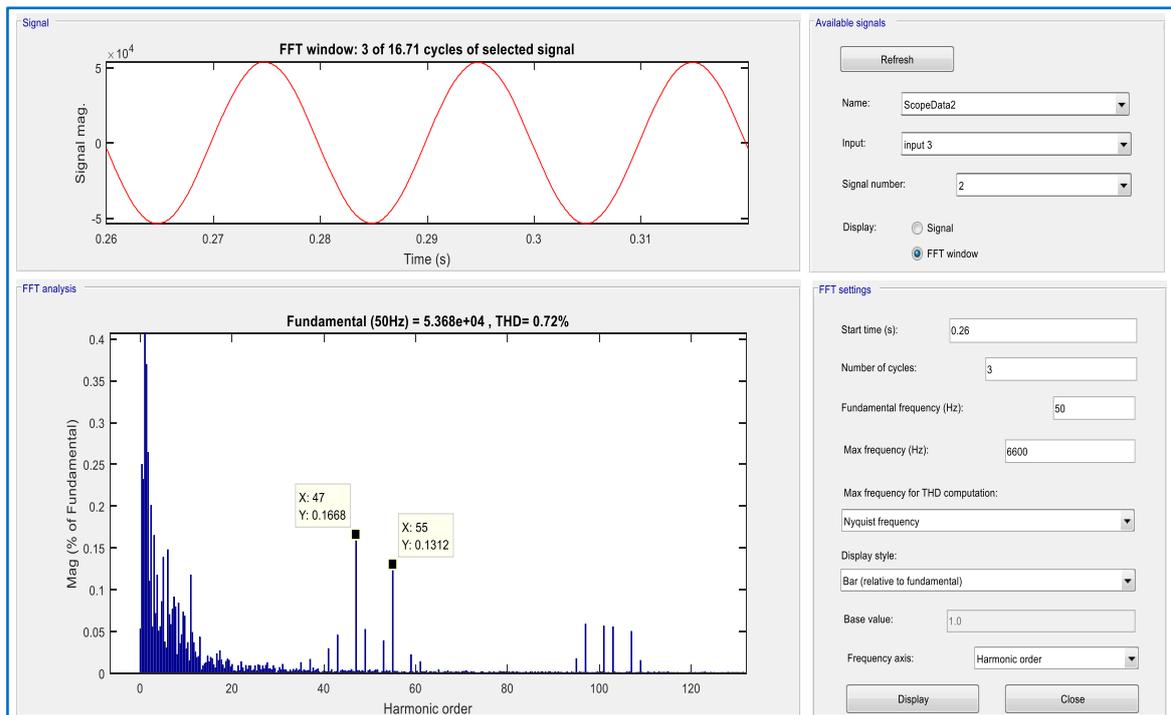


Fig. 4.62 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 1 de 50Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

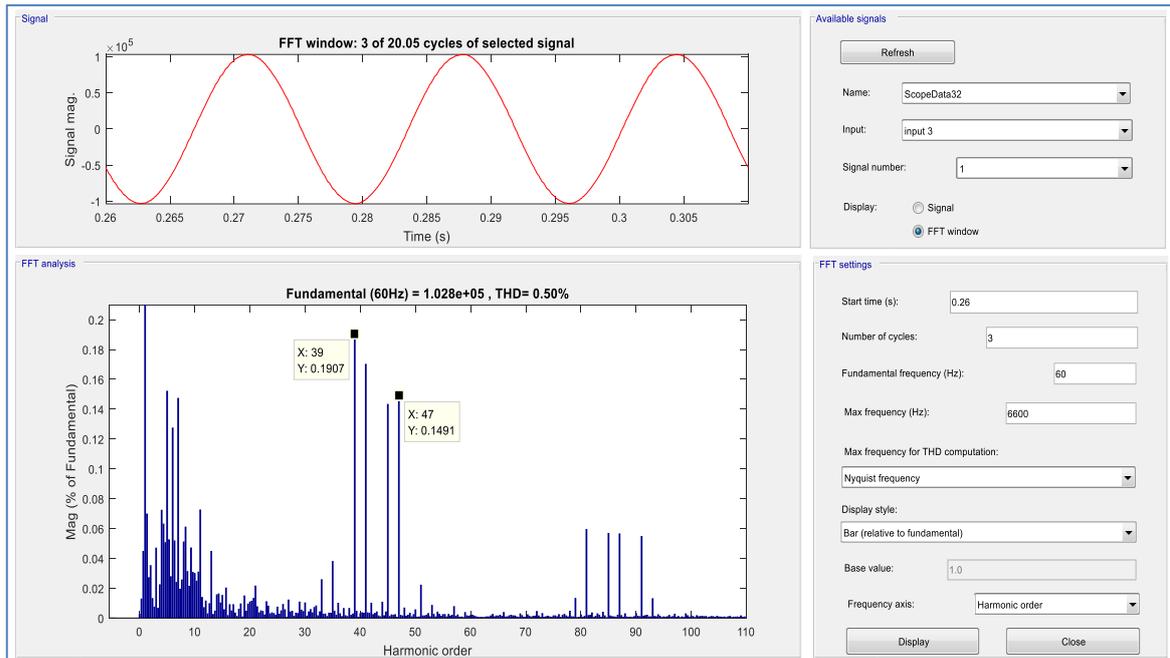


Fig. 4.63 Reporte de distorsión y de armónicos para la tensión fase neutro en el sistema AC – 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

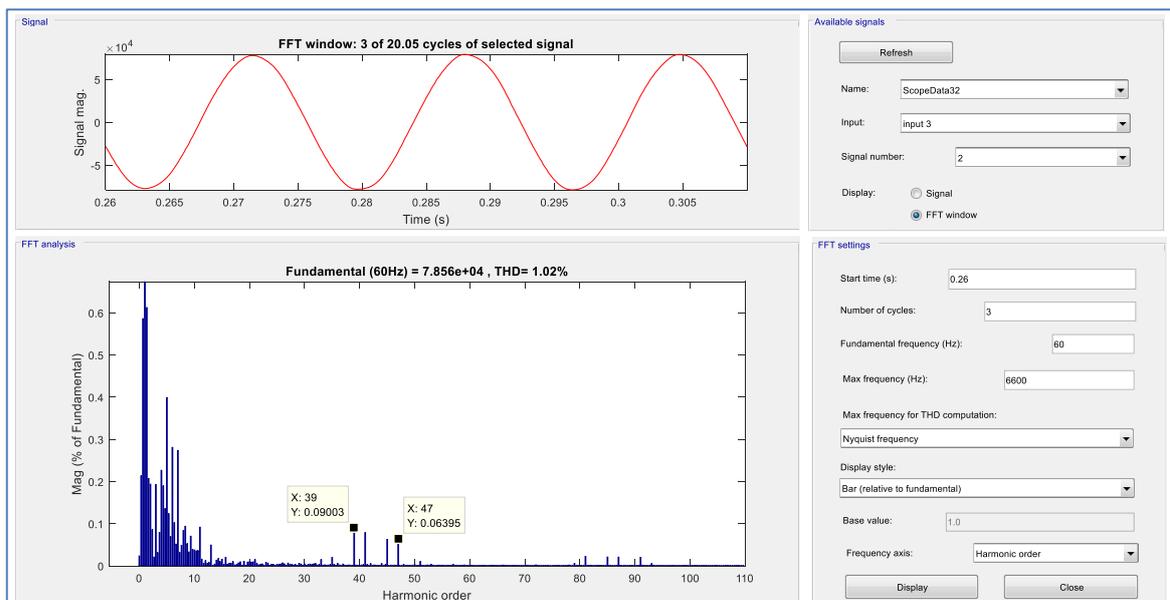


Fig. 4.64 Reporte de distorsión y de armónicos para la corriente de línea en el sistema AC – 2 de 60Hz usando doble filtro pasa altos de segundo orden

Las figuras 4.61 a 4.64, muestran los reportes de distorsión y armónicos para la tensión y corriente en ambos sistemas AC; empleando doble filtro pasa altos. Para la tensión, la figura 4.61, muestra que la distorsión total es 0.25% en el sistema AC – 1, y la figura 4.63, que la distorsión es 0.50% en el sistema AC – 2, cumpliendo el estándar para la tensión 138kV (la tabla 4.3, indica que si $69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$, el límite de distorsión total, es 2.5%).

La figura 4.62, muestra que la corriente en el sistema AC – 1, tiene distorsión total de 0.72%, y la magnitud de sus armónicos dominantes 47 y 55, se ha reducido a 0,1668% y 0,1312%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente; valores que cumplen el estándar (la tabla 4.4, indica que para $I_{sc} / I_L < 20$, los armónicos impares, comprendidos entre $35 \leq h \leq 50$, su límite de distorsión es 0.15%).

La figura 4.64, muestra que la corriente en el sistema AC – 2, tiene distorsión total de 1.02%, y la magnitud de sus armónicos dominantes 39 y 47, se ha reducido a 0.09003% y 0.06395%, de la componente de la corriente a frecuencia fundamental respectivamente; cumpliendo el estándar. Los armónicos dominantes, son ahora de baja frecuencia, ya que la magnitud de los reportados inicialmente, de orden 39 y 47 (figura 4.40), ha disminuido al usar filtros. Los armónicos de baja frecuencia cumplen límite de distorsión según su rango.

4.1.2.4 Simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales, bajo condiciones de falla monofásica a tierra y trifásica.

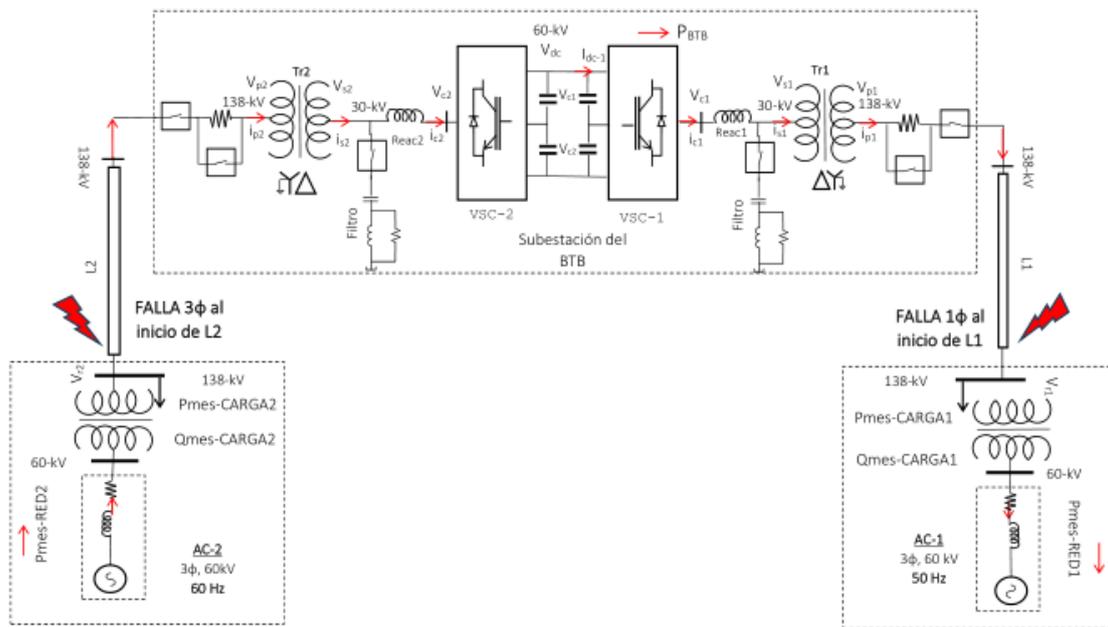


Fig. 4.65 Esquema del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales bajo condiciones de falla monofásica a tierra (línea de transmisión del sistema AC – 1) y falla trifásica (línea de transmisión del sistema AC – 2).

Esta simulación, se elaboró a partir de la desarrollada para la sección 4.1.2.3, para evaluar el comportamiento dinámico del BTB frente a fallas. La potencia activa es enviada desde el sistema AC – 2 al sistema AC – 1, pasando por el enlace DC, y la potencia

reactiva, se intercambia de manera independiente, entre cada sistema y su respectivo convertidor. Según [45], entre el 70% y 80% de las fallas en líneas de transmisión; son fallas monofásicas a tierra (o línea a tierra), y que en un 5% de las fallas, intervienen las tres fases (fallas trifásicas), por lo que estas dos fallas mencionadas, han sido simuladas. Para $t = 0.3s$, se simula una falla monofásica a tierra, al inicio de la línea de transmisión del sistema AC – 1, y en $t = 0.6s$, una falla trifásica, al inicio de la línea del sistema AC – 2.

En esta sección, se considera lo indicado en el PR-20, en su anexo 1 - capítulo 2. El tiempo de despeje, elegido tanto para la falla monofásica como para la trifásica es 80ms; ya que el PR-20, para las líneas de transmisión, indica: “Para los niveles de 138kV y superiores, el tiempo máximo de despeje de fallas nunca deberá exceder de 80ms”.

Tabla 4.9 Condiciones iniciales de Operación del BTB (antes de ser sometido a fallas)

V _{dc}	P _{mes-CONV1}	P _{mes-CARGA1}	P _{mes-RED1}	Q _{mes-CONV1}
60kV	30MW	50MW	20MW	-6MVA _r
	P _{mes-CONV2}	P _{mes-CARGA2}	P _{mes-RED2}	Q _{mes-CONV2}
	30MW	20MW	50MW	-7MVA _r

La tabla 4.9, muestra las condiciones iniciales de operación del acoplamiento BTB; antes de ser sometido a las fallas monofásica y trifásica. Las potencias activas y reactivas mostradas a continuación, en las figuras 4.66 y 4.67, son medidas en la barra de 138kV, ubicada en el lado de alta del transformador elevador 60kV/138kV de cada sistema AC. Además, se están considerando, las impedancias de los transformadores elevador y reductor de los dos sistemas AC; cuyos valores se muestran en la sección 4.1.2.3.

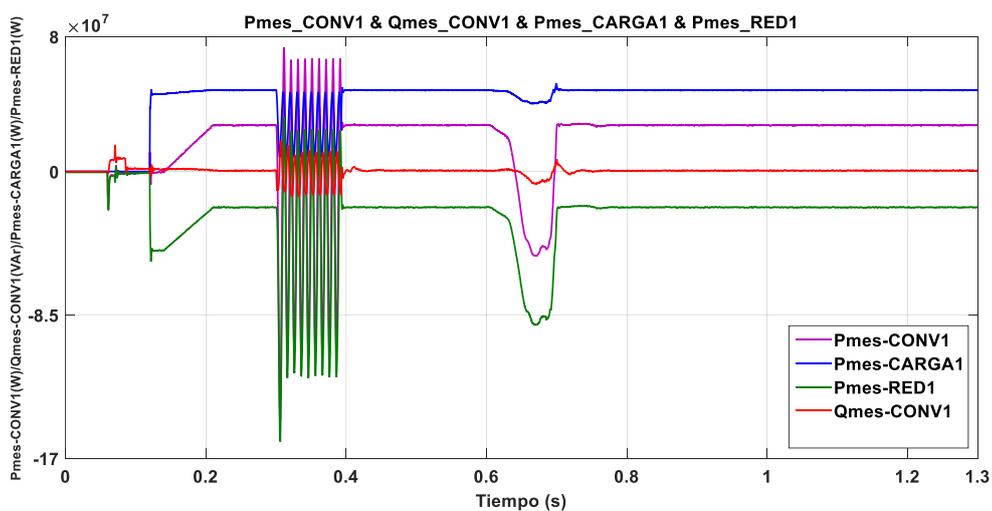


Fig. 4.66 Potencia Activa del inversor P_{mes-CONV1}, de la carga P_{mes-CARGA1}, del sistema AC – 1 P_{mes-RED1} & Potencia Reactiva del inversor Q_{mes-CONV1}

La figura 4.66, muestra que el impacto de la falla monofásica a tierra, es mayor en el sistema AC – 1, ya que se aplica en este sistema. Al iniciar la falla monofásica en la línea del sistema AC – 1, en $t = 0.30s$, la potencia activa del inversor, de la carga y del sistema AC – 1, oscilan pronunciadamente hasta el despeje de la falla, en $t = 0.380s$, luego del cual, retornan rápidamente a sus valores de estado estable. Similar comportamiento, presenta la potencia reactiva del inversor. También se observa, que al iniciar la falla trifásica en la línea del sistema AC – 2, en $t = 0.60s$, la potencia activa del inversor, la de la carga y la del sistema AC – 1, así como la potencia reactiva del inversor, caen, para luego del despeje de falla, en $t = 0.68s$, regresar a sus valores de referencia.

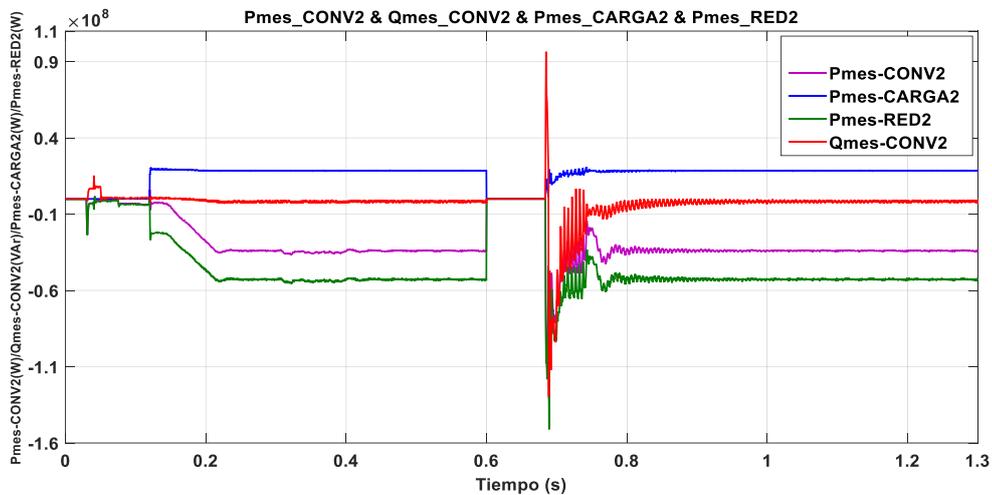


Fig. 4.67 Potencia Activa del rectificador Pmes-CONV2, de la carga Pmes-CARGA2, del sistema AC – 2 Pmes-RED2 & Potencia Reactiva del rectificador Qmes-CONV2

En la figura 4.67, se observa que iniciando la falla monofásica en el sistema AC – 1, en $t = 0.30s$, la potencia activa del rectificador y del sistema AC – 2, tienen pequeñas oscilaciones, que desaparecen 0.10s después del despeje de falla, además, la potencia activa de la carga y la potencia reactiva del rectificador, no presentan oscilaciones, ya que dicha falla ocurre en el sistema AC – 1, con mínimo impacto en el sistema AC – 2. La falla trifásica aplicada en $t = 0.60s$, en el sistema AC – 2, tiene gran impacto en dicho sistema, reduciendo a cero durante el tiempo de falla, las tres potencias activas mostradas, recuperando su estado estable, 0.12s después del despeje de falla.

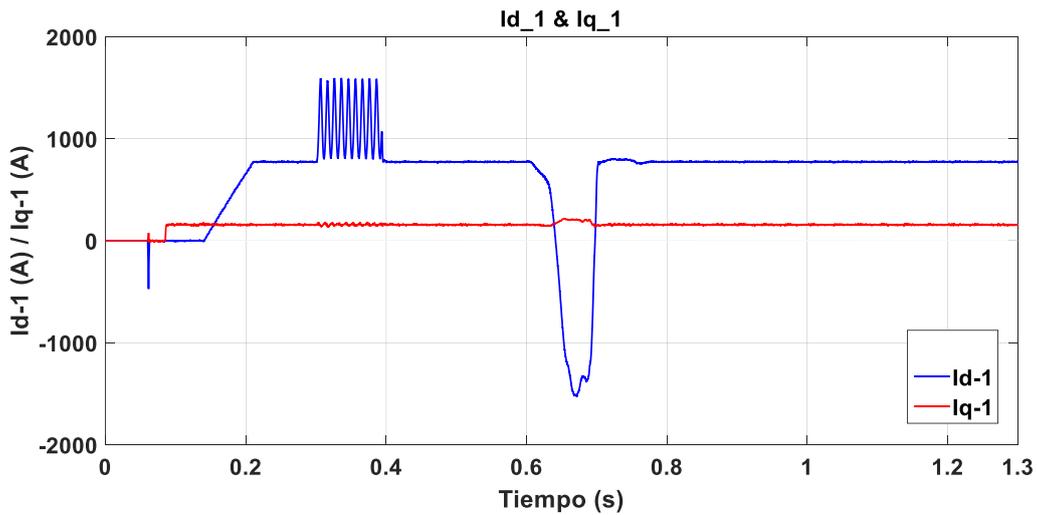


Fig. 4.68 Componentes de la corriente en el eje directo id_1 & en el eje en cuadratura iq_1 en el inversor

La figura 4.68, muestra a Id_1 oscilando, mientras dura la falla monofásica en el sistema AC – 1, para luego caer, durante la falla trifásica en el sistema AC – 2, recuperando el estado estable, luego del despeje de falla. Iq_1 , oscila ligeramente durante ambas fallas.

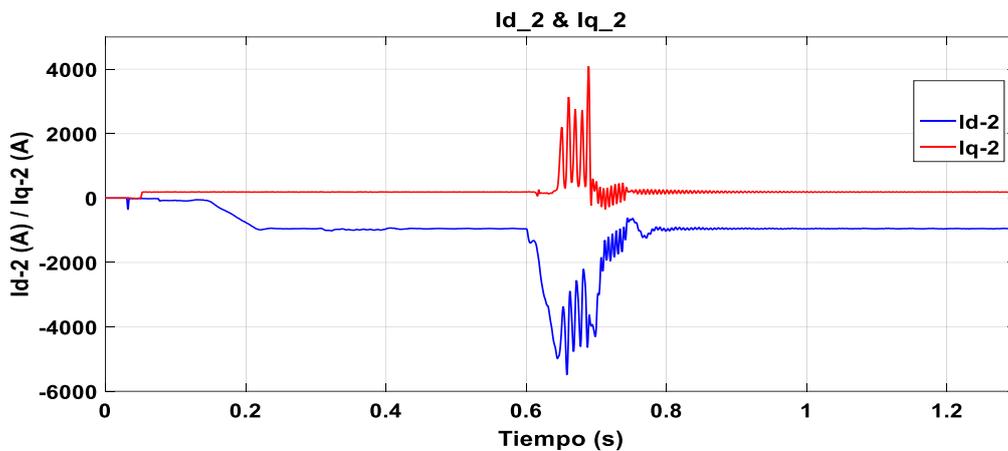


Fig. 4.69 Componentes de la corriente en el eje directo id_2 & en el eje en cuadratura iq_2 en el rectificador

La figura 4.69, muestra a Id_2 , con mínima oscilación durante la falla monofásica en el sistema AC – 1; para luego tener pronunciada oscilación, durante la falla trifásica en el sistema AC – 2, que desaparece 0.12s después del despeje de falla. Iq_2 , solo oscila durante la falla trifásica, recuperando su estado estable, 0.06s después del despeje de falla.

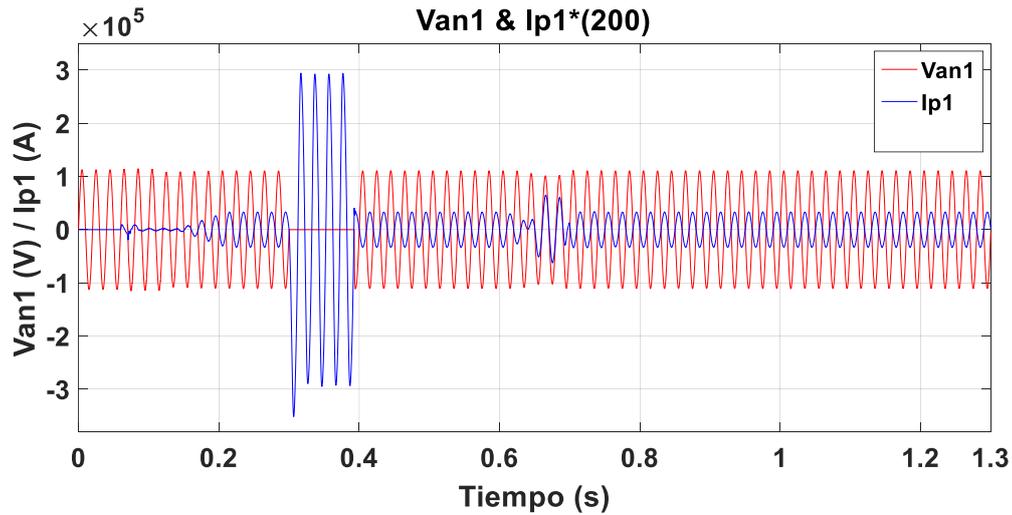


Fig. 4.70 Tensión Fase Neutro & Corriente de línea (x200) del Sistema AC – 1

La figura 4.70, muestra que durante la falla monofásica en el sistema AC – 1, la tensión en dicho sistema Van1, se hace cero, y su corriente Ip1, presenta grandes oscilaciones, retornando a su estado estable, luego del despeje de falla, sin embargo, durante la falla trifásica en el sistema AC – 2, el impacto en el sistema AC – 1 es menor, pues Van1, se contrae ligeramente, e Ip1 tiene pequeña oscilación, que termina luego del despeje de falla.

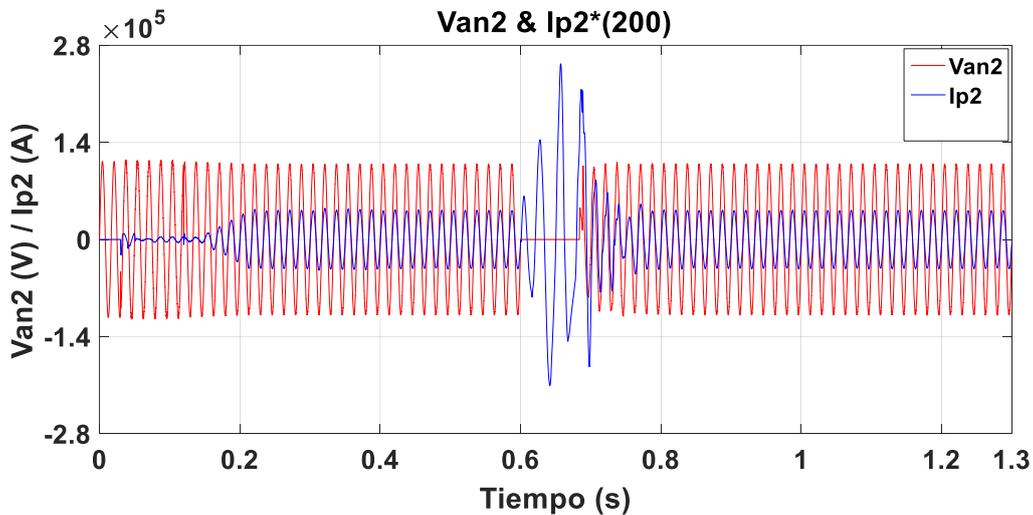


Fig. 4.71 Tensión Fase Neutro & Corriente de Línea (x200) del Sistema AC – 2

La figura 4.71, muestra que durante la falla monofásica en el sistema AC – 1, la tensión Van2 y la corriente Ip2 del sistema AC – 2, permanecen inalterables, es decir, se encuentran aisladas de la falla monofásica, sin embargo, durante la falla trifásica en el sistema AC – 2, el impacto en el propio sistema es considerable, ya que Van2 se reduce a cero, e Ip1 tiene una oscilación pronunciada, que termina 0.10s después de despejada la falla.

Los resultados de simulación muestran que el BTB al acoplar dos sistemas AC; las fallas monofásica y trifásica, solo tienen impacto importante en el sistema AC en que se aplica dicha falla, siendo mínimo el impacto en el sistema AC vecino, ya que el enlace DC aísla la falla, siendo mayor la mitigación del efecto, para la falla monofásica que para la trifásica.

4.2 Contratación de la hipótesis. Comparación de los resultados obtenidos con los esperados.

A continuación, se contrasta las hipótesis. Primero se procede a verificar la validez o no de las hipótesis secundarias, y luego la de la hipótesis principal.

4.2.1 Contratación de las hipótesis secundarias

4.2.1.1 Contratación de la hipótesis secundaria 1

Hipótesis 1: Usando el software Matlab/Simulink se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia ideales (con potencia de cortocircuito infinita) a través del BTB; con controles lineales PI, comprobando sus ventajas técnicas.

En el capítulo III, sección 3.1.1, se presenta el sistema de ecuaciones del control lineal PI desacoplado de corrientes i_{dk} e i_{qk} (su diagrama Simulink es la figura 3.16), y la tensión V_{dc} en el enlace DC (su diagrama Simulink es la figura 3.14). Siendo (3.3) y (3.4) las ecuaciones del control de corrientes i_{dk} e i_{qk} , con valores de consigna obtenidos usando (3.12a) y (3.12b), a partir de la potencia activa y reactiva de referencia respectivamente, de forma tal, que al controlar i_{dk} , también se regula la potencia activa, y controlando i_{qk} , se está regulando la potencia reactiva. Además, (3.22), es la ecuación del control de la tensión V_{dc} , cuya salida es la referencia de i_{dk} , permitiendo en conjunto, controlar el acoplamiento BTB de dos sistemas de potencias ideales (cuyo diagrama Simulink, es la figura 3.18), dispuestos de tal forma, que en el inversor se controla potencia activa, reactiva; y en el rectificador, se controla la tensión V_{dc} y la potencia reactiva.

En el capítulo 4, sección 4.1.1, se presentan los resultados de simulación del BTB empleando el control lineal PI desacoplado. En la sección 4.1.1.1, se muestran los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas ideales, usando controles PI, cuyas condiciones de simulación se presentan en la tabla 4.2, mostrando que la potencia activa y reactiva en ambos sistemas AC, tienen buen seguimiento a sus valores de referencia, con cambios en escalón, y presencia de sobreimpulsos. Similar comportamiento, describen las corrientes i_{dk} e i_{qk} , de ambos sistemas AC, y la inversión de potencia activa en el

sistema AC – 1, ocurre en un cuarto de ciclo, mientras que en el sistema AC – 2, demora medio ciclo, confirmando las ventajas técnicas del control lineal PI, no obstante, estas ventajas, se verifica, que no se cumplen los límites de distorsión de tensión y corriente del estándar (tablas 4.3 y 4.4 respectivamente); por lo que se diseñó el doble filtro pasa altos de segundo orden para ambos sistemas (figura 4.15); siendo sus parámetros, los de la tabla 4.5. La sección 4.1.1.2, presenta los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas ideales, con doble filtro pasa altos y controles PI, según las condiciones de simulación de la tabla 4.6, verificándose que se reduce la distorsión a los límites requeridos. Los cambios de potencia activa son en rampa, y los de potencia reactiva en escalón.

Por tanto, al simular el acoplamiento de dos sistemas con potencia de corto infinita, a través del BTB con controles PI, se verifica sus ventajas técnicas, validando la hipótesis 1.

4.2.1.2 Contrastación de la hipótesis secundaria 2

Hipótesis 2: Usando el software Matlab/Simulink se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia ideales a través del BTB con controles no lineales Backstepping; mostrando la superioridad de sus ventajas técnicas respecto del control lineal PI.

En el capítulo III, sección 3.1.2, se presenta el sistema de ecuaciones del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} (su diagrama Simulink es la figura 3.17), y de la tensión V_{dc} en el enlace DC (su diagrama Simulink es la figura 3.15). Las ecuaciones (3.31a) y (3.31b), son las leyes del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} , y la ecuación (3.38), es la ley del Control Backstepping de la tensión en el enlace DC, que en conjunto, controlan el BTB al acoplar dos sistemas ideales (cuyo diagrama Simulink es la figura 3.18); de tal forma, que en el inversor, se controla la potencia activa y reactiva, mientras que en el rectificador a la tensión en el enlace DC y a la potencia reactiva.

En el capítulo IV, sección 4.1.2, se muestran los resultados de simulación empleando el control no lineal Backstepping. La sección 4.1.2.1, presenta los resultados del acoplamiento BTB de dos sistemas ideales, con controles Backstepping, bajo las mismas condiciones de simulación del control PI (tabla 4.2), confirmando su superioridad respecto de este control, ya que el seguimiento de la potencia activa y reactiva a sus referencias; se produce con mínima presencia de sobreimpulsos, durante los cambios en escalón, similar comportamiento, presentan las corrientes i_{dk} e i_{qk} , con reducción considerable de sobreimpulsos durante los cambios, además, la inversión de potencia activa en el sistema AC – 1, se produce de forma casi instantánea, mientras que en el sistema AC – 2, ocurre

en un cuarto de ciclo, sin embargo, la distorsión de tensión y corriente, no cumple el estándar (tablas 4.3 y 4.4 respectivamente). Para disminuir la distorsión, se emplea el mismo doble filtro pasa altos, de las simulaciones con controles PI (tabla 4.5). La sección 4.1.2.2, presenta los resultados de simulación, empleando doble filtro pasa altos en ambos sistemas AC, con las mismas condiciones de simulación que los controles PI (tabla 4.6), confirmando que la distorsión se reduce y cumple el estándar. Con fines comparativos, el cambio de potencia activa es en rampa, idéntica a la empleada con el control PI, y para la potencia reactiva, los cambios son en escalón, mostrando el Control Backstepping mejor seguimiento a sus referencias; y escasa presencia de sobreimpulsos durante los cambios, similar comportamiento presentan las corrientes i_{dk} e i_{qk} en ambos sistemas.

Por lo tanto, al simular el acoplamiento de dos sistemas ideales a través del BTB, empleando controles no lineales Backstepping, se verifica su superioridad respecto de los controles lineales PI, validando la hipótesis 2.

4.2.1.3 Contrastación de la hipótesis secundaria 3

Hipótesis 3: Usando el software Matlab/Simulink se simula el acoplamiento de dos sistemas de potencia que incluyen subestaciones, transformadores, líneas de transmisión AC y cargas, a través del BTB con controles no lineales Backstepping.

En el capítulo III, sección 3.1.2, se presenta el sistema de ecuaciones del Control Backstepping de corrientes i_{dk} e i_{qk} (su diagrama Simulink es la figura 3.17) y de la tensión V_{dc} en el enlace DC (su diagrama Simulink es la figura 3.15); que son empleados para controlar el BTB al acoplar dos sistemas ideales, los mismos que también se utilizan para controlar el acoplamiento BTB de dos sistemas reales (cuyo diagrama Simulink es la figura 3.19), conservando la disposición elegida, de tal forma, que en el inversor se sigue controlando a la potencia activa y reactiva, mientras que en el rectificador se controla a la tensión en el enlace DC y a la potencia reactiva.

En el capítulo 4, sección 4.1.2.3, se presenta los resultados de simulación del acoplamiento BTB de dos sistemas de potencia reales; usando doble filtro pasa altos de segundo orden, con controles no lineales Backstepping, con las condiciones de simulación de la tabla 4.8. Los dos sistemas AC están conformados por:

- Fuente Trifásica de 60kV para ambos sistemas AC, conectada a su transformador trifásico de 138kV/60kV.

- Impedancia equivalente calculada para cada fuente trifásica.
- Transformador trifásico 138kV/60kV con conexión Dy1 en ambos sistemas AC.
- Transformador trifásico 138kV/30kV con conexión YNd1 en ambos sistemas AC.
- Línea de transmisión de 45km del sistema AC – 1 y de 30km del sistema AC – 2.
- Carga trifásica de 50MW del sistema AC – 1 y de 20MW del sistema AC – 2.

Los resultados son similares a los obtenidos, cuando se acoplan dos sistemas ideales, siendo necesario cambiar la potencia activa en rampa de menor pendiente; para minimizar los sobreimpulsos. La simulación considera en cada sistema, el mismo doble filtro pasa altos del caso ideal (tabla 4.5), para cumplir con el estándar. Por tratarse del acoplamiento de sistemas reales, el análisis considera al PR-20, respecto de las Centrales de Generación No Convencionales (CGNC). El PR-20, no es específico para sistemas HVDC – BTB - VSC, tomando como referencia, lo señalado para las CGNC, por tener similitud con los BTB, al emplear VSC, inyectar potencia a la red y brindar compensación reactiva.

En el capítulo 4, sección 4.1.2.4, se presenta los resultados del acoplamiento BTB de los mismos sistemas reales; pero sometidos a fallas monofásica a tierra y trifásica. Siguiendo al PR-20, el tiempo de despeje para las fallas es 80ms. Los resultados muestran, que las fallas monofásica y trifásica, solo tienen impacto importante en el sistema en que se aplica la falla; siendo mínimo el impacto en el sistema vecino, ya que el enlace DC, aísla la falla, siendo mayor la mitigación del efecto para la falla monofásica, que para la trifásica.

Por lo tanto, al simular el acoplamiento de dos sistemas reales, que incluyen subestaciones, transformadores, líneas de transmisión AC y cargas, a través del BTB con controles no lineales Backstepping, los resultados son similares a los obtenidos, cuando se acoplan dos sistemas ideales, validando la hipótesis 3.

4.2.2 Contrastación de la hipótesis principal

Hipótesis Principal: El empleo del BTB presenta ventajas técnicas superiores cuando sus controles lineales PI son reemplazados por controles no lineales Backstepping; en estado estacionario y transitorio; al interconectar en corriente continua dos sistemas de potencia en alta tensión.

Al validar las tres hipótesis secundarias, de acuerdo con las secciones previas 4.2.1.1, 4.2.1.2 y 4.2.1.3, se valida también la hipótesis principal.

CONCLUSIONES

1. Los resultados de simulación, evidencian que los convertidores fuente de tensión, en base a llaves semiconductoras autoconmutadas, en su operación conectada con la red, producen potencia reactiva inductiva o capacitiva.
2. El control desacoplado de corriente del convertidor, obtenido del modelo del sistema convertidor y red en el marco de referencia síncrono; es el más efectivo para la operación del convertidor conectado a la red, porque logra el control desacoplado de las potencias activa y reactiva; producida entre el convertidor y la red donde está conectado.
3. Las simulaciones muestran, que se logra corregir el desbalance de las tensiones de los condensadores en serie del enlace DC; del inversor de tres niveles NPC, con el esquema de control que introduce una componente de secuencia cero; en las tensiones de referencia aplicadas al modulador SPWM.
4. La transferencia de potencia activa entre los convertidores del BTB (del rectificador hacia el inversor, pasando por el enlace DC), se realiza a través del control de la tensión en el enlace DC, permitiendo que la potencia entregada por el rectificador, sea igual a la recibida por el inversor, más las pérdidas por conmutación.
5. Las simulaciones del acoplamiento BTB de dos sistemas AC con potencia de cortocircuito infinita; empleando el control lineal PI en los lazos de corriente, presentan sobreimpulsos al cambiar en escalón las corrientes i_{dk} e i_{qk} , y las potencias activa y reactiva, lo que ocurre por la saturación del integrador del control PI, requiriendo técnicas adicionales para compensarlos y evitar dicha saturación. Los resultados de simulación también muestran, que los sobreimpulsos se minimizan directamente, al emplear el control no lineal Backstepping, siendo una ventaja técnica-económica, ya que, por ejemplo, reduce la capacidad de corriente de llaves de potencia e interruptores.
6. Usando controles PI, se observa que la componente i_{dk} de la corriente de la red en el sistema de referencia síncrono; y la potencia activa, tienen mínimo sobreimpulso cuando son variadas en escalón, en el convertidor que opera como inversor, pero se

incrementan en el convertidor que opera como rectificador, por depender de la dinámica del control que estabiliza la tensión DC, pero, si en las simulaciones se emplea el control Backstepping, los sobreimpulsos en el rectificador disminuyen considerablemente.

7. En el acoplamiento BTB de dos sistemas AC con potencia de cortocircuito infinita; la inversión de potencia activa tanto en el inversor como en el rectificador, se produce con mayor rapidez, al emplear el control no lineal Backstepping en lugar del control lineal PI.
8. Las simulaciones muestran que, si los sistemas AC no usan filtros, solo la tensión de red cumple la distorsión requerida por el estándar IEEE-519; pero no la corriente, y que, para lograr dicha distorsión, se requiere un doble filtro pasa altos en cada sistema.
9. Los resultados de simulación del acoplamiento de dos sistemas AC con potencia de cortocircuito infinita; usando filtros, muestran mayores sobreimpulsos durante los cambios de potencia activa en escalón, tanto con control PI, como con el control Backstepping, sin embargo, si en las simulaciones los cambios son en rampa, los sobreimpulsos son atenuados, por lo que se concluye, que al emplearse filtros en la red, los cambios de potencia activa deben ser en rampa.
10. Las simulaciones con control PI y control no lineal Backstepping, muestran que los cambios de potencia activa en rampa, tienen mejor seguimiento en el inversor que en el rectificador, confirmando, que el seguimiento es mejor en el convertidor donde la referencia i_{drefk} , se obtiene de forma directa (inversor).
11. Al usar filtros en las simulaciones, los cambios en escalón de i_{qk} y de la potencia reactiva de cada sistema AC, no presentan sobreimpulsos, verificándose que la independencia del intercambio de reactivos entre cada sistema AC y su convertidor (no fluye energía reactiva por el enlace DC); influye en la ausencia de sobreimpulsos.
12. Las diferentes simulaciones, muestran que el acoplamiento de dos sistemas AC en alta tensión, a través del enlace en corriente continua HVDC BTB, con tecnología de convertidores trifásicos fuente de tensión, de tres niveles, NPC, tiene ventajas técnicas superiores, si los controles lineales PI se reemplazan por controles no lineales Backstepping. Las ventajas se observaron, tanto para sistemas con potencia de cortocircuito infinita, como para redes que incluyen subestaciones con transformadores, líneas de transmisión y cargas, sin presencia de filtros y con filtros.

RECOMENDACIONES Y POSIBLES TRABAJOS FUTUROS

1. Se sugiere el estudio de técnicas de modulación por vectores espaciales (SVPWM); con la que se podría obtener un mejor desempeño del BTB, reduciendo la distorsión de corriente, y en consecuencia, con mínimo requerimiento de filtros, así como probar otras técnicas del balance de tensiones de los condensadores del enlace DC.
2. Como se mostró en este trabajo, el sistema BTB al interconectar dos redes de frecuencia distintas o iguales; tiene ventajas técnicas superiores, cuando emplea el control no lineal Backstepping, respecto del control lineal PI, y un siguiente trabajo, podría ser el estudio de la operación del mismo sistema BTB en una red mallada; donde desarrolle la función del control del flujo de potencia, en una de las líneas de la red.
3. Se sugiere realizar estudios relacionados con las formas de control del BTB en las redes eléctricas; para determinar los beneficios en la operación estable y en situaciones de contingencia, así como estudiar el empleo del BTB en redes de distribución.
4. Se sugiere desarrollar un prototipo a escala del acoplamiento BTB, con controles PI y Backstepping, que permitirá contrastar resultados experimentales, con resultados teóricos obtenidos por simulación.
5. Se sabe que el estudio de la posible interconexión de los sistemas eléctricos de Perú y Chile; se ha hecho considerando la interconexión con convertidores fuente de corriente (Convertidores conmutados por red LCC), por lo que se recomienda, que el estudio también considere la alternativa del uso del BTB de tecnología VSC.
6. En el plan de transmisión 2023-2032 [8], se menciona la posibilidad de interconexión entre las redes eléctricas de Perú – Bolivia; por lo que se recomendaría que el estudio contemple la interconexión con BTB de tecnología VSC.
7. Se recomienda realizar a partir del presente trabajo, el estudio del control del acoplamiento BTB con tecnología VSC, de dos sistemas AC con alta impedancia equivalente y baja razón de cortocircuito (redes débiles).

GLOSARIO

1. AC / DC= Alternate Current / Direct Current
2. AT = Alta Tensión
3. ATEC = AC Transmission Emulation Control
4. BT = Baja Tensión
5. BTB = Back to Back = Sistemas de doble conversión estática AC-DC-AC
6. CC = Corriente Continua
7. CSC = Current Source Converter
8. DC / AC = Direct Current – Alternate Current
9. FC = Forced Conmutation = Flying Capacitor
10. GTO = Gate Turn-Off Thyristor
11. HVAC = High Voltage Alternate Current
12. HVDC = High Voltage Direct Current
13. IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor
14. LC = Natural or Line commutation
15. LCC = Line Commutated Converter
16. LFAC = Low Frequency AC
17. LPF = Low Pass Filter
18. MMC = Modular Multilevel Converter
19. MOS = Metal-oxide-semiconductor
20. MOSFET = Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
21. NPC = Neutral Point Clamped
22. PI = Proportional Integral Control
23. RTDS = Real Time Digital Simulator
24. SCR = Silicon Controlled Rectifier = Short Circuit Ratio
25. SEIN = Sistema Eléctrico Interconectado Nacional
26. SPWM = Sinusoidal Pulse Width Modulation
27. SVPWM = Space Vector Pulse Width Modulation
28. THD = Total Harmonic Distortion
29. VSC = Voltage Source Converter

BIBLIOGRAFÍA

- [1] **Alharbi, M., Bhattacharya, S.** (2018). Modeling and Control Method for MMC B2B System under Balanced and Unbalanced Grid Voltages. North Carolina State University, Raleigh, USA.
- [2] **Alim, M., Khan, M., Munjer, M.** (2016). Synchronization of Different Frequency Power Grids by Back-to-Back Modular Multilevel Converter with CSMC-SPWM Algorithm. 2nd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE), Rajshahi, Bangladesh.
- [3] **Anaya, O., Campos, D., Moreno, E., Adam, G.** (2014). Offshore Wind Energy Generation: Control, Protection, and Integration to Electrical Systems. John Wiley & Sons Ltd, USA.
- [4] **Arillaga, J.** (2008). High Voltage Direct Current Transmission. 2nd Edition. Lightning Source UK Ltd, Milton Keynes, UK.
- [5] **Arillaga, J., Liu, Y., Watson, N.** (2007). Flexible Power Transmission The HVDC Options. John Wiley & Sons Ltd, England.
- [6] **Bouafia, S., Benaissa, A., Bouzidi, M., Barkat, S.** (2013). Backstepping Control of Three-Levels VSC Based Back-To-Back HVDC System. Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria.
- [7] **COES SINAC** (2022). Procedimiento Técnico del COES N° 20 “Ingreso, Modificación y Retiro de instalaciones al SEIN” (PR-20).
- [8] **COES SINAC** (2022) Propuesta definitiva de Actualización del Plan de Transmisión 2023-2032.
- [9] **Djehaf, M., Zidi, S-A., Hadjeri, S., Djilani, Y., Souag, S.** (2013). Steady-State and Dynamic Performance of Asynchronous Back-To-Back VSC HVDC Link. 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, Istanbul, Turkey.
- [10] **Djehaf, M., Zidi, S-A., Khatir, M., Hadjeri, S., Kobibi, Y.** (2013). Steady-State and Dynamic Modeling of Asynchronous Back-To-Back High Voltage Direct Current Link With Voltage Source Converters. Djillali Liabes University, Sidi Bel-Abbes, Algeria.
- [11] **Efobi, O., Li, W., Gole, A., Das, M.** (2019). Modeling and Step Response Analysis of Back to Back VSC for LFAC Transmission. IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), Winnipeg, Canada.
- [12] **Fan, Y., Ren, J., Ye, X., Li, X.** (2018). Electromechanical Transient and Electromagnetic Transient Hybrid Modeling and Simulation of back to back MMC-HVDC Project. China Electric Power Research Institute, Beijing, China.

- [13] **Flourentzou, N., Agelidis, V., Demetriades, G.** (2009). VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview. *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 24, no. 3, pp. 592-602.
- [14] **Gallardo, B.** (2014). Control Inteligente de un Quadrotor en Condiciones Extremas. Proyecto fin de Carrera. Universidad de Sevilla, España.
- [15] **Gonzalez, I., Miranda, H., Cardenas, V., Alvarez, R.** (2014). Gain Scheduling Scheme Assisting the Control Strategy for Three-Level NPC VSC-HVDC Transmission System. Universidad Autónoma San Luis de Potosí, San Luis de Potosí, México.
- [16] **Graham, J., Jonsson, B., Moni, R.** (2002). The Garabi 2000 MW Interconnection Back – to – Back HVDC to Connect Weak AC Systems. ABB Utilities AB, Ludvika, Sweden.
- [17] **Gupta, K., Bhatnagar, P.** (2018). Multilevel Inverter Conventional and Emerging Topologies and their Control. Academic Press, London, UK.
- [18] **Ha, Y., Jeon, W., Chang, B.** (2011). A study on the effects of BTB HVDC for fault current reduction applied metropolitan area in KEPCO Grid. 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, The Shilla Jeju, Korea.
- [19] **Hazem, K., Zakaria, M.** (2015). Performance and Control of a Back to Back MMC-HVDC for Asynchronous ac Networks Interconnection. Proceeding of the IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Halifax, Canada.
- [20] **Hernández, R.** (2010). Introducción a los sistemas de Control: Conceptos, aplicaciones y simulación con Matlab. Pearson Education, Naucalpán de Juárez, México.
- [21] **IEEE** (2014). Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE-SA Standards Board, IEEE Std 519™-2014.
- [22] **Kathir, M., Zidi, S., Hadjeri, S., Fellah, M.** (2010). Dynamic performance of a back to back HVDC station based on voltage source converters. *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 61, no.1, pp. 29-36.
- [23] **Khalil, H.** (1996). *Nonlinear Systems*. 2nd Edition. Prentice - Hall Inc, New Jersey, USA.
- [24] **Khomfoi, S., Tolbert, L.** (2007). Multilevel Power Converters, in Rashid, M.: *Power electronics handbook*. 2nd Edition. Elsevier Inc, Burlington, USA. pp. 451 – 482.
- [25] **Kim, C., Sood, V., Jang, G., Lim, S., Lee, S.** (2009). HVDC Transmission Power Conversion Applications in Power Systems. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore.
- [26] **Kundur, P.** (1994). *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, USA.
- [27] **Li, Y., Tang, G., An, T., Pang, H., Wang, P., Yang, J., Wu, Y., He, Z.** (2016). Power Compensation Control for Interconnection of Weak Power Systems by VSC-HVDC. *IEEE Transactions on Power Delivery*.
- [28] **Liu, Y., Wu, H., Watson, N.** (2010). Nonlinear Control of Asynchronous BTB-Link. Inner Mongolia University of Technology, Hohhot, Mongolia.

- [29] **Lu, X., Xiang, W., Lin, W., Wen, J.** (2020). Comparative Study of Small-Signal Stability under Weak AC System Integration for Different VSCs. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- [30] **Mallikarjuna, G., Naik, R., Suresh, H.** (2012). *Space Vector Modulation Technique for Three Level Diode Clamped Inverter*. Research Science Press, New Delhi, India.
- [31] **Ogata, K.** (1998) *Ingeniería de Control Moderna*. Tercera Edición. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., Naucalpán de Juárez, México.
- [32] **Parkhideh, B., Bhattacharya, S.** (2013). Vector-Controlled Voltage-Source-Converter-Based Transmission Under Grid Disturbances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, no. 2, pp. 661-672.
- [33] **Petersson, A., Edris, A.** (2000). Dynamic Performance of the Eagle Pass Back-to-Back HVDC Light Tie. ABB Power Systems AB, Sweden and EPRI, USA.
- [34] **Quang, N., Dittrich, J.** (2015). *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. Springer-Verlag, Berlin, Germany.
- [35] **Rashid, M.** (1995). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Segunda Edición. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., Naucalpan de Juárez, Edo. de México.
- [36] **Rodriguez, J., Castro, L., Granados, D., Valtierra, M., Salgado, N.** (2017). PI Tuning Parameters in Back-to-Back Converters Applying Active Damping Control for DC-Voltage Power Port Regulation. *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing*, Ixtapa, Mexico.
- [37] **Saeedifard, M., Irvani, R., Pou, J.** (2009). A Space Vector Modulation Strategy for a Back-to-Back Five-Level HVDC Converter System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 56, no. 2, pp. 452-466.
- [38] **Santos, N., Pires, F., Silva, F.** (2019). The HVDC Dual Transmission System Under DC Short-Circuit Faults. *Universidade de Lisboa, Lisboa, Portugal*.
- [39] **Shimane, K., Nakazawa, Y.** (1995). Harmonics Reduction for NPC Converter with a New PWM Scheme. *Toshiba Corporation, Tokyo, Japan*.
- [40] **Shu, Y., Tang, G., Pang, H.** (2020). A Back – to – back VSC-HVDC System of Yu-E Power Transmission Lines to Improve Cross-region Capacity. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, Vol. 6, no. 1, pp. 64-71.
- [41] **Song, S., Kim, J., Lee, J., Jang, G.** (2017). AC Transmission Emulation Control Strategies for the BTB VSC HVDC System in the Metropolitan Area of Seoul. *Korea University, Seoul, Korea*.
- [42] **Sood, V.** (2004). *HVDC and FACTS Controllers Applications of Static Converters in Power Systems*. Kluwer Academic Publishers, Boston, USA.

- [43] **Soriano, C., Carrasco, M., Mancilla, F.** (2017). A Comparative Evaluation of HVDC Ties Using Line Commutated and Modular Multilevel Converters. University of Colorado, Denver, USA.
- [44] **Stankovic, N., Jiménez, M., Arzandé, A., Egrot, P., Vannier, J.** (2016). An HVDC experimental platform with MMC and two-level VSC in the back-to-back configuration. Group of Electrical Engineering - Paris (GeePs), France.
- [45] **Stevenson, W., Grainger, J.** (1994). Power System Analysis. McGraw-Hill, Inc., USA.
- [46] **Yazdani, A., Iravani, R.** (2010). Voltage Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control and Applications. John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, USA.