

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

"DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL DE UN TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO DE TRES ETAPAS CON ENTRADA MONOFÁSICA Y SALIDA MONOFÁSICA BASADO EN UN CONVERTIDOR DC-DC DE DOBLE PUENTE ACTIVO Y UN CONVERTIDOR AC-DC MULTINIVEL DE PUENTES EN CASCADA"

INFORME DE MATERIA DE GRADUACIÓN

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO ELÉCTRICO ESPECIALIZACIÓN POTENCIA

Presentado por

FRANCISCO XAVIER ARCENTALES BASTIDAS

RUBÉN DARÍO VIÑÁN VELASCO

Guayaquil - Ecuador

2013

AGRADECIMIENTO

Agradezco principalmente a Dios que me ha ayudado en cada momento difícil y a poder seguir adelante, a mis padres por todo el amor y apoyo que me han brindado, a los profesores que me han inculcado sus conocimientos y han sido de ayuda para la elaboración del presente proyecto y a mi compañero de tesina por la paciencia y el compromiso desde el inicio del proyecto.

Francisco Xavier Arcentales Bastidas

Gracias a Dios y a mi familia, especialmente mis padres que siempre han estado conmigo y me han apoyado en todo momento. Agradezco también a los profesores que fueron un pilar en mi formación profesional, a mi compañero de tesina por su dedicación y constancia en el trabajo realizado y a los amigos que hicieron estos cinco años más llevaderos aún en los momentos complicados.

Rubén Darío Viñán Velasco

DEDICATORIA

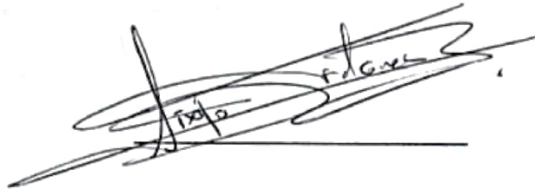
Le dedico el presente proyecto a Dios, a mis padres, a mi familia y a las personas que han estado en cada momento apoyándome de forma incondicional.

Francisco Xavier Arcentales Bastidas

Dedico este proyecto a Dios que me ha permitido superar situaciones difíciles y a mis queridos padres y todos aquellos que me dieron su apoyo sin los que no hubiera podido alcanzar la meta de la culminación de mis estudios.

Rubén Darío Viñán Velasco

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Sífifo Falcones', written over a horizontal line.

PhD. SÍXIFO FALCONES

PROFESOR DE LA MATERIA

DE GRADUACIÓN

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Carlos Salazar', written over a horizontal line.

MSc. CARLOS SALAZAR

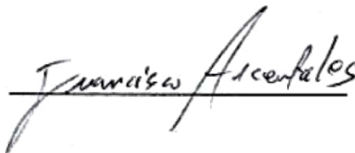
PROFESOR DELEGADO POR

LA UNIDAD ACADÉMICA

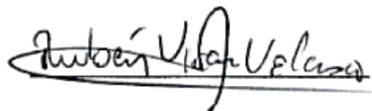
DECLARACIÓN EXPRESA

La responsabilidad del contenido de este informe, nos corresponde exclusivamente;
y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA
DEL LITORAL.

(REGLAMENTO DE GRADUACIÓN DE LA ESPOL)



FRANCISCO XAVIER ARCENTALES BASTIDAS



RUBÉN DARÍO VIÑÁN VELASCO

RESUMEN

En este proyecto se realizará el diseño y el controlador de un Transformador de estado sólido (SST), el cual contará con entrada monofásica y salida monofásica, con el cual se busca obtener un equipo capaz de entregar las diferentes señales de voltaje a través del control de diferentes parámetros eléctricos y asegurando que permita el flujo de potencia en ambas direcciones, con posibilidad de controlar la magnitud de voltaje de salida, siempre en un valor establecido, y la capacidad de integrarse a fuentes de energía externas, principalmente de energía alternativa.

Unos de las principales funciones del SST es facilitar la inclusión de fuentes alternas de energía, esto es en caso de que se desconecte la alimentación principal y por medio de otra fuente de energía o baterías seguir alimentando a la carga y permitir el flujo de potencia a la red para abastecer a las diferentes cargas adyacentes del sistema de potencia, convirtiendo la red en una red dinámica.

El control de los parámetros eléctricos en las diferentes etapas es otro de los principales objetivos del proyecto, manteniendo las magnitudes en los valores establecidos y ofreciendo estabilidad al sistema ante la presencia de perturbaciones comunes en un sistema de Potencia. Para el diseño del SST se utilizará un modelo de tres etapas. Como base para la simulación y evaluación del correcto funcionamiento del SST tendremos las herramientas SIMULINK, diseñando el modelo de los componentes con la herramienta PLECS.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO.....	II
DEDICATORIA.....	III
TRIBUNAL DE SUSTENTACION.....	IV
DECLARACION EXPRESA	V
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XX
ABREVIATURAS.....	XXI
SIMBOLOGÍA.....	XXII
INTRODUCCIÓN.....	XXV
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	1
CAPÍTULO II	
FUNDAMENTO TEÓRICO.....	6
2.1 CARACTERISTICAS DE UN SISTEMA DE POTENCIA.....	7
2.1.1 VALOR PROMEDIO.....	7

2.1.2	ESTADO ESTABLE.....	8
2.1.3	SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA.....	8
2.1.4	FLUJO DE POTENCIA.....	9
2.1.5	CALIDAD DE LA ENERGÍA.....	11
2.1.5.1	PROBLEMAS POR BAJO FACTOR DE POTENCIA.....	12
2.1.5.2	PROBLEMAS POR SAGS Y SWELLS.....	13
2.1.5.3	PROBLEMAS POR ARMÓNICOS.....	14
2.1.6	GENERACIÓN DISTRIBUIDA.....	17
2.1.7	ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.....	18
2.2	TRANSFORMADORES DE ALTA FRECUENCIA.....	19
2.2.1	TRANSFORMADOR TRADICIONAL.....	19
2.2.2	TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA (HFT).....	21
2.3	TRANSFORMADOR DE ESTADO SOLIDO.....	22
2.3.1	CARACTERÍSTICAS.....	22
2.3.2	TOPOLOGIAS.....	23
2.3.3	COMPONENTES DEL TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO.....	24
2.4	CONVERTIDORES ESTÁTICOS.....	26
2.4.1	CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS (SMPC).....	26
2.4.2	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSOS (PWM).....	27

2.4.3	CONVERTIDORES AC-DC / DC-AC.....	29
2.4.4	CONVERTIDORES MULTINIVEL... ..	33
2.4.5	CONVERTIDOR DC-DC.....	34
2.4.6	DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB).....	35

CAPÍTULO III

DIMENSIONAMIENTO DE LOS COMPONENTES DEL

	TRANSFORMADOR DE ESTADO SOLIDO.....	39
3.1	BLOQUE RECTIFICADOR.....	42
3.1.1	DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES.....	43
3.1.2	DIMENSIONAMIENTO DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN.....	45
3.1.3	DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO INDUCTIVO.....	45
3.2	FILTRO CAPACITIVO DEL ENLACE HVDC.....	49
3.3	DUAL ACTIVE BRIDGE.....	53
3.3.1	DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES.....	54
3.3.2	DIMENSIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.....	55
3.3.3	DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR.....	56
3.4	BLOQUE INVERSOR.....	57
3.4.1	DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES.....	58

3.4.2	DIMENSIONAMIENTO DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN.....	60
3.4.3	DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO INDUCTIVO.....	60
3.5	FILTRO CAPACITIVO DE ENLACE LVDC.....	64
3.5.1	DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR SEGÚN EL DAB.....	65
3.5.2	DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR SEGÚN EL INVERSOR.....	66
3.5.3	SELECCIÓN DEL CAPACITOR ADECUADO.....	70
3.5.4	DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR A LA RED.....	72

CAPÍTULO IV

	MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR.....	76
4.1	DISEÑO DE LOS CONTROLADORES.....	77
4.1.1	CONTROLADOR DE LA CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	79
4.1.2	CONTROLADOR DEL HVDC DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	84
4.1.3	CONTROLADOR DEL HVDC-LVDC DEL DAB.....	93
4.1.4	CONTROLADOR DE LA CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	102
4.1.5	CONTROLADOR DE VOLTAJE DEL	

CONVERTIDOR DC/AC.....	112
CAPÍTULO V	
SIMULACIÓN.....	121
5.1 IMPLEMENTACIÓN DEL SST.....	122
5.2 PRUEBAS DE SIMULACIÓN.....	130
5.2.1 CONDICIÓN DE MÁXIMA CARGA Y SOBRECARGA.....	130
5.2.2 PRESENCIA DE ARMÓNICOS.....	133
5.2.3 BAJO FACTOR DE POTENCIA.....	138
5.2.4 SAGS & SWELLS.....	140
5.2.5 INYECCIÓN DE POTENCIA EN ENLACE LVDC.....	143
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	149
ANEXOS.....	152
BIBLIOGRAFÍA.....	155

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO I

FIG. 1.1. ESQUEMA DE RED ELÉCTRICA CONECTADOS A LOS SST.....4

FIG. 1.2. ESQUEMA GENERAL DEL SST.....5

CAPÍTULO II

FIG. 2.1. DIAGRAMA UNIFILAR DE UN SISTEMA DE POTENCIA ELEMENTAL...9

FIG. 2.2. CAÍDA E INCREMENTO DE TENSIÓN (SAGS & SWELLS).....14

FIG. 2.3. DISTORSIÓN DE ONDA DEBIDO A LA PRESENCIA DE ARMÓNICO... 16

FIG. 2.4. GENERACIÓN DISTRIBUIDA.....17

FIG. 2.5. TRANSFORMADOR ELEMENTAL.....20

FIG. 2.6. TOPOLOGÍA DEL SST.....24

FIG. 2.7. MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO.....28

FIG. 2.8. TREN DE PULSO PARA OPERACIÓN DE LOS SWITCHES.....28

FIG. 2.9. CONVERTIDOR AC-DC.....30

FIG. 2.10. ESQUEMA DE UN CONVERTIDOR.....30

FIG. 2.11. VOLTAJE DEL CONVERTIDOR (CICLO POR CICLO).....31

FIG. 2.12. ESQUEMA ELEMENTAL DEL CONVERTIDOR MULTINIVEL.....33

FIG. 2.13. CONVERTIDOR MULTINIVEL CFB.....	34
FIG. 2.14. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DUAL ACTIVE BRIDGE.....	36
FIG. 2.15. ESQUEMA DEL DUAL ACTIVE BRIDGE.....	37

CAPÍTULO III

FIG. 3.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SST.....	40
FIG. 3.2. ESQUEMATICO DEL SST.....	41
FIG. 3.3. ESQUEMA DEL BLOQUE RECTIFICADOR.....	42
FIG. 3.4. DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO INDUCTIVO.....	46
FIG.3.5. MEDICIÓN DEL AREA DEL VOLTAJE DEL INDUCTOR (A) VOLTAJE CON INTEGRAL (B) ACERCAMIENTO.....	47
FIG.3.6. FILTROS HVDC.....	50
FIG.3.7. CORRIENTES EN CADA NIVEL DEL CONVERTIDOR, PROMEDIO DC(ROJO), A DOBLE FRECUENCIA (CAFÉ).....	51
FIG.3.8. VOLTAJES EN LOS CAPACITORES DEL BLOQUE RECTIFICADOR, PROMEDIO DC (ROJO), A DOBLE FRECUENCIA (CAFÉ).....	53
FIG.3.9. ESQUEMA DEL DUAL ACTIVE BRIDGE.....	54
FIG.3.10. ESQUEMA DEL BLOQUE INVERSOR.....	57
FIG.3.11. DIMENSIONAMIENTO FILTRO INDUCTIVO.....	61

FIG.3.12. MEDICIÓN DEL AREA DEL VOLTAJE DEL INDUCTOR (A) VOLTAJE CON INTEGRAL (B) ACERCAMIENTO.....	62
FIG.3.13. ESQUEMA DEL FILTRO LVDC.....	64
FIG.3.14. DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO CAPACITIVO SEGÚN EL INVERSOR.....	68
FIG.3.15. CORRIENTE PROMEDIO DEL CONVERTIDOR.....	69
FIG.3.16. VOLTAJE EN EL CAPACITOR DEL BLOQUE INVERSOR.....	70
FIG.3.17. GRÁFICA DEL VOLTAJE EN EL INVERSOR CON EL CAPACITOR DIMENSIONADO SEGUN EL DAB.....	71
FIG.3.18. GRÁFICA DEL VOLTAJE EN EL INVERSOR CON EL CAPACITOR DIMENSIONADO SEGUN EL DAB.....	72
FIG.3.19. VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR.....	75

CAPÍTULO IV

FIG. 4.1 ESQUEMA DEL SST.....	78
FIG. 4.2. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC EN EL LADO <i>HVDC</i>	79
FIG. 4.3. DIAGRAMA DE BODE DE GANANCIA DEL SISTEMA DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	81
FIG. 4.4. DIAGRAMA DE BODE DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC CON EL CONTROLADOR.....	82

FIG. 4.5. DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	83
FIG. 4.6. CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	83
FIG. 4.7. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DEL HVDC DEL RECTIFICADOR.....	85
FIG. 4.8. DIAGRAMA DE POTENCIA EN LOS CAPACITORES DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	86
FIG. 4.9. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DEL SISTEMA DE VOLTAJE DEL CONTROLADOR AC/DC.....	88
FIG. 4.10. DIAGRAMA DE BODE DEL SISTEMA DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR AC/DC CON EL CONTROLADOR.....	90
FIG. 4.11. DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	91
FIG. 4.12. RESPUESTA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR AC/DC.....	92
FIG. 4.13. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DEL HVDC DEL DAB.....	93
FIG. 4.14. DIAGRAMA DE POTENCIA EN EL CAPACITOR C_{HVDC}	95
FIG. 4.15. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DE VOLTAJE $HVDC$ CON EL CONTROLADOR.....	96
FIG. 4.16. DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL HVDC DEL DAB.....	96
FIG. 4.17. ESQUEMA DEL CONTROL DE VOLTAJE LVDC.....	97

FIG. 4.18. DIAGRAMA DE POTENCIA EN EL CAPACITOR C_{LVDC}	98
FIG. 4.19. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DEL VOLTAJE $LVDC$ CON EL CONTROLADOR.....	99
FIG. 4.20. DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL LVDC DEL DAB.....	99
FIG. 4.21. CONTROL DEL VOLTAJE EN EL DAB AL APLICAR UNA PERTURBACIÓN.....	100
FIG. 4.22. RESPUESTA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE EN EL DAB.....	100
FIG. 4.23. CONTROL DEL CONVERTIDOR AC/DC Y DEL DAB AL APLICAR UNA PERTURBACIÓN.....	101
FIG.4.24. CONTROL DEL VOLTAJE DEL CONVERTIDOR AC/DC Y DAB.....	102
FIG. 4.25. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	103
FIG. 4.26. DIAGRAMA DE BODE GANANCIA DE LA FUNCIÓN DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	106
FIG. 4.27. DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC, CON GANANCIA UNO EN EL CONTROLADOR.....	108
FIG. 4.28. DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC, CON EL CONTROLADOR FINAL.....	110
FIG. 4.29. DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	111

FIG. 4.30. CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	111
FIG. 4.31. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE Y CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	112
FIG. 4.32. DIAGRAMA DE BODE GANANCIA DE LA FUNCIÓN DE VOLTAJE TOTAL DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	114
FIG. 4.33. DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE PLANTA DE VOLTAJE TOTAL DEL CONVERTIDOR DC/AC, CON GANANCIA 1 EN EL CONTROLADOR.....	116
FIG. 4.34. DIAGRAMA DE BODE DEL SISTEMA DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC, CONTROLADOR FINAL.....	118
FIG. 4.35. DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE Y CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	118
FIG. 4.36. CONTROL DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE DE LA FASE A DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	119
FIG. 4.37. CONTROL DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE DE LA FASE B DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	120
 CAPITULO V	
FIG. 5.1. ESQUEMA DE LA SIMULACIÓN EN SIMULINK.....	123
FIG. 5.2. CIRCUITO DEL SST DESARROLLADO EN PLECS.....	124
FIG. 5.3. BLOQUE PSM.....	125

FIG. 5.4. CONTROLADOR HVDC – LVDC.....	126
FIG. 5.5. BLOQUE PWM-HVDC.....	126
FIG. 5.6. CONTROLADOR HVDC.....	127
FIG. 5.7. BLOQUE PWM_Vo.....	128
FIG. 5.8. CONTROLADOR $I_{L_{Vo}} - V_o$	129
FIG. 5.9. POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA DEL SST.....	131
FIG. 5.10. VOLTAJE DE LA RED Y DEL CONVERTIDOR, CORRIENTE $I_{L_{HVDC}}$ Y VOLTAJE HVDC.....	131
FIG. 5.11. VOLTAJE DE SALIDA Y DEL INVERSOR, CORRIENTE DE CARGA Y VOLTAJE LVDC.....	132
FIG. 5.12. ESQUEMA DE LA SIMULACION EN SIMULINK PARA LA PRUEBA DE ARMÓNICOS.....	134
FIG. 5.13. ESQUEMA DEL CIRCUITO EN PLECS PARA LA PRUEBA DE ARMÓNICOS.....	135
FIG. 5.14. POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA DEL SST.....	136
FIG. 5.15. VOLTAJE DE LA RED Y DEL CONVERTIDOR, CORRIENTE $I_{L_{HVDC}}$ Y VOLTAJE HVDC.....	136
FIG. 5.16. VOLTAJE DE SALIDA Y DEL INVERSOR, CORRIENTE DE CARGA Y VOLTAJE LVDC.....	137

FIG. 5.17. POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA DEL SST.....	138
FIG. 5.18. VOLTAJE DE LA RED Y DEL CONVERTIDOR, CORRIENTE $I_{L_{HVDC}}$ Y VOLTAJE HVDC.....	139
FIG. 5.19. VOLTAJE DE SALIDA Y DEL INVERSOR, CORRIENTE DE CARGA Y VOLTAJE LVDC.....	139
FIG. 5.20. POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA DEL SST.....	141
FIG. 5.21. VOLTAJE DE LA RED Y DEL CONVERTIDOR, CORRIENTE $I_{L_{HVDC}}$ Y VOLTAJE HVDC.....	141
FIG. 5.22. VOLTAJE DE SALIDA Y DEL INVERSOR, CORRIENTE DE CARGA Y VOLTAJE LVDC.....	142
FIG. 5.23. ESQUEMA DEL CIRCUITO EN PLECS PARA LA PRUEBA DE INYECCIÓN DE POTENCIA EN EL ENLACE LVDC.....	144
FIG. 5.24. POTENCIA DE ENTRADA, SALIDA Y DC EN EL SST.....	145
FIG. 5.25. VOLTAJE DE LA RED Y DEL CONVERTIDOR, CORRIENTE $I_{L_{HVDC}}$ Y VOLTAJE HVDC.....	145
FIG. 5.26. VOLTAJE DE SALIDA Y DEL INVERSOR, CORRIENTE DE CARGA Y VOLTAJE LVDC.....	146

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO III

TABLA 3.1. ESPECIFICACIONES DEL RECTIFICADOR.....	43
TABLA 3.2. CAPACITORES DEL FILTRO CAPACITIVO DE ALTO VOLTAJE.....	52
TABLA 3.3. ESPECIFICACIONES DEL DAB.....	54
TABLA 3.4. INDUCTORES A UTILIZAR EN EL BLOQUE DAB.....	57
TABLA 3.5. ESPECIFICACIONES DEL INVERSOR.....	58
TABLA 3.6. CAPACITORES PARA EL FILTRO LVDC.....	66
TABLA 3.7. CAPACITOR DEL FILTRO CAPACITIVO DE BAJO VOLTAJE.....	69
TABLA 3.8. CAPACITORES DEL FILTRO CAPACITIVO DE VOLTAJE A LA RED.....	74

CAPÍTULO IV

TABLA 4.1. GANANCIA DEL CONTROLADOR POR MÉTODO DEL FACTOR K.....	87
--	----

ABREVIATURA

AC	CORRIENTE ALTERNA
CFB	CASCADED FULL BRIDGE
DAB	DUAL ACTIVE BRIDGE
DC	CORRIENTE DIRECTA
HFT	TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA
HVDC	ALTO VOLTAJE DC
IGBT	TRANSISTOR BIPOLAR DE PUERTA AISLADA
LVDC	BAJO VOLTAJE DC
P	POTENCIA ACTIVA
PSM	MODULACION POR DESFASAMIENTO DE FASE
PWM	MODULACION DE ANCHO DE PULSO
Q	POTENCIA REACTIVA
S	POTENCIA APARENTE
SPMC	CONVERTIDOR DE POTENCIA POR CONMUTACION
THD	DISTORSION ARMONICA TOTAL
Z	IMPEDANCIA

SIMBOLOGÍA

ϕ	phi
θ	Theta, ángulo de modulación
ϕ_{boost}	Fase inyectado al controlador
ϕ_{sis}	Fase del sistema
C_{HVDC}	Capacitor en el lado <i>HVDC</i>
C_{LVDC}	Capacitor en el lado <i>LVDC</i>
C_{Vo}	Capacitor en el lado de la carga
f_s	Frecuencia de switcheo
$G_{pi_{HVDC}}$	Ganancia de planta de corriente en el lado HVDC
$G_{ci_{HVDC}}$	Ganancia de control de corriente en el lado HVDC
$G_{pv_{HVDC}}$	Ganancia de planta de voltaje en el lado HVDC
$G_{cv_{HVDC}}$	Ganancia de control de voltaje en el lado HVDC
$G_{pv_{DAB}}$	Ganancia de planta de voltaje en el DAB
$G_{cv_{DAB}}$	Ganancia de control de voltaje en el DAB
$G_{pi_{Vo}}$	Ganancia de planta de corriente en el lado de la carga
$G_{pv_{Vo}}$	Ganancia de planta de voltaje en el lado de la carga
$G_{ci_{Vo}}$	Ganancia de control de corriente en el lado de la carga
$G_{cv_{Vo}}$	Ganancia de control de voltaje en el lado de la carga
I_o	Corriente de la carga
I_{DC}	Corriente DC
V_{conv}	Voltaje del convertidor
I_{oDAB}	Corriente de salida del DAB
I_{dcprom}	Corriente DC promedio

I_L^{pk}	Corriente del inductor pico
L_{HVDC}	Inductor en el lado <i>HVDC</i>
L_{DAB}	Inductor del DAB
L_{Vo}	Inductor en el lado de la carga
L_o	Carga inductiva
m_a	Índice de modulación
n_1	Número de vueltas del devanado primario del transformador HFT
n_2	Número de vueltas del devanado secundario del transformador HFT
n	Relación de vueltas del transformador HFT
P_{oDAB}	Potencia de salida del DAB
P_i	Potencia de entrada
P_o	Potencia de salida
P_{DAB}	Potencia del DAB
P_{DC}	Potencia DC
P_{AC}	Potencia AC
RL	Resistencia del inductor
R_o	Carga resistiva
S_{max}	Potencia aparente máxima
T_s	Periodo de switcheo
V_L	Voltaje del inductor
V_{cap}	Voltaje del capacitor
V_{DC}	Voltaje DC
V_{grid_pico}	Voltaje de la red pico
V_i	Voltaje de entrada
V_o	Voltaje de salida
V_{oDAB}	Voltaje de salida del DAB

w_g

Frecuencia de la red

INTRODUCCIÓN

La continuidad del suministro de energía eléctrica, es un factor de gran importancia para la empresa distribuidora y lo consumidores del servicio eléctrico y debido al incremento de los requerimientos del sistema de potencia y la disponibilidad de nuevas tecnologías, da la oportunidad de introducir nuevos equipos con mayores y nuevas funcionalidades para satisfacer los requerimientos de la carga, en cuanto a la capacidad y calidad.

La calidad del servicio eléctrico, implica varios aspectos como son la continuidad y confiabilidad del servicio, niveles de voltaje y frecuencia dentro de los rangos establecidos y las distorsiones que afectan a la calidad de la potencia en valores aceptables, procurando la integración de fuentes alternativas de energía eléctrica, implicando la interacción entre el consumidor y la red eléctrica.

Una red inteligente o Smart Grid se refiere a la red eléctrica que posee características particulares que le permiten reaccionar de forma rápida a los cambios constantes en la demanda de energía. La red inteligente incorpora nuevas tecnologías como internet, sistemas de control y automatización, permitiendo una interacción entre el usuario y el sistema de forma bidireccional, permitiendo manejar mejor la reacción del mismo ante algún problema de la red y facilitando la implementación de formas de energía alterna.

Entre algunas de las ventajas que conlleva utilizar una red inteligente está mejorar la eficiencia del sistema, mejora de la confiabilidad del sistema (debido a la reacción más rápida e inteligente), la proliferación en cuanto al uso de nuevas fuentes de energías alternativas y mejor seguridad. Todo lo anterior conlleva por supuesto la exigencia de la utilización de una mayor cantidad de dispositivos electrónicos modernos que faciliten el control y comunicación entre los diferentes elementos de la red.

El transformador de estado sólido o SST (Solid State Transformer por sus siglas en inglés), es un dispositivo electrónico que permite realizar la principal función de un transformador eléctrico tradicional, además nos permite el control de los niveles de voltaje, reducción del espacio físico y facilitando puntos de acceso que nos permitan la interacción de otras fuentes de energía con la red o la carga en ambas direcciones. Para el diseño de los convertidores, componentes, controlador y simulación del comportamiento del dispositivo dentro de la red se usará como base la herramienta de SIMULINK de MATLAB junto con la librería del software PLECS. El estudio del SST servirá como base para la aplicación de este modelo de transformador para realizar estudios de flujos de potencia.

Los objetivos del presente proyecto son:

- Diseñar los convertidores respectivos de cada etapa del SST, dimensionando sus componentes según los requerimientos y la topología dada.

- Establecer los parámetros necesarios para el controlador y diseñar el control de cada uno de los convertidores de las etapas del SST.
- Realizar pruebas para operación a carga nominal y en presencia de perturbaciones y verificar el correcto funcionamiento del SST acorde a lo establecido en el diseño de los convertidores y el control.

En el proceso de simulación se utilizará componentes ideales, donde se desprecian pérdidas eléctricas que ocurren en diferentes etapas de switcheo y transformación, esto para simplificar el diseño. No se procederá a la implementación física debido al elevado costo de los componentes y el enfoque principal del proyecto es entregar un diseño de SST que cumpla con los requerimientos antes mencionados, pero satisfaciendo en lo posible requerimientos de eficiencia y calidad como por ejemplo la disminución de armónicos.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La energía eléctrica es una de las necesidades más importantes de los seres humanos en la sociedad actual y el desarrollo tecnológico en el cual nos encontramos nos vuelve dependientes de la electricidad, pues el funcionamiento de la mayoría de equipos utilizados está basado en energía eléctrica. La energía eléctrica es parte de los diferentes sectores que pertenecen a una sociedad, sea Residencial, Comercial e Industrial.

El gran crecimiento de la demanda de energía eléctrica y el incremento de los componentes electrónicos en los equipos, que cada vez se extiende a un mayor número de áreas, obliga a la empresa de servicios a incluir nuevas fuentes de energía, mejorar el servicio en términos de continuidad y niveles de voltaje y frecuencia aceptables. Esto implica un mayor control de la eficiencia de la energía y aplicación de modelos de redes autosustentables en caso de fallas en la alimentación principal.

Creando un sistema en donde la producción de energía eléctrica sea dinámica, es decir, fluya la energía desde la red del sistema eléctrico hacia el consumidor o viceversa, podríamos abastecer las diferentes cargas del sector eléctrico.

El incremento del tipo de cargas mencionadas implica que la forma tradicional de generación, transmisión y distribución de energía es incapaz de suplir de forma correcta los diferentes niveles de voltaje. El principal elemento a considerar en este aspecto es el transformador eléctrico, que constituye uno de los componentes más importantes de un sistema de potencia. Los transformadores tradicionales tienen una alta eficiencia, pero su capacidad de reducir o elevar voltajes se limita a rangos muy específicos de voltajes que no van más allá del 10% del valor nominal con el que fue construido, además este tipo de elementos requieren mucho espacio para lograr la conversión a frecuencia fundamental, lo que limita la posibilidad de implementar las nuevas tecnologías ya mencionadas.

Entonces es necesario encontrar un elemento que logre reemplazar al transformador tradicional y que forme parte del desarrollo de las redes inteligentes, creando un sistema controlado y automatizado que permita la integración de otras fuentes de energía y sirva de interface de cualquier tipo de energía eléctrica (AC o DC).

El Transformador de Estado Sólido (Solid State Transformer) se presenta como el dispositivo electrónico que permite transformar un nivel de voltaje recibido, a un nivel de voltaje menor. El SST permite el flujo de potencia de la red a la carga y también permite que la dirección del flujo cambie y permita la alimentación de una fuente de energía externa a la carga e incluso proveer energía a la red. El SST permite la desconexión de la red y permite la alimentación de otras fuentes de energía para alimentar carga críticas [1].

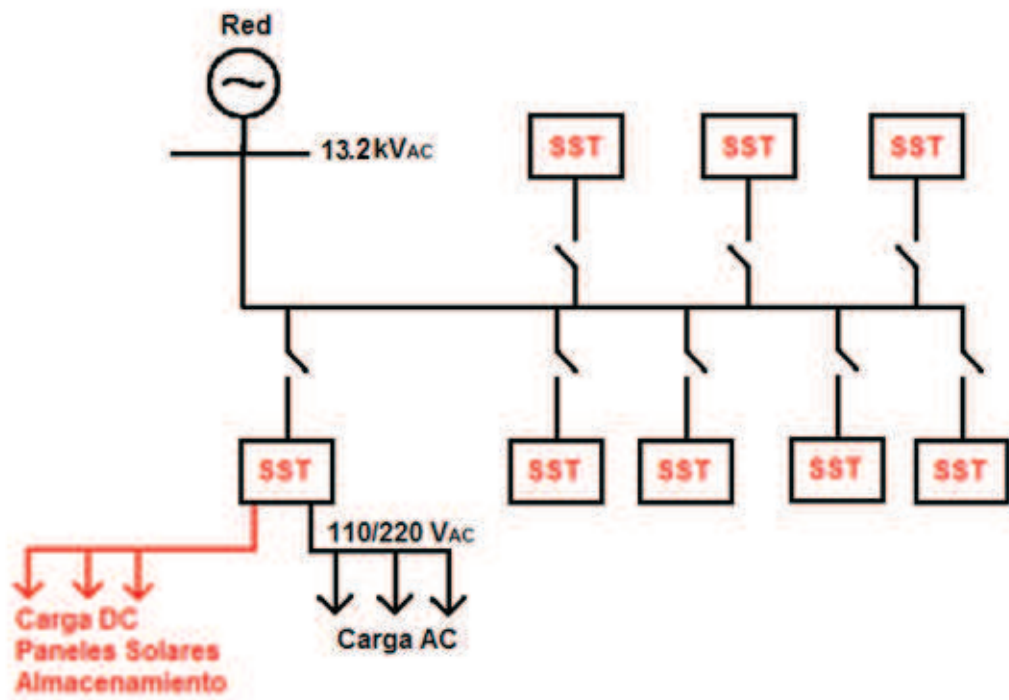


Figura 1.1 Esquema de red eléctrica conectados a los SST.

El presente proyecto consistirá en un SST que recibe un nivel de voltaje y lo transforma al nivel requerido, por medio de varios bloques. La alimentación que recibe el equipo pasa al bloque rectificador y filtrada por medio de un capacitor para convertir la señal de corriente alterna a corriente directa. Luego esta señal DC, pasa por un puente activo doble (DAB por sus siglas en inglés), el cual está conformado por conmutadores de alta frecuencia, un transformador de alta frecuencia y un rectificador de ondas. El DAB recibe una señal DC y reduce o eleva el nivel de voltaje según las condiciones establecidas. Por último se tiene un bloque inversor, que recibe la señal DC del DAB y la transforma en una señal AC, a los valores de frecuencia y voltaje requeridos.

La variación de los niveles de voltaje se debe a varios factores eléctricos, que afectan a la señal que entra al SST y por lo tanto se ve afectado en la salida del equipo. Estos parámetros serán controlados por medio del controlador del SST, los cuales censarán los parámetros eléctricos, que serán comparados con los valores de referencia y el control regulará los parámetros eléctricos por medio del bloque de modulación.

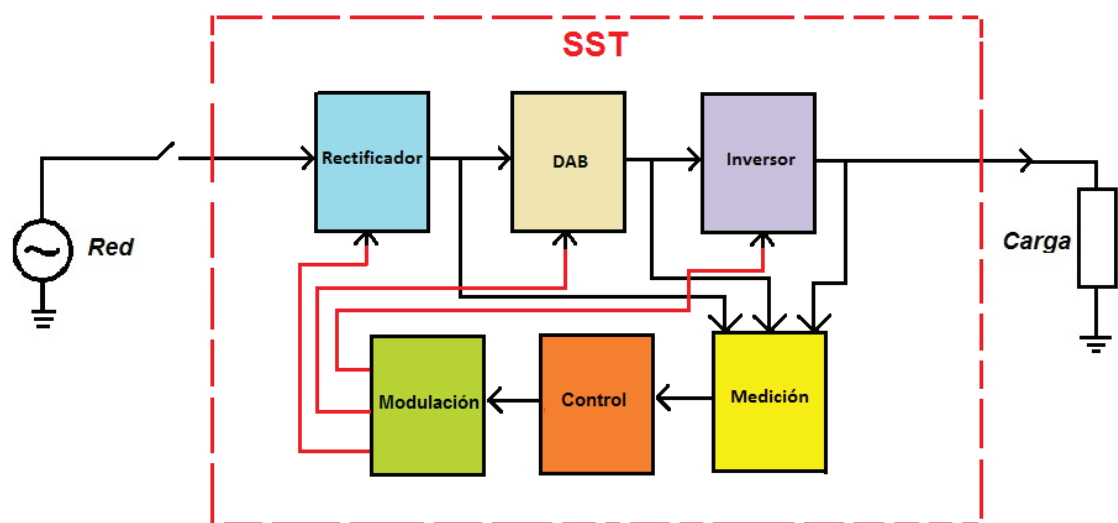


Fig. 1.2 Esquema General del SST.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO

Para el correcto desarrollo del SST es necesario tener claro algunos conceptos que involucran la composición, funcionamiento y topología del mismo. El SST aplica conocimientos de electrónica y su funcionamiento involucra conceptos básicos de sistemas eléctricos de potencia, por lo cual es necesario presentar las definiciones que se consideren de relevancia para comprender el presente proyecto.

2.1 CARACTERÍSTICAS DE UN SISTEMA DE POTENCIA

Fundamentalmente, el SST es un circuito eléctrico, que sirve para relacionar a su vez dos redes eléctricas. Es necesario conocer ciertos conceptos, de forma muy general, referentes a estos circuitos y a la forma de presentar las magnitudes de interés presentes en ellos.

2.1.1 VALOR PROMEDIO

El valor promedio de una función se define como la integral de la misma dividida para un intervalo de tiempo definido. El valor promedio no es un indicador de la medida de disipación de potencia de una onda sinusoidal eléctrica, sino que indica más bien la magnitud que en promedio mantiene la onda en un intervalo de tiempo determinado, que para ondas periódicas es el periodo de la misma.

$$\text{valor promedio} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (2.1)$$

Las aplicaciones de electrónica de potencia utilizan lo que se denomina como el valor promedio por ciclo, que consiste en obtener el valor promedio de una onda para un periodo especificado de conmutación, dado que este tipo de ondas cambian muy rápidamente y trabajar con la forma de onda conmutada es complicado y poco recomendable; esto último facilita el cálculo de la potencia transmitida por el dispositivo y es lo que se usará en general en los cálculos que sean necesarios para nuestro modelo[2].

2.1.2 ESTADO ESTABLE

Todos los circuitos eléctricos, particularmente aquellos que cuentan con componentes electrónicos están sujetos a constantes variaciones de estado, implicando perturbaciones en las ondas de voltaje y corriente a lo largo del tiempo. Se dice que una onda alcanza su estado estable cuando su comportamiento en un periodo determinado de tiempo es repetitivo, es decir no presenta variaciones en el mismo [2]. En el SST en el que se trabajará, el periodo sobre el que se define si el sistema ha llegado a estado estable es el periodo fundamental del sistema de potencia, que en nuestro caso es de 0.0167 segundos.

2.1.3 SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA

Se denomina sistema eléctrico de potencia, al conjunto de componentes y procesos que forman parte del servicio de la energía eléctrica desde la generación hasta la distribución a las cargas. El Sistema Eléctrico de Potencia, consta de varias etapas para poder entregar la energía a los diferentes consumidores que se alimentan del sistema.

El sistema de Potencia consta de las siguientes etapas:

- Generación
- Transmisión

- Sub-Transmisión
- Distribución

La definición de cada etapa del sistema se basa en el nivel del voltaje al que se trabaja. El SST a utilizar se conecta a 13.2 KV, y este nivel corresponde al del sistema de distribución, que es el que se encarga de servir de energía a los usuarios del sistema eléctrico, y entrega el nivel de voltaje a 220V/110V.

2.1.4 FLUJO DE POTENCIA

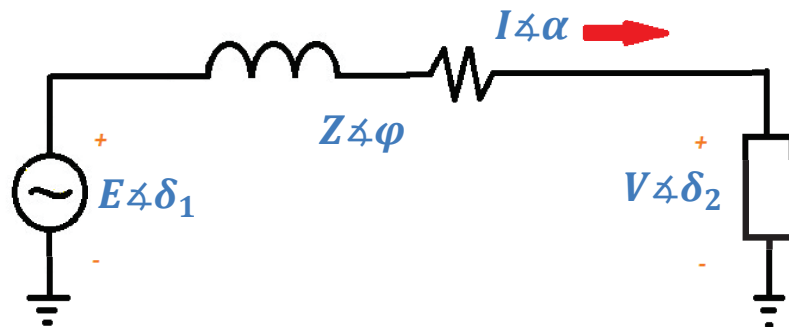


Figura 2.1 Diagrama Unifilar de un Sistema de Potencia Elemental.

En la figura 2.1 se observa el diagrama unifilar de un sistema de potencia básico compuesto por la generación, la línea de transmisión/distribución y la carga. Esta interacción, que se muestra de forma elemental en la figura previa, conserva su esencia incluso

cuando se trabaja con el SST, y se aplica para cada etapa, donde se tiene un voltaje de entrada y un voltaje de salida que se pueden considerar como fuente y carga al mismo tiempo[3].

El voltaje de la fuente tiene magnitud E y fase δ_1 , todo con respecto a la tierra de referencia. El voltaje de la carga tiene magnitud V y fase δ_2 , en tanto la línea de transmisión será de magnitud Z y fase φ . Entonces se tiene la corriente que fluye a través de la línea es [3],

$$\bar{I} = \frac{\bar{E} - \bar{V}}{Z} = \frac{E \angle \delta_1 - V \angle \delta_2}{Z \angle \varphi} \quad (2.2)$$

Se denominará θ a la diferencia entre las fases de los voltajes, $(\delta_1 - \delta_2)$, y las potencias (activa o reactiva) fluyendo a través de la línea de transmisión o distribución serán [3],

$$P = \frac{V \cdot E}{Z} \cos(\theta - \varphi) - \frac{V^2}{Z} \cos(\varphi) \quad (2.3)$$

$$\text{y } Q = -\frac{V \cdot E}{Z} \text{sen}(\theta - \varphi) - \frac{V^2}{Z} \text{sen}(\varphi). \quad (2.4)$$

En 2.3 y 2.4 se tienen las que se conocen como ecuaciones de flujo de potencia activa y reactiva respectivamente. En la mayoría de casos se puede asumir que la componente resistiva de la línea es mucho menor que la componente reactiva, entonces, la magnitud de

la resistencia es despreciable y por lo tanto las ecuaciones de flujo de potencia serán simplificadas [2],

$$P = \frac{V.E}{x} \text{sen}(\theta) \quad (2.5)$$

$$\text{y } Q = \frac{V.E.\text{cos}(\theta) - V^2}{x}. \quad (2.6)$$

2.1.5 CALIDAD DE LA ENERGÍA

La calidad de la energía se entiende cuando la energía eléctrica que es suministrada a los diferentes equipos eléctricos con las características adecuadas, es decir, valores de voltaje y frecuencia en los valores establecidos, los cuales permitan mantener la continuidad del servicio sin afectar el desempeño o discontinuidad del servicio eléctrico [4].

Existen varios parámetros que afectan la calidad de la energía, el presente proyecto se concentrará en los problemas relacionados con:

- Bajo factor de potencia
- Subidas o depresiones de voltaje (Sags y Swells respectivamente)
- Armónicos

2.1.5.1 PROBLEMAS POR BAJO FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia es la relación entre la potencia activa y la potencia aparente entregada. El factor de potencia está definido por la ecuación,

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}. \quad (2.7)$$

Los problemas causados por un bajo factor de potencia son los siguientes:

- Aumento de las pérdidas por efecto Joule.
- Aumento en la caída de voltaje.
- Incremento en la potencia aparente por lo que se reduce la capacidad de carga instalada.

Al tener un bajo factor de potencia las corrientes en las líneas eléctricas y en los equipos eléctricos incrementan, esto produce mayores pérdidas por efecto Joule. Este incremento de corriente produce que la caída de tensión en las líneas aumente, lo cual afecta a los equipos eléctricos ya que el voltaje que reciben no es el valor nominal.

La potencia activa es la energía aprovechada para el consumo de los diferentes equipos eléctricos. Con el incremento en la potencia aparente debido al bajo factor de potencia, se reduce la potencia activa para trabajar a potencia nominal, lo cual afecta a las líneas eléctricas y equipos eléctricos de manera que no pueden aprovechar la capacidad de carga instalada.

Las empresas de servicio eléctrico obligan a los usuarios a tener un factor de potencia dentro de valores establecidos.

2.1.5.2 PROBLEMAS POR SAGS Y SWELLS

El sistema eléctrico y los componentes que componen el sistema, se ven afectados por varios parámetros como aumento o disminución de voltaje. Este aumento o disminución del voltaje que suele durar un corto intervalo de tiempo (milisegundos hasta segundos) afecta a los equipos eléctricos, y es causado generalmente por salida o entrada de grandes motores, capacitores o carga [5].

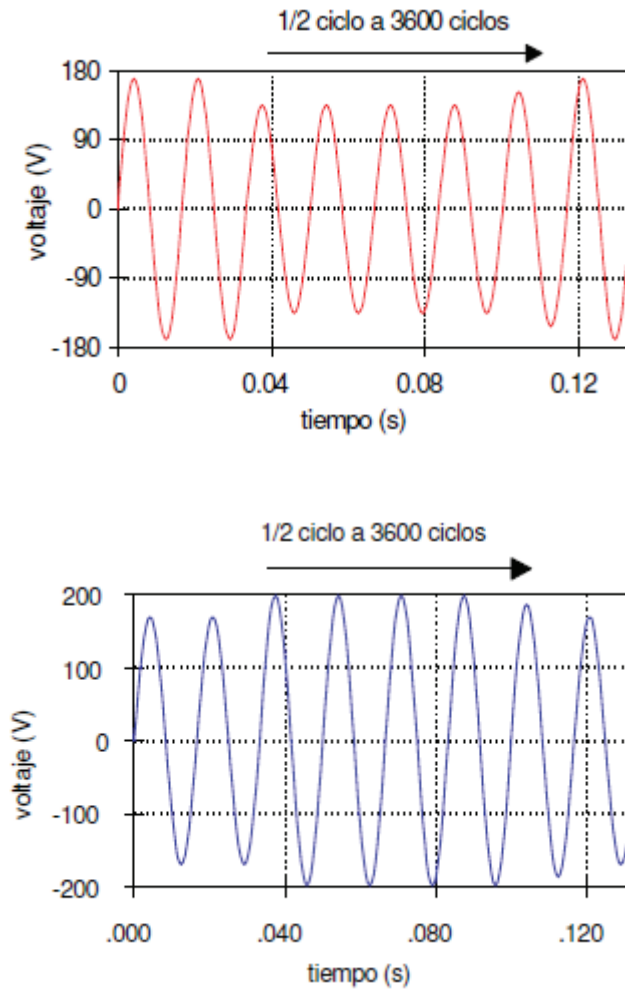


Figura 2.2 Caída e Incremento de Tensión (Sags & Swells).

Fuente: [5].

2.1.5.3 PROBLEMAS POR ARMÓNICOS

Los armónicos son señales de corriente o de voltaje, las cuales presentan frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental (60 Hz). Debido a estas frecuencias,

las señales de voltaje o corriente se ven distorsionadas, lo que causa un problema en los equipos eléctricos [6].

Los armónicos son causados por los equipos eléctricos que poseen componentes no lineales, que son los componentes de la electrónica de potencia.

En un sistema eléctrico la aparición de armónicos produce aumento de las corrientes en las líneas y equipos eléctricos, aumento del efecto piel en los conductores, corrientes en el neutro del sistema y distorsión de la forma de onda de las señales de corriente y voltaje.

Una forma de representar a las armónicas presentes en el sistema eléctrico y conocer que porcentaje de armónicas se encuentran dentro del sistema es usando la tasa de distorsión armónica total (THD) [6], para esto se considera la ecuación de voltaje descompuesta en las diferentes frecuencias como se observa en la ecuación,

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) + V_2 \cos(2 \omega_0 t + \theta_2) \quad (2.8)$$

$$v(t) = \sum_{n=1}^k V_n \cos(n \omega_0 + \theta_n). \quad (2.9)$$

El valor del THD corresponde a la Distorsión Total Armónica, la cual es frecuentemente utilizada para definir la importancia del contenido armónico de una señal [6]. Para el caso de los armónicos de tensión el valor del THD esta dado por,

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 \dots}}{V_1} 100\%. \quad (2.10)$$

En la siguiente gráfica se puede observar una señal distorsionada, debido a la presencia de la tercera armónica.

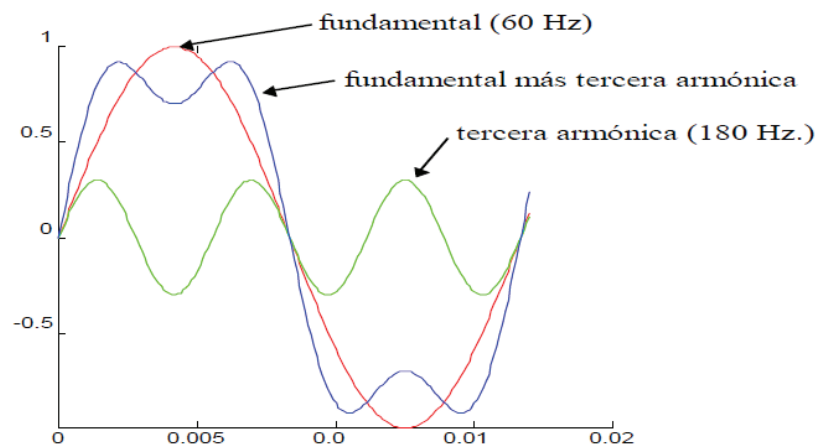


Figura 2.3 Distorsión de onda debido a presencia de armónicos. Fuente: [6].

2.1.6 GENERACIÓN DISTRIBUIDA

La generación distribuida es un sistema donde se tenga fuentes de potencia eléctrica conectada directamente a la red de distribución eléctrica o en las instalaciones de los consumidores [7]. El propósito de tener un sistema en donde se tenga generación distribuida, es obtener un sistema Smart Grid, en donde los consumidores formen parte del sistema de generación mediante paneles solares, baterías, autos eléctricos, y de esta forma entregar energía a la red. Esto beneficiaría a los consumidores y a la empresa eléctrica de manera que se satisfaga la demanda eléctrica a los distintos consumidores de energía y aprovechar las diferentes fuentes de energía eléctrica.



Figura 2.4 Generación Distribuida. Fuente: [7].

2.1.7 ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

El almacenamiento de la energía eléctrica surge en la necesidad de satisfacer la demanda de los diferentes consumidores de energía eléctrica y es una pieza clave para aumentar la eficiencia y sustentabilidad de los sistemas eléctricos [8].

El almacenamiento de energía eléctrica conllevaría a un sistema de Smart Grid en donde el consumidor permita el flujo de potencia desde el inmueble hacia la red eléctrica por medio de las diferentes formas de almacenamiento de energía. De esta manera, en caso de una desconexión con la red eléctrica el usuario tenga la capacidad de abastecer su consumo de energía eléctrica.

Existen varios métodos de almacenamiento de energía eléctrica como:

- Condensadores
- Baterías
- Fuel Cells
- Flywheels
- Autos eléctricos

2.2 TRANSFORMADORES DE ALTA FRECUENCIA

El SST es un equipo capaz de reducir el nivel de voltaje que recibe, el cual es distribuido a los diferentes consumidores. El principal componente del SST es el transformador de alta frecuencia. Es necesario conocer el funcionamiento de los transformadores tradicionales para entender el funcionamiento del transformador de alta frecuencia.

2.2.1 TRANSFORMADOR TRADICIONAL

Los transformadores son quizá el principal de los componentes que forman parte del sistema de potencia eléctrico. Son los encargados de elevar o reducir el voltaje para las diferentes etapas de transmisión, sub-transmisión y distribución, para satisfacer los requerimientos de la carga.

El transformador es un equipo estático el cual funciona con corriente alterna. Está constituido por dos bobinas, denominadas primaria con n_1 vueltas y secundaria con n_2 vueltas respectivamente, las cuales están enrolladas en un núcleo magnético de permeabilidad finita. El transformador permite convertir las magnitudes de la energía eléctrica, ya sean de voltaje o corriente, a un valor determinado [9].

Asumiendo que el transformador se alimenta con un voltaje V_1 por el devanado de primario (indiferentemente que sea el voltaje mayor o

menor), en él circulara una corriente a la cual se denominará I_1 . Esta corriente circulando por el devanado, creará un flujo de campo magnético Φ . El flujo de campo magnético circulará por el núcleo del transformador e inducirá una fuerza electromagnética en el devanado secundario, denominada E_2 [9].

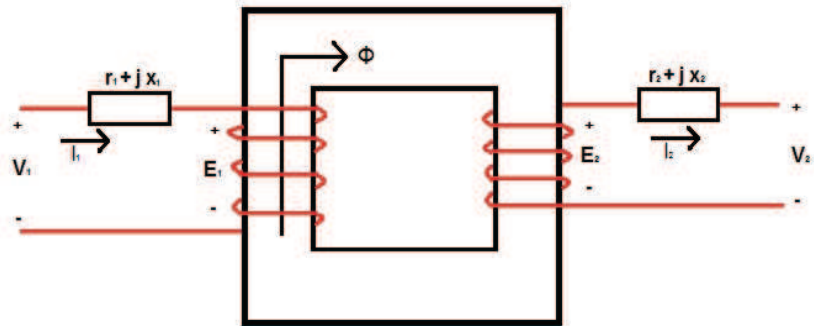


Figura 2.5 Transformador elemental.

La relación entre los voltajes en los devanados primario y secundario será asumiendo que la impedancia de los devanados es despreciable,

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.11)$$

Analizando la potencia que entra al transformador y la potencia de salida del mismo, se puede obtener la relación de las corrientes. En este caso la potencia de entrada y salida deberán ser iguales, considerando que las pérdidas en el transformador son lo

suficientemente pequeñas como para considerarse despreciables, se tiene la relación de corrientes,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}. \quad (2.12)$$

2.2.2 TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA (HFT)

Una de las principales características de los equipos electrónicos es la rapidez con la que pueden trabajar y el reducido espacio físico que utilizan, en este último aspecto es importante considerar que a mayor frecuencia de conmutación será menor el tamaño requerido por el HFT [9]. La necesidad de obtener un equipo más pequeño ha llevado a diseñar ciertos componentes eléctricos a menores escalas, como es el caso del transformador.

El área transversal del núcleo magnético del transformador es dependiente de la frecuencia de la señal de voltaje de entrada [9]. Para poder reducir el tamaño del transformador es necesario aumentar la frecuencia de la señal de entrada del transformador, la cual generalmente es 50 o 60 Hz. Para lograr el incremento de la frecuencia de la señal de entrada, se utilizan conmutadores de alta frecuencia que reciben una señal DC y la convierten en una señal AC de alta frecuencia.

Los HFTs (High Frequency Transformers) o Transformadores de Alta Frecuencia son transformadores con características especiales que les permiten ser usados para las aplicaciones electrónicas.

2.3 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

El diseño y el controlador del transformador de estado solido (SST), será capaz de transformar un nivel de voltaje alto a un valor de voltaje reducido, para dar servicio a las diferentes cargas que componen el sistema eléctrico de potencia.

Para poder entender en que consiste el SST, es necesario conocer las características, topologías y componentes del equipo.

2.3.1 CARACTERÍSTICAS

El SST, al ser un transformador, tiene como principal característica permitir la transformación de un nivel de voltaje alto proveniente de la red (13.2 kV.) a un voltaje bajo (110/220 V) para poder abastecer el consumo eléctrico a las diferentes cargas en el lado de bajo voltaje.

El SST estará compuesto por varias características que le permitan al equipo formar parte de una red inteligente. Para esto, es necesario diseñar el equipo con la capacidad de proveer generación distribuida,

que permita que por medio de almacenadores de energía o fuentes de energía alternativas fluya energía eléctrica hacia la red del sistema de potencia y abastecer el consumo eléctrico de las diferentes cargas [1]. El SST estará equipado con una salida de corriente directa de 400 V_{DC} , para abastecer a cargas DC y que también servirá de interface con los almacenadores de energía y fuentes de energía alternativas.

2.3.2 TOPOLOGÍAS

Para el diseño del SST, se pueden utilizar varios modelos de acuerdo a las especificaciones que se requieran. El equipo utilizará varios componentes de la electrónica de potencia, los cuales son utilizados para formar las etapas que componen al SST. El SST se encontrará dividido en tres etapas principales encargadas de realizar las transformaciones de las señales.

Las tres etapas estarán formadas básicamente por convertidores estáticos, los cuales transformaran la señal monofásica AC de alto voltaje recibida de la red a una señal monofásica AC de bajo voltaje para ser conectado a las cargas eléctricas.

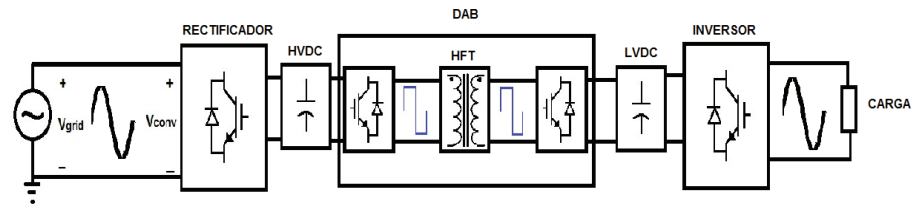


Figura 2.6 Topología del SST.

2.3.3 COMPONENTES DEL TRANSFORMADOR DE ESTADO SOLIDO

El SST está compuesto por varios elementos que componen la electrónica de potencia, los cuales serán divididos en diferentes bloques de acuerdo a la función que cumplen.

Como se mencionó anteriormente en las características del SST, este consta de una entrada de alto voltaje el cual proviene de la red del sistema eléctrico de potencia y de una salida de bajo voltaje que alimenta a las cargas eléctricas. El SST también posee una entrada para cuando se necesite alimentar a las cargas o entregar potencia a la red por medio de almacenadores de energía o fuentes de energía alternativa y una salida para alimentar a cargas eléctricas de corriente continua.

El primer bloque del SST posee como entrada el voltaje proveniente de la red y está constituido por un convertidor AC-DC o DC-AC, según sea el caso que se transfiera potencia a la red o viceversa.

Este convertidor constará de cuatro niveles con los cuales se obtendrá la conversión de la señal dependiendo de la dirección del flujo de potencia.

El siguiente elemento que consta en el SST, será el filtro capacitivo que se denominará como capacitor de alto voltaje DC (C_{HVDC} , por sus siglas en inglés), el cual será encargado de filtrar la variación del voltaje que se obtenga a la salida del primer bloque.

El segundo bloque del SST recibe como entrada la señal del voltaje DC del C_{HVDC} y pasa al Dual Active Bridge (DAB) que es un convertidor DC-DC encargado de transformar el nivel de alto voltaje a bajo voltaje por medio de un transformador de alta frecuencia.

Luego del DAB se tiene un filtro capacitivo al cual se denominará capacitor de bajo voltaje DC (C_{LVDC} , por sus siglas en inglés), el cual es el encargado de filtrar el voltaje de salida del DAB. En este lado del SST se tiene una señal DC de bajo voltaje la cual servirá de interface para alimentar a las cargas DC y como entrada para los almacenadores de energía o fuentes de energía alternativa.

El siguiente bloque del SST constituye un convertidor DC-AC, el cual recibe como entrada la señal de voltaje DC que proviene del C_{LVDC} y la transforma en una señal AC para alimentar a las cargas eléctricas.

2.4 CONVERTIDORES ESTÁTICOS

Para poder comprender el funcionamiento del SST, es necesario comprender el funcionamiento de los diferentes bloques convertidores que constituyen al SST. Los convertidores están compuestos por convertidores de potencia conmutados que son básicamente interruptores que operan a alta frecuencia y son operados por medio de la modulación de ancho de pulso.

2.4.1 CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS (SMPC)

Los Convertidores de Potencia Conmutados modernos son dispositivos de electrónica de potencia que aspiran a satisfacer los requerimientos de eficiencia en el procesamiento de la potencia, pues la transformación de energía es uno de los principales aspectos de los sistemas de electrónica de potencia, y esto se reflejará tanto en ahorros económicos como en menor recalentamiento.

La base de estos dispositivos son los cada vez más modernos dispositivos de conmutación, que son más rápidos, con menores pérdidas y más fáciles de controlar [10].

Los convertidores están compuestos por conmutadores que operarán a altos niveles de voltaje y la operación de estos estará controlada por la modulación del ancho de pulso. Los conmutadores reciben un valor de 1 para entrar en estado activo o cerrado y recibe un 0 cuando el mismo debe abrirse o pasar a estado inactivo.

2.4.2 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSOS (PWM)

La modulación mediante ancho de pulsos es la forma de control de la potencia entregada por parte de los modernos sistemas de electrónica de potencia. Este método consiste en manejar el valor promedio de voltaje entregado por un SMPS (Switch Mode Power Supply) por medio de la operación de conmutadores que cortan o permiten la alimentación, de forma que el valor promedio de cada intervalo de conmutación representa el valor de voltaje deseado [11].

El ciclo de trabajo es la porción de tiempo del intervalo de operación del dispositivo en el cual el conmutador permanece activo, permitiendo conectar la carga a la alimentación.

La modulación de ancho de pulsos se realiza comparando una señal sinusoidal de magnitud m_a y de frecuencia fundamental ω_0 y desfasado en θ grados. Esta señal es comparada con una función diente de sierra que varía desde -1 a 1, a una frecuencia f_s .

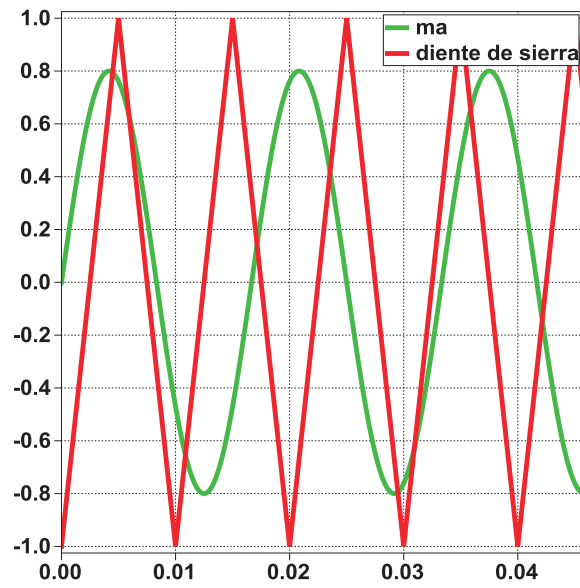


Figura 2.7 Modulación de Ancho de pulso.

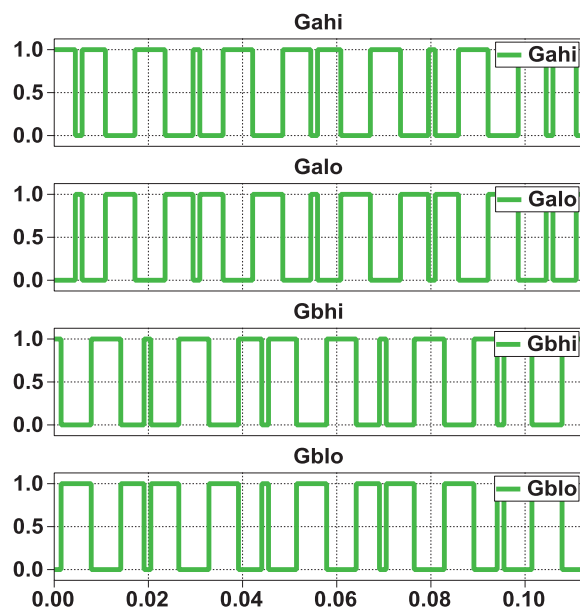


Figura 2.8 Tren de pulsos para operación de los conmutadores.

En la figura 2.7 se puede observar la función diente de sierra que serán comparadas con la señal m_a para determinar la operación de

los conmutadores. Se utilizó en la figura 2.7 una frecuencia muy baja para poder observar la forma de la onda y comprender el funcionamiento. En la figura 2.8 se puede observar el tren de pulsos que controlará el estado de los conmutadores.

2.4.3 CONVERTIDORES AC-DC / DC-AC

El voltaje transmitido desde un sistema de potencia eléctrico es una señal de corriente alterna. Con el propósito de cambiar la señal, se utilizan los inversores los cuales reciben una señal alterna y la convierten en una señal directa o viceversa.

Cuando en el convertidor la potencia fluye desde el terminal AC al terminal DC, se conoce al convertidor como un rectificador. Este recibe una señal de corriente alterna y la transforma a corriente directa. Cuando la potencia fluye en el sentido opuesto, el convertidor está funcionando como un inversor. El inversor recibe una señal de corriente directa y la transforma a corriente alterna.

Para lograr la conversión de la señal, se utilizarán conmutadores de alta frecuencia, cuya operación será controlada mediante modulación de onda por ancho de pulsos.

Para el caso de que se tenga un rectificador, una vez que se obtuvo la conversión de la señal, esta señal pasa al bloque de filtrado el cual está constituido por un capacitor que no permite la variación del voltaje. Luego la señal tendrá la forma de una señal de corriente directa, con una pequeña variación de voltaje.

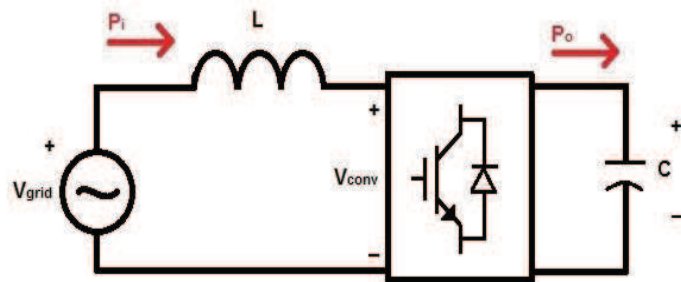


Figura 2.9 Convertidor AC-DC.

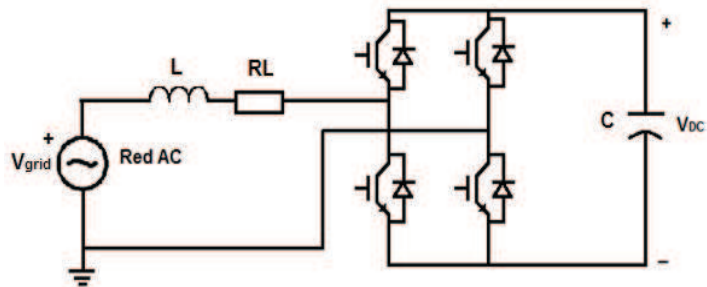


Figura 2.10 Esquema de un convertidor.

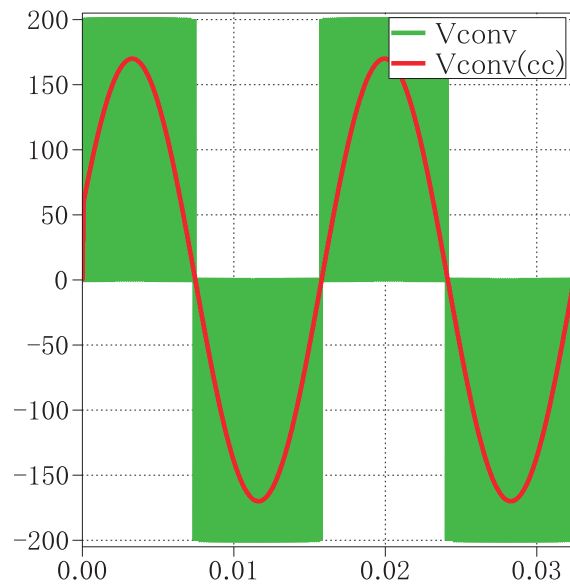


Figura. 2.11 Voltaje en el convertidor (ciclo por ciclo) (V vs. seg.).

Es necesario realizar los cálculos de los diferentes componentes eléctricos para poder obtener una buena rectificación de la onda, por lo que para determinar el valor del capacitor e inductor se utilizará las ecuaciones,

$$L = \frac{\int V_L dt}{\Delta I_L} \quad (2.13)$$

$$\gamma C = \frac{\int I_C dt}{\Delta V_C} \quad (2.14)$$

Otra forma de obtener el valor del capacitor, utilizando la potencia máxima que recibe el capacitor y el voltaje aplicado al mismo [12], viene dada por la ecuación,

$$C = \frac{S_{max}}{2w_g V_{dc}^n V_{dc} r_{pp}}. \quad (2.15)$$

Una vez que se realice la conversión de la señal, sea de AC-DC o DC-AC, la magnitud de la señal del convertidor vendrá dada por la ecuación,

$$V_{conv} = m_a V_{DC}, \quad (2.16)$$

donde m_a será el valor máximo de la señal de la modulación de onda que estará dado por,

$$m_a = \frac{V_{grid_pico}}{V_{DC}}. \quad (2.17)$$

Es necesario analizar la potencia que fluye en el convertidor para poder determinar si se está entregando potencia al convertidor o este está entregando potencia a la red. Dependiendo de la dirección del flujo se estará utilizando el convertidor como un rectificador o un inversor. La potencia fluyendo por el convertidor estará dada por,

$$P = \frac{V_{conv} V_{grid}}{X_L} \text{sen}(\theta), \quad (2.18)$$

$$\text{y } Q = \frac{V_{conv} (V_{conv} - V_{grid}) \text{cos}(\theta)}{x}, \quad (2.19)$$

donde el ángulo θ será el ángulo de desfase de la señal de modulación de ancho de pulso m_a .

2.4.4 CONVERTIDORES MULTINIVEL

Para realizar la conversión de un tipo de señal de corriente a otro, se utilizarán conmutadores de alta frecuencia controlados por la modulación de ancho de pulsos. Estos conmutadores trabajan a altos niveles de voltaje, los cuales hacen que los conmutadores sean más grandes y costosos. La idea del SST es obtener un transformador a menor tamaño, por lo que es necesario utilizar convertidores multiniveles en donde se reduzca el nivel de voltaje en los conmutadores. Existen varios modelos de convertidores multinivel.

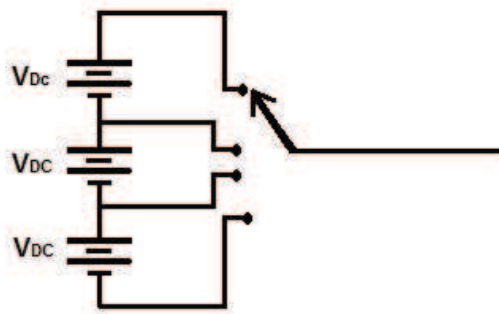


Figura 2.12. Esquema elemental del convertidor multinivel.

El convertidor multinivel a usar es el Cascaded Full Bridge (CFB), el cual está compuesto por varios puentes completos en serie, para sintetizar la forma de la onda en escalera [13].

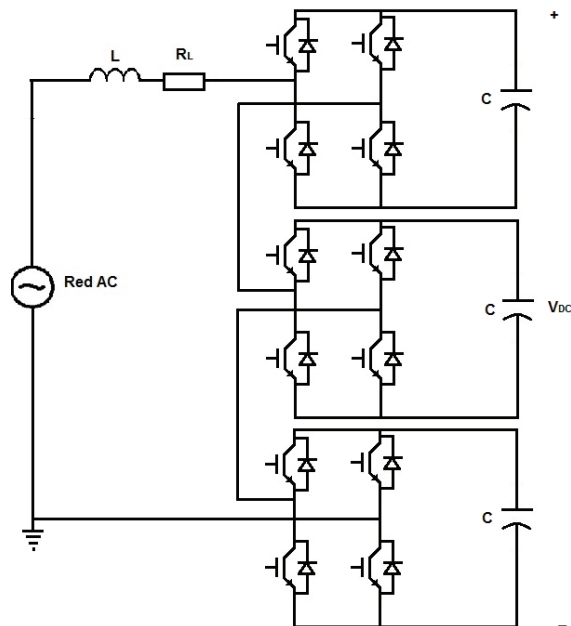


Figura 2.13 Convertidor Multinivel CFB.

2.4.5 CONVERTIDOR DC-DC

El convertidor DC-DC es un elemento de electrónica de potencia cuya principal función es elevar o reducir un voltaje de entrada. El método a utilizar para lograr ese incremento o decremento de voltaje radica en el voltaje almacenado en el elemento inductor del convertidor DC-DC; la configuración del dispositivo definirá si es un boost o un buck.

Se define como boost al convertidor DC-DC cuya función es elevar el voltaje ingresado. El buck es el complemento al boost, y su función es reducir el voltaje ingresado. El convertidor DC-DC se basa en la operación de conmutadores que operan de forma alternada y en

pares permitiendo al voltaje del inductor adicionarse o sustraerse según la configuración obtenida en determinado momento, de esa forma se logra el incremento o reducción de voltaje.

El circuito básicamente tiene dos estados, el primero en el que el o los conmutadores permiten la circulación de corriente desde la fuente hasta la carga, mientras el o los conmutadores alternos no conducen; el segundo estado es donde los conmutadores cumplen las funciones alternas.

La operación de los conmutadores estará dada por modulación de ancho de pulso, el cual enviara una señal a los mismos para que estos operen.

2.4.6 DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

El DAB es un convertidor de potencia DC a DC aislado que funciona mediante semiconductores que operan como conmutadores, cuatro en cada extremo del transformador que sirven para aislamiento.

La configuración de los conmutadores los hace operar en pares, mientras el primer par del primario se encuentra activo, el segundo par se encuentra desfasado 180 grados, es decir están apagados y no permiten circular la corriente.

Los otros dos pares funcionan también desfasados entre ellos 180 grados, pero a la vez cada par del secundario está desfasado por un ángulo definido de los dos pares del primario, lo que garantiza la circulación de corriente y correcto funcionamiento del dispositivo.

En la salida del DAB se obtiene una señal DC elevada o reducida según la relación de transformación del transformador de alta frecuencia.

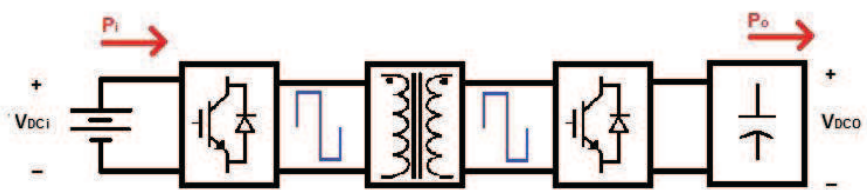


Figura 2.14 Diagrama de Bloques del Dual Active Bridge.

Una vez realizada la conversión, es necesario obtener la magnitud del voltaje elevado o reducido, según la relación de transformación del transformador de alta frecuencia. El nivel del voltaje de salida en relación con el nivel del voltaje de entrada estará dado por la ecuación,

$$V_{O_{DAB}} = V_i n, \quad (2.20)$$

donde n es la relación de transformación del transformador de alta frecuencia.

El flujo de potencia en el Dual Active Bridge se calcula mediante la siguiente ecuación. El voltaje de entrada y salida del DAB tienen un cierto ángulo de desfase (ϕ), entonces se considerará la corriente de salida,

$$I_{0_{DAB}} = \frac{V_i * \phi * \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)}{2 * \pi * f_s * L} \quad (2.21)$$

La potencia en la salida del DAB será,

$$P_{0_{DAB}} = V_{0_{DAB}}' * I_{0_{DAB}} \quad (2.22)$$

$$P_{0_{DAB}} = V_{0_{DAB}}' * \frac{V_i * \phi * \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)}{2 * \pi * f_s * L}$$

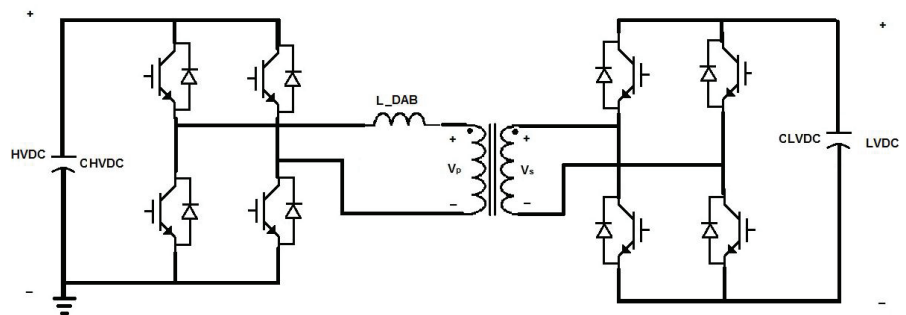


Figura 2.15 Esquema del Dual Active Bridge.

Una vez comprendida la topología a utilizar en el dispositivo se puede proceder al diseño del mismo. Para esto se necesita considerar las diferentes etapas por separado y dimensionar los componentes de cada uno de ellos con ayuda de los fundamentos y ecuaciones aquí establecidos. Todo esto se procederá a realizar en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO III

Dimensionamiento de los Componentes del Transformador de Estado Sólido

La configuración a utilizar para la construcción del SST, está dada según se observa en la Fig. 3.1, en el presente capítulo se describe la topología del mismo, la configuración de cada bloque y se realiza el dimensionamiento de las características de los elementos que necesarios.

Como punto de partida se definen las principales características nominales del SST, con una configuración que se alimenta inicialmente de un voltaje nominal de 7620 Voltios a 60 Hz y monofásico, el cual pasa por el rectificador de tres niveles de voltaje mediante diodos en cascada. A continuación el voltaje DC del rectificador alimenta 3 bloques Dual active Bridge, cada uno con transformadores reductores de 4.5 Kv a 400 V. Finalmente estos voltajes pasan a un bloque inversor que entregará un voltaje AC de 220/110 V monofásicos a 60 Hz y servirá a su vez a una carga nominal de 100 KVA, con un factor de potencia de hasta 0.8 en atraso.

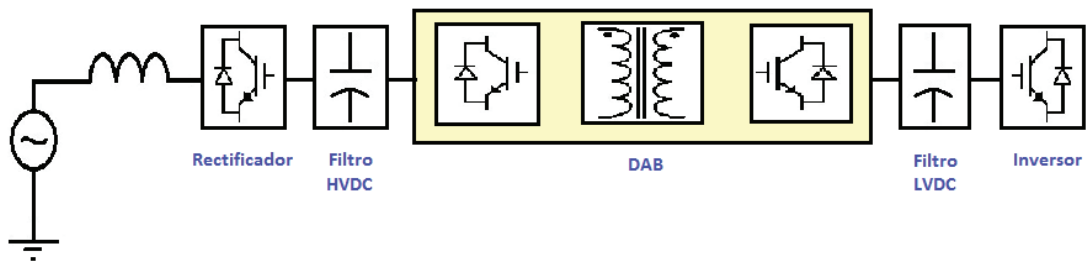


Figura 3.1 Diagrama de bloques del SST.

A continuación se procede al diseño y dimensionamiento de cada uno de los componentes, describiendo en primer lugar las especificaciones de cada uno, escogiendo el esquema de conmutación y los elementos respectivos acorde a las especificaciones. El modelo más detallado a utilizar, etapa por etapa del SST se describe en la figura 3.2 a continuación.

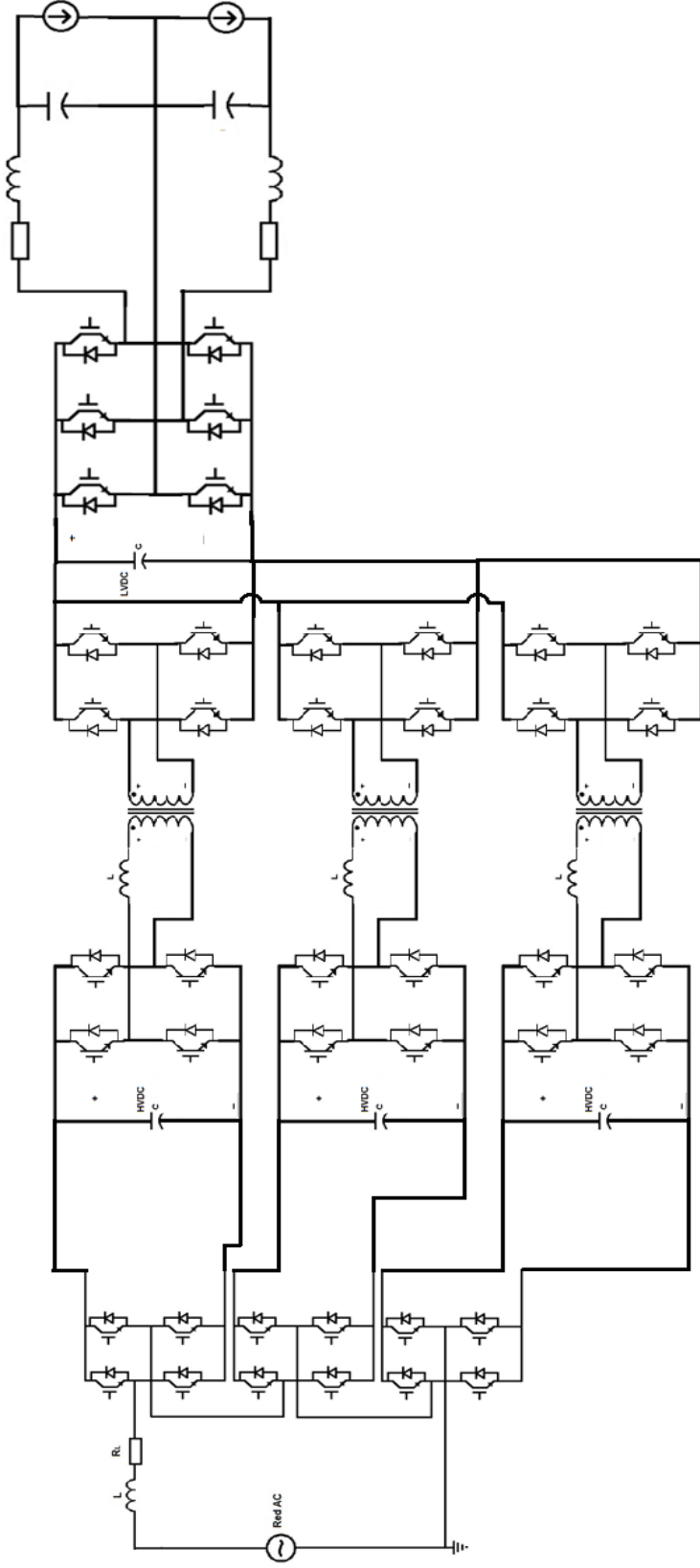


Figura 3.2 Esquemático del SST.

3.1 BLOQUE RECTIFICADOR

La primera etapa del STT la constituye este bloque, en el cual el voltaje AC de la fuente es convertido en voltaje DC. Este bloque se compone de puentes de interruptores que operan según una función PWM (Pulse Width Modulation), y que en un extremo observan voltaje DC y en el otro extremo una señal de voltaje AC resultante de la operación de los mismos.

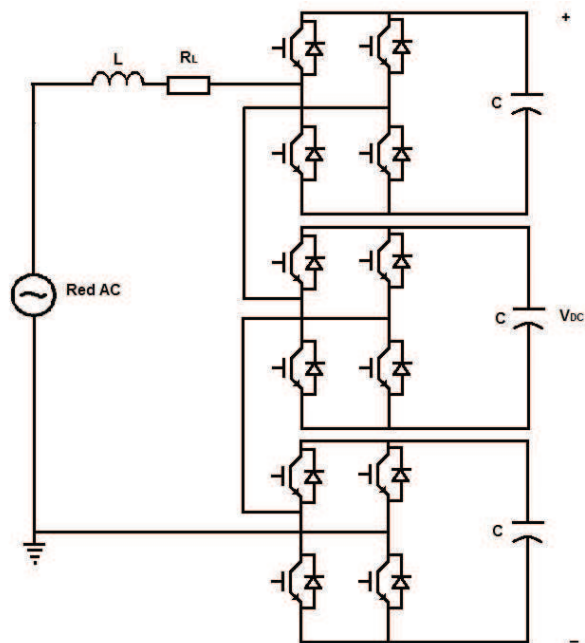


Figura 3.3 Esquema del Bloque rectificador.

El rectificador a utilizar trabaja con un voltaje de 7620 V y tiene capacidad para entregar hasta 100 KVA de potencia, que en este caso es la potencia de la carga a suplir. Dado que la capacidad de los interruptores disponibles se limita a un valor de voltaje mucho menor a 7620 KV, es necesaria la

utilización de la configuración de diodos en cascada para obtener cuatro niveles de voltaje sobre los cuales realizar la conversión. Las especificaciones del rectificador serán las siguientes:

Magnitud	Valor Nominal
Voltaje RMS en la red, V_g^n	7620 V
Corriente RMS en la red, I_g^n	13.2 A
Frecuencia de Conmutación, f_s	20 KHz
Voltaje DC-link, V_{dc}^n	13470 V
Porcentaje de Rizado de Corriente AC Pico	0.5%
Porcentaje de Rizado de Voltaje DC Pico	1%

Tabla 3.1 Especificaciones del rectificador.

3.1.1 DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES

Las características que se necesitan en el interruptor para el bloque rectificador se analizan a continuación.

Como el dispositivo necesita operar a un tercio del voltaje nominal del terminal DC, el cual es en este caso de 13.47 KV, entonces será necesario que cada bloque de conmutación tenga capacidad para

operar hasta con 4.49 KV por bloque aproximadamente. En cada momento del proceso de conmutación se tiene dos interruptores conduciendo y no conduciendo para cada bloque, por lo que la capacidad de esperar que soporte debe ser de 2.245 KV cada conmutador. Para el caso de nuestro modelo de SST, se ha considerado mínimas las pérdidas en el transformador de alta frecuencia, suficientemente pequeñas para ser despreciadas; similar presunción se realiza para los elementos de conmutación como lo son los interruptores. La corriente a soportar en el lado de media tensión se puede aproximar con relativa exactitud mediante la carga máxima que será alimentada el SST y el factor de potencia más bajo al que se espera que opere. La carga a alimentar es de (100) KVA con un factor de potencia esperado de 0.8 en el peor de los casos, entonces la corriente correspondiente será de 13.2 Amperios.

La potencia de salida del convertidor vendrá determinada por la frecuencia de conmutación, el índice de modulación, y el inductor que se va a utilizar, pues de ambos depende que el convertidor entregue la potencia adecuada. Dado que es más complicado alcanzar una frecuencia indicada para un valor de inductancia fijo, en el modelo se procederá a establecer un valor de frecuencia de conmutación para el bloque de modulación mediante ancho de banda, y la misma se establece en 20 KHz y después se determinará el índice de modulación.

3.1.1 DIMENSIONAMIENTO DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN

El índice de modulación m_a sobre el cuál trabajará el rectificador estará dado por la relación entre el voltaje a la entrada del convertidor (AC) y el voltaje DC; se toma un índice de modulación que permita tener un rango de oscilación considerable en el terminal AC del rectificador, no menor al 85% del valor nominal, considerando que el voltaje del convertidor es el mismo que el de la red, $7620 V_{rms}$ y el voltaje DC es de 13470, el valor del índice de modulación será de acuerdo a la ecuación (2.17)

$$m_a = \frac{V_{grid_pico}}{V_{DC}}, \quad (3.1)$$

$$m_a = \frac{7620 * \sqrt{2}}{13470} = 0.8. \quad (3.2)$$

La expresión anterior determina que el índice de modulación será de 0,8.

3.1.2 DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO INDUCTIVO

La función del filtro inductivo es de almacenamiento de la energía necesaria para sostener el rizado de la corriente AC en la entrada del rectificador dentro de un rango aceptable establecido y prevenir cambios bruscos en el sistema. El dimensionamiento del filtro se realiza considerando la variación de la corriente en cada periodo de conmutación, para controlar el rizado de la señal de corriente.

Es necesario entonces analizar el peor de los casos para el funcionamiento del convertidor, en el que se tiene una variación de corriente máxima del 3%, con el sistema trabajando a plena carga, 100 KVA. Se utiliza el siguiente circuito elemental:

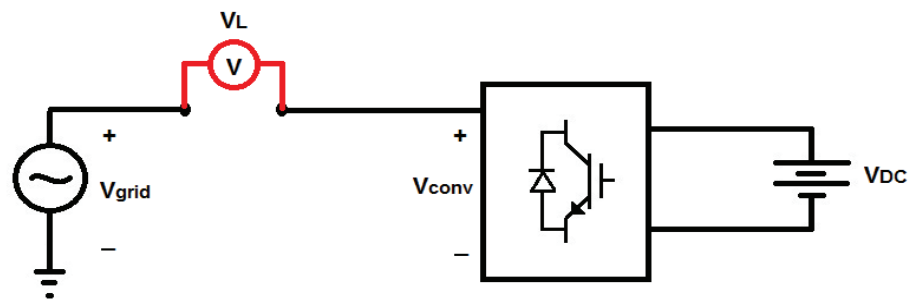


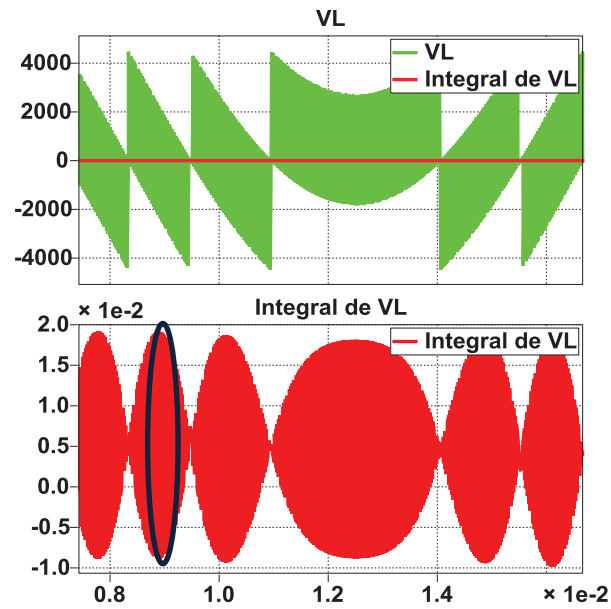
Figura 3.4 Dimensionamiento del Filtro Inductivo.

Una vez establecido se determina la variación máxima de voltaje que se observará, para tener un valor aproximado, y se procede a obtener el valor del inductor mediante la ecuación (2.13),

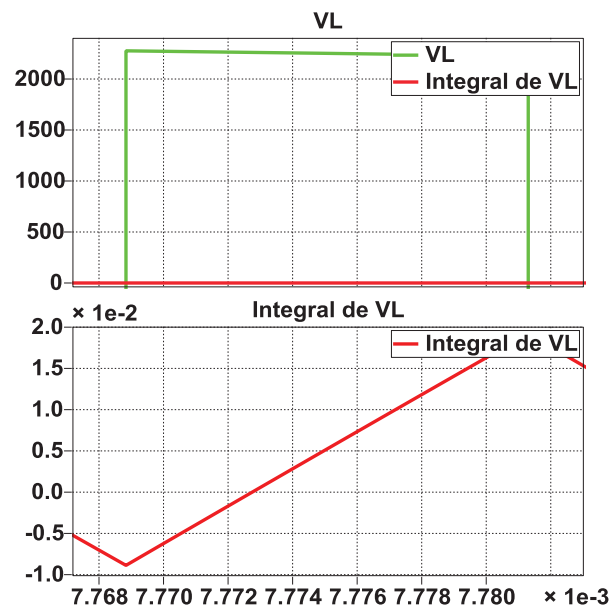
$$L_{HVDC} = \frac{\int V_L dt}{\Delta I_L}. \quad (3.3)$$

Donde la integral del voltaje del inductor $\int V_L dt$, permite determinar el área bajo la curva del voltaje del inductor y el ΔI_L es el porcentaje de rizado que tendrá la corriente fluyendo por el inductor que será de un 3%.

Primero se mide el voltaje que tendrá que soportar el inductor entre la red y los terminales de salida del rectificador, como se muestra:



(a)



(b)

Figura 3.5 Medición del área del voltaje del Inductor (a) Voltaje con Integral (b) Acercamiento (V vs. seg.).

Se calcula el área bajo la curva del voltaje del inductor,

$$\int V_L dt = 0.02806232. \quad (3.4)$$

Una vez calculada el área del voltaje del inductor, se calcula la corriente nominal para luego obtener ΔI_L ,

$$I_{Lnom} = \frac{100000 \text{ VA}}{7620 \text{ V}} \sqrt{2} = 18.557 \text{ A}, \quad (3.5)$$

$$\Delta I_L = 0.5\% I_{Lnom} = 0.092785. \quad (3.6)$$

Con estos valores se obtiene el valor del inductor,

$$L_{HVDC} = \frac{0.02806232}{0.092785} = 0.302 \text{ H}. \quad (3.7)$$

Para el presente rectificador el inductor a utilizar será de mínimo 0.302 H, se selecciona uno disponible de 400 mH.

En base al valor de este filtro, se establece también el ángulo fase de operación del rectificador para que la potencia máxima sea de 100 KVA aproximadamente. Aplicando las ecuaciones de flujo de potencia se obtiene que el ángulo está cerca de los 15 grados en atraso.

3.2 FILTRO CAPACITIVO DEL ENLACE HVDC

El filtro capacitivo para media tensión tiene como función almacenar energía para mantener el voltaje DC en la salida del rectificador dentro de un rango establecido, según el porcentaje de rizado definido en las especificaciones técnicas, absorbiendo los cambios bruscos de voltaje del mismo.

Siendo que al terminal DC llega una corriente cortada con magnitud irregular, la misma que posee dos componentes, una DC y una AC, la primera corresponderá al valor promedio de la forma de onda de corriente, en condiciones de carga normal corresponde a la corriente de la carga, en tanto la segunda, que corresponde al rizado, será la componente aportada por el capacitor que amortigua la forma de onda y limita su distorsión.

Para el proceso se considerará que cada bloque rectificador entregará el mismo voltaje DC, correspondiente a un tercio del voltaje DC total que se esperaría en dicho terminal, es decir un valor nominal de 4491 V. La componente DC será representada mediante una fuente de corriente DC, dejando así al capacitor únicamente una componente alterna que deberá limitar, y en base a esto se dimensiona el capacitor.

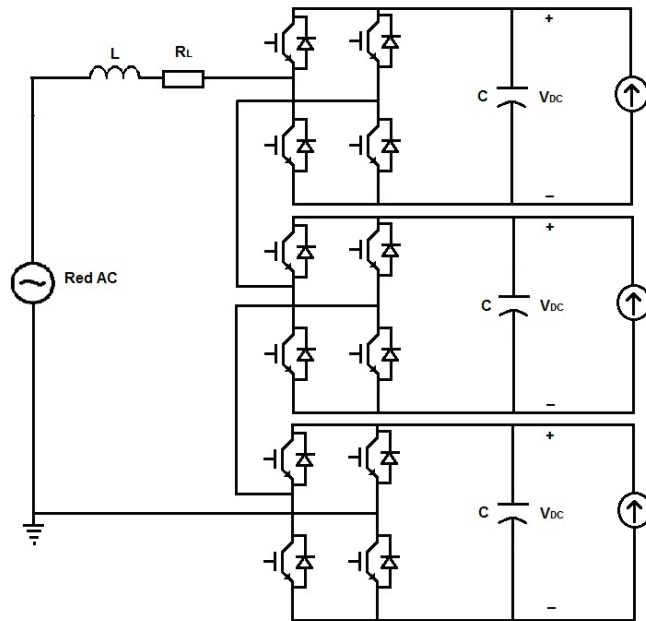


Figura 3.6 Filtros *HVDC* .

Se debe recordar que el uso de la fuente de corriente DC tiene un objetivo temporal, para proceder a la simulación del bloque rectificador sin considerar el resto del SST, esto quiere decir que no tendrá una aplicación final real. Para determinar el valor de esta fuente, se procederá a utilizar la simulación con fuentes DC en lugar de capacitores, y de la forma de corriente correspondiente se obtiene el promedio para cada nivel de convertidor.

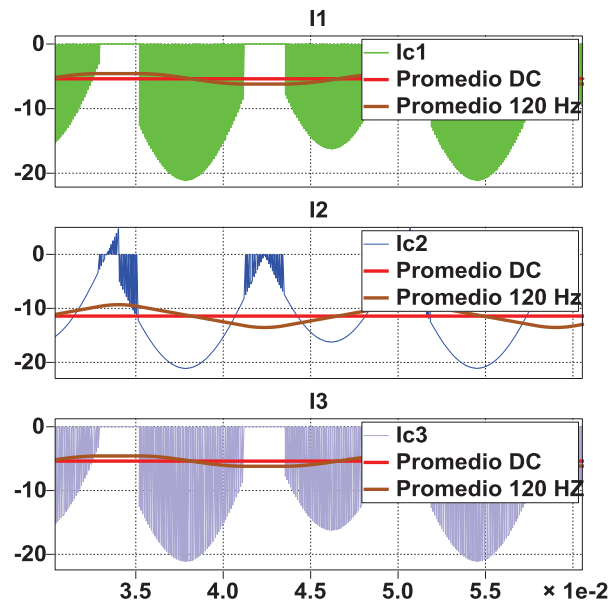


Figura 3.7 Corrientes en cada nivel del convertidor, promedio DC (rojo), a doble frecuencia (café) (A vs. seg.)

Las magnitudes de las corrientes en este caso se acercan a 5.345 A, 11.35 A y 5.345 amperios para el primer, segundo y tercer nivel respectivamente, y son los valores a utilizar para la simulación, aunque deberán ser modificados pues no son el valor exacto que se necesita. La potencia que entregará cada bloque se calcula en base la corriente DC previamente calculada y al Voltaje DC de los mismos,

$$P = I_{dc \text{ prom}} \cdot V_{cap} \quad (3.8)$$

Los tres bloques resultan con potencias de 24070 Watts, 51239 Watts y 24070 Watts respectivamente, demandadas, se usará en el cálculo a continuación un valor un poco superior en KVA para incluir la potencia

reactiva que es poca, pero que incrementa ligeramente la potencia compleja resultante. A continuación se obtienen los capacitores, basada en la ecuación en (2.15), en la que w_g es la frecuencia de la red y S_{max} es la potencia compleja máxima que entrega el capacitor. Entonces se tienen los valores de los capacitores a utilizar, y se muestran en la siguiente tabla:

Capacitor	Valor Calculado	Capacitor a Utilizar
C_{HVDC1}	225.17 μF	230 μF
C_{HVDC2}	479.18	480 μF
C_{HVDC3}	225.17 μF	230 μF

Tabla 3.2 Capacitores del filtro capacitivo de alto voltaje.

Se procede a verificar los valores calculados por medio de la simulación del rectificador en operación, como se muestra a continuación:

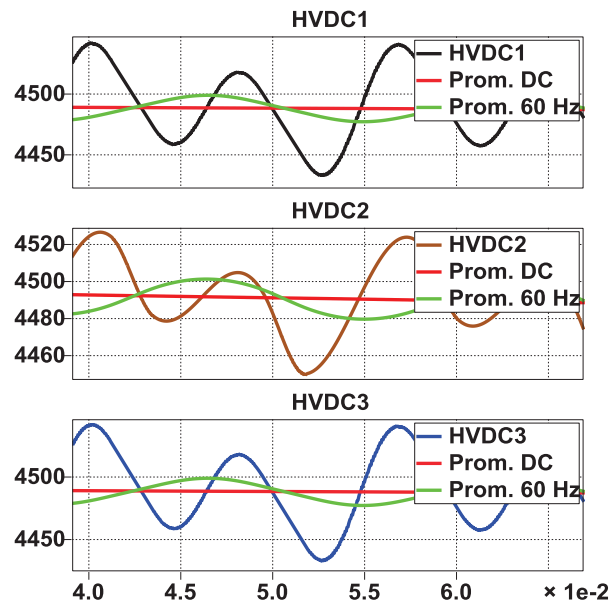


Figura 3.8 Voltajes en los capacitores del Bloque Rectificador, promedio DC (rojo), a doble frecuencia (verde) (V vs. seg.).

3.3 DUAL ACTIVE BRIDGE

El siguiente bloque es el Dual Active Bridge (DAB), el cual es el encargado de transformar el voltaje que recibe el SST. Como ya se mencionó en el capítulo anterior, este bloque recibe una señal DC y por medio de un convertidor la transforma en una señal AC de alta frecuencia y un transformador es el encargado de reducir el voltaje para luego transformar la señal en una señal DC.

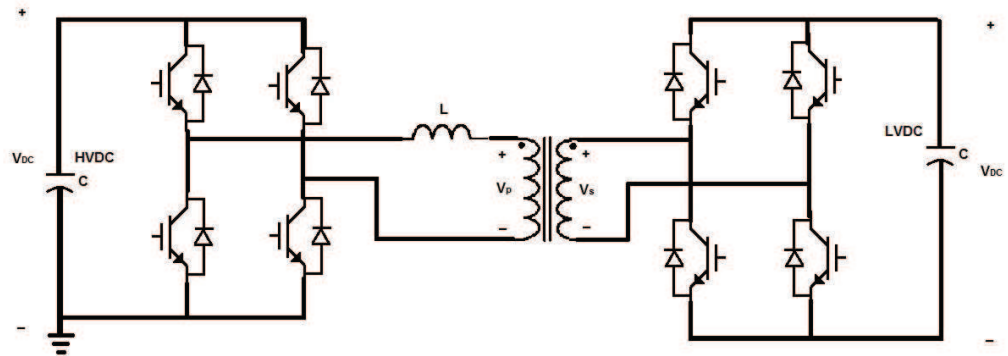


Figura 3.9 Esquema del DUAL ACTIVE BRIDGE.

El SST va a estar compuesto por tres DAB que reciben la señal DC de los capacitores del bloque anterior. En cada DAB se tiene un voltaje de $4491 V_{DC}$ en la entrada y en la salida un voltaje de $400 V_{DC}$.

Magnitud	Valor Nominal
Voltaje DC entrada	4491 V
Voltaje DC salida	400 V
Frecuencia de Conmutación, f_s	20 KHz

Tabla 3.3 Especificaciones del DAB.

3.3.1 DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES

Para poder lograr la transformación de la señal de corriente continua se tienen conmutadores de alta frecuencia, operados por la señal de

salida del PSM. Los conmutadores trabajan en secuencia soportando cada uno un voltaje de 2.5 kV.

La frecuencia de conmutación tiene que ser lo suficientemente alta para poder disminuir el tamaño del área del núcleo del transformador a utilizar, por lo que es necesario utilizar conmutadores que puedan operar a alta frecuencia y con pérdidas pequeñas que puedan ser despreciadas.

3.3.2 DIMENSIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA

El transformador es el encargado en reducir el voltaje de entrada de 4491 V a 400 V. Este recibe la señal de alta frecuencia, la cual permite reducir el tamaño del área del núcleo del transformador.

Para el diseño del SST se considera un transformador ideal, sin pérdidas con una relación de vueltas entre el devanado primario y secundario, según la ecuación (2.11),

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{4491 V}{400 V} = 11.23:1, \quad (3.9)$$

la relación de transformación del transformador de alta frecuencia calculado es de 11.23:1.

3.3.3 DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR

La función del filtro inductivo es de almacenamiento de la energía necesaria para sostener el valor de la corriente y su rizado dentro de un rango aceptable establecido y prevenir cambios bruscos en el sistema. El dimensionamiento del filtro se lo hace considerando la potencia máxima de entrada al DAB utilizando la ecuación (2.22), siendo el voltaje V_0' el voltaje de salida reflejado en el lado primario, es decir, multiplicado por la relación de vueltas.

Fijando la potencia al valor máximo que recibe el DAB del bloque anterior y fijando el valor del ángulo ϕ en un valor establecido, que se selecciona en un ángulo de 30° , se despeja la ecuación para determinar el valor del inductor según (3.7), pero se debe tomar en cuenta que la potencia a utilizar únicamente para el cálculo del inductor será de dos veces la potencia que esperamos maneje el DAB, esto se debe a que al ser un circuito monofásico, la potencia promedio debido a la naturaleza del convertidor será de la mitad de la potencia pico. En caso de no sobredimensionar tendremos que el DAB se saturará antes de llegar al pico doble del nominal.

$$L_{DAB} = V_0' \frac{V_i * \phi * \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)}{2 * \pi * f_s * P_0} \quad (3.10)$$

Inductor	Valor Calculado	Inductor a Utilizar
L_{DAB1}	1.4001 mH	1.4 mH
L_{DAB2}	6.865 mH	0.7 mH
L_{DAB3}	1.4001 mH	1.4 mH

Tabla 3.4 Inductores a utilizar en el bloque DAB.

Debido a que son 3 DABs, uno para cada nivel de voltaje que sale del rectificador es necesario el dimensionamiento de 3 inductores.

3.4 BLOQUE INVERSOR

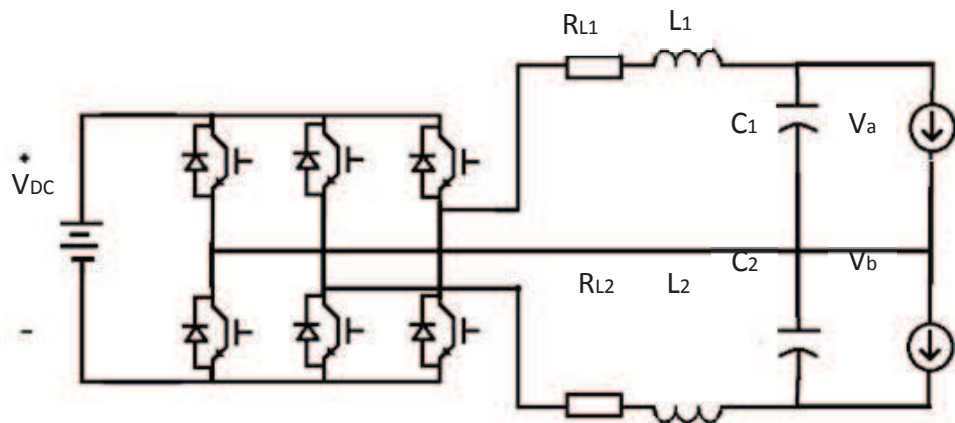


Figura 3.10 Esquema del Bloque Inversor.

El bloque inversor es la última etapa del STT y en esta etapa el voltaje DC que sale del Dual Active Bridge se transforma al voltaje AC que va a ser utilizado por el consumidor mediante modulación por ancho de pulsos.

Para el efecto se conecta el inversor del filtro *LVDC* que está a continuación del DAB, entonces el voltaje nominal DC del inversor será de 400 V, y tiene capacidad de entregar hasta 100 KVA de potencia. En este caso los interruptores tienen suficiente capacidad como para soportar el voltaje DC, entonces no será necesaria la configuración de diodos en cascada.

Las especificaciones del inversor serán las siguientes:

Magnitud	Valor Nominal
Voltaje RMS en la red, V_g^n	110 V
Corriente Pico en la red, I_g^{pk}	642.82 A
Frecuencia de Conmutación, f_s	20 KHz
Voltaje DC-link, V_{dc}^n	400 V
Porcentaje de Rizado de Corriente AC Pico	4%
Porcentaje de Rizado de Voltaje DC Pico	1%

Tabla 3.5 Especificaciones del Inversor.

3.4.1 DIMENSIONAMIENTO DE LOS CONMUTADORES

Las características que se necesitan en los conmutadores para el bloque inversor se analizan a continuación. El dispositivo deberá operar a un voltaje nominal DC de 400, entonces será necesario que

el bloque de conmutación tenga capacidad para operar hasta con ese valor. En cada momento del proceso de conmutación se tiene dos interruptores conduciendo y no conduciendo para cada bloque, por lo que la capacidad de esperar que soporte debe ser de 200 V cada conmutador.

Las consideraciones del modelo, como pérdidas y demás se las destaca en el dimensionamiento de los interruptores del rectificador, y son las mismas para este proceso. El voltaje de salida será de 220 V y la carga a alimentar es de 100 KVA con un factor de potencia esperado de 0.8 en el peor de los casos, entonces la corriente nominal correspondiente será de 454.55 Amperios del lado AC, en el lado DC la corriente nominal que se espera es de 250 Amperios en el extremo de baja del DAB que se conecta con el rectificador.

La potencia de salida del convertidor viene determinada por la frecuencia de conmutación, el índice de modulación, y el inductor que se va a utilizar, pues de ambos depende que el convertidor entregue la potencia adecuada. Dado que es más complicado alcanzar una frecuencia indicada para un valor de inductancia fijo, en el modelo se procederá a establecer un valor de frecuencia de conmutación para el bloque de modulación mediante ancho de banda, y la misma se

establece en 20 KHz y después se determinará el índice de modulación.

3.4.2 DIMENSIONAMIENTO DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN

El índice de modulación m_a sobre el cuál trabaja el rectificador estará dado por la relación entre el voltaje AC que alimenta la carga y el voltaje a la entrada del convertidor DC; se toma un índice de modulación que permita tener un rango de oscilación considerable en el terminal AC del rectificador, no menor al 85% del valor nominal, considerando que el voltaje del convertidor es el mismo que el de la red, $220 V_{rms}$ y el voltaje DC es de 400 V, el valor del índice de modulación será de acuerdo a la ecuación ,

$$m_a = \frac{V_{grid_pico}}{V_{DC}}, \quad (3.11)$$

$$m_a = \frac{220 * \sqrt{2}}{400} = 0.7778. \quad (3.12)$$

La expresión anterior determina que el índice de modulación será de 0,8.

3.4.3 DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO INDUCTIVO

La función del filtro inductivo es de almacenamiento de la energía necesaria para sostener el rizado de la corriente AC en la entrada del

rectificador dentro de un rango aceptable establecido y prevenir cambios bruscos en el sistema. El dimensionamiento del filtro se lo realiza considerando la variación de la corriente en cada periodo de conmutación, para controlar el rizado de la señal de corriente.

Es necesario entonces analizar el peor de los casos para el funcionamiento del convertidor, en el que se tiene una variación de corriente máxima del 5.3%, con el sistema trabajando a plena carga, 100 KVA. Se utiliza el siguiente circuito elemental:

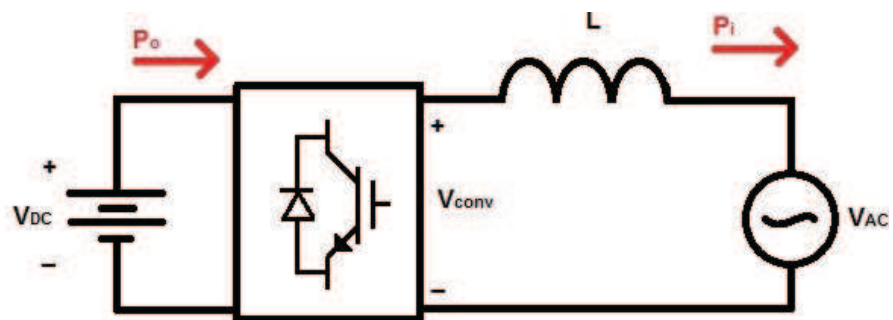


Figura 3.11 Dimensionamiento del Filtro Inductivo.

Una vez establecidos los parámetros, se determina la variación máxima de voltaje que se observará, para tener un valor aproximado, y se procede a obtener el valor del inductor mediante la ecuación (3.2), donde la integral del voltaje del inductor $\int V_L dt$, determina el área bajo la curva del voltaje del inductor y el ΔI_L es un porcentaje de rizado que tendrá la corriente fluyendo por el inductor que será de un 4%.

Primero se mide el voltaje que tendrá que soportar el inductor entre la red y los terminales de salida del rectificador, como se muestra a continuación:

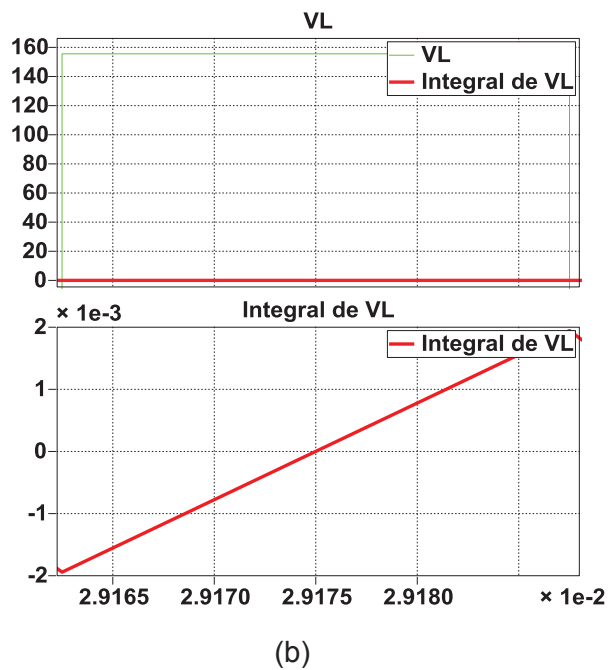
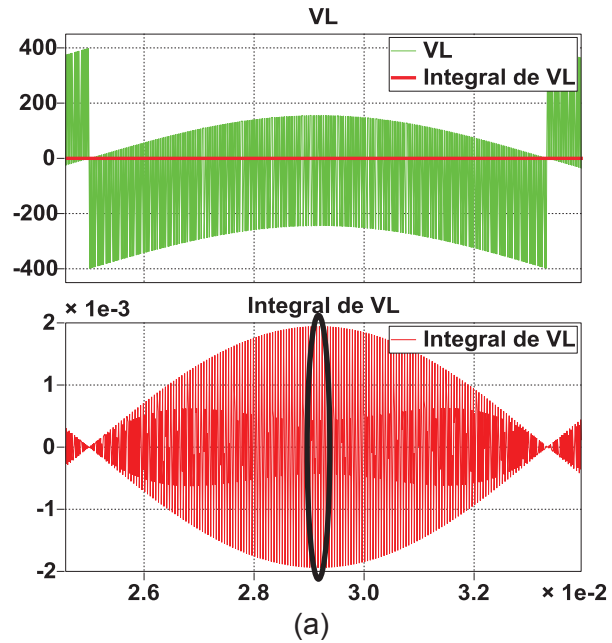


Figura 3.12 Medición del área del voltaje del Inductor (a) Voltaje con Integral (b) Acercamiento (V vs. seg.).

Se calcula el área bajo la curva del voltaje del inductor,

$$\int V_L dt = 393.75 * 10^{-6}. \quad (3.13)$$

Una vez calculada el área del voltaje del inductor, se calcula la corriente nominal pico para luego obtener ΔI_L ,

$$I_L^{pk} = \frac{100000 VA}{2 * 110 V} \sqrt{2} = 642.82 A, \quad (3.14)$$

$$\Delta I_L = 3.5\% I_{Lnom} = 22.4987. \quad (3.15)$$

Con estos valores se obtiene el valor del inductor,

$$L_{Vo} = \frac{393.75 * 10^{-6}}{22.49878} = 175.01 \mu H. \quad (3.16)$$

Para el presente caso el inductor a utilizar será de mínimo $170.01 \mu H$, se selecciona uno disponible de $175 \mu H$.

En base al valor de este filtro, se establece también el ángulo fase de operación del rectificador para que la potencia máxima sea de 100 KVA aproximadamente. Aplicando las ecuaciones de flujo de potencia se obtiene que el ángulo está cerca a los 15.5 grados.

Como son dos inductores, pero de circuitos simétricos los que hay que obtener, el dimensionamiento es válido para ambos, de manera que ambos inductores de los circuitos de salida del inversor tendrán el mismo valor.

3.5 FILTRO CAPACITIVO DE ENLACE LVDC

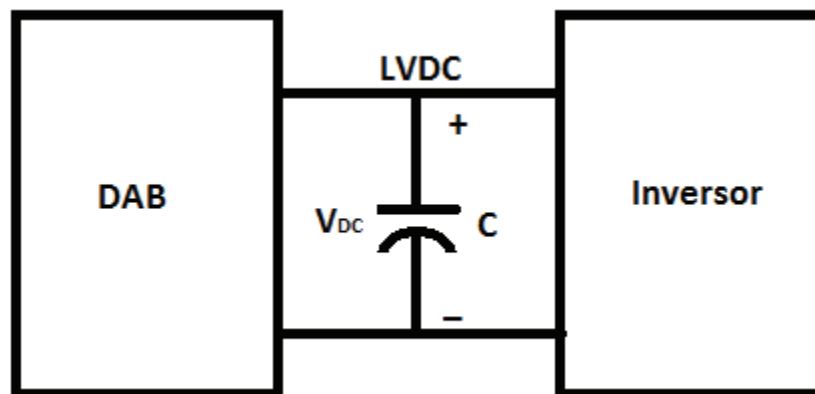


Figura 3.13 Esquema del Filtro LVDC.

La función del filtro LVDC es mantener el voltaje de salida del respectivo Dual Active Bridge dentro del rango establecido en las especificaciones de este, y a la vez servir de conexión para el bloque inversor.

Entonces en el dimensionamiento del filtro capacitivo para Bajo Voltaje, se debe que considerar el capacitor teórico que se necesita para sostener el rizado a la salida del DAB y el capacitor teórico que se necesita a la entrada

del inversor para mantener el rizado, y determinar qué capacitor tiene mayor influencia en el desempeño del circuito.

En el presente proyecto se calcularán ambas capacitancias mencionadas previamente, pero al momento de seleccionar la magnitud del capacitor se considerarán dos opciones, primero el capacitor de mayor valor de entre los tres calculados para el DAB y segundo considerando solo la capacitancia que se dimensionará considerando el efecto en el inversor. El modelo que obtenga mejor respuesta será el que entregue el valor de capacitancia a utilizar.

3.5.1 DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR SEGÚN EL DAB

Dado que serán tres los DAB que funcionaran para reducir el voltaje de 4491 V a 400 V cada uno, se necesitarán tres capacitores que permitan mantener este voltaje. El proceso de dimensionamiento es similar al seguido para los capacitores del filtro *CHVDC*.

Primero, en base a la curva de corriente de salida I_o se determinará el valor promedio de la misma, que servirá para representar a la carga del DAB. , el capacitor entonces se diseña según la ecuación 2.15, siendo la frecuencia nominal de 20000 Hz y un porcentaje de rizado del 1%. Como las salidas de los tres DAB están en paralelo para

entregar la potencia a un voltaje de 400 V dc, la capacitancia final que se utilizará en el extremo del DAB corresponderá a la que tiene mayor incidencia de las tres, es decir la de mayor magnitud, en este caso será la de $360 \mu F$.

La potencia nominal y el valor de las capacitancias teóricas, así como el valor de las capacitancias a utilizar se muestran a continuación:

Capacitancia	Potencia (KVA)	Valor Teórico	Capacitor a Utilizar
C_{LVDC1}	25	$176 \mu F$	$180 \mu F$
C_{LVDC2}	55	$351.7 \mu F$	$360 \mu F$
C_{LVDC3}	25	$176 \mu F$	$180 \mu F$

Tabla 3.6 Capacitancias para el filtro LVDC.

3.5.2 DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR SEGÚN EL INVERSOR

La función del filtro capacitivo es almacenar –y liberar- energía para mantener el voltaje DC en la entrada del inversor dentro de un rango establecido, según el porcentaje de rizado definido en las especificaciones técnicas, absorbiendo los cambios bruscos de voltaje del mismo.

Siendo que al terminal DC llega una corriente cortada con magnitud irregular, la misma que posee dos componentes, una DC y una AC, la primera corresponderá al valor promedio de la forma de onda de corriente, en condiciones de carga normal corresponde a la corriente de la carga, en tanto la segunda, que corresponde al rizado, será la componente aportada por el capacitor que amortigua la forma de onda y limita su distorsión.

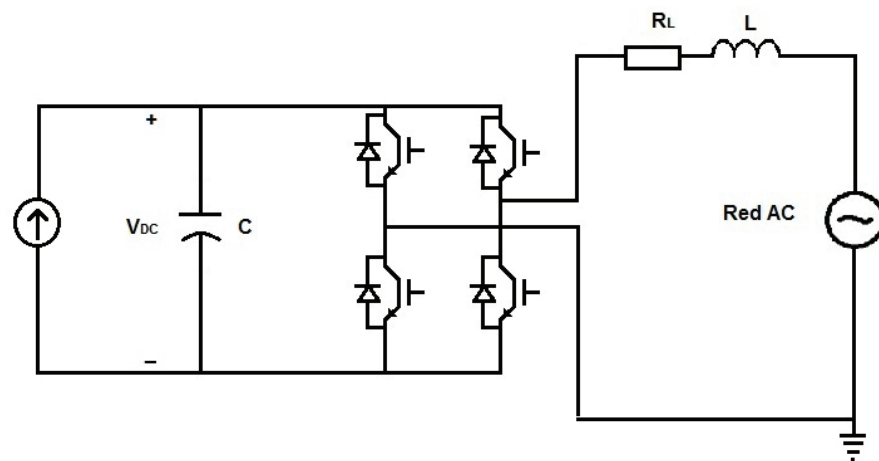


Figura 3.14 Dimensionamiento Filtro Capacitivo Según el Inversor.

Se seguirá el mismo proceso utilizado para dimensionar el capacitor del filtro $LVDC$, considerando que el voltaje DC en la entrada del inversor deberá ser idealmente de 400 V. La componente DC será representada mediante una fuente de corriente DC, dejando así al capacitor únicamente una componente alterna que deberá limitar, y en base a esto se dimensiona el capacitor.

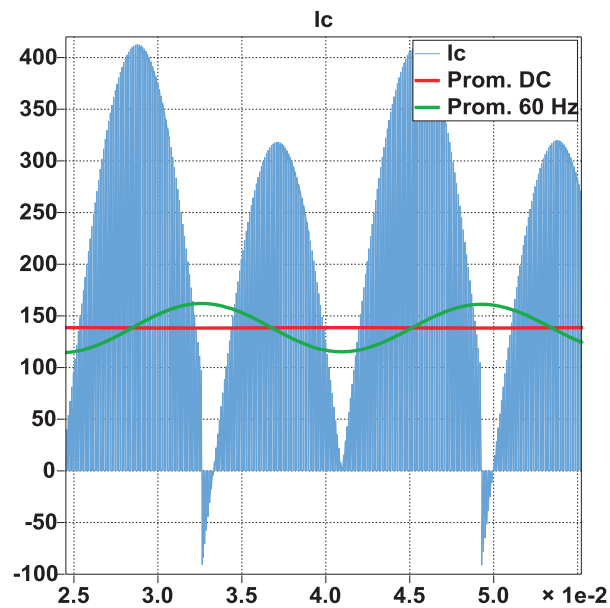


Figura 3.15 Corriente promedio en el convertidor (A vs. seg.).

Se debe recordar que el uso de la fuente de corriente DC tiene un objetivo temporal, para proceder a la simulación del bloque inversor sin considerar el resto del SST, esto quiere decir que no tendrá una aplicación final real. Para determinar el valor de esta fuente, se procederá a utilizar la simulación con fuentes DC en lugar de capacitores, y de la forma de corriente correspondiente promedio en la entrada del convertidor

La magnitud de esta corriente en este caso se acerca a los 138.8 amperios, valor a utilizar para la simulación, aunque deberán ser modificados pues no son el valor exacto que se necesita, sino más bien un punto inicial cercano al necesario.

La potencia que entregará cada bloque se calcula en base la corriente DC previamente calculada y al Voltaje DC de los mismos,

$$P = I_{dc\ prom} \cdot V_{cap} \quad (3.17)$$

El convertidor entregará una potencia de 97920 Watts aproximadamente, demandados, se usará en el cálculo a continuación un valor un poco superior en KVA para incluir la potencia reactiva que es poca, pero que incrementa ligeramente la potencia compleja resultante.

A continuación se obtienen los capacitores, basada en la ecuación en (2.15), en la que w_g es la frecuencia de la red y S_{max} es la potencia compleja máxima que entrega el capacitor. Entonces se tiene el valor del capacitor a utilizar, y se muestra en la siguiente tabla:

Capacitor	Valor Calculado	Capacitor a Utilizar
C_{LVDC}	117 mF	120 mF

Tabla 3.7 Capacitor del filtro capacitivo de bajo voltaje.

Se procede a verificar el voltaje calculado por medio de la simulación del inversor en operación, como se muestra a continuación:

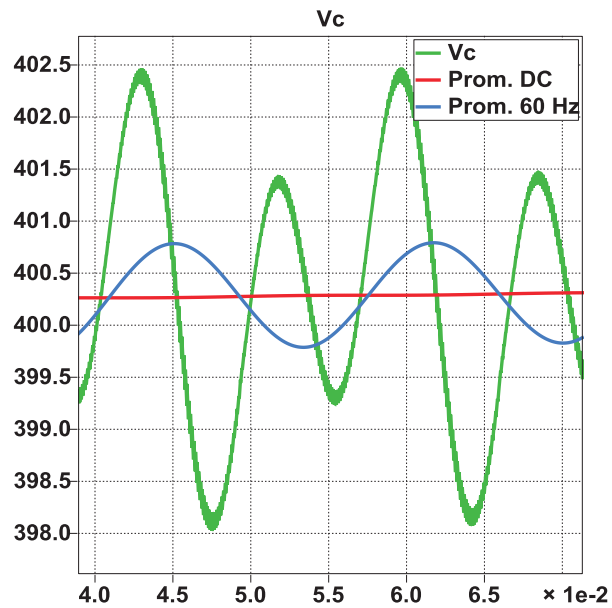


Figura 3.16 Voltaje en el capacitor del Bloque Inversor (V vs. seg.).

3.5.3 SELECCIÓN DEL CAPACITOR ADECUADO

Como se puede observar en las gráficas, ambos modelos entregan la respuesta que su respectivo convertidor necesita, pero el valor del capacitor seleccionado para la salida del DAB no proveerá una respuesta adecuada para el inversor, pues en el dimensionamiento se establece un valor mínimo, que no sería respetado y es de esperar entonces que el rizado se exagere.

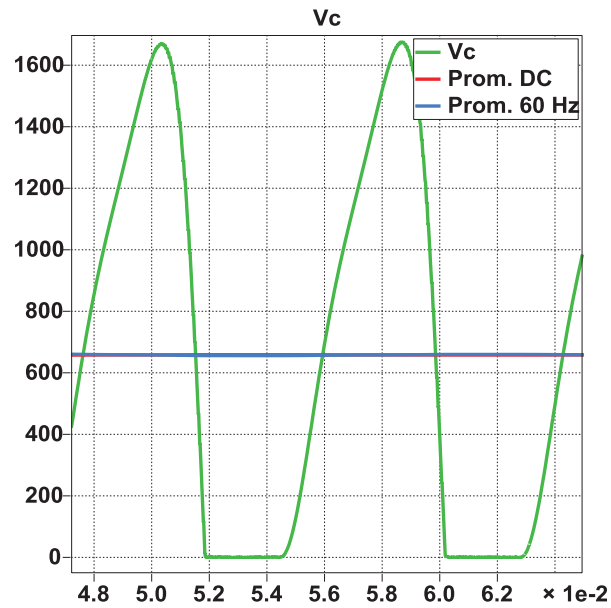


Figura 3.17 Gráfica del Voltaje en el Inversor con el Capacitor dimensionado según el DAB (V vs. seg.).

Por otro lado realizando el experimento inverso, se coloca el capacitor dimensionado para el inversor a la salida del DAB, en este caso la respuesta que se entrega es la que se observa a continuación en la Fig. 3.17, y en la misma se puede observar que el DAB si puede obtener una respuesta adecuada, aunque el capacitor tenga un valor muy superior al dimensionado según el DAB.

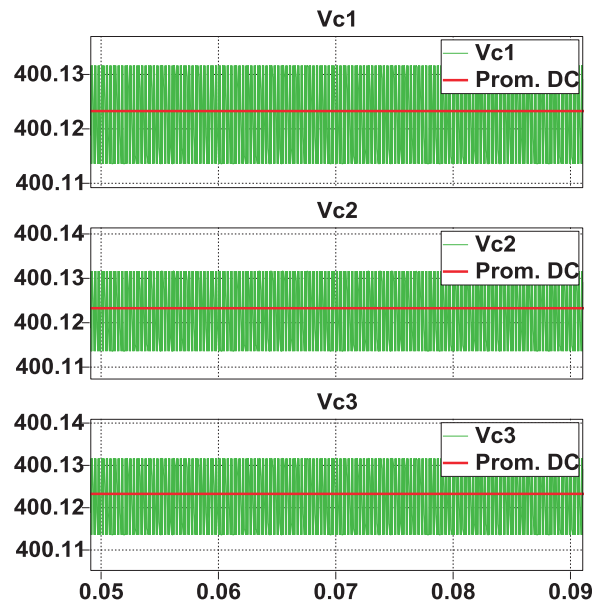


Figura 3.18 Gráfica del Voltaje en el Inversor con el Capacitor dimensionado según el DAB (V vs. seg.).

Con esto se puede observar que el capacitor que tiene mayor impacto en el modelo es el del inversor y es ese el que se debe utilizar. Otra opción podría ser agregarle a la magnitud del capacitor dimensionado para el inversor, el capacitor equivalente para el DAB, pero dado que la magnitud de este último es muy inferior que el primero, incluso se podría despreciar este valor y la respuesta no afectaría mucho. Por estos motivos se selecciona finalmente un capacitor con la magnitud dimensionada para el inversor, en este caso de 120 mF .

3.5.4 DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR A LA RED

El inversor, además de necesitar un capacitor en su entrada, necesita un capacitor en la conexión a la red para mantener el rizado de la

onda sinusoidal en un valor adecuado. La función del filtro capacitivo es almacenar –y liberar- energía para mantener el rizado voltaje AC en la salida del inversor dentro de un rango establecido, según el porcentaje de rizado definido en las especificaciones técnicas, absorbiendo los cambios bruscos de voltaje del mismo.

Se seguirá un proceso similar al utilizado para para dimensionar el capacitor del filtro LVDC, considerando que el voltaje AC a la salida del convertidor deberá ser idealmente de $110 V_{rms}$ en cada sección. La componente encargada de la potencia activa consumida será representada por medio de una resistencia equivalente al consumo máximo sobre el voltaje nominal,

$$R = \frac{V_{rms}^2}{P_{nominal}}. \quad (3.18)$$

Siendo que el voltaje RMS en cada fase es de $110 V_{rms}$ y la potencia de cada fase se obtiene mediante la fórmula de flujo de potencia, pero dividiendo la misma para dos ya que son dos circuitos simétricos.

La potencia que entregará el inversor se calcula en base la corriente DC previamente calculada y al Voltaje DC del capacitor de los mismos, aunque recordando que para obtener el valor de los

capacitores basta con utilizar una fuente de voltaje DC en su lugar, por facilidad, entonces se tiene que

$$P = I_{dc\ prom} \cdot V_{DC}, \quad 3.19$$

el convertidor entregará una potencia de 97920 Watts aproximadamente, demandados, se usará en el cálculo a continuación un valor un poco superior en KVA para incluir la potencia reactiva que es poca, pero que incrementa ligeramente la potencia compleja resultante.

A continuación se obtienen los capacitores, basada en la ecuación en (2.15), en la que w_g es la frecuencia de la red y S_{max} es la potencia compleja máxima que entrega/consume el capacitor por circuito. Entonces se tiene los valores de los capacitores a utilizar, recordando que los valores de voltaje a utilizar serán los picos o máximos, y se muestran en la siguiente tabla:

Capacitor	Valor Calculado	Capacitor a Utilizar
C_{y0a} y C_{y0b}	2.279 mF	2.5 mF

Tabla 3.8 Capacitores del filtro capacitivo de voltaje a la red.

Se procede a verificar el voltaje calculado por medio de la simulación del inversor en operación, como se muestra a continuación:

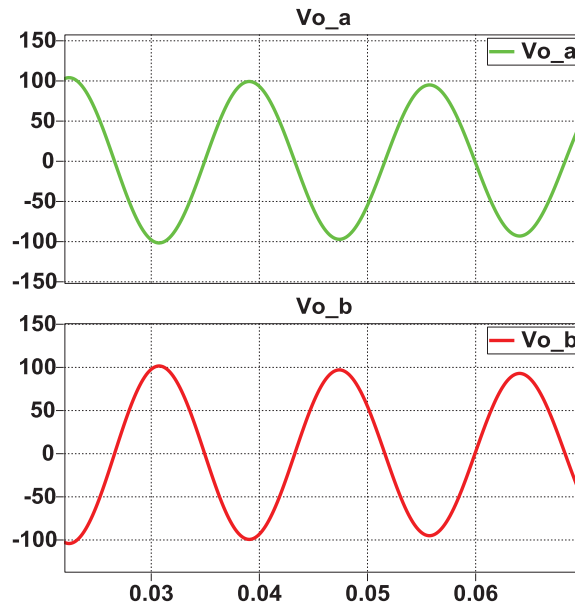


Figura 3.19 Voltajes de Salida del Inversor (V vs. seg.).

Con el modelo Open Loop del SST terminado ahora se procede a diseñar el control de cada uno de los bloques que componen al dispositivo. Con los fundamentos de control automático, será necesario primero encontrar las respectivas funciones de transferencia de cada bloque para de esta forma lograr que el SST tenga respuestas lo más rápidas posibles a perturbaciones y variaciones en la carga, pero principalmente mantener las respuestas en un valor estable hasta donde las condiciones de operación del dispositivo establecen.

CAPÍTULO IV

MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR

En el siguiente capítulo se abarcará el diseño del controlador tanto de los voltajes y de las corrientes de las diferentes etapas del SST, basado en el esquema mostrado en la figura 3.2 vista en el capítulo anterior. Se diseñarán los diferentes controladores para cada una de las etapas del SST por separado y se realizarán las simulaciones respectivas para comprobar el funcionamiento de los controladores calculados.

4.1 DISEÑO DE LOS CONTROLADORES

Para poder obtener los controladores del SST, se analizará las diferentes etapas que constituyen al equipo. Se empezará planteando el modelo matemático de las diferentes etapas utilizando las respectivas ecuaciones fundamentales y luego se obtendrá el modelo de control.

Como punto inicial del presente capítulo, se presenta el esquema del circuito del SST, como se puede observar en la figura 4.1 y se analiza etapa por etapa para el cálculo del controlador.

La primera etapa a analizar será el convertidor AC/DC donde se obtendrá el controlador de la corriente AC que proviene de la red e ingresa al SST.

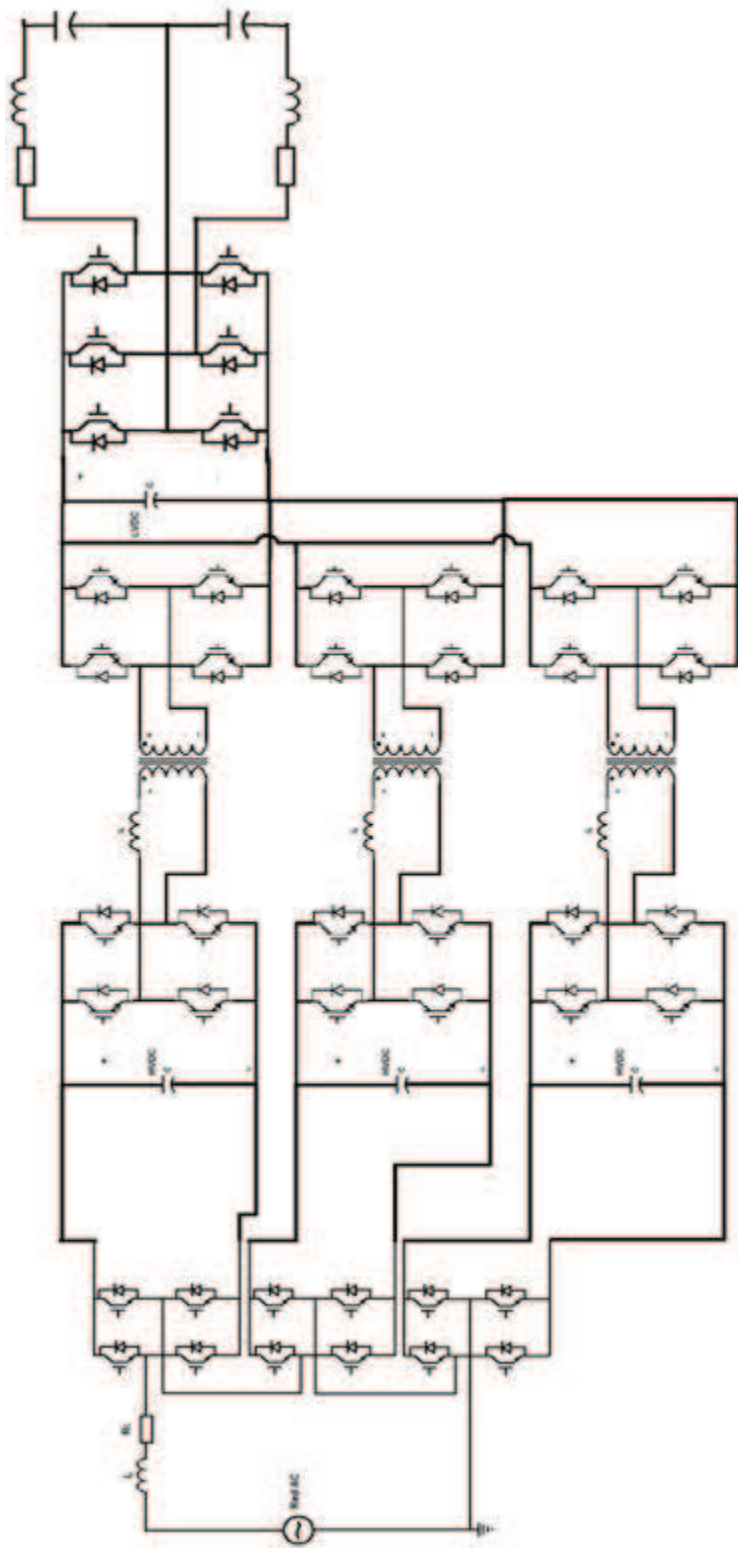


Figura 4.1. Esquema del SST.

4.1.1. CONTROLADOR DE LA CORRIENTE DEL CONVERTIDOR AC/DC

Para obtener el diseño del controlador de la corriente que entra al convertidor AC/DC en el lado de *HVDC*, se presenta un esquema en la figura 4.2 donde se mide la corriente que ingresa al convertidor y se compara con la señal de corriente de referencia y en la salida del controlador se obtiene la señal de modulación, la cual generará los pulsos necesarios para regular la corriente.

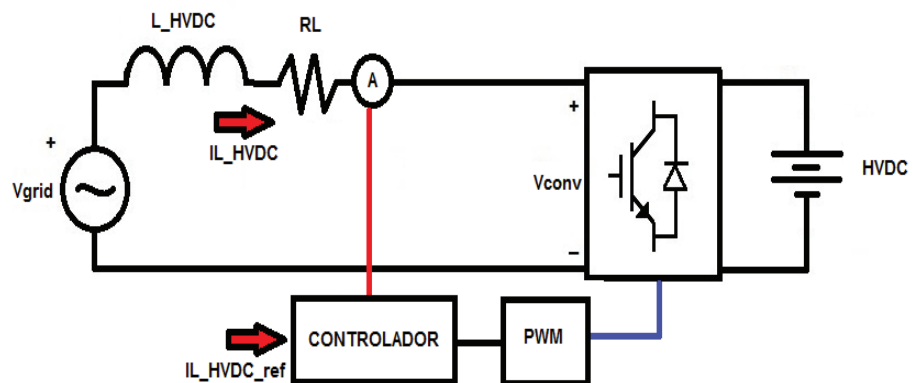


Figura 4.2 Esquema del controlador de corriente del convertidor AC/DC en el lado *HVDC*.

Para poder obtener el controlador, es necesario analizar las ecuaciones fundamentales de esta etapa del SST. Por medio de la Ley de Voltaje de Kirchhoff, se obtiene la ecuación,

$$V_{grid} - V_{conv} = I_{L_{HVDC}} * (X_L + RL). \quad (4.1)$$

La ecuación 4.1 se encuentra en función del tiempo, si se aplica la transformada de Laplace para obtener la ecuación en dominio de la frecuencia se obtiene,

$$-V_{conv} = IL_{HVDC} * (L s + RL), \quad (4.2)$$

donde la corriente IL_{HVDC} será,

$$IL_{HVDC} = \frac{-V_{conv}}{(L s + RL)} = - \frac{m * HVDC}{(L s + RL)}. \quad (4.3)$$

De esta forma se puede obtener la ganancia del sistema que será,

$$\frac{IL_{HVDC}}{m} = - \frac{HVDC}{(L s + RL)}. \quad (4.4)$$

$$\frac{IL_{HVDC}}{m} = - \frac{13470}{(0.4 s + 0.01)}. \quad (4.5)$$

Con la ganancia del sistema se obtendrá el controlador, por medio del método del factor k o el método del polo resonante. Para este controlador el método del polo resonante tiene cierta ventaja ya que la ganancia a la frecuencia AC del sistema, 60 Hz, podría ser pequeña por lo que a esta frecuencia se agrega un polo resonante para aumentar la ganancia y así mejorar la respuesta del control.

Para el controlador se espera un margen de fase de 60° y que la frecuencia crossover sea de 1000 Hz o de 6283.2 rad/seg . En la figura 4.3 se muestra el diagrama de Bode de magnitud y de fase del sistema, con el signo contrario para poder crear el controlador.

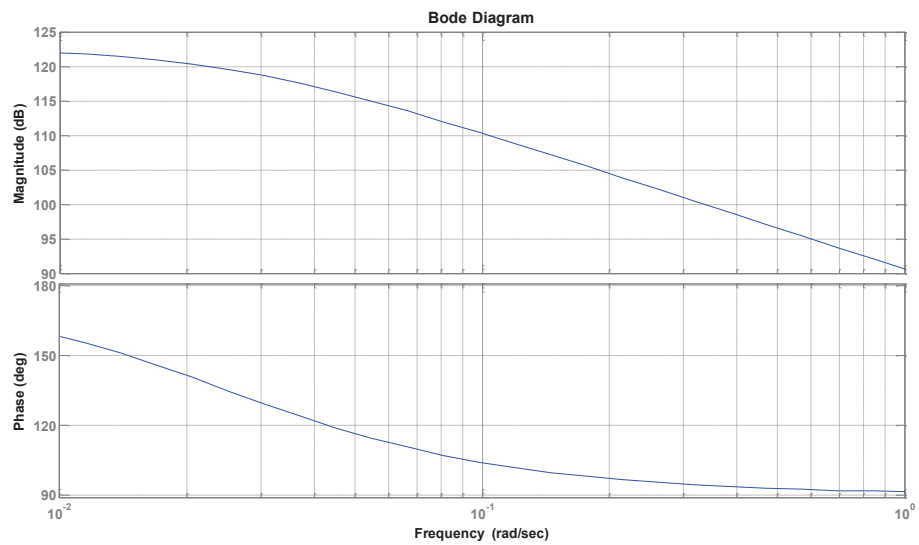


Figura 4.3. Diagrama de Bode de ganancia del sistema de corriente del convertidor AC/DC.

Utilizando la herramienta Sisotool de Matlab, se diseña el controlador agregando el polo resonante a la frecuencia AC de la red, 377 rad/seg , y para compensar el polo resonante se agrega tres ceros a frecuencias menores. Se agrega un integrador para obtener un error de estado estable cero ante una onda escalón.

Una vez agregado el polo, los ceros y el integrador, se manipula los ceros para obtener un margen de fase de 60° a la frecuencia de corte establecida. Una vez que se obtuvo el margen de fase establecido se observa la ganancia a la frecuencia de corte y se calcula el valor de K_c para que la ganancia a la frecuencia de corte sea cero. De esta forma se obtiene el controlador $G_{ci_{HVDC}}$,

$$G_{ci_{HVDC}} = - \frac{0.177 s^3 + 583.98 s^2 + 628432.73 s + 221526622.88}{s^3 + 142100 s} \quad (4.6)$$

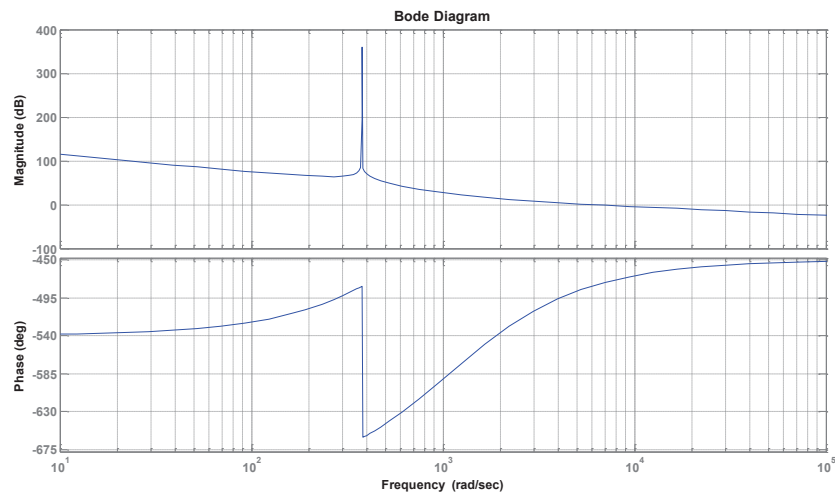


Figura 4.4. Diagrama de Bode de corriente del convertidor AC/DC con el controlador.

Para comprobar que el controlador hallado es correcto, se simula el circuito del convertidor, utilizando la corriente máxima que se halló en

el capítulo anterior como referencia, $18.56 A_{pk}$ y se observa si la corriente que entra al rectificador siga la referencia establecida.

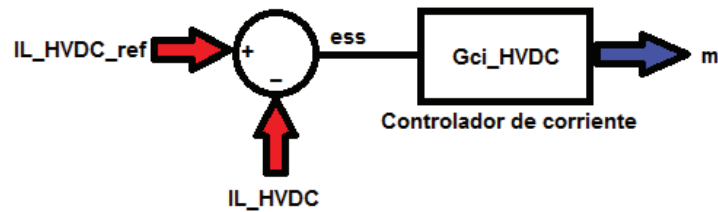


Figura 4.5 Diseño del controlador de corriente del convertidor AC/DC.

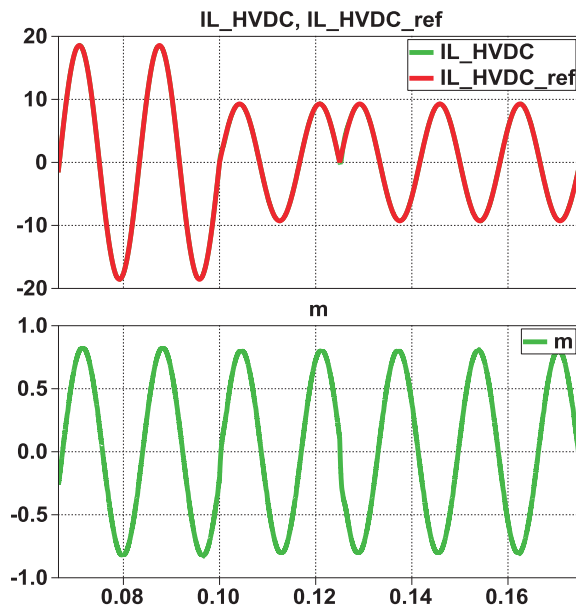


Figura 4.6 Control de corriente del convertidor AC/DC (A vs. seg.).

En la figura 4.6 observamos, como la corriente que entra al convertidor es aproximadamente la corriente máxima de referencia ingresada, $18.56 A_{pk}$ y luego se reduce la corriente a la mitad debido

a que la referencia cambió y por último la señal de corriente se desfasa al igual que la referencia.

4.1.2. CONTROLADOR DEL HVDC DEL CONVERTIDOR AC/DC

Una vez hallado el controlador de corriente del convertidor, se calcula el controlador del voltaje para cerrar el lazo externo. Se realizará el controlador del *HVDC*, de los tres capacitores del convertidor AC/DC.

En la figura 4.7 se muestra un esquemático del controlador a realizar, en el cual se mide la energía de los capacitores C_{HVDC} , los cuales son comparados con la energía de referencia de los 3 capacitores y luego pasan al controlador que emite la señal de control, encargada de generar los pulsos necesarios para regular el voltaje.

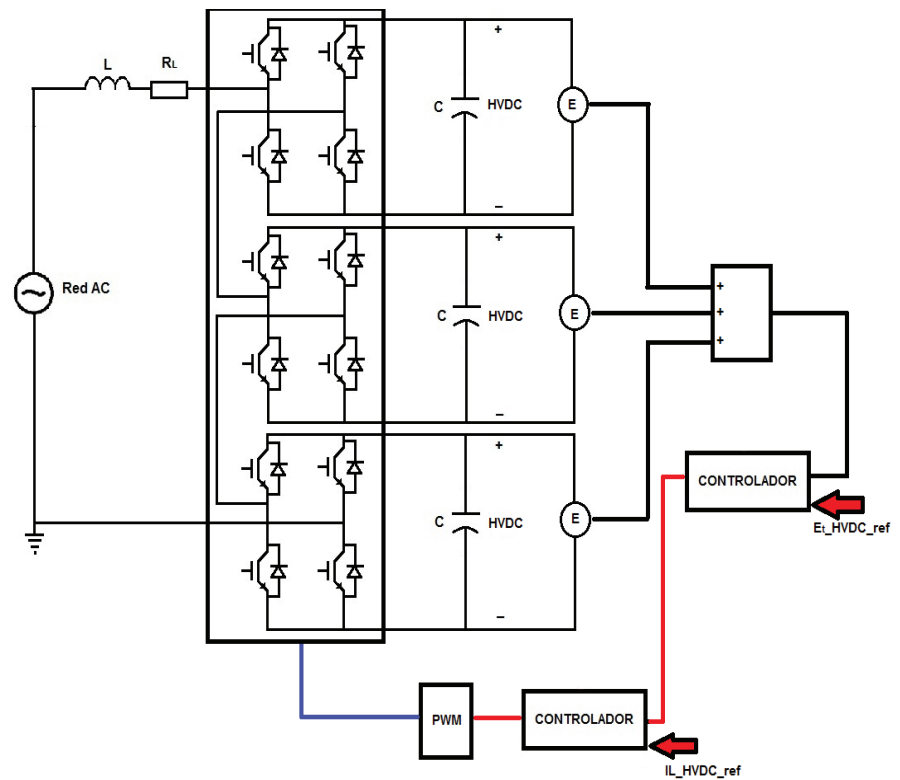


Figura 4.7 Esquema del controlador del HVDC del rectificador.

Con las ecuaciones fundamentales de esta etapa del SST se obtendrá la ganancia del sistema, para luego por el método del factor k , obtener la ganancia del controlador del voltaje. Tomando la ecuación de la energía total de los capacitores del convertidor AC/DC,

$$E = \int P_{conv} - P_o, \quad (4.7)$$

siendo P_{conv} la potencia que entra a los capacitores y P_o la potencia que sale de los capacitores como se muestra en la figura 4.8,

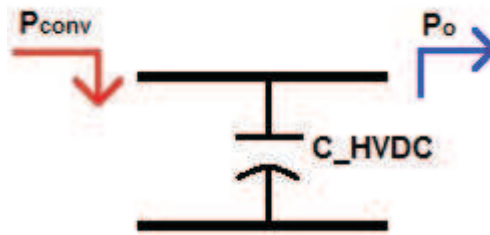


Figura 4.8. Diagrama de potencia en los capacitores del convertidor AC/DC.

Se analiza la ecuación de la energía y de la potencia que entra al convertidor se tiene,

$$P_{conv} = \frac{V_{ACpk} I_{ACpk}}{2}, \quad (4.8)$$

$$E = \int \frac{V_{ACpk} I_{ACpk}}{2} - P_o. \quad (4.9)$$

Se escribe la ecuación de la energía en el dominio de la frecuencia se tiene que la energía es igual a,

$$E = \frac{V_{ACpk} I_{ACpk}}{2s}. \quad (4.10)$$

La ganancia del sistema del voltaje del convertidor AC/DC será,

$$G_{pv_{HVDC}} = \frac{E}{I_{ACpk}} = \frac{V_{ACpk}}{2s}. \quad (4.10)$$

Una vez hallado la ganancia del sistema, se calcula la ganancia del controlador utilizando el método del factor k. Este método consiste en hallar los polos y ceros a un margen de fase y frecuencia de corte dado [14]. Existen tres tipos de controladores, que se presentan en la tabla 4.1.

TIPO	GANANCIA	CONDICION
I	$G_C = \frac{k_c}{s}$	
II	$G_C = \frac{k_c}{s} \frac{(1 + s/w_z)}{(1 + s/w_p)}$	$w_z < w_p$
II	$G_C = \frac{k_c}{s} \frac{(1 + s/w_z)^2}{(1 + s/w_p)^2}$	$w_z < w_p$

Tabla 4.1 Ganancia del controlador por método del factor k.

Para poder determinar el controlador del sistema, se calcula ϕ_{boost} , el cuál es un ángulo que se inyecta al sistema para lograr estabilizarlo, por medio de la siguiente ecuación,

$$\phi_{boost} = MF - \phi_{sist} - 90 \quad (4.11)$$

Para el controlador se tendrá un margen de fase de 60° , y para obtener el ángulo del sistema es necesario obtener el diagrama de Bode de la ganancia del sistema según la ecuación 4.10,

$$G_{pv_{HVDC}} = \frac{7620 * \sqrt{2}}{2 s}. \quad (4.12)$$

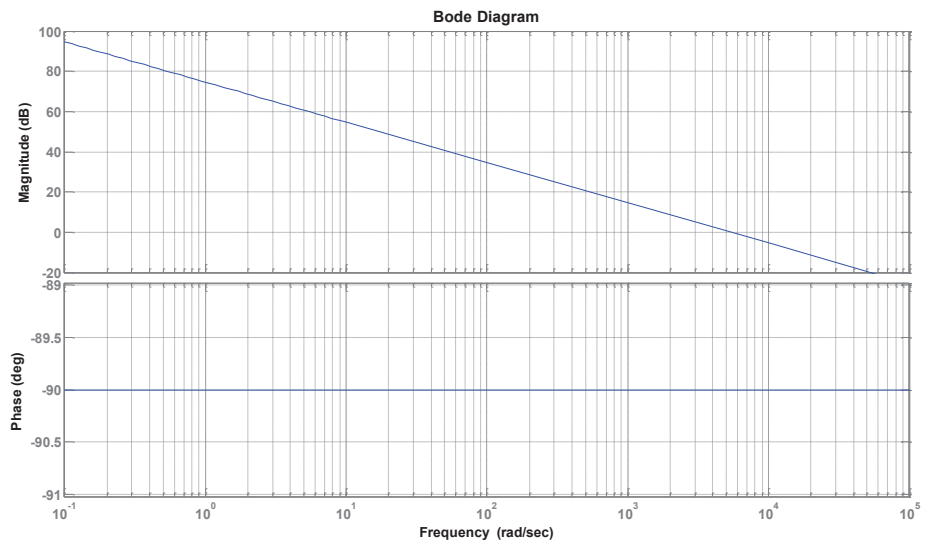


Figura 4.9. Diagrama de Bode de la ganancia del sistema de voltaje del controlador AC/DC.

En la figura 4.9 se observa la fase del sistema tiene un valor de -90° , por lo que ϕ_{boost} , será igual a,

$$\phi_{boost} = 60 - (-90) - 90 \quad (4.13)$$

$$\phi_{boost} = 60^\circ. \quad (4.14)$$

Una vez que se obtuvo el ϕ_{boost} , se obtiene los valores del cero y del polo por medio de las ecuaciones,

$$w_z = \frac{w_c}{k} \text{ y} \quad (4.15)$$

$$w_p = k w_c. \quad (4.16)$$

Siendo w_c el ancho de banda del controlador que es menor que la frecuencia de conmutación del convertidor y el factor k que viene dado por la ecuación,

$$k = \tan\left(\frac{\phi_{boost}}{2} + 45^\circ\right). \quad (4.17)$$

La frecuencia de corte del controlador es de 12 Hz siendo menor que la frecuencia de conmutación del convertidor 20 kHz, debido a que la corriente que entra al capacitor tiene una frecuencia natural propia del circuito de 120 Hz, por lo que se elige una frecuencia de corte una década antes.

$$k = \tan\left(\frac{60^\circ}{2} + 45^\circ\right) = 3.732, \quad (4.18)$$

$$w_z = \frac{2 * \pi * 12}{3.73} = 20.2 \text{ y} \quad (4.19)$$

$$w_p = 2 * \pi * 1000 * 3.73 = 281.24. \quad (4.20)$$

Una vez calculado el cero y el polo del controlador, se obtiene que la ganancia del controlador tipo II es,

$$G_{Ci_{HVDC}} = - \frac{K_c}{s} \frac{(1 + s/20.2)}{(1 + s/281.24)}. \quad (4.21)$$

Para hallar el valor de K_c , se asume que este valor es igual a 1 y se realiza el diagrama de Bode del sistema con el controlador incluido, y se observa si el diagrama de magnitud pasa por la frecuencia de corte

establecida. En el caso de que no pase por la frecuencia de corte se obtendrá la ganancia que se tiene en la frecuencia de corte establecida y se divide para uno la ganancia obtenida.

$$G_{Ci_{HVDC}} = -\frac{1}{s} \frac{(1+s/20.2)}{(1+s/281.24)}. \quad (4.22)$$

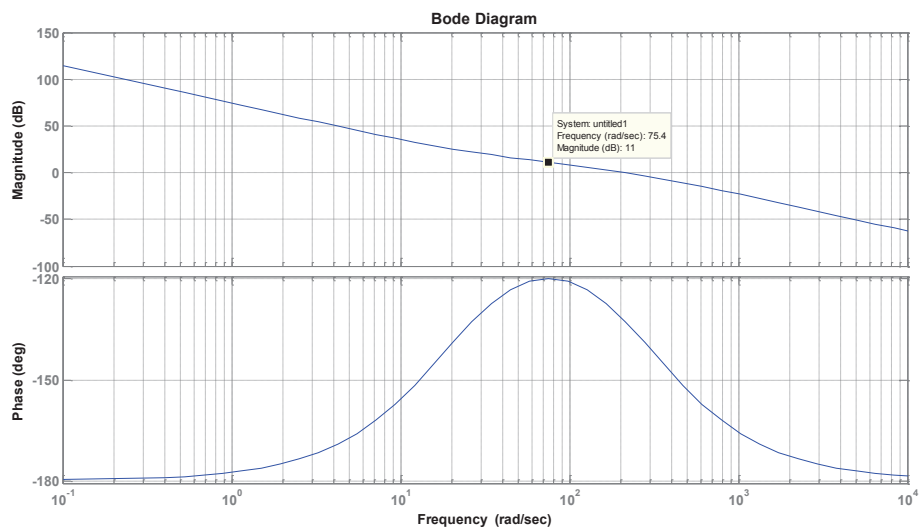


Figura 4.10. Diagrama de Bode del sistema de voltaje del convertidor AC/DC con el controlador.

A la frecuencia de corte se obtiene una magnitud de 11, y se calcula la ganancia,

$$11 = 20 \log G, \quad (4.23)$$

$$G = 10^{\left(\frac{11}{20}\right)} = 3.55. \quad (4.24)$$

Por lo tanto el valor de K_c será igual a,

$$K_c = \frac{1}{3.55} = 0.2817. \quad (4.25)$$

El controlador para la corriente que ingresa al rectificador será,

$$G_{Ci_{HVDC}} = \frac{0.2817}{s} \frac{(1+s/20.2)}{(1+s/281.24)}. \quad (4.26)$$

Para poder comprobar que el controlador hallado es correcto, se simula el circuito del convertidor, utilizando la corriente máxima hallada en el capítulo anterior como una perturbación en los 3 capacitores, y se observa el voltaje en los capacitores y la corriente que entra al convertidor. Se obtiene el diseño del controlador,

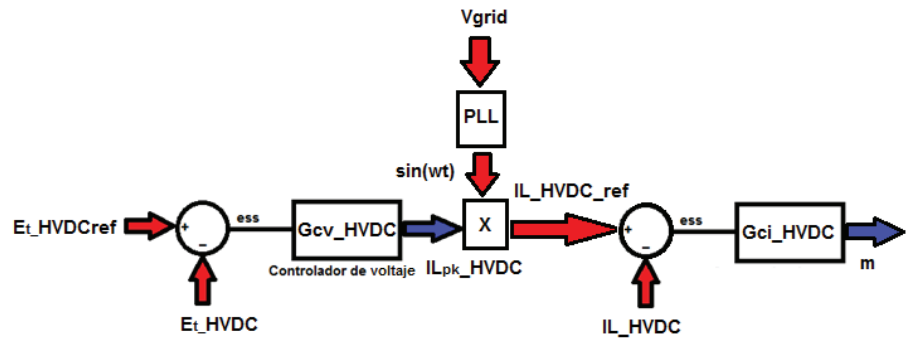


Figura 4.11. Diseño del controlador de voltaje del convertidor AC/DC.

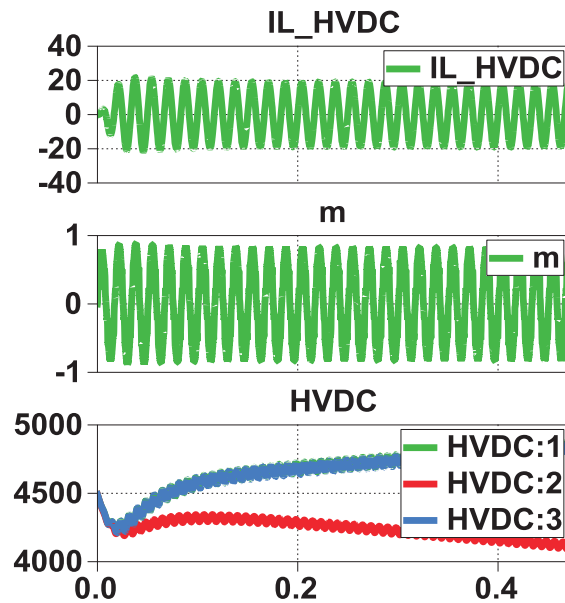


Figura 4.12. Respuesta del controlador de voltaje del convertidor AC/DC (A vs. seg.) (V vs. seg.).

Se observa en la figura 4.12 como el voltaje en los capacitores bajan debido a la perturbación inyectada y el controlador trata de nivelar los voltajes. El voltaje del capacitor C_{HVDC1} y C_{HVDC3} se incrementa mientras que el voltaje en el capacitor C_{HVDC2} se reduce, esto se debe a que en el control se mide la energía total de los capacitores y al incrementar la energía de los capacitores C_{HVDC1} y C_{HVDC3} compensa la energía perdida en el capacitor C_{HVDC2} , por lo que es necesario controlar el voltaje independientemente en los capacitores, lo cual se realiza en la siguiente etapa del SST.

4.1.3. CONTROLADOR DEL HVDC-LVDC DEL DAB

En esta etapa del SST se realiza el control del voltaje *HVDC*, para controlar el voltaje en los capacitores C_{HVDC1} y C_{HVDC3} como se mencionó anteriormente, y *LVDC* del capacitor C_{LVDC} . De esta forma se controla que el voltaje en los capacitores C_{HVDC1} y C_{HVDC3} no se incrementen y así se logra que el voltaje en el capacitor C_{HVDC2} tampoco lo haga.

En primer lugar se realiza el controlador del *HVDC*, de los capacitores C_{HVDC1} y C_{HVDC3} que unen al convertidor AC/DC con el DAB. En la figura 4.13 se muestra un esquema del controlador a realizar, en el cual se mide la energía del capacitor C_{HVDC} , la cual es comparada con la energía de referencia y luego pasan al controlador que emite la señal de control, encargada de generar los pulsos necesarios para regular el voltaje.

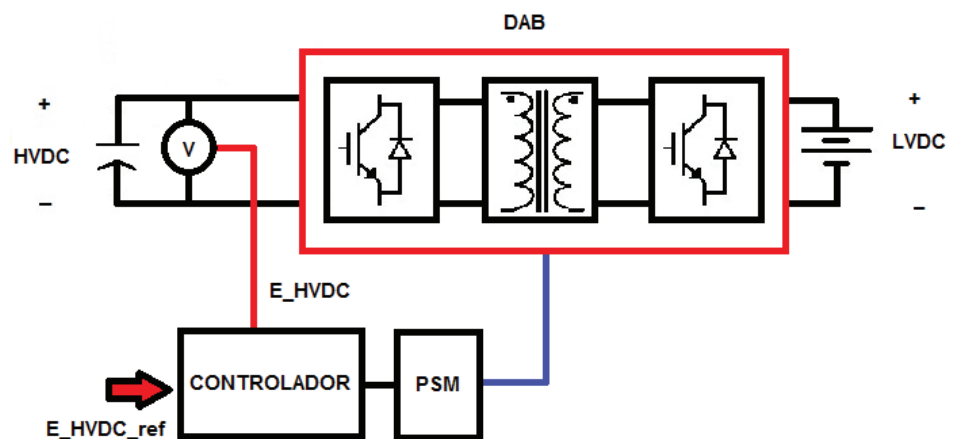


Figura 4.13 Esquema del controlador del *HVDC* del DAB.

Con las ecuaciones fundamentales de esta etapa del SST se obtendrá la ganancia del sistema, para luego por el método del factor k , obtener la ganancia del controlador del voltaje. Tomando la ecuación de potencia del DAB en el lado de $HVDC$ se tiene,

$$P_{DAB} = \frac{HVDC' LVDC}{XL'} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right), \quad (4.27)$$

siendo el voltaje $HVDC'$ y la reactancia XL' igual a,

$$HVDC' = HVDC \frac{n_2}{n_1} \text{ y} \quad (4.28)$$

$$XL' = XL \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2. \quad (4.29)$$

Se analiza la ecuación de la potencia, la cual no es lineal por lo que es necesario realizar una aproximación por el método de Taylor para obtener la ecuación de potencia lineal, de esta forma se obtiene,

$$G_{DAB} = \frac{\Delta P}{\Delta \phi} = \frac{HVDC' LVDC}{XL'} \left(1 - \frac{2*\phi}{\pi}\right) \Big|_{\phi=0}, \quad (4.23)$$

$$G_{DAB} = \frac{HVDC' LVDC}{XL'}. \quad (4.24)$$

Por medio de la ecuación de la energía de los capacitores en función del voltaje,

$$E_{HVDC} = \frac{1}{2} C_{HVDC} HVDC^2 \text{ y} \quad (4.25)$$

$$E_{HVDC} = \int P_i - P_{DAB}, \quad (4.26)$$

siendo P_i la potencia que entra al capacitor y P_{DAB} la potencia que sale del capacitor y entra al DAB, como se observa en la figura 4.14.

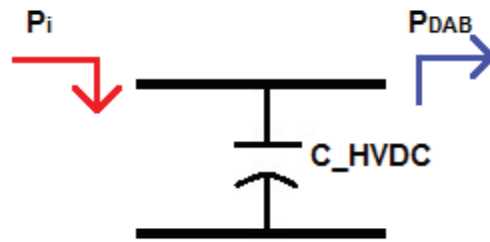


Figura 4.14. Diagrama de Potencia en el capacitor C_{HVDC} .

Se escribe la ecuación de la energía en el dominio de la frecuencia,

$$E_{HVDC} = \frac{1}{s} - P_{DAB}, \quad (4.27)$$

$$G = \frac{E_{HVDC}}{P_{DAB}} = -\frac{1}{s}. \quad (4.28)$$

De esta forma se tiene la ganancia del sistema,

$$G_{sis} = \frac{P_{DAB}}{\emptyset} \frac{E_{HVDC}}{P_{DAB}} = \frac{E_{HVDC}}{\emptyset} = -\frac{HVDC' LVDC}{XL'} \frac{1}{s}. \quad (4.29)$$

Una vez que se obtuvo la ganancia del sistema, se calcula la ganancia del controlador por medio del método del factor k, siendo la ganancia del controlador, con frecuencia de corte de 100 Hz y margen de fase de 60° ,

$$G_{CvDAB} = -\frac{0.9231}{s} \frac{(1 + s/138.36)}{(1 + s/2344.67)}. \quad (4.30)$$

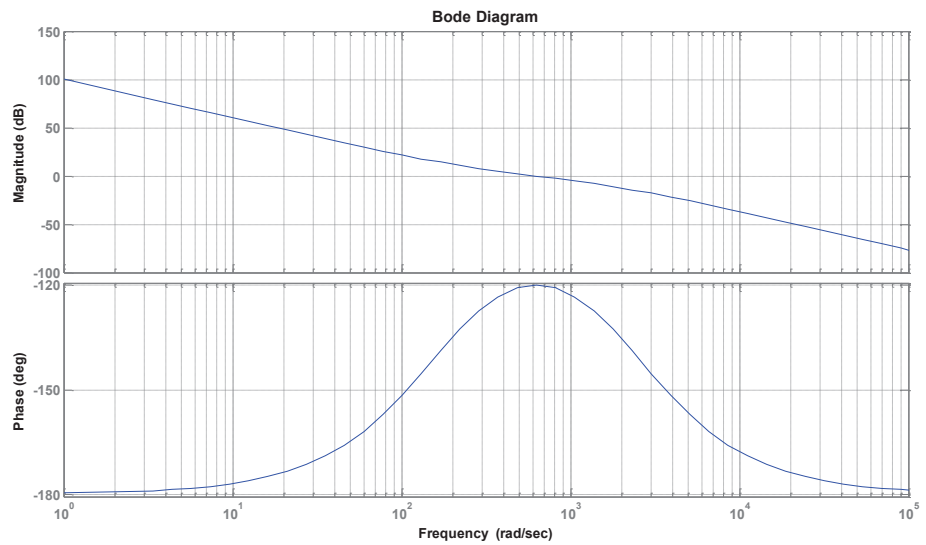


Figura 4.15. Diagrama de Bode de la ganancia de voltaje *HVDC* con el controlador.

Se realiza la simulación del circuito para comprobar que el controlador fue diseñado correctamente, se obtiene el diseño del controlador,

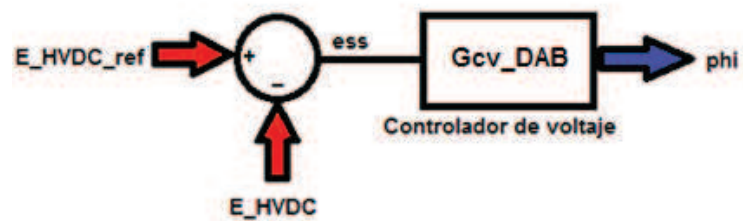


Figura 4.16. Diseño del controlador del *HVDC* del DAB.

Para el diseño del controlador del voltaje *LVDC*, se sigue un método similar al que se realizó para el control del voltaje *HVDC*. En la figura 4.16 se presenta un esquema del controlador donde se mide la

energía del capacitor C_{LVDC} y se la compara con la referencia. Luego pasa al controlador que emite la señal que genera los pulsos para regular el voltaje en los capacitores.

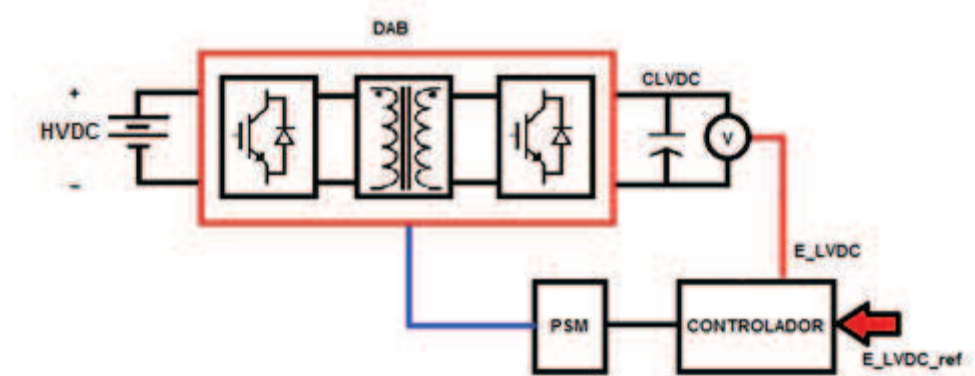


Figura 4.17. Esquema del control del voltaje $LVDC$.

Con la ecuación fundamental de esta etapa del SST se obtendrá la ganancia del sistema, para luego por el método del factor k , obtener la ganancia del controlador del voltaje. Tomando la ecuación de energía del capacitor C_{LVDC} se tiene

$$E_{LVDC} = \frac{1}{2} C_{LVDC} LVDC^2 \text{ y} \quad (4.31)$$

$$E_{LVDC} = \int P_{DAB} - P_o, \quad (4.32)$$

siendo P_{DAB} la potencia que entra al capacitor y P_o la potencia que sale del capacitor, como se observa en la figura 4.17.

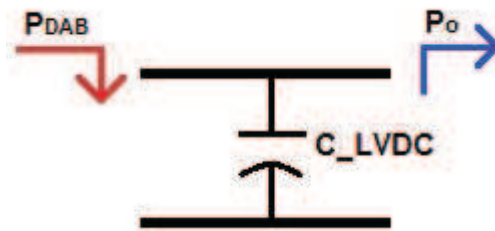


Figura 4.18. Diagrama de potencia en el capacitor C_{LVDC} .

Se escribe la ecuación de la energía en el dominio de la frecuencia,

$$E_{LVDC} = \frac{1}{s} P_{DAB}, \quad (4.33)$$

$$G = \frac{E_{LVDC}}{P_{DAB}} = \frac{1}{s}. \quad (4.34)$$

Utilizando la misma aproximación lineal por el método de Taylor se tiene que la ganancia del sistema,

$$G_{sis} = \frac{E_{LVDC}}{\emptyset} = \frac{LVDC' HVDC}{XL} \frac{1}{s}. \quad (4.35)$$

Una vez que se obtuvo la ganancia del sistema, se calcula la ganancia del controlador por medio del método del factor k, siendo la ganancia del controlador, con frecuencia de corte de 400 Hz y margen de fase de 60° ,

$$G_{CvDAB} = \frac{7.12}{s} \frac{(1+s/673.7)}{(1+s/9380.867)}. \quad (4.36)$$

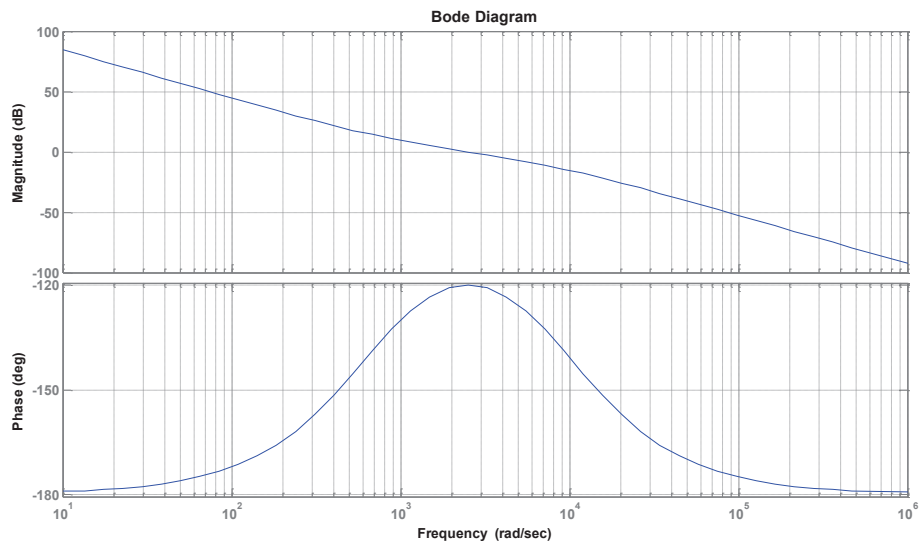


Figura 4.19. Diagrama de Bode de la ganancia del voltaje *LVDC* con el controlador.

Se realiza la simulación del circuito para comprobar que el controlador fue diseñado correctamente, se obtiene el diseño del controlador,

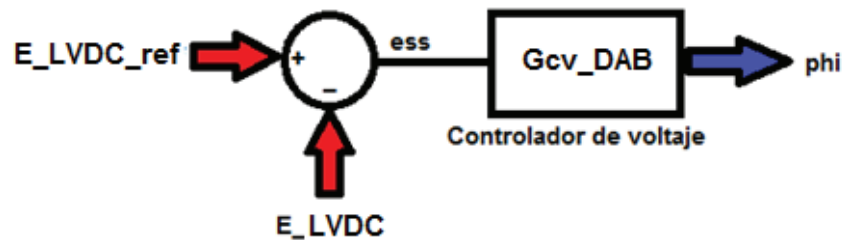


Figura 4.20. Diseño del controlador del *LVDC* del DAB.

El control del voltaje del DAB de los tres capacitores C_{HVDC} y C_{LVDC} al aplicarle una perturbación como se muestra en la figura 4.20.

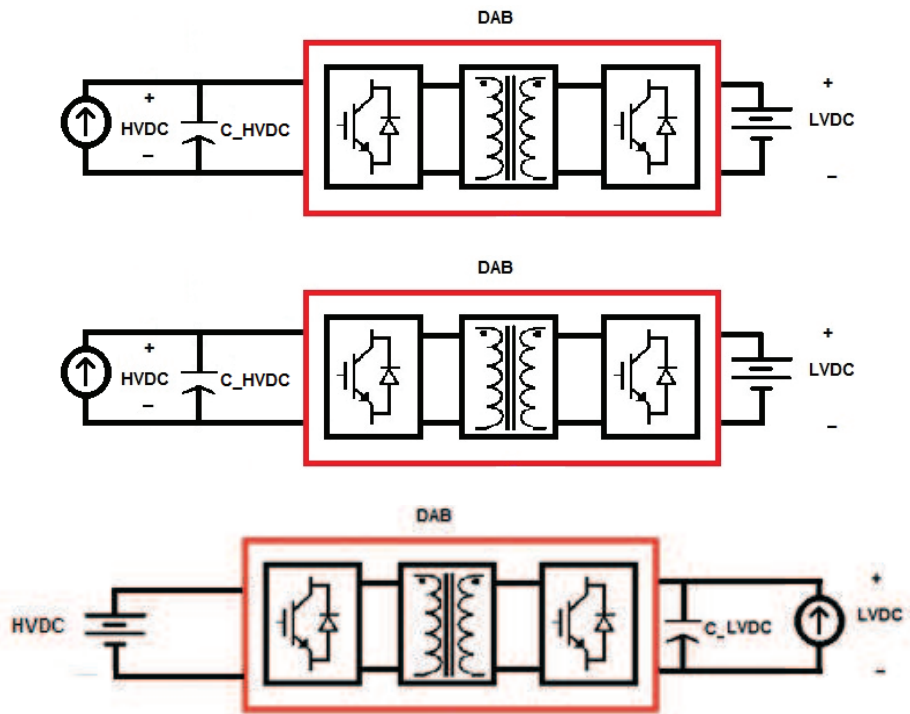


Figura 4.21. Control del voltaje en el DAB al aplicar una perturbación.

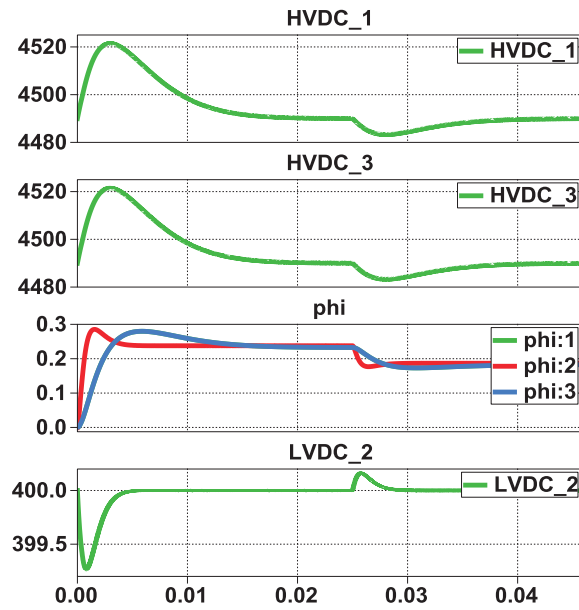


Figura 4.22. Respuesta del controlador de voltaje en el DAB (V vs. seg.).

Como se mencionó anteriormente, se realizó el control de voltaje de los capacitores C_{HVDC1} y C_{HVDC3} independientemente para controlar el balance de energía en el controlador de voltaje del convertidor AC/DC en el lado *HVDC*. Para comprobar que el control funciona se simula ambos circuitos en conjunto, aplicando una perturbación en el lado *LVDC*.

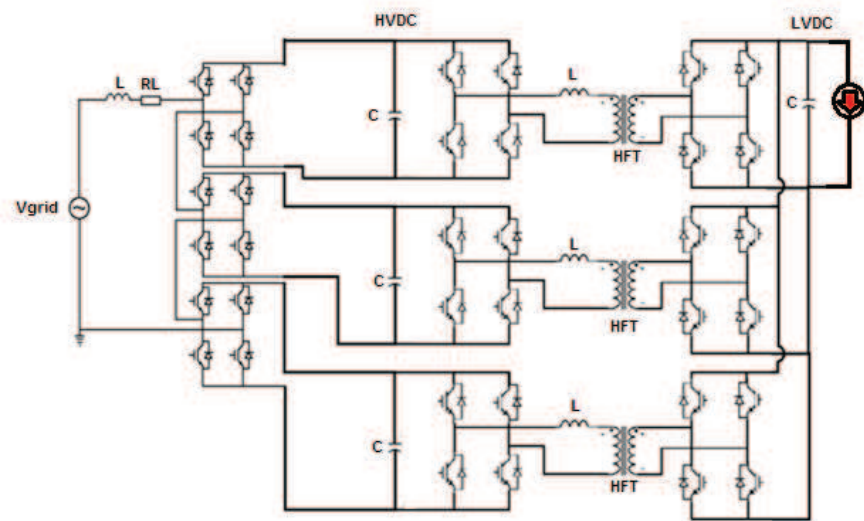


Figura 4.23. Control del convertidor AC/DC y del DAB al aplicar una perturbación.

El voltaje en los capacitores del convertidor AC/DC en el lado *HVDC* y en el capacitor C_{LVDC} se muestra en la figura 4.24.

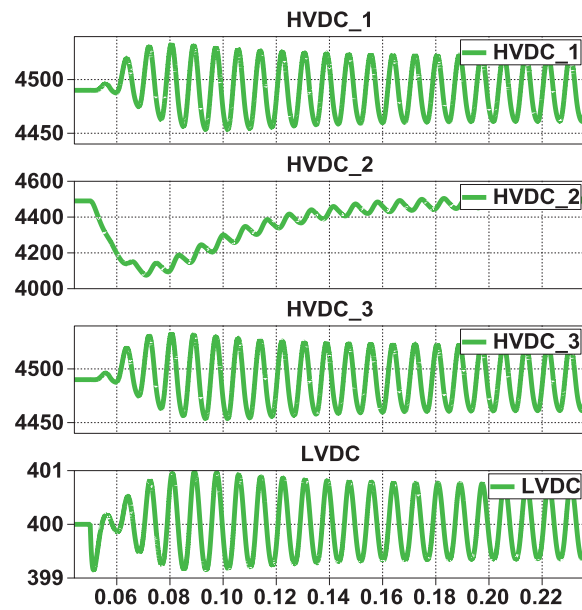


Figura 4.24. Control del voltaje del convertidor AC/DC y DAB (V vs. seg.).

4.1.4 CONTROLADOR DE LA CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC/AC

El controlador de corriente permitirá mantener la corriente dentro de un rango establecido para el correcto funcionamiento del convertidor.

El diseño del controlador del convertidor DC/AC que se va a seguir se presenta en el esquema en la figura 4.25.

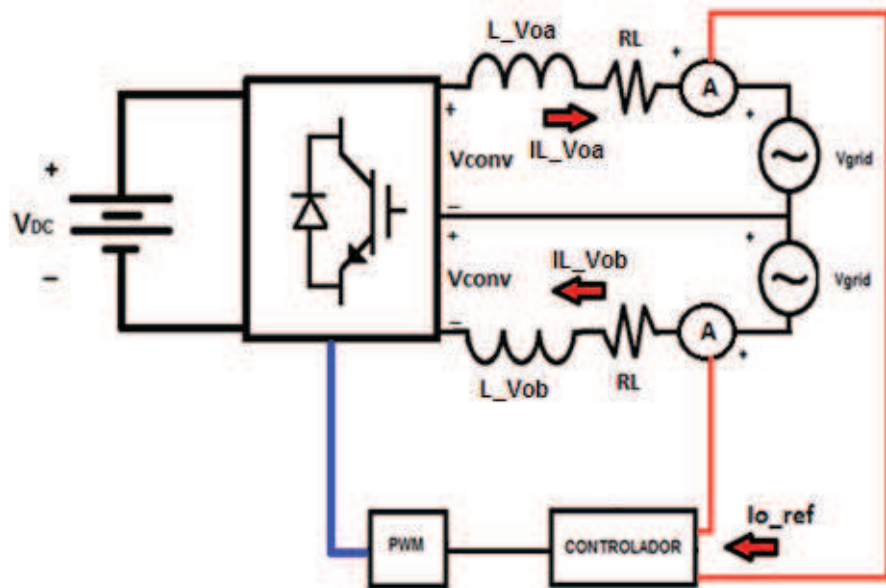


Figura 4.25. Esquema del controlador de corriente del convertidor DC/AC.

El controlador se encargará de enviar la señal que corresponda a la unidad PWM (Pulse Width Modulation) para mantener la corriente en el rango esperado. Se considerará para este diseño el voltaje de salida fijo, y que la corriente que circula por el inductor es igual a la corriente de salida o de la carga, para la evaluación del circuito de control como se explica en el esquema, no obstante la deducción de las ecuaciones de la planta se realizará considerando todos los componentes, que se muestran en la figura 3.10, pero ya con la fuente auxiliar remplazada por la respectiva impedancia Z que representa a la carga del sistema.

Además el controlador será análogo para los dos circuitos de salida de los que consta el inversor, pero ambos podrán trabajar de forma independiente, para esto se necesita realizar la medición de las corrientes en los circuitos de salida, las que serán I_{oa} e I_{ob} , respectivamente. Estas ingresan al bloque de control junto con la señal de referencia a la que se espera ajustarse.

El primer paso para el diseño del controlador es establecer las ecuaciones que rigen el funcionamiento del bloque inversor, aplicando leyes fundamentales se obtiene de forma general para ambos circuitos de salida que para voltajes

$$V_{conv} - V_{grid} = IL * (X_L + RL), \quad (4.37)$$

$$V_{grid} = V_o = V_c = I_o * (Z). \quad (4.38)$$

En tanto las ecuaciones de corriente se definen con las ecuaciones

$$IL = I_c + I_o, \quad (4.39)$$

esta ecuación, así como las 4.37 y 4.38 se encuentran en el dominio del tiempo, entonces se procede a despejar la fórmula del voltaje para incluir la de la corriente, posteriormente se aplica la transformada de Laplace para obtener la ecuación en dominio de la frecuencia se obtiene,

$$V_o = IL * \frac{Z}{(1+CZs)}, \quad (4.40)$$

de tal forma que

$$V_{conv} = IL * \frac{(LCZ s^2 + (L+RLZ) s + (RL+Z))}{(1+CZ s)}, \quad (4.41)$$

donde la corriente IL será,

$$IL = \frac{V_{conv} * (1+CZ s)}{(LCZ s^2 + (L+RLZ) s + (RL+Z))} = \frac{m * LVDC * (1+CZ s)}{2 * (LCZ s^2 + (L+RLZ) s + (RL+Z))}. \quad (4.42)$$

En la anterior ecuación se debe recordar que el voltaje del convertidor no corresponde exactamente al producto del voltaje DC por el índice de modulación, sino que corresponde a la mitad de ese valor ya que se tienen dos circuitos de salida y no uno. La ganancia del sistema con respecto al lazo de corriente será

$$Gp_i = \frac{IL}{m} = \frac{m * LVDC * (1+CZ s)}{2 * (LCZ s^2 + (L+RLZ) s + (RL+Z))}. \quad (4.43)$$

En tanto la ecuación de la planta de voltaje respecto a corriente será

$$Gp_v = \frac{V_o}{IL} = \frac{Z}{(1+CZ s)}. \quad (4.44)$$

El método del factor K, explicado en el proceso de diseño de los controladores previos puede ser utilizado para establecer el control necesaria para la planta en función de la corriente, también es posible aplicar el método del polo resonante, el cual tiene ciertas ventajas ya que en ciertas ocasiones al aplicar el método del factor K a sistemas AC la ganancia obtenida a la frecuencia de operación no es lo

suficientemente grande, esto último se elimina con el polo resonante. El controlador que se aspira tendrá un margen de fase de 60° a una frecuencia de crossover más de una década menor a la frecuencia de conmutación (20000 Hz), entonces se debe que ubicar en los 1000 Hz o 6283.2 radianes por segundo, los respectivos diagramas de Bode de la ganancia y fase del sistema son mostrados en la figura 4.26 para la función de transferencia del sistema evaluada

$$Gp_i = \frac{200 (1+0.000617 s)}{(1.08 \cdot 10^{-7} s^2 + 0.0001753 s + 0.2474)} \quad (4.45)$$

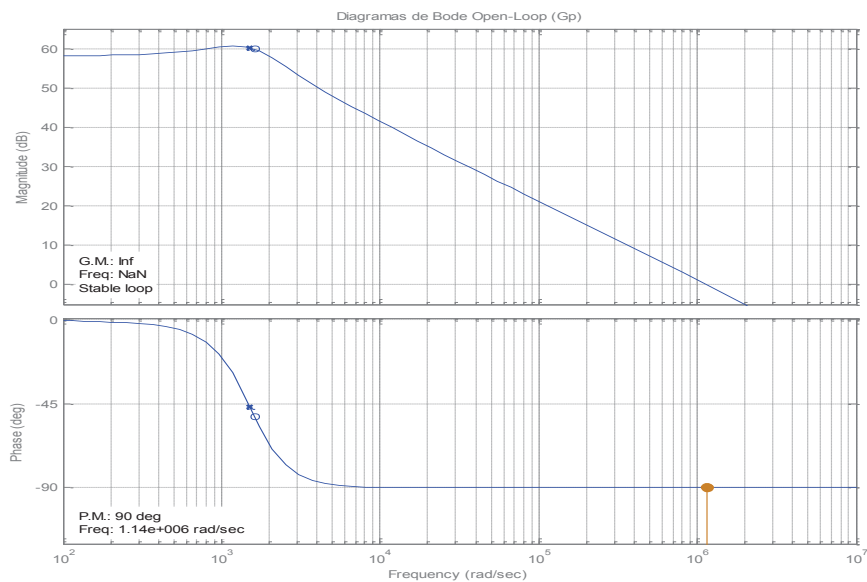


Figura 4.26. Diagrama de Bode ganancia de la función de corriente del convertidor DC/AC.

A continuación se procede a elaborar el controlador, el primer paso será adicionar el polo resonante a la frecuencia del sistema, al mismo

tiempo se agregarán tres ceros para compensar el efecto de dicho polo y poder manipular el controlador. Un integrador se agrega para obtener un error de estado estable cero ante una onda escalón.

Con la herramienta Matlab se manipulan los ceros del controlador para obtener un Margen de Fase de 60 grados a la frecuencia de crossover establecida previamente, cuidando que la ganancia del mismo sea uno o cero dB, entonces se tiene que,

$$G_{Ci_i} = \frac{K_c}{s} \frac{(1 + 0.00043s)(1 + 0.00088s)(1 + 0.018s)}{(1 + 0.0027s)^2}. \quad (4.46)$$

K_c es la ganancia del controlador, que fue considerada uno. La gráfica del controlador en esta etapa se muestra en la Figura 4.27.

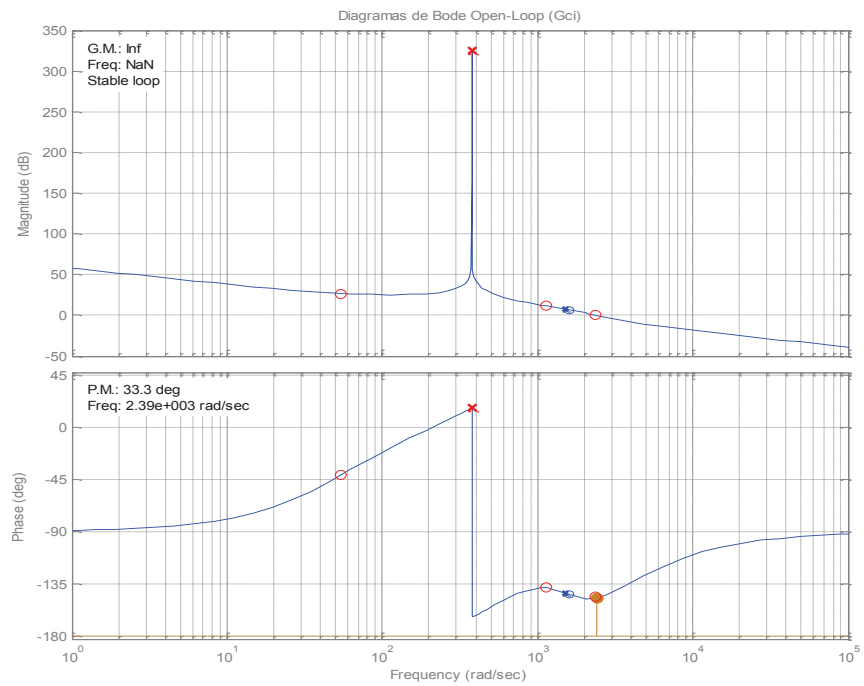


Figura 4.27. Diagrama de Bode de la función de corriente del convertidor DC/AC, con ganancia uno en el controlador.

Para hallar el valor de K_c , se verifica que a la frecuencia de corte establecida el Margen de Fase correspondería a 60 grados, de cortar la curva de frecuencia en dicha frecuencia. En el caso de que no pase por la frecuencia de corte se obtendrá la ganancia que se tiene en la frecuencia de corte establecida, a continuación se despeja el valor de K_c de la ecuación,

$$K_c = 10^{\frac{-\text{Ganancia (dB)}}{20}} \quad (4.47)$$

La ganancia en decibeles se utiliza con valor negativo para contrarrestar a la ganancia del sistema actual, entonces A la frecuencia de corte se obtiene una magnitud de -17.71, y se calcula la ganancia,

$$-13.74 \text{ dB} = -20 \log(K_c), \quad (4.48)$$

por lo tanto el valor de K_c será igual a,

$$K_c = 4.8669. \quad (4.49)$$

El controlador para la corriente que atraviesa al inductor en el inversor será,

$$G_{ci_i} = \frac{4.8669}{s} \frac{(1 + 0.00043s)(1 + 0.00088s)(1 + 0.018s)}{(1 + 0.0027s)^2}. \quad (4.50)$$

El mismo controlador será aplicable para ambos lazos de salida, pero con la diferencia de que para el segundo circuito, se necesitará invertir previamente la señal de modulación de salida, debido a la variación de la referencia.

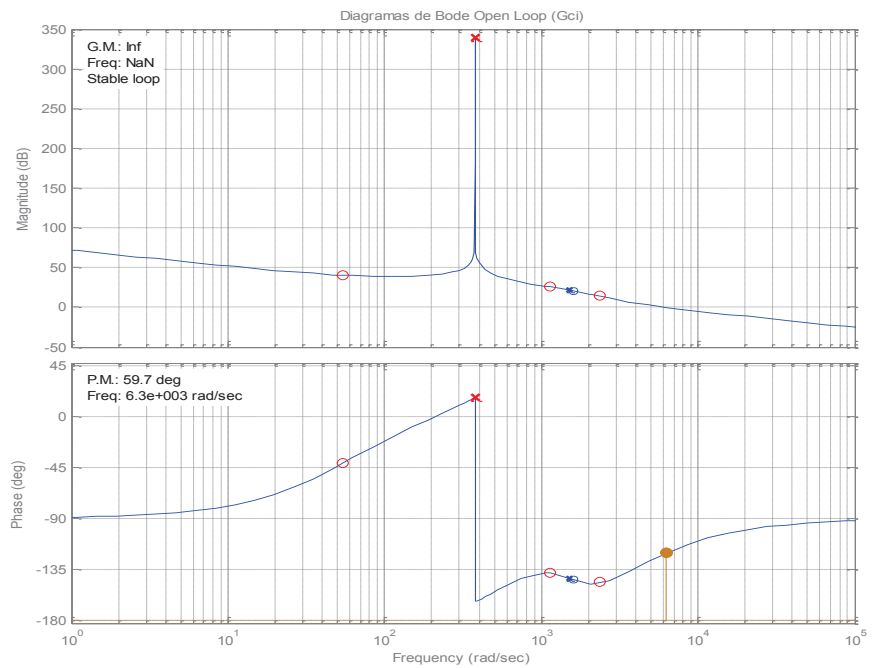


Figura 4.28. Diagrama de Bode de la función de corriente del convertidor DC/AC, con controlador final.

Se procede a simular el comportamiento del sistema planteado, para eso se utiliza el caso en el que la corriente en el inductor a soportar será la máxima y se verifica que esta sigue a la referencia que genera el controlador.

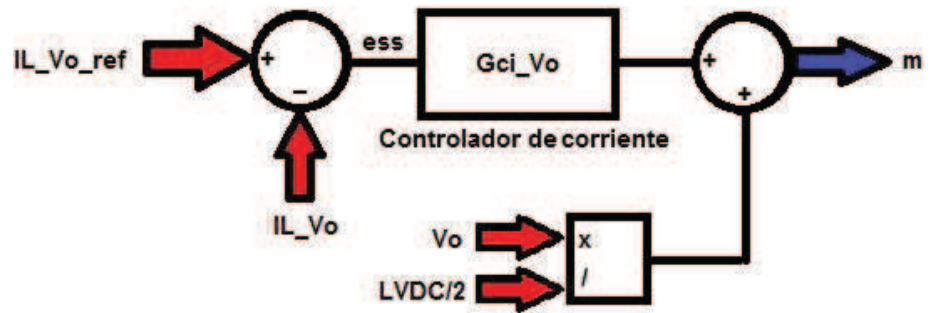


Figura 4.29. Diseño del controlador de corriente del convertidor DC/AC.

Se verifica el correcto funcionamiento con las curvas del índice de modulación y el comportamiento de corriente en los inductores.

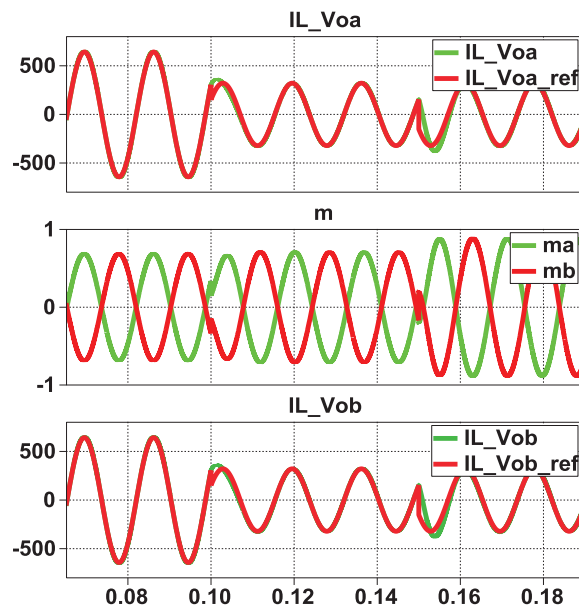


Figura 4.30. Control de corriente del convertidor DC/AC (A vs. seg.).

4.1.5 CONTROLADOR DEL VOLTAJE DEL INVERSOR

La segunda parte del diseño del control del Inversor se encarga de regular el voltaje a la salida del mismo, es decir el nivel de voltaje al cual el usuario se va a conectar. Al diseñar este controlador se debe recordar que el lazo de voltaje deberá tener una frecuencia de corte no a una década de la frecuencia de conmutación sino a una década, aproximadamente, de la frecuencia de corte del controlador de la corriente de salida, para que dichas señales no sean percibidas por el control de voltaje.

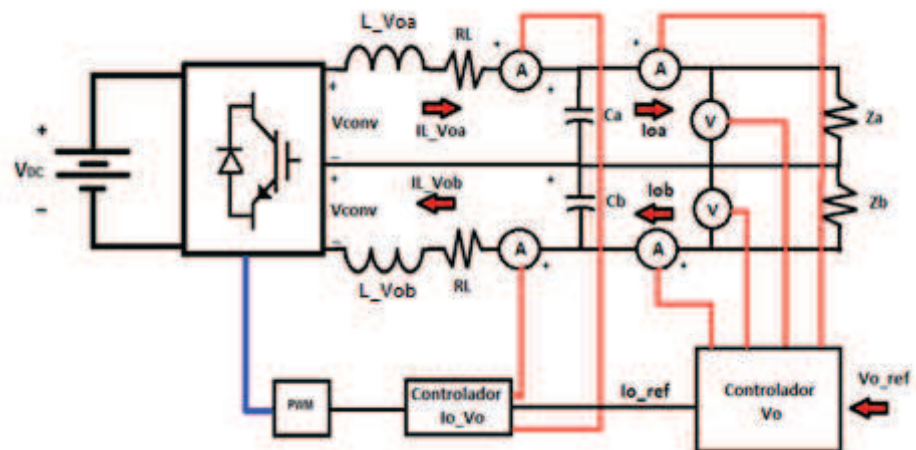


Figura 4.31. Esquema del controlador de voltaje y corriente del convertidor DC/AC.

En la figura 4.31 se muestra el esquema a utilizar para el controlador del voltaje de salida V_o en ambos lazos. Como se puede ver el controlador recibe una señal de referencia y las corrientes y voltajes que corresponden a la carga, entrega una señal de referencia al

controlador de corriente diseñado previamente y este se encarga de enviar la señal respectiva a la unidad PWM.

El controlador diseñado será análogo para los dos circuitos de salida de los que consta el inversor, pero ambos podrán trabajar de forma independiente, es por esto que se realiza la medición de las magnitudes de corriente y voltaje, I_{oa} e I_{ob} y V_{oa} y V_{ob} , de cada lazo. La deducción de las ecuaciones a utilizar ya se explicó en el diseño del controlador de corriente, y la ecuación de la planta según voltaje versus corriente es la correspondiente a la ecuación 4.44.

El controlador que se aspira tendrá un margen de fase de 60° a una frecuencia de crossover de más de dos décadas menor a la frecuencia de conmutación (20000 Hz), es decir a una década de la frecuencia de corte del controlador de corriente, entonces se debe de ubicar en los 100 Hz o 628.32 radianes por segundo, la función de transferencia del sistema evaluada entonces queda,

$$Gp_v = \frac{0.2469}{(0.0006172s+1)} \quad (4.51)$$

Ahora, para el proceso de diseño, se incluye además en la función de voltaje, la función closed-loop de control de corriente con su función de planta respectiva, teniendo como resultado una función de

transferencia o de planta total de voltaje Gp_t , la cual simplemente es el producto del closed-loop previamente explicado y la función de voltaje de la planta.

La función en sí no es de mayor relevancia, basta con saber cómo se obtiene para desarrollarla con alguna herramienta apropiada, y lo principal son sus diagramas de bode de Frecuencia y Fase en los cuales se basarán los diseños del controlador y cuyas gráficas se muestran en la figura 4.32.

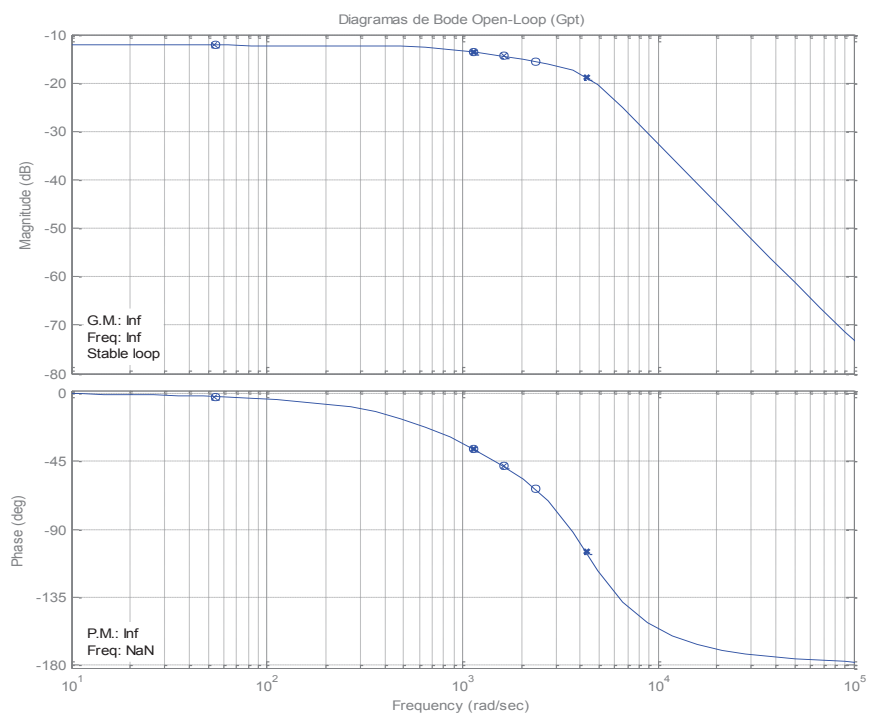


Figura 4.32. Diagrama de Bode ganancia de la función de voltaje total del convertidor DC/AC.

A continuación se procede a elaborar el controlador, el primer paso será adicionar el polo resonante a la frecuencia del sistema, al mismo tiempo se agregarán tres ceros para compensar el efecto de dicho polo y poder manipular el controlador. Un integrador se agrega para obtener un error de estado estable cero ante una onda escalón.

Con la herramienta Matlab se manipulan los ceros del controlador para obtener un Margen de Fase de 60 grados a la frecuencia de crossover establecida previamente, cuidando que la ganancia del mismo sea uno o cero dB, entonces se tiene que

$$G_{Cv_{Vo}} = \frac{K_c}{s} \frac{(1+0.00052s)(1+0.0039s)(1+0.02s)}{(1+0.0027s)^2}, \quad (4.52)$$

donde K_c es la ganancia del controlador, que fue considerada uno. La gráfica del controlador en esta etapa se muestra en la Figura 4.33.

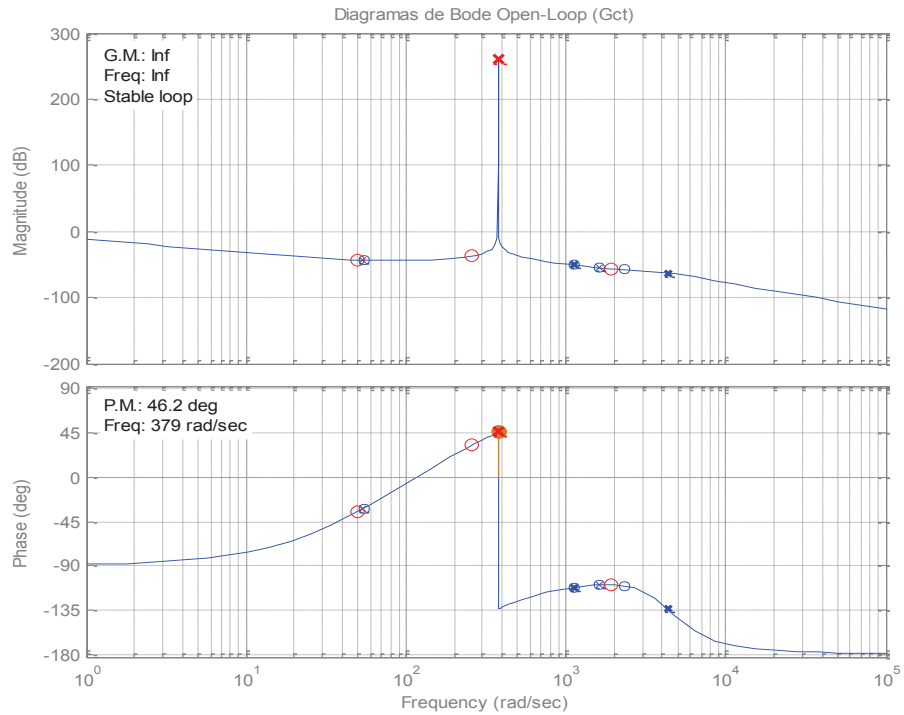


Figura 4.33. Diagramas de Bode de la función de planta de voltaje total del convertidor DC/AC, con ganancia 1 en el controlador.

Para hallar el valor de K_c , se verifica que a la frecuencia de corte establecida el Margen de Fase correspondería a 60 grados, de cortar la curva de frecuencia en dicha frecuencia. En el caso de que no pase por la frecuencia de corte se obtendrá la ganancia que se tiene en la frecuencia de corte establecida, a continuación se despeja el valor de K_c de la fórmula 4.47.

La ganancia en decibeles se utiliza con valor negativo para contrarrestar a la ganancia del sistema actual, entonces A la frecuencia de corte se obtiene una magnitud de -17.71, y se calcula la ganancia,

$$-42.52 = -20 \log(K_c), \quad (4.53)$$

por lo tanto el valor de K_c será igual a,

$$K_c = 133.66. \quad (4.54)$$

El controlador para el voltaje que sale del inversor será,

$$G_{CvVo} = \frac{133.66}{s} \frac{(1+0.00052s)(1+0.0039s)(1+0.02s)}{(1+0.0027s)^2}. \quad (4.55)$$

El mismo controlador será aplicable para ambos lazos de salida. No será necesario invertir señal alguna ya que en el caso del voltaje la referencia ya está incluida en las ecuaciones de forma correcta, no así como ocurría en las ecuaciones de corriente. Los diagramas de bode con el controlador final se muestran a continuación.

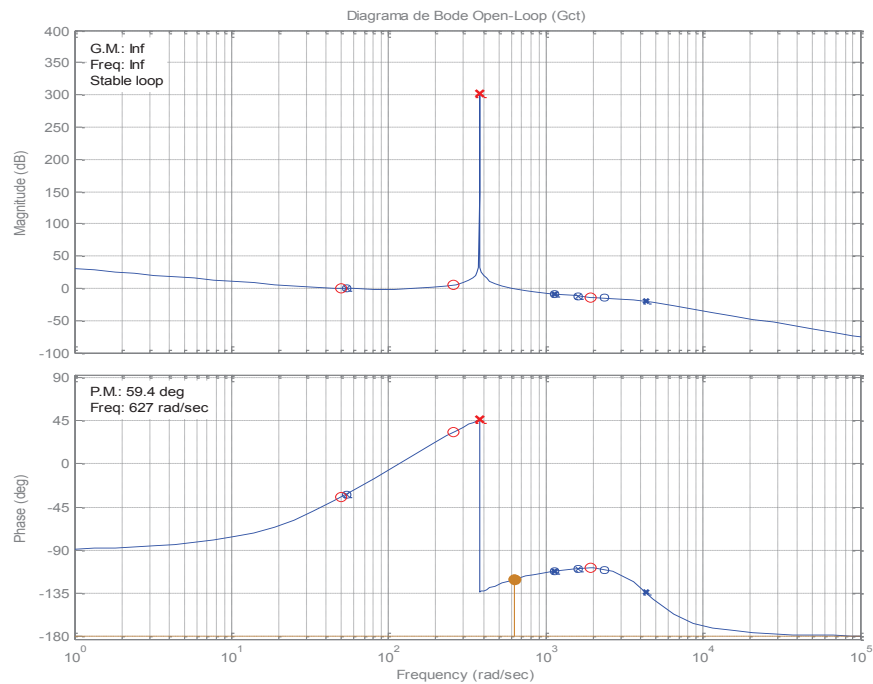


Figura 4.34. Diagrama de Bode del sistema de corriente del convertidor DC/AC, controlador final.

A continuación se realiza la simulación del comportamiento del sistema planteado, para eso se utilizará el caso en el que la corriente en el inductor a soportar será la máxima, es decir cuando la carga es máxima y se verifica que tanto el voltaje como la corriente siguen a sus funciones de referencia respectivas.

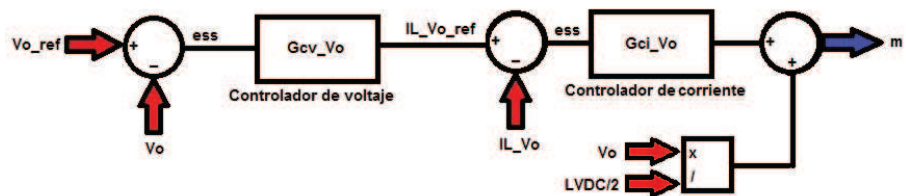


Figura 4.35. Diseño del controlador de voltaje y corriente del convertidor DC/AC.

Se verifica el correcto funcionamiento con las curvas del índice de modulación y el comportamiento de corriente y voltaje en los inductores.

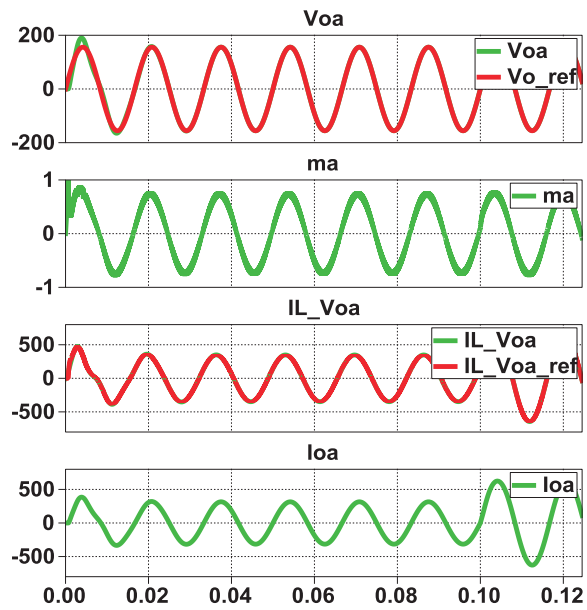


Figura 4.36. Control de corriente y de voltaje de la fase A del convertidor DC/AC (V vs. seg.) (A vs. seg.).

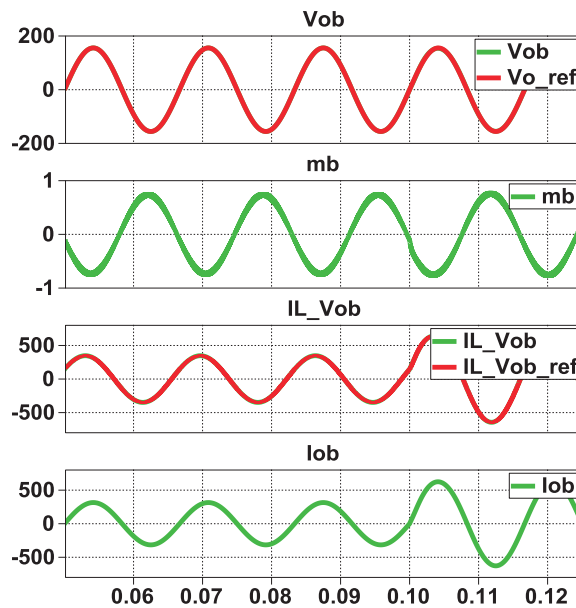


Figura 4.37. Control de corriente y de voltaje de la fase B del convertidor DC/AC (V vs. seg.) (A vs. seg.).

Una vez que se obtiene los controladores de las diferentes etapas del SST, se comprueba el correcto funcionamiento del SST con todas las etapas incluidas. Para esto es necesario analizar las respuestas de los controladores y convertidores de cada etapa para diferentes condiciones de operación anormales que son recurrentes en los sistemas de potencia, todo esto se ampliará y realizará en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO V

SIMULACIÓN

En este capítulo se llevarán a cabo las respectivas simulaciones para verificar el correcto funcionamiento del SST, tanto para la condición normal del equipo, máxima carga y condiciones anormales que se presentan en un sistema eléctrico de potencia y observar la respuesta del equipo.

5.1 IMPLEMENTACIÓN DEL SST

Una vez que se realizó el diseño y el control de las diferentes etapas que corresponden al SST se implementa el circuito para comprobar su correcto funcionamiento bajo diferentes condiciones.

Se muestra el esquema de simulación en SIMULINK y el circuito del SST desarrollado en PLECS en las figuras a continuación.

Una vez que se muestre el esquema en SIMULINK, se muestra el contenido en cada bloque de la simulación y se realiza una breve explicación de los bloques utilizados.

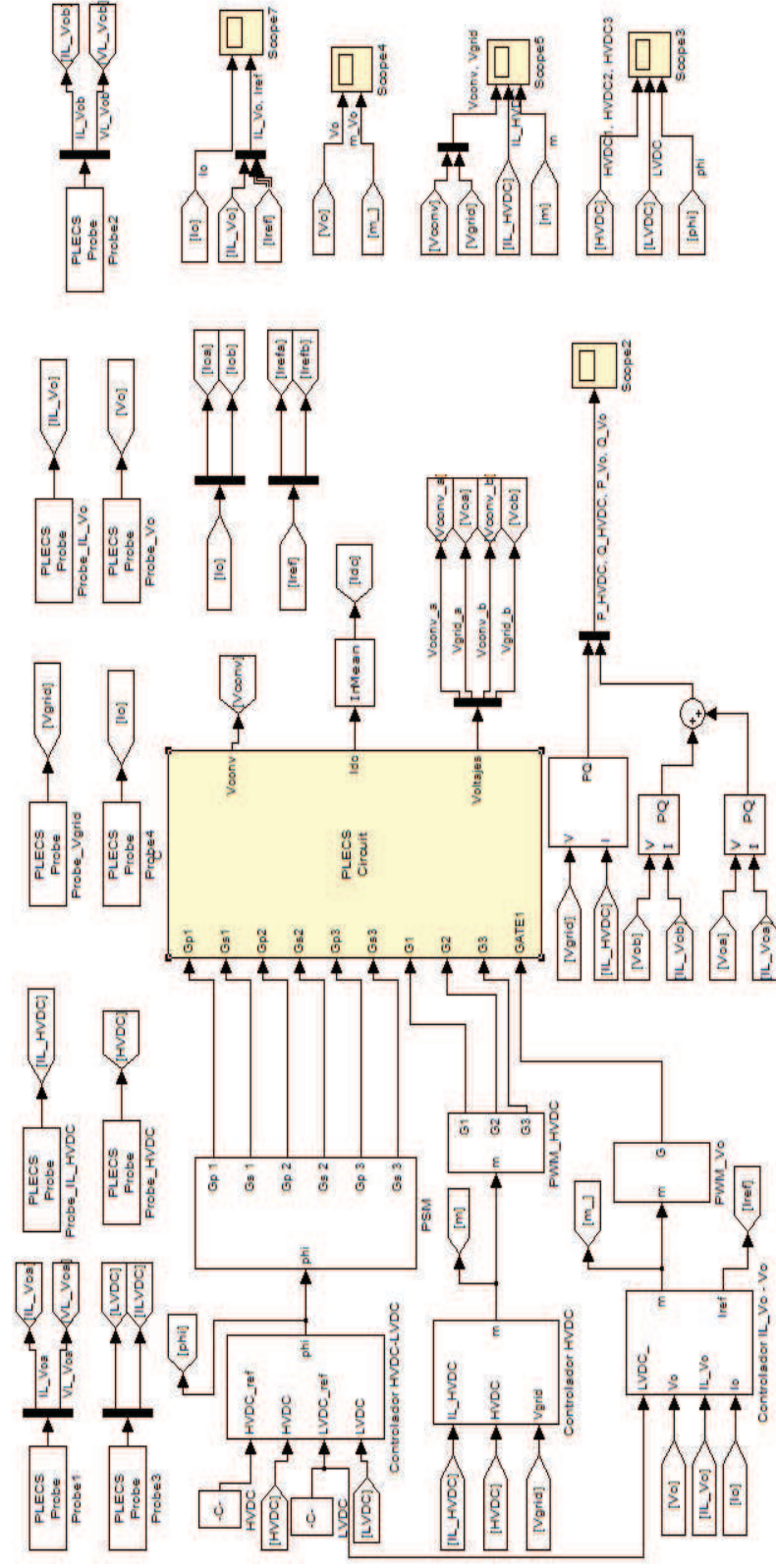


Figura 5.1. Esquema de la simulación en SIMULINK.

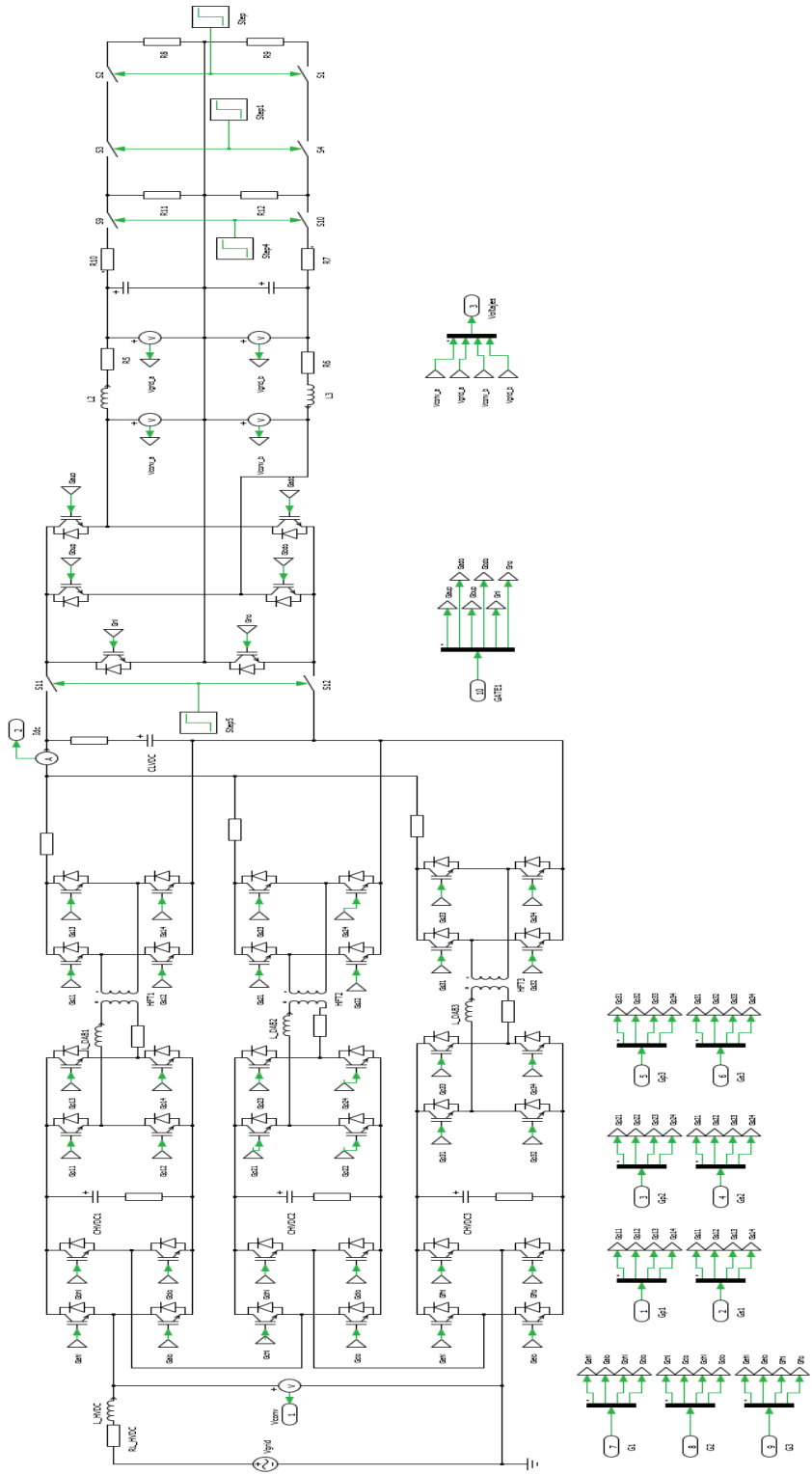


Figura 5.2. Circuito del SST desarrollado en PLECS.

El esquema de la simulación en SIMULINK muestra varios bloques encargados de enviar la señal de operación a los conmutadores respectivos de las diferentes etapas del SST. Estos bloques reciben la señal de los bloques controladores respectivos para cada etapa.

El bloque PSM, es el encargado de controlar la operación de los conmutadores del DAB. Este bloque recibe la señal de control de voltaje tal como se especificó en el capítulo anterior. El contenido del bloque PSM se muestra en la figura 5.3.

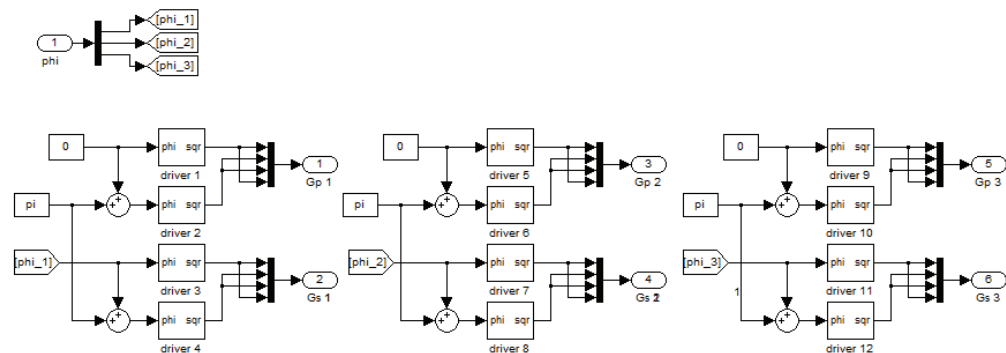


Figura 5.3. Bloque PSM.

El bloque PSM recibe las señales del ϕ (θ) del bloque del controlador *HVDC – LVDC*, el cual recibe las señales de medida voltaje de los capacitores a controlar y el valor de voltaje de referencia. En la figura 5.4 se muestra el contenido del bloque controlador.

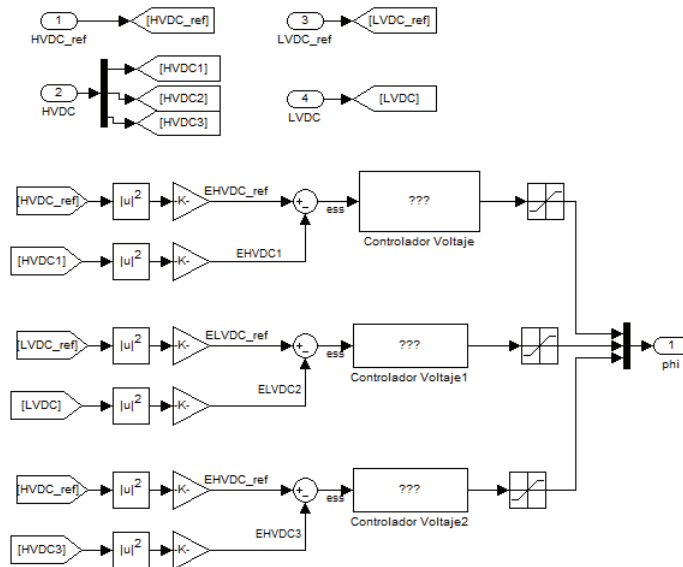


Figura 5.4. Controlador HVDC – LVDC.

El bloque PWM-HVDC, es el encargado de controlar la operación de los conmutadores del rectificador. Este bloque recibe la señal de control de voltaje y de corriente tal como se especificó en el capítulo anterior. El contenido del bloque PWM-HVDC se muestra en la figura 5.5.

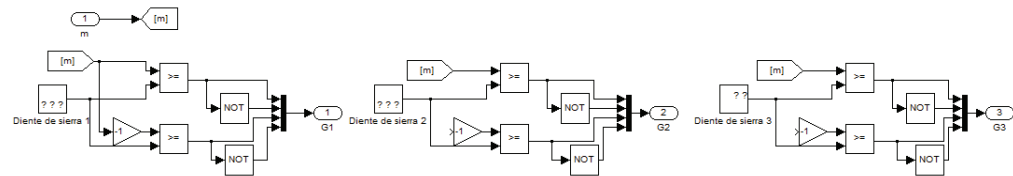


Figura 5.5. Bloque PWM-HVDC.

El bloque PWM-HVDC recibe la señal de modulación del bloque del controlador *HVDC*, el cual recibe las señales de medida voltaje de los capacitores y corriente del inductor a controlar y el valor de voltaje de referencia. En la figura 5.6 se muestra el contenido del bloque controlador.

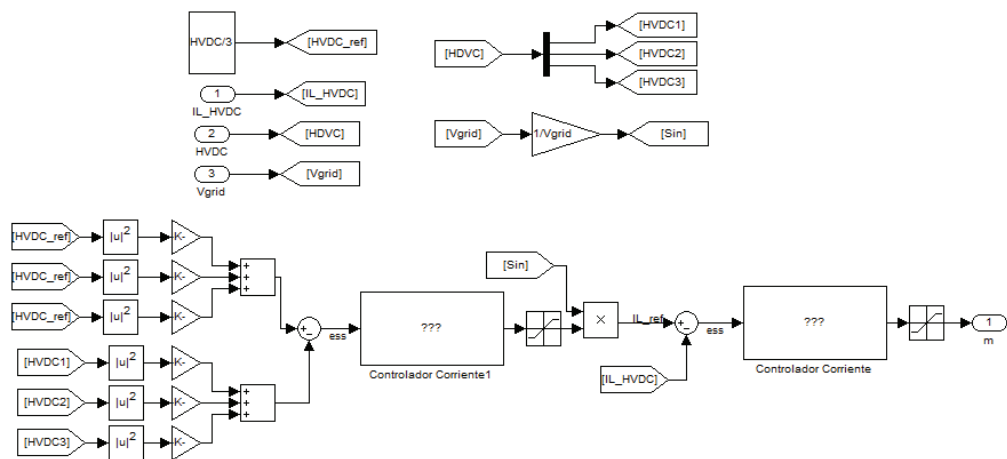


Figura 5.6. Controlador *HVDC*.

El bloque PWM_Vo, es el encargado de controlar la operación de los conmutadores del inversor. Este bloque recibe la señal de control de voltaje y de corriente tal como se especificó en el capítulo anterior. El contenido del bloque PWM_Vo se muestra en la figura 5.7.

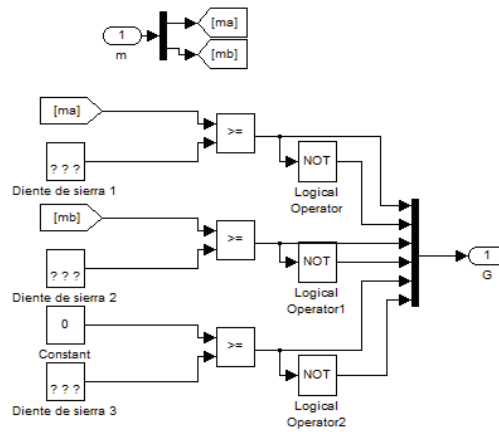


Figura 5.7. Bloque PWM_Vo.

El bloque PWM_Vo recibe la señal de modulación del bloque del controlador $IL_{Vo} - V_o$ el cual recibe las señales de medida voltaje a la salida del SST y corriente del inductor a controlar y el valor de voltaje de referencia. En la figura 5.8 se muestra el contenido del bloque controlador.

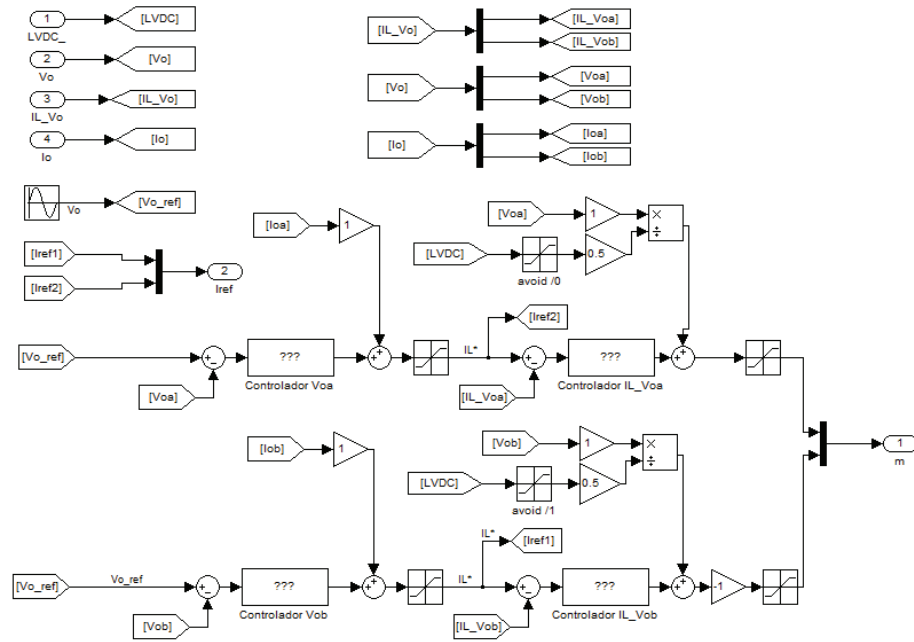


Figura 5.8. Controlador $IL_{Vo} - Vo$.

A continuación se observan las respuestas del SST, en las variables más relevantes. El SST opera inicialmente sin carga, en el tiempo t igual a 0.05 ingresa la primera carga equivalente a la mitad de la nominal, y en el tiempo t igual a 0.2 ingresa la segunda carga equivalente a la otra mitad de la nominal de forma que el SST termina operando a plena carga.

5.2 PRUEBAS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de analizar y verificar la estabilidad y correcto funcionamiento del SST ante la presencia de perturbaciones características en los sistemas de potencia se realizarán las siguientes pruebas simulando dichas perturbaciones y se observará el comportamiento del SST ante las mismas:

- Condición de máxima carga y sobrecarga
- Presencia de Armónicos
- Bajo Factor de Potencia en la Carga
- Sags & Swells
- Prueba del Enlace DC

5.2.1 CONDICIÓN DE MÁXIMA CARGA Y SOBRECARGA

Para verificar el correcto funcionamiento del SST se realiza la simulación, agregando carga al sistema y ver la respuesta de las diferentes etapas.

Para la prueba se empieza agregando un 50% de la carga máxima nominal. Luego de un corto periodo de tiempo se agrega la máxima carga que se estableció para el SST. Como todo equipo eléctrico, el SST debe soportar sobrecargas en el sistema, para lo cual se agrega una sobrecarga, para comprobar el correcto funcionamiento del SST.

Se utilizará el mismo esquema de simulación y circuito en SIMULINK y PLECS de las figura 5.1 y 5.2.

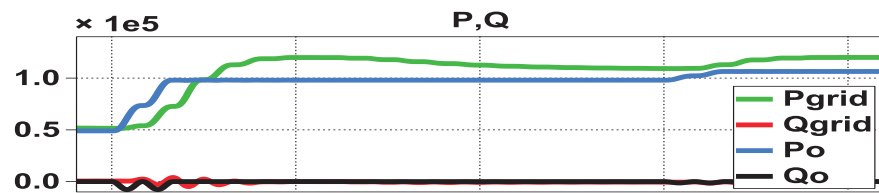


Figura 5.9. Potencia de entrada y de salida del SST (KW, KVAR vs. seg.).

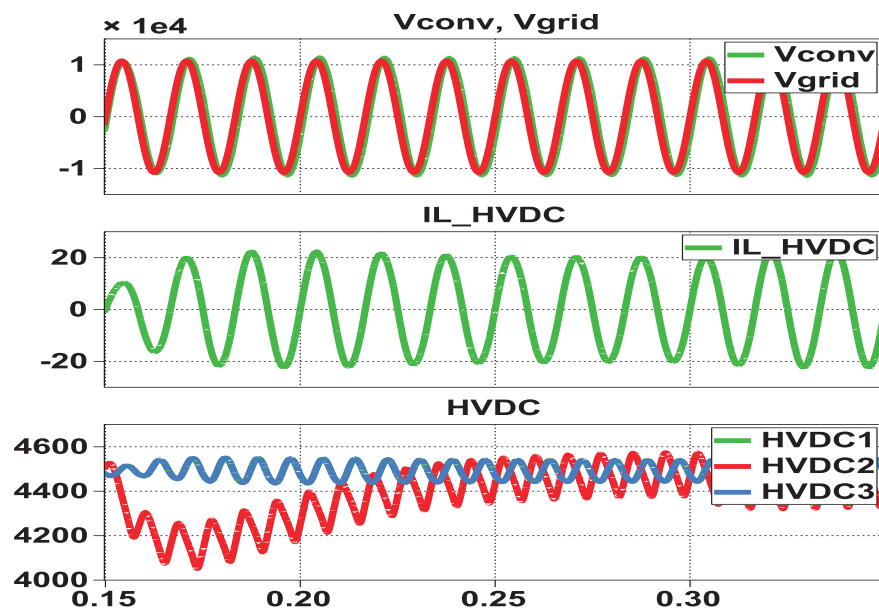


Figura 5.10. Voltaje de la red y del convertidor, Corriente IL_{HVDC} y voltaje HVDC (V vs. seg.) (A vs. seg.).

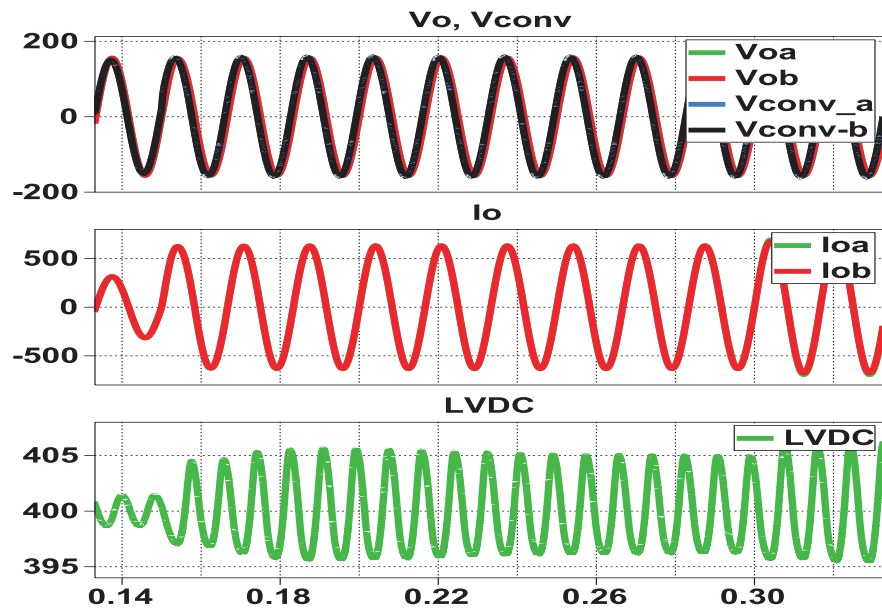


Figura 5.11. Voltaje de salida y del inversor, Corriente de carga y voltaje *LVDC* (V vs. seg.) (A vs. seg.).

En las gráficas podemos observar los diferentes parámetros eléctricos del SST, como la gráfica de potencia de entrada y salida donde se aprecia la potencia máxima establecida para el SST y luego se agrega una sobrecarga. Al aumentar la carga aumenta la corriente de entrada y de salida, manteniéndose el voltaje de salida constante. Estas variaciones de potencia se ven reflejadas en los voltajes DC donde transmiten la potencia requerida por la carga, por lo que se puede apreciar en las gráficas que el nivel de voltaje disminuye y el control logra estabilizarlos obteniendo mayor potencia de la red, después de un instante de tiempo.

5.2.2 PRESENCIA DE ARMÓNICOS

La prueba del funcionamiento del SST ante la presencia de armónicos es necesaria debido a que la presencia de estos es bastante común en los sistemas de potencia, particularmente en corrientes, lo cual podría terminar ocasionando perturbaciones en la forma de onda de voltaje.

Para la prueba se inyecta en el sistema una corriente armónica del lado de la carga, a la salida del inversor más una carga menor a la nominal, de la prueba observaremos el comportamiento de las variables de corriente y voltaje de entrada y de salida. Se muestra el esquema de simulación en SIMULINK y el esquema del circuito en PLECS a continuación.

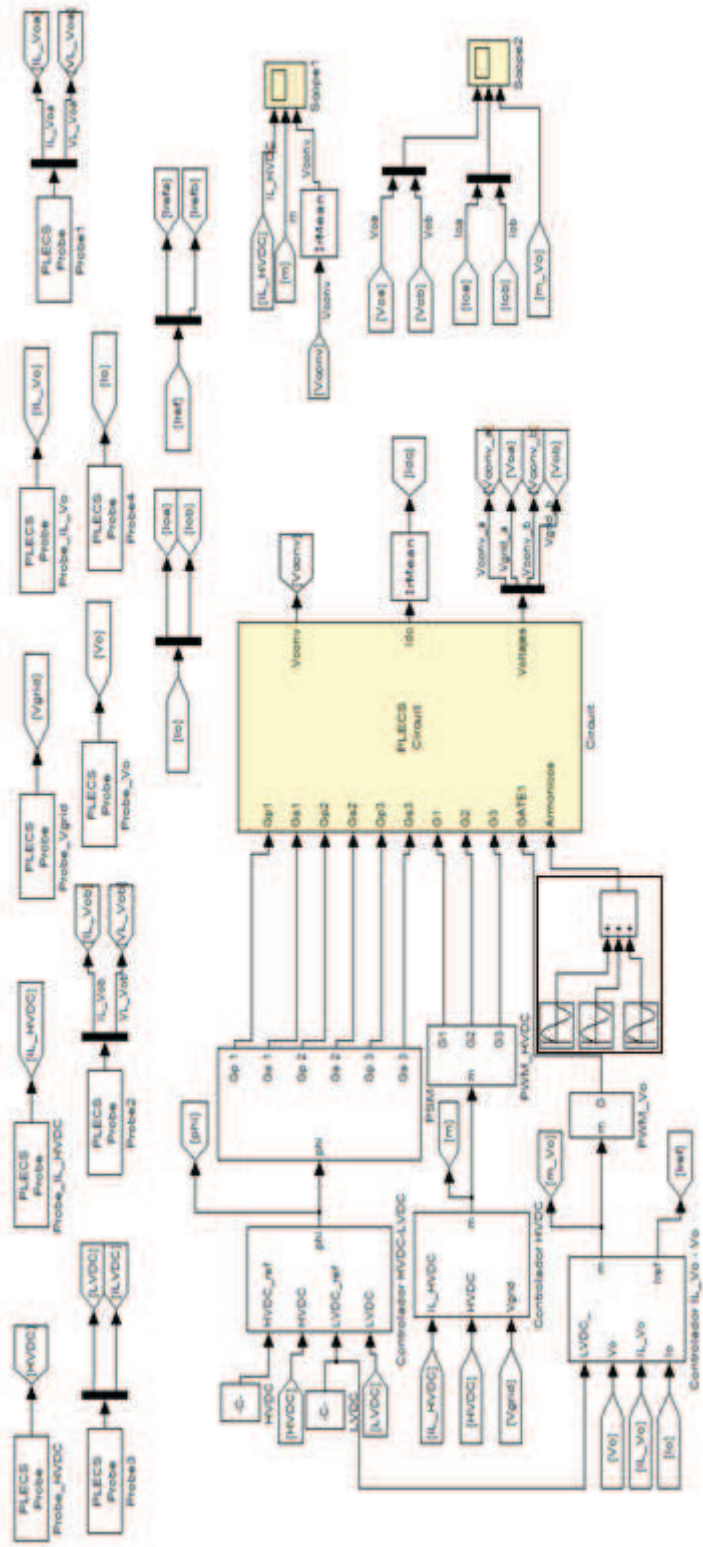


Figura 5.12. Esquema de la simulación en SIMULINK para la prueba de Armónicos.

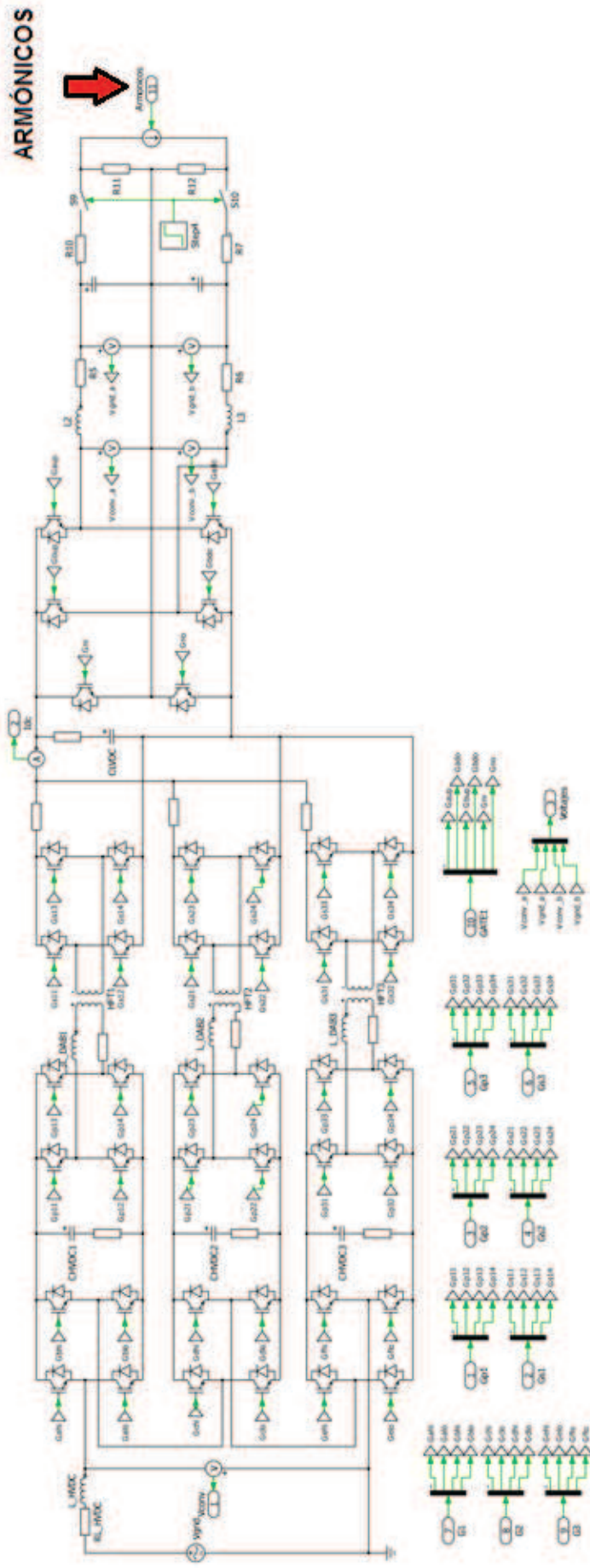


Figura 5.13. Esquema del circuito en PLECS para la prueba de Armónicos.

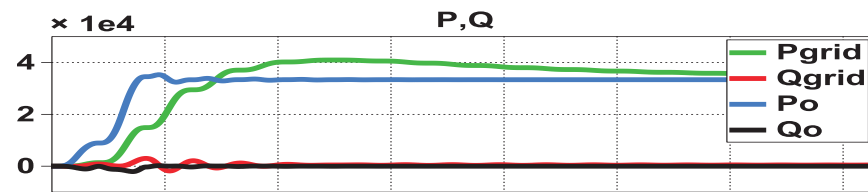


Figura 5.14. Potencia de entrada y de salida del SST (KW, KVAR vs. seg.).

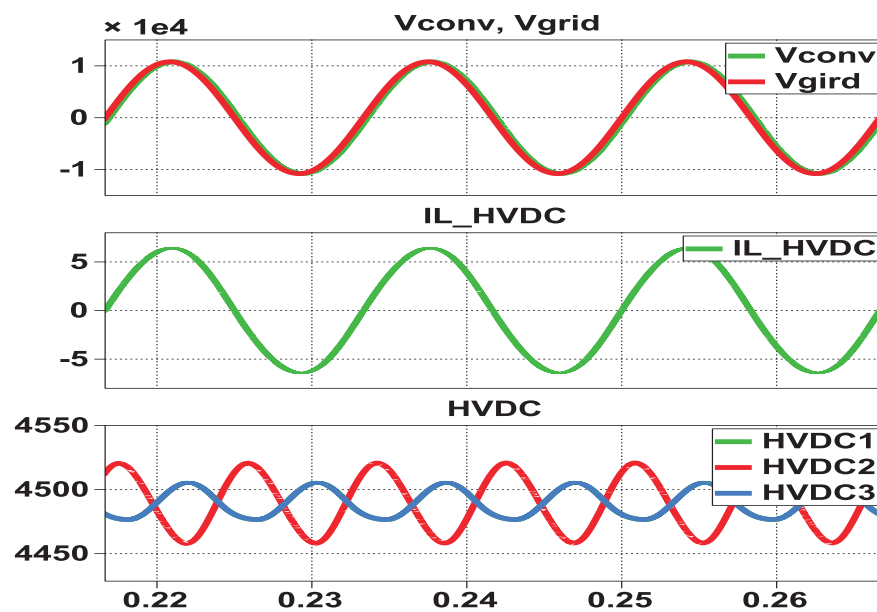


Figura 5.15. Voltaje de la red y del convertidor, Corriente $I_{L_{HVDC}}$ y voltaje $HVDC$ (V vs. seg.).

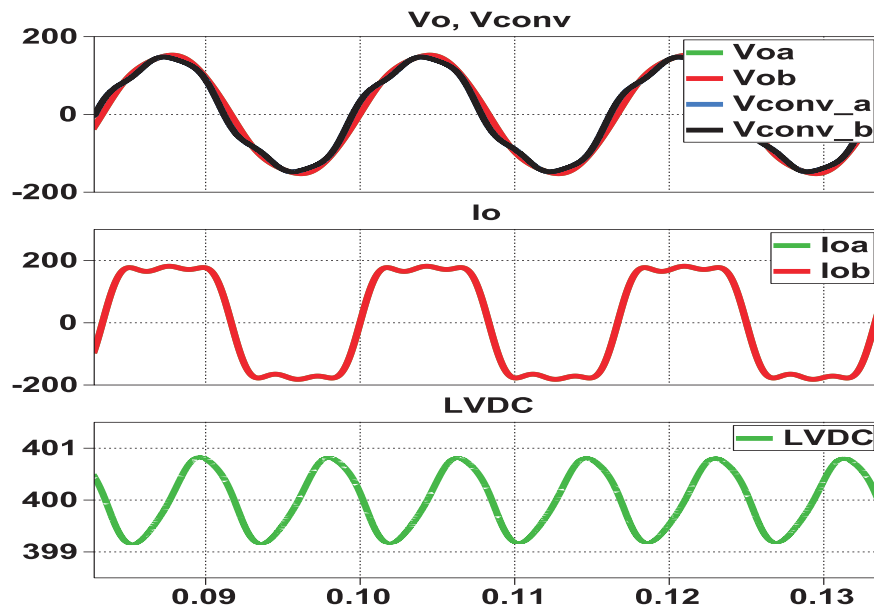


Figura 5.16. Voltaje de salida y del inversor, Corriente de carga y voltaje $LVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

Como se puede observar en la figura 5.16 la corriente de carga presenta armónicas, que distorsionan la forma de onda sinusoidal. En la gráfica del voltaje de salida se observa que el voltaje de salida no presenta armónicas, debido a que la respuesta rápida del control no permite que el voltaje se distorsione. En la figura 5.15 se observa como la corriente a la entrada del SST no se ve afectada por las armónicas de la salida, esto se debe a que el capacitor C_{LVDC} absorbe las corrientes armónicas, filtrándolas y de esta forma no reflejar la perturbación en la entrada.

5.2.3 BAJO FACTOR DE POTENCIA

La prueba del funcionamiento del SST ante la presencia de una carga con un bajo factor de potencia es otro aspecto que se necesita analizar dado el eventual caso de que una carga con un factor de potencia bajo deba ser alimentada, el SST debe ser capaz de mantenerse funcionando correctamente con el factor de potencia bajo.

En el modelo se colocará una carga con un factor de potencia de 0.7, el cual está por debajo de lo que se establece dentro del servicio eléctrico y se deberá observar que dicho factor de potencia no afecte el factor de potencia a la entrada del SST, además se espera un funcionamiento normal de las variables de voltaje y corriente en las diferentes etapas. Para el esquema de simulación y de circuito se utilizarán los mismos esquemas de la figura 5.1 y 5.2.

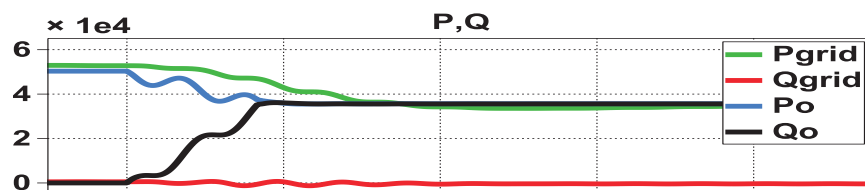


Figura 5.17. Potencia de entrada y de salida del SST (KW, KVAR vs. seg.).

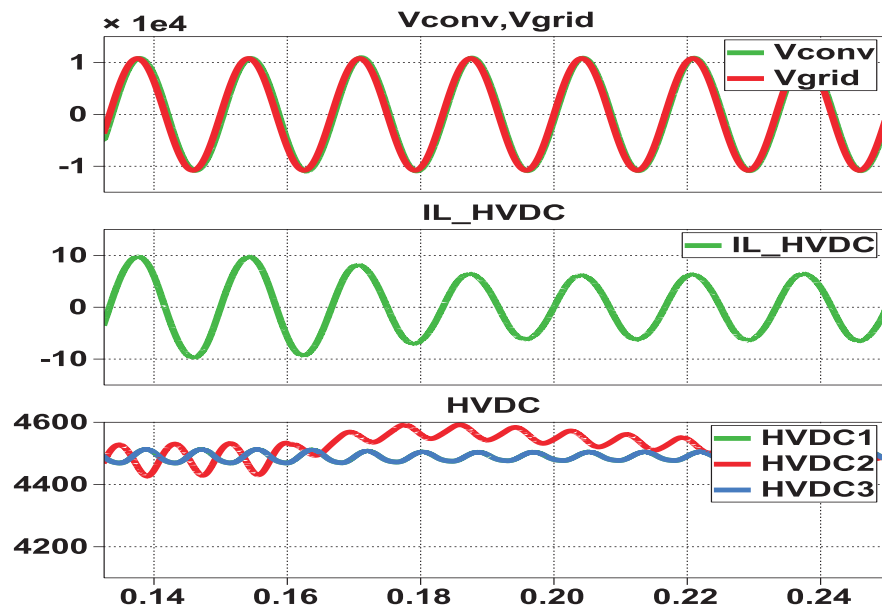


Figura 5.18. Voltaje de la red y del convertidor, Corriente IL_{HVDC} y voltaje $HVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

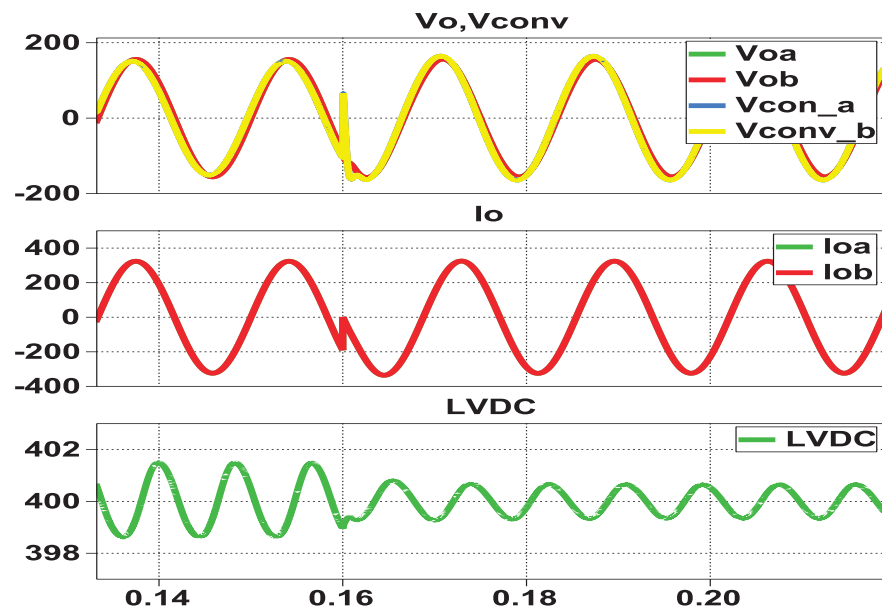


Figura 5.19. Voltaje de salida y del inversor, Corriente de carga y voltaje $LVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

Como se observa en la figura 5.17 se tiene una carga de 50 kVA. Aproximadamente con un factor de potencia unitario y luego de un periodo de tiempo, la carga es retirada e ingresa una carga de 50 kVA. con un factor de potencia bajo de 0.7 aproximadamente. La potencia activa de entrada del SST se reduce a un 70% ya que la potencia activa en la carga disminuyó a un 70%, sin verse afectada la potencia reactiva, por lo tanto se tiene un factor de potencia unitario en la entrada del SST. En la figura 5.18 se observa como la corriente proveniente de la red se reduce, ya que la potencia aparente de entrada se redujo. En la figura 5.19 se observa como la corriente de la carga cambia de fase debido a la carga reactiva que entra al sistema. Esto se debe a que los capacitores son los encargados de entregar la potencia reactiva necesaria a la carga sin afectar la potencia que entra al SST.

5.2.4 SAGS & SWELLS

Los sags y swells de voltaje son perturbaciones en la forma de onda del voltaje que se manifiestan como reducciones o incrementos no muy grandes y por poco tiempo. Para la prueba de Sag & Swell se tiene en el voltaje de la red una reducción (Sag) de un 10% y luego de un periodo de tiempo un incremento (Swell) de un 10% del valor nominal del voltaje. Para la prueba se utiliza el esquema de simulación en SIMULINK y del circuito en PLECS de la figura 5.1 y 5.2 respectivamente.

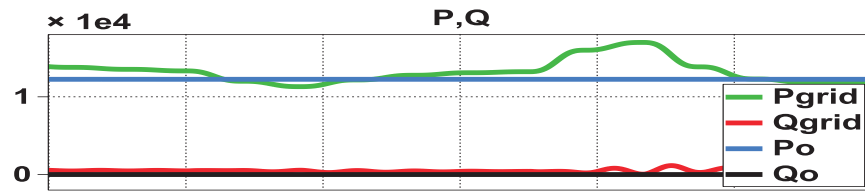


Figura 5.20. Potencia de entrada y de salida del SST (KW, KVAR vs. seg.).

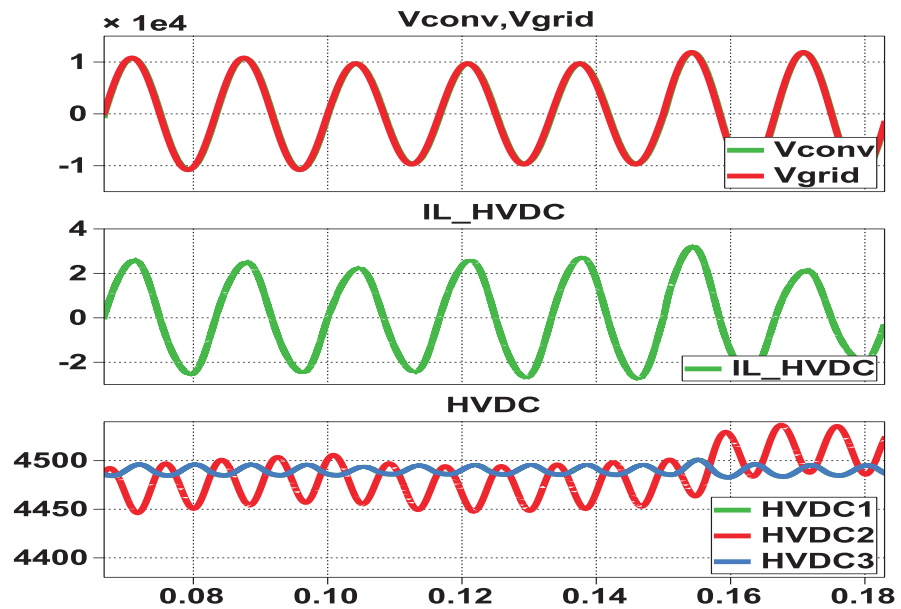


Figura 5.21. Voltaje de la red y del convertidor, Corriente IL_{HVDC} y voltaje $HVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

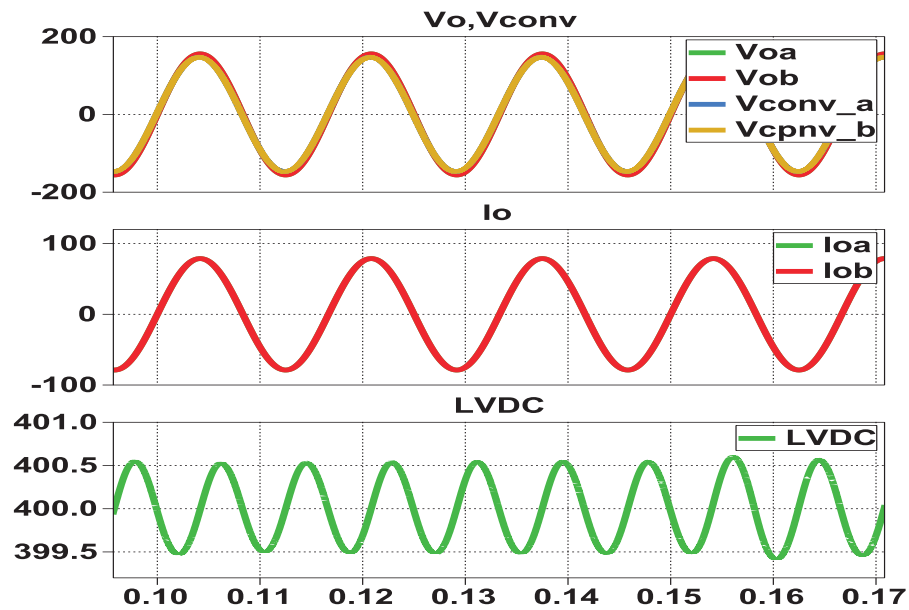


Figura 5.22. Voltaje de salida y del inversor, Corriente de carga y voltaje $LVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

En la figura 5.21 se observa la presencia de una caída de tensión (Sag) en el voltaje de la red, por un corto instante de tiempo, el voltaje del convertidor se reduce al igual que el voltaje de la red, mientras que la corriente se eleva para compensar la potencia de entrada al convertidor. En la gráfica de potencia se observa como la potencia activa de entrada se reduce mientras que la potencia de salida se mantiene, por lo que no afecta en la salida, esto se debe a que los capacitores entregan parte de su potencia para mantener la potencia constante a la salida. En el caso de la subida de tensión (Swell) en el voltaje de la red ocurre lo contrario, aumenta el voltaje del convertidor, mientras que la corriente se reduce para compensar la potencia que entra al SST, la cual aumenta por un instante de tiempo, mientras que la potencia de salida sigue sin verse afectada por la perturbación.

5.2.5 INYECCIÓN DE POTENCIA EN ENLACE *LVDC*

Con el objetivo de integrar el SST a redes inteligentes y utilizar fuentes alternas de energía y formar parte de la Generación Distribuida, se tiene el enlace *LVDC*, el cual permite alimentar a cargas DC o el acceso a fuentes de energía para alimentar a las cargas a la salida del inversor o proveer energía a la red.

Se utilizará en la prueba una fuente de corriente conectada en paralelo con el capacitor C_{LVDC} y con carga en el inversor. La fuente de corriente representará una fuente de potencia que consumirá potencia de la red por un instante de tiempo y luego se invertirá el sentido de la corriente para entregar potencia a la red y se observará la respuesta del SST. Se utilizara el mismo esquema de simulación en SIMULINK y el esquema del circuito en PLECS se muestra en la figura 5.23.

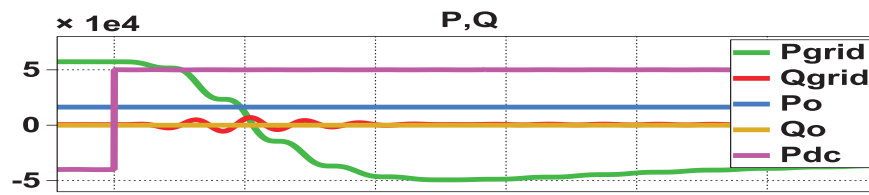


Figura 5.24. Potencia de entrada, salida y DC en el SST (KW, KVAR vs. seg.).

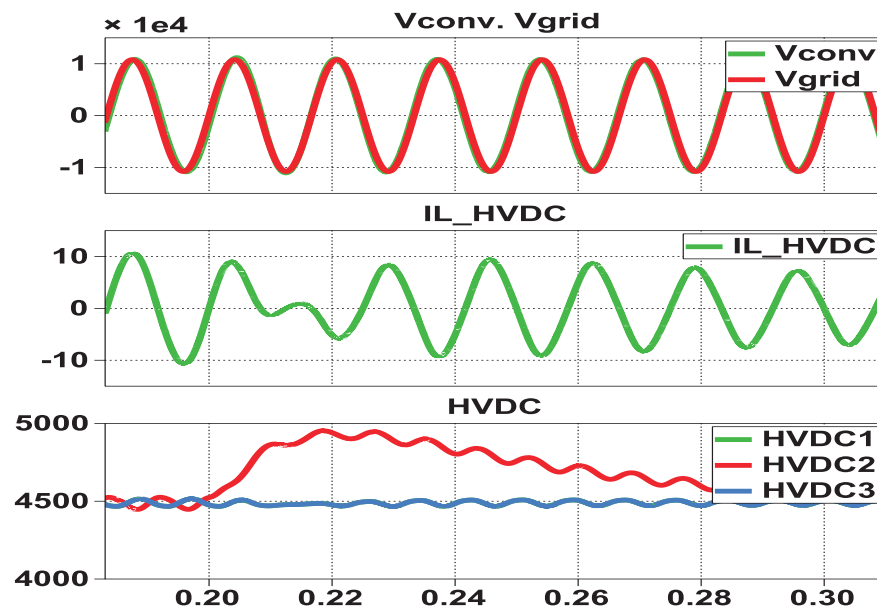


Figura 5.25. Voltaje de la red y del convertidor, Corriente IL_{HVDC} y voltaje $HVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

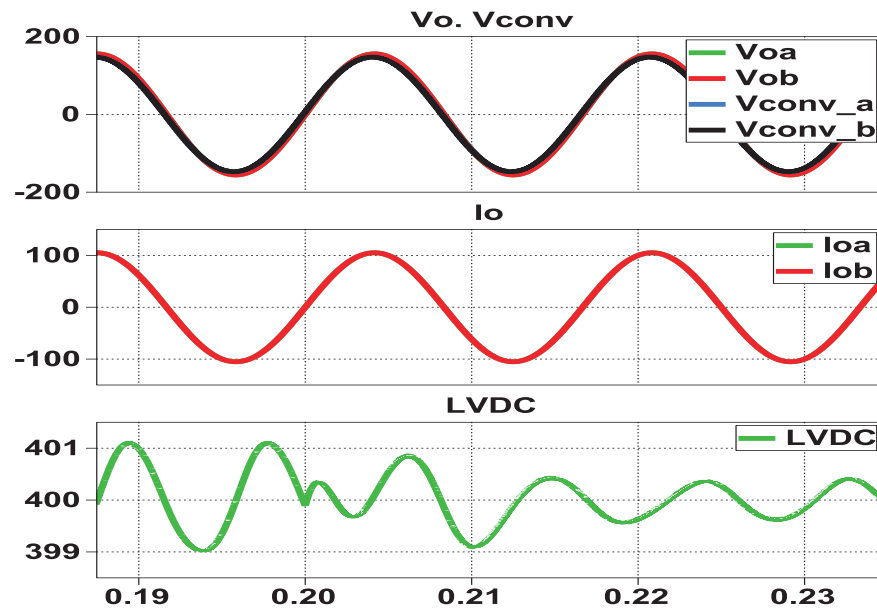


Figura 5.26. Voltaje de salida y del inversor, Corriente de carga y voltaje $LVDC$ (V vs. seg.) (A vs. seg.).

Como se observa en las gráficas obtenidas, la potencia de la red abastece a la carga DC en el enlace $LVDC$ y a la salida del inversor. En la figura 5.25 se observa que la corriente proveniente de la red es de $10,5 A_{pk}$ aproximadamente, por lo tanto la potencia que ingresa a la red es de,

$$P_{AC} = \frac{10,5 \cdot 7620 \cdot \sqrt{2}}{2} = 56,5 \text{ kVA}. \quad (5.1)$$

La corriente DC consumida en el enlace $LVDC$ es de 100 A por lo que la potencia DC será de,

$$P_{DC} = 100 \cdot 400 = 40 \text{ kVA}. \quad (5.2)$$

Se observa en la figura 5.26 que el valor de la corriente de la carga es de $105 A_{pk}$ aproximadamente en cada fase, por lo tanto la potencia total a la salida del inversor será de,

$$P_o = 2 * \frac{110 * \sqrt{2} * 105}{2} = 16.5 \text{ kVA}. \quad (5.3)$$

La potencia de la red es aproximadamente igual a la suma de la potencia DC y de la salida del inversor.

$$P_{AC} = 56.5 = 40 + 16.5. \quad (5.4)$$

Cuando se invierte la dirección de la corriente DC y el valor de la corriente DC inyectada es de 125 A, la potencia DC que ingresa al SST es de,

$$P_{DC} = 125 * 400 = 50 \text{ kVA}. \quad (5.5)$$

La corriente que ingresa al SST disminuye a $6.2 A_{pk}$ aproximadamente, por lo tanto la potencia que proviene de la red es de,

$$P_{AC} = \frac{6.2 * 7620 * \sqrt{2}}{2} = 33.5 \text{ kVA}. \quad (5.6)$$

La potencia a la salida del inversor sigue siendo la misma ya que la carga no ha cambiado, por lo tanto la potencia DC es igual a la suma de las potencias de entrada y de salida del SST.

$$P_{DC} = 50 = 33.5 + 16.5. \quad (5.7)$$

Como se observa en las ecuaciones 5.4 y 5.7 se mantiene el balance de potencia del SST. El equipo puede abastecer cargas DC y permite abastecer potencia a la red del sistema de potencia y a la carga del inversor por medio de fuentes de energía alternativas.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. Se realizó con éxito el diseño de los componentes de cada convertidor en las diferentes etapas que componen el SST, esto se observa en el cumplimiento de los parámetros establecidos para voltajes y corrientes nominales y rizados de estas señales en las simulaciones realizadas.
2. El diseño del control también se realizó correctamente y esto se comprueba con las respuestas de control obtenidas en las simulaciones de cada etapa

individual del SST aisladas del resto de convertidores al aplicarles una perturbación.

3. El resultado de las pruebas para condiciones particulares satisfacen el correcto funcionamiento del equipo, ya que el SST fue capaz de controlar cada una de las situaciones presentadas con resultados estables tal como se observó en las simulaciones.
4. La presencia de Armónicos no compromete su estabilidad ni su operación normal. Además, estas perturbaciones no son transmitidas de la carga a la red, cosa que no ocurre con los transformadores normales.
5. En caso del ingreso o demanda de carga a través del enlace DC, la potencia en este punto se distribuye automáticamente entre la carga del SST y la generación del mismo, confirmando así un flujo de potencia multidireccional y dinámico.
6. La presencia de sags y swells de voltaje en la red, siempre que no sea excesiva y se mantenga en rangos establecidos, no afecta en mayor forma el desempeño del SST, sus variables de salida tienen un comportamiento estable tal como se observa en las gráficas.
7. El dispositivo operará correctamente incluso cuando tiene que alimentar cargas con factor de potencia bastante pobre. Esto se puede observar en las respuestas de voltaje y corriente que tiene el SST ante una carga con características de bajo factor de potencia que se pueden apreciar en el capítulo cinco.

RECOMENDACIONES

1. Es altamente recomendable que procurar realizar el diseño de los convertidores para un valor de potencia máxima superior a la nominal.
2. Para determinar si el convertidor es capaz de trabajar a su carga nominal es práctico utilizar el recurso de la fuente de corriente que sustituya al resto de etapas del SST para poder evaluar el bloque de forma individual.
3. El valor de la fuente de corriente anteriormente mencionada se puede calcular fácilmente reemplazando en las salidas/entradas respectivas del controlador y observando el valor promedio DC que tiene la corriente a través de dichas fuentes.

ANEXOS

PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

```
clear all  
clc
```

```
%% Parametros de la Red  
Vgrid=7620*sqrt(2); % Voltaje de la red  
f0=60; % frecuencia de la red  
w0=2*pi*f0;
```

```
%% Parametros Principales del SST  
fs=20e3; % frecuencia de switcheo  
Ts=1/fs; % Periodo de switcheo  
ws=2*pi*fs;  
HVDC=13470; % Alto Voltaje DC  
LVDC=400; % Bajo Voltaje DC  
n1=HVDC/3; % Número de vueltas devanado primario  
n2=LVDC; % Número de vueltas devanado secundario
```

```
%% Parametros del Rectificador  
L_HVDC=0.4; % Inductancia en H  
CHVDC1=240e-6; % Capacitancia en F  
CHVDC2=480e-6; % Capacitancia en F  
CHVDC3=240e-6; % Capacitancia en F  
RL=0.01; % Resistencia del inductor
```

%% Parametros DAB

L_DAB1=1.4*1e-3; % Inductancia en H
L_DAB2=0.675*1e-3; % Inductancia en H
L_DAB3=1.4*1e-3; % Inductancia en H
XL1=L_DAB1*ws;
XLp1=XL1*(n2/n1)^2;
XL2=L_DAB2*ws;
XL3=L_DAB3*ws;
XLp3=XL3*(n2/n1)^2;
CLVDC=120e-3; % Capacitancia en F
HVDCp=HVDC/3*(n2/n1);
LVDCp=LVDC*(n1/n2);

%% Parametros Inversor

C_Vo=2.5e-3; %Capacitancia en F
L_Vo=175e-6; % Inductancia en H
Vo=220*sqrt(2); % Voltaje de salida del SST
Io_max=650; %Iref
Theta=15.5*pi/180; % Angulo de modulación en rad
m_=(Vo/(LVDC)); % Índice de modulación
XL_Vo=w0*L_Vo;
Vconv=LVDC*m_*0.5; % Voltaje del convertidor
P=2*Vconv*Vo*sin(Theta)/(4*XL_Vo); % Potencia del Inversor
Ro=(Vo)^2/(4*abs(P)); % Resistencia de la carga

%% Controlador Rectificador

ILpk_HVDC= 18.557;
Gpi_HVDC=-tf(HVDC,[L_HVDC RL]); % Ganancia de planta corriente del Rectificador
Gci_HVDC=-tf([0.177 583.9761 628432.7298 221526622.875],[1 0 142100 0]); % Ganancia de control corriente del Rectificador
PM=60; % Margen de Fase
BWv=12; % Ancho de Banda
Gpv_HVDC=tf(Vgrid/2,[1 0]); % Ganancia de planta voltaje Rectificador
Gcv_HVDC=K_Factor(Gpv_HVDC,BWv,PM); % Ganancia de control voltaje Rectificador

%% Controlador DAB

Gpv_DAB1=-tf(LVDC*HVDCp/XLp1,[1 0]); % Ganancia de planta voltaje DAB
PM=60; % Margen de Fase
BW=fs/200; % Ancho de Banda
Gcv_DAB1=-K_Factor(-Gpv_DAB1,BW,PM); % Ganancia de control voltaje DAB
BW=fs/50; % Ancho de Banda
Gpv_DAB2=tf(LVDCp*(HVDC/3)/XL2,[1 0]); % Ganancia de planta voltaje DAB
Gcv_DAB2=K_Factor(Gpv_DAB2,BW,PM); % Ganancia de control voltaje DAB
BW=fs/200; % Ancho de Banda
Gpv_DAB3=-tf(LVDC*HVDCp/XLp3,[1 0]); % Ganancia de planta voltaje DAB

```
Gcv_DAB3=-K_Factor(-Gpv_DAB3,BW,PM); % Ganancia de control voltaje DAB
```

```
%% Controlador Vo
```

```
Gc1=tf([1 54.39],[1 0]);
```

```
Gc2=tf([1 1130],[1 0 1.421e005]);
```

```
Gc1=Gc1*Gc2;
```

```
Gc2=tf([1 2349],[1]);
```

```
Gc1=Gc1*Gc2;
```

```
Gci_Vo=0.0047903*Gc1; % Ganancia de control corriente del Inversor
```

```
Gc1=tf([1 50.68],[1 0]);
```

```
Gc2=tf([1 369.7],[1 0 1.421e005]);
```

```
Gc1=Gc1*Gc2;
```

```
Gc2=tf([1 1983],[1]);
```

```
Gc1=Gc1*Gc2;
```

```
Gcv_Vo=1.1929*Gc1; % Ganancia de control voltaje del Inversor
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Falcones, S., Mao, X., y Ayyanar, R, Simulation of the FREEDM Green Hub with Solid State Transformers and Distributed Control, fecha de consulta Diciembre 2012.
- [2] Mohan, N. , Undeland, Tore M. , Robbins, W. , Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons Inc., Segunda Edición, 1995.
- [3] Grainger, J., Stevenson, W., Análisis de Sistemas de Potencia, fecha de consulta: Diciembre 2012.
- [4] Téllez, E., Calidad de la Energía.
- [5] Llamas, A., De Los Reyes, J., Instrumentación para determinar la calidad del servicio eléctrico.
- [6] Unidad Politécnica Salesiana, Armónicos en las Redes Eléctricas.
- [7] <http://www.suelosolar.es/newsolares/newsol.asp?id=7092>, fecha de consulta: 28/02/2013.
- [8] Valdovinos, F., y Otárola, R., Almacenamiento de energía: Desarrollos tecnológicos y Costos, 2008.
- [9]Walter, J. , Ceglia, G. , Guzmán, V. , Giménez, M. , Comparación de Tres Topologías de Transformadores de Alta Frecuencia y Alta Potencia, scielo.org.ve , 2009.

[10]Ramanarayanan, V. , Course Material on Switched Mode Power Conversion, 2007

[11] Wikipedia, Pulse-width Modulation , Wikipedia.org, fecha de consulta: Diciembre 2012.

[12] Zong, X., A Single Phase Grid Connected DC/AC Inverter with Reactive Power Control for Residential PV Application,2011.

[13] Cheng, Y., Qian, C., Crow, M., Pekarek, S., y Atcitty, S. A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM With Energy Storage, Octubre 2006.

[14] Ayyanar, R., K-Factor approach, EEE 572 Arizona State University, 2009.