

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 trifásica y salida monofásica basado en un convertidor DC-DC de doble puente activo y un convertidor AC-DC multinivel de diodo anclado”

INFORME DE MATERIA DE GRADUACIÓN

Previa a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD ESPECIALIZACIÓN ELECTRONICA Y
AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

Presentada por:

**NAHIN GREGORIO MOREJÓN SALDIVIA
WILMER FABIÁN QUINTERO PLAZA**

Guayaquil – Ecuador

2013

AGRADECIMIENTO

Le agradezco principalmente a Dios por haberme ayudado en los momentos más difíciles, a mis padres Jorge Morejón Montoya y Zoila Saldivia Cedeño por haberme dado la vida y que con su confianza y amor me guiaron por el camino del bien, a mis hermanas Marcela, Valeria y Leonela y a mi hermano Jorge a mi tío Dr. Carlos Saldivia Cedeño por ser parte fundamental en mi proceso universitario, a mi novia María José por su apoyo y amor incondicional, a todos mis amigos que han estado conmigo en las buenas y en las malas, a los profesores de la FIEC principalmente al Ing. Efrén Herrera y al PhD. Sixifo Falcones que gracias a sus enseñanzas hemos culminado con éxito este proyecto.

NAHIN GREGORIO MOREJÓN SALDIVIA.

Le agradezco primeramente a DIOS y a mis padres OSWALDO QUINTERO GUERRA Y

CLARA PLAZA COX por darme las fuerzas y por no dejarme caer en los momentos difíciles y por todo el apoyo y el esfuerzo y sacrificio que han hecho porque yo salga adelante y sea un profesional, a mi novia TATIANA CAMACHO LOZANO por estar conmigo apoyando en estos momentos, a mis AMIGOS por estar conmigo por esa amistad sincera que han sabido brindar.

WILMER FABIÁN QUINTERO PLAZA.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a Dios, a mis padres Jorge Morejón Montoya y Zoila Saldivia Cedeño, a mis hermanos Marcela, Jorge, Valeria, Leonela, a mi novia, a mis amigos y de manera muy especial va dedicado para mis abuelitas Zoila Cedeño Llor y Ángela Montoya Iler que siempre estuvieron conmigo y que con sus palabras y amor me motivaban cada día a seguir adelante me hacen mucha falta esto es para ustedes Las amo.

NAHIN GREGORIO MOREJÓN SALDIVIA.

Le dedico esta tesis a toda mi familia que siempre me estuvieron apoyando y en especial

FRANCISCA COX

CLARA PLAZA C.

QUINTERO OSWALDO G.

WILMER FABIÁN QUINTERO PLAZA.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

PhD. SIXIFO FALCONES

PROFESOR DE LA MATERIA DE GRADUACIÓN

MSc. EFRÉN HERRERA

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)

NAHIN GREGORIO MOREJÓN SALDIVIA

WILMER FABIÁN QUINTERO PLAZA

RESUMEN

Para este proyecto vamos a dimensionar los componentes básicos, y diseñar el control de un transformador de estado sólido(SST) de tres etapas con entrada trifásica y salida monofásica, donde la primera etapa es un rectificador, la segunda etapa es el DAB y la tercera etapa un inversor. El transformador de estado sólido cumple con muchas funciones una de las principales es el ahorro de energía logrando una estabilidad en la red eléctrica previniendo que haiga caídas de tensiones empleando lo que conocemos como energía renovables, donde podemos utilizar estas fuentes de energía conectándola por nuestra alimentación principal del sistema, logrando así que la potencia que fluya hacia la red de manera estable ante la presencia de perturbaciones que comúnmente se dan en esta clases de sistemas eléctricos de potencia.

Para lograr que el SST cumpla su función al 100%, se somete a diversas pruebas las cuales son: Sags y Swell en el voltaje de la red, que son perturbaciones que reducen o incrementan la forma de onda de voltaje en un determinado tiempo. Inyección de potencia DC en el enlace de baja tensión, en el cual alimentamos el enlace de baja LVDC a cargas DC o fuentes de energía para proveer de energía a la red. Bajo factor de potencia, donde el

SST mantiene su funcionamiento estable con la presencia de una carga con un bajo factor de potencia. Máxima carga y sobrecarga, donde el SST funciona adecuadamente con la presencia de sobrecargas; y por ultimo presencia de armónicos, donde inyectamos a la carga del sistema corrientes armónicas observando el comportamiento de las formas de onda de corriente y voltaje de entrada y salida.

Tanto el diseño, como la simulación del modelo del sistema se lo realiza con la ayuda de las herramientas PLECS Y SIMULINK propias del programa MATLAB.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	II
DEDICATORIA	IV
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN.....	V
DECLARACIÓN EXPRESA.....	VI
RESUMEN.....	VII
INDICE GENERAL.....	IX
INDICE DE FIGURAS.....	XIV
INDICE DE TABLAS.....	XX
ABREVIATURAS.....	XXI
SIMBOLOGIA.....	XXIII
INTRODUCCION.....	XXV
CAPÍTULO 1	
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	1
CAPITULO 2	
FUNDAMENTO TEORICO	6
2.1 REDES ELECTRICAS INTELIGENTES	7

2.1.1	¿QUE ES UNA SMART GRID?	7
2.1.2	NECESIDAD DE LAS REDES INTELIGENTES	8
2.1.3	VENTAJAS DE LAS REDES INTELIGENTES	9
2.2	CARACTERISTICA DE UN SISTEMA ELECTRICO DE POTENCIA....	11
2.2.1	FLUJO DE POTENCIA.....	12
2.2.2	PROBLEMAS DE CALIDAD DE LA ENERGIA.....	13
2.2.2.1	PROBLEMAS DE SAGS Y SWEEL.....	15
2.2.2.2	PROBLEMAS CAUSADOS POR LOS ARMONICOS.....	18
2.2.3	GENERACION DISTRIBUIDA.....	19
2.2.3.1	LA GENERACION DISTRIBUIDA Y LAS REDES DE DISTRIBUCION.....	22
2.3	TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.....	23
2.4	TRANSFORMADOR DE ESTADO SOLIDO.....	24
2.4.1	CARACTERISTICAS DE UN TRANSFORMADOR DE ESTADO SOLIDO.....	26
2.4.2	TOPOLOGIAS DE UN SST.....	27
2.5	CONVERTIDORES ESTATICOS DE PODER.....	29
2.5.1	CONVERTIDORES DC-DC	29
2.5.2	CONVERTIDORES AC-DC	33

2.5.3	CONVERTIDOR DC-AC.....	35
2.5.3.1	EL INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE COMPLETO	36
2.5.3.2	EL INVERSOR CON MODULACION POR ANCHO DE PULSO PWM UNIPOLAR	39
2.6	CONVERTIDOR DOBLE PUENTE ACTIVO (DAB)	41
2.6.1	TOPOLOGIA DEL DAB.....	45
2.7	CONVERTIDORES AC-DC MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO	48

CAPITULO 3

	DIMENSIONAMIENTO DE LOS COMPONENTES DEL SST.....	51
3.1	DIMENSIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR AC-DC.....	53
3.1.1	SELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES	54
3.2	DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR DE ENTRADA.....	55
3.3	DIMENSIONAMIENTO DE LOS CAPACITORES.....	62
3.4	DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR DEL DAB	65
3.5	DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR DEL DAB	67
3.6	DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-AC	70

CAPITULO 4

	MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR.....	75
4.1	ESTRATEGIA DE CONTROL.....	76

4.2 APROXIMACION DEL FACTOR K PARA EL CÁLCULO DEL CONTROLADOR.....	78
4.3 .DISEÑO DEL CONTROL DE LA ETAPA AC-DC (RECTIFICADOR).....	80
4.3.1 MODELADO DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR AC-DC	82
4.4 DISEÑO DEL CONTROL DEL DAB.....	90
4.4.1..... MODELADO DE LA PLANTA DEL DAB.....	91
4.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE LA ETAPA DC-AC (INVERSOR)...	97
4.5.1 MODELADO DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR AC-DC	98
CAPITULO 5	
5.1 .DISEÑO E IMPLMETACION DEL SST.....	108
5.2 .ANALISIS DE LAS SIMULACIONES DEL SST.....	111
5.2.1SIMULACION DE UN SAG Y SWELL DEL 20% EN EL VOLTAJE DE LA RED.....	111
5.2.2.....INYECCION DE POTENCIA EN EL ENLACE DE BAJA LVDC.....	122
5.2.3....CONDICION DE MAXIMA CARGA Y SOBRECARGA.....	128
5.2.4...PRUEBA DE BAJO FACTOR DE POTENCIA EN LA CARGA.....	133
5.2.5 PRESENCIA DE ARMONICOS.....	139
CONCLUSIONES.....	143
RECOMENDACIONES.....	146

ANEXOS.....	148
REFERENCIAS.....	151

INDICE DE LAS FIGURAS

FIG. 1.1: CONEXIÓN DEL TRANSFORMADOR COMÚN A LA RED.....	3
FIG. 1.2: CONEXIÓN DEL SST A LA RED.....	4
FIG. 1.3: ESTRUCTURA DELSST.....	5
FIG. 2.1: CONCEPTO DE RED INTELIGENTE (SMART GRID).	8
FIG. 2.2: SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA.....	12
FIG. 2.3: DEPRESIÓN DE TENSIÓN (SAG).	16
FIG. 2.4: INCREMENTO DE TENSIÓN (SWELL)	17
FIG. 2.5: GENERACIÓN DISTRIBUIDA.....	20
FIG. 2.6: CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.....	24
FIG. 2.7: (SST).....	26
FIG. 2.8: TOPOLOGÍA DEL SST.....	28
FIG. 2.9: ESQUEMA CONVERTIDOR DC-DC BÁSICO.....	30
FIG. 2.10: FORMA DE ONDA DE UN CONVERTIDOR DC-DC.....	31
FIG. 2.11: CONVERTIDOR AC-DC.....	35
FIG. 2.12: INVERSOR EN PUENTE COMPLETO.....	36
FIG. 2.13: MODULACIÓN .POR ANCHO DE PULSO UNIPOLAR.....	41
FIG. 2.14: CONFIGURACIÓN DEL DOBLE PUENTE ACTIVO (DAB).....	42
FIG. 2.15: EQUIVALENTE AC DEL DAB.....	43
FIG. 2.16: ONDAS V_{pri} Y V_{sec} Y ÁNGULO DE DESFASE ϕ PARA EL CALCULO DE	

LA POTENCIA P.....	44
FIG. 2.17: TOPOLOGÍA DEL DAB.....	46
FIG. 2.18: PRINCIPALES SEÑALES GENERADAS EN EL DAB.....	47
FIG. 2.19: EQUIVALENTE DC DEL DAB.....	48
FIG. 2.20: CONVERTIDOR MONOFÁSICO DE TRES NIVELES.....	49
FIG. 3.1: ESQUEMATICO DEL SST.....	52
FIG. 3.2: ESQUEMÁTICO DEL RECTIFICADOR.....	53
FIG. 3.3: VOLTAJE DEL INDUCTOR (A) ACERCAMIENTO DE LA INTEGRAL DEL VOLTAJE DEL INDUCTOR (B).....	58
FIG. 3.3 c: CIRCUITO EQUIVALENTE PARA EL CÁLCULO DEL INDUCTOR....	59
FIG. 3.4: VALOR RIZADO DE LA CORRIENTE DE LOS INDUCTORES.....	62
FIG. 3.5: CORRIENTE QUE CIRCULA ENTRE EL CONVERTIDOR Y LA FUENTE DC.....	63
FIG. 3.6: ÁREA MAYOR DE LA CORRIENTE DEL CAPACITOR.....	64
FIG. 3.7: VOLTAJE QUE PASA A TRAVÉS DEL CAPACITOR.....	65
FIG. 3.8: ESQUEMA DEL DAB.....	68
FIG. 3.9: VOLTAJE DE RIZADO DEL CAPACITOR C_L	70
FIG. 3.10: ESQUEMÁTICO DEL INVERSOR.....	71
FIG. 3.11: VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR.....	74
FIG. 4.1: ESQUEMA GENERAL DE CONTROL DEL SST DE LAS 3 ETAPAS.....	77
FIG. 4.2: DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CONTROLADOR DE LA PRIMERA ETAPA AC-DC.....	81

FIG. 4.3: DIAGRAMA EQUIVALENTE DE LA PLANTA DE LA ETAPA AC-DC....	83
FIG. 4.4: RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL SISTEMA PARA LA PLANTA DE CORRIENTE DEL RECTIFICADOR.....	86
FIG. 4.5: RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL SISTEMA PARA LA PLANTA DE CORRIENTE DE LA ETAPA AC-DC, INCLUYENDO LA GANANCIA DEL CONTROLADOR.....	88
FIG. 4.6: FORMA DE ONDAS DE LOS VOLTAJES VGRID, VCONV, IGRID, IDQ Y VDC.....	89
FIG. 4.7: DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CONTROLADOR DEL DAB.....	90
FIG. 4.8: DIAGRAMA DE LA PLANTA DEL DAB.....	91
FIG. 4.9: DIAGRAMA DE BODE DE LAZO ABIERTO DEL DAB.....	95
FIG. 4.10: DIAGRAMA DEL CONTROLADOR PARA EL DAB.....	96
FIG. 4.11: GRAFICA DE LA SEÑAL DE VOLTAJE LVDC.....	97
FIG. 4.12: DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CONTROLADOR, ETAPA DC-AC.....	98
FIG. 4.13: DIAGRAMA DE BLOQUE DE LA PLANTA DE LA ETAPA DC-AC.....	99
FIG. 4.14: DIAGRAMA DE BODE DE LA PLANTA DE CORRIENTE DEL SISTEMA, AÑADIÉNDOLE LA GANANCIA DEL CONTROLADOR.....	101
FIG. 4.15: DIAGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA PLANTA DE VOLTAJE DE LA TERCERA ETAPA (INVERSOR) DEL SST.....	103
FIG. 4.16: DIAGRAMA DE BODE DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR DC-AC (INVERSOR).....	104
FIG. 4.17: DIAGRAMA DE BODE DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR DC-AC (INVERSOR).....	106
FIG. 4.18: GRAFICA DE LA FORMA DE ONDA DE LAS SEÑALES DE VOLTAJE,	

VOLTAJE DEL CONVERTIDOR, SEÑAL MODULADORA, VOLTAJE DE SALIDA Y CORRIENTE DE LA ETAPA DC-AC.....	107
FIG. 5.1:SST IMPLEMENTADO EN SIMULINK.....	110
FIG. 5.2: DISEÑO DE SIMULACION DE UN SAGS Y SWELL EN EL VOLTAJE DE LA RED.....	112
FIG. 5.3: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	114
FIG. 5.4: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	115
FIG. 5.5: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA.....	117
FIG. 5.6: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	119
FIG. 5.7: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	120
FIG. 5.8: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA.....	121
FIG. 5.9: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	123
FIG. 5.10: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	125
FIG. 5.11: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA...	127
FIG. 5.12: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	129
FIG. 5.13: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y	

CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	131
FIG. 5.14: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA...	132
FIG. 5.15: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	134
FIG. 5.16: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	136
FIG. 5.17: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA...	138
FIG. 5.18: VOLTAJE DE LA RED Y CONVERTIDOR, CORRIENTE IL_HVDC Y VOLTAJE HVDC.....	140
FIG. 5.19: VOLTAJES LVDC, VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR Y CORRIENTES DE SALIDA DEL INVERSOR.....	141
FIG. 5.20: POTENCIA DE ENTRADA Y SALIDA, FP DE ENTRADA Y SALIDA...	142

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1 COMBINACIÓN DE LOS INTERRUPTORES A LA TENSION DE SALIDA.....	37
TABLA 2.2 INTERRUPTORES A CONMUTAR PARA OBTENER LOS TRES NIVELES DE SALIDA PARA EL DIODO ANCLADO.....	50
TABLA 4.1 TIPOS DE CONTROLADORES.....	70

ABREVIATURAS

AC	Corriente Alterna
AT	Alta Tensión
BT	Baja Tensión
DAB	Dual Active Bridge
DC	Corriente Continua
Fp	Factor de Potencia
GD	Generación Distribuida
HFT	Transformador de Alta Frecuencia
HVDC	Alto Voltaje DC
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada
Ldp	Inductancia de Dispersión del Primario
Lds	Inductancia Dispersión del Secundario
Lm	Inductancia Magnetizante Referida al Primario
P	Potencia Activa
PLL	Phase-LockedLoop
PWM	Modulación de Ancho de Pulso

Q	Potencia Reactiva
RMS	Valor Eficaz
S	Potencia Aparente
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
SST	Transformador de Estado Sólido
+Vcc	Alimentación Positiva del Circuito
-Vcc	Alimentación Negativa del Circuito

SIMBOLOGÍA

\emptyset	Phi
θ	Theta, ángulo de modulación
\emptyset_{boost}	Fase inyectada al controlador
\emptyset_{sis}	Fase del Sistema
C_{HVDC}	Capacitor en el lado HVDC
C_{LVDC}	Capacitor en el lado LVDC
C_{VO}	Capacitor en el lado de la carga
f_s	Frecuencia de switcheo
G_{pi}	Ganancia de planta de corriente en el Rectificador
G_{ci}	Ganancia de control de corriente en el Rectificador
G_{pv}	Ganancia de planta de voltaje en el Rectificador
G_{cv}	Ganancia de control de voltaje en el Rectificador
G_{pv1}	Ganancia de planta de voltaje en el DAB
G_{cv1}	Ganancia de control de voltaje en el DAB
G_{pi_I}	Ganancia de planta de corriente en el Inversor
G_{pv_I}	Ganancia de planta de voltaje en el Inversor
G_{ci_I}	Ganancia de control de corriente en el Inversor
G_{cv_I}	Ganancia de control de voltaje en el Inversor
I_l^{pk}	Corriente pico del inductor
L_{HVDC}	Inductor en el lado HVDC
L_{DAB}	Inductor del DAB
L_o	Inductor en el lado de la carga

m_a	Índice de modulación
n_1	Numero de vueltas del devanado primario del HFT
n_2	Numero de vueltas del devanado secundario del 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
R_{Li}	Resistencia del Inductor
R_o	Carga Resistiva
S_{max}	Potencia aparente máxima
T_s	Periodo de switcheo
V_l	Voltaje del inductor
V_c	Voltaje del capacitor
V_{DC}	Voltaje DC
V_{grid}	Voltaje de la red
V_i	Voltaje de entrada
V_o	Voltaje de salida
V_{o-ref}	Voltaje de salida del DAB
w_g	Frecuencia de la red

INTRODUCCIÓN

Hoy en día, muchas de las alteraciones presentes en nuestros sistemas eléctricos se deben a que la calidad de energía que recibimos se ve afectada ya sea por las reducciones de tensión y apagones lo cual no es nuevo, pero a medida que pasa el tiempo, el usuario ha ido incrementando su dependencia de la energía eléctrica y al mismo tiempo se ha vuelto más exigente, debido a que el avance de la tecnología nos permite adquirir dispositivos eléctricos capaces de mejorar la energía eléctrica en cantidad y calidad adecuada a los equipos al ser alimentados.

Para lograr mejorar que nuestro sistema eléctrico logre recibir una adecuada distribución de energía se ha propuesto diseñar el transformador de estado sólido SST, el cual es un dispositivo electrónico mucho más flexible que el transformador convencional, que permite mantener estable la red eléctrica ayudando a cambiar la red partiendo de que en el sistema la energía fluye en un solo sentido que es de la empresa distribuidora de energía eléctrica hacia los consumidores, a un sistema en que los consumidores también produzcan y distribuyan energía eléctrica como algo convencional. Para poder escoger su topología hemos utilizado el programa de simulación MATLAB, utilizando dos de sus herramientas básicas como lo son SIMULINK y la librería PLECS.

Los objetivos principales son:

- Dimensionar cada uno de los componentes básicos que contienen cada etapa del SST a partir de la entrada de operación del sistema tomando en cuenta valores de voltaje, corriente, porcentaje de rizado y potencia.
- Diseñar el control para que contienen cada una de las tres etapas del SST.
- Verificar con las simulaciones que el SST funciona correctamente como se describe en la teoría.

Cabe recalcar que el modelo del SST que vamos a diseñar no se va a implementar debido al costo de sus componentes y el tiempo que este conllevara ya que el alcance de este proyecto es que pueda ser utilizado por las siguientes generaciones como base para el estudio a futuro acerca de las redes eléctricas inteligentes.

CAPÍTULO 1

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En la actualidad diferentes investigadores proponen implementar, la Red Eléctrica Inteligente con el objetivo de generar, transmitir y distribuir la energía eléctrica de una manera eficiente, segura y sostenible.

Generación distribuida integra las fuentes de energías renovables causando flujo bidireccional, regulación de voltaje y estabilidad del sistema.

En consecuencia a esto es necesario conocer los problemas más frecuentes que afectan la calidad de energía en los sectores industriales, comerciales o en nuestros hogares, entre los más comunes tenemos:

- Apagones.
- Saltos y depresiones de voltaje.
- Variación de Frecuencia.
- Distorsión por Armónicos.
- Factor de Potencia.
- Armónicos de corriente.

Se ha propuesto (papers Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation) a los transformadores inteligentes de estado sólido (SST por sus siglas en inglés, Solid State Transformer) que proporcionarían los enlaces para la integración de energías renovables, almacenamiento de energía distribuida y cargas inteligentes, que darán solución a los problemas y que harán fortalecer el control de como fluye la energía a través de sus líneas.

A lo largo del tiempo se ha utilizado la conexión básica de un transformador común (Fig. 1.1).

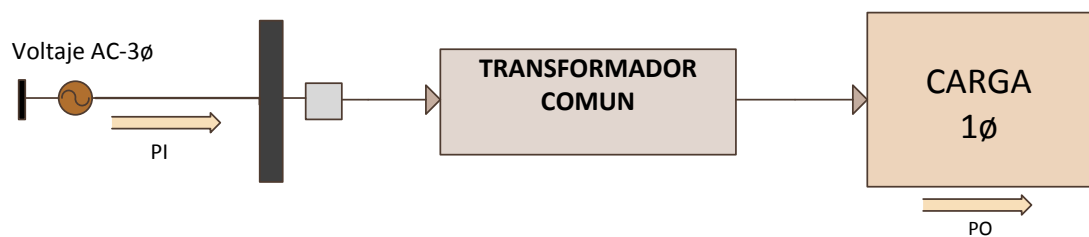


Fig. 1.1. Conexión del transformador común a la red.

La aplicación de los SST en la red eléctrica inteligente ayudaran a cambiar el sistema convencional, se trata en que la energía fluye en un solo sentido partiendo de las centrales eléctricas a los diferentes consumidores, a un nuevo sistema en que los sectores industriales, comerciales, propietarios de viviendas y negocios también puedan producir energía como algo común y convencional (Fig. 1.2).

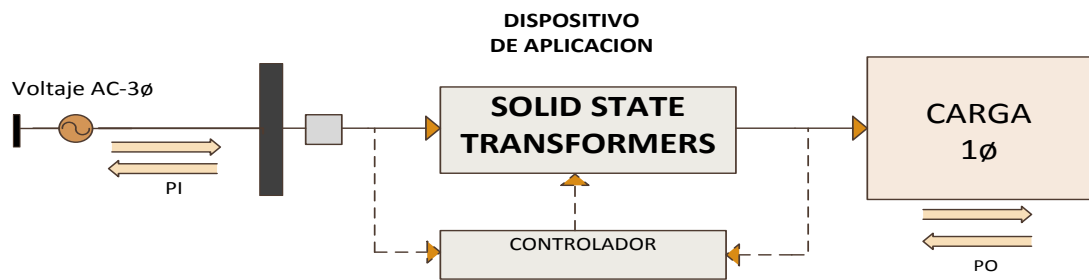


Fig. 1.2. Conexión del SST a la red.

Investigando las características y componentes del SST, con el objetivo de poder dimensionarlos correctamente hemos diseñado el controlador y su simulación, utilizando la herramienta Simulink y la librería PLECS propias de MATLAB, para que las nuevas generaciones puedan utilizarlo como base en investigaciones y aplicaciones a futuro para la red eléctrica inteligente.

A continuación tenemos los componentes del SST (Fig. 1.3), está formado por tres etapas, la primera etapa es un rectificador, la segunda etapa por un convertidor doble puente activo (DAB) y finalmente por un inversor.

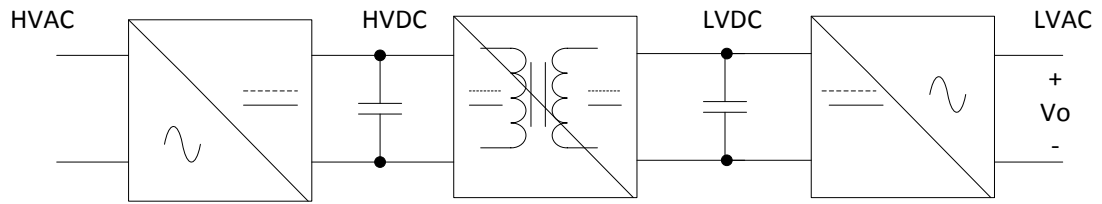


Fig. 1.3. Estructura del SST.

EL alcance y limitación: El modelo de simulación de un SST que puede ser utilizado en la simulación de sistemas de distribución que incluyan varios SST, no se va a implementar el proyecto por el costo y el tiempo y la simulación con switches ideales, revisando los conceptos del SST.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOTEÓRICO

En el desarrollo de este capítulo se va revisar la información necesaria acerca de los conceptos, modelos, aplicaciones, en relación a la estructura de cómo está diseñado, estructurado e implementado nuestro proyecto de graduación.

2.1 REDES ELÉCTRICAS INTELIGENTES.

Desde hace unos años, diversas iniciativas en todo el mundo trabajan en el desarrollo de las denominadas “Redes Eléctricas Inteligentes o Smart Grids” para sustituir a las actuales, que no han cambiado prácticamente desde que se concibieran a finales del siglo XIX, donde se hacían llegar grandes cantidades de energía a los consumidores estableciendo una relación unívoca. Cada vez más expertos proponen la sustitución de esta red por otro sistema que denominan “inteligente”, en virtud de las aplicaciones que permite y las nuevas tecnologías en las que se sustenta [1].

2.1.1 ¿QUÉ ES UNA SMART GRID?

Red que integra de manera inteligente las acciones de los usuarios que se encuentra conectados a ella; generadores y consumidores, para conseguir un suministro eléctrico eficiente, seguro y sostenible (Fig. 2.1) [2].

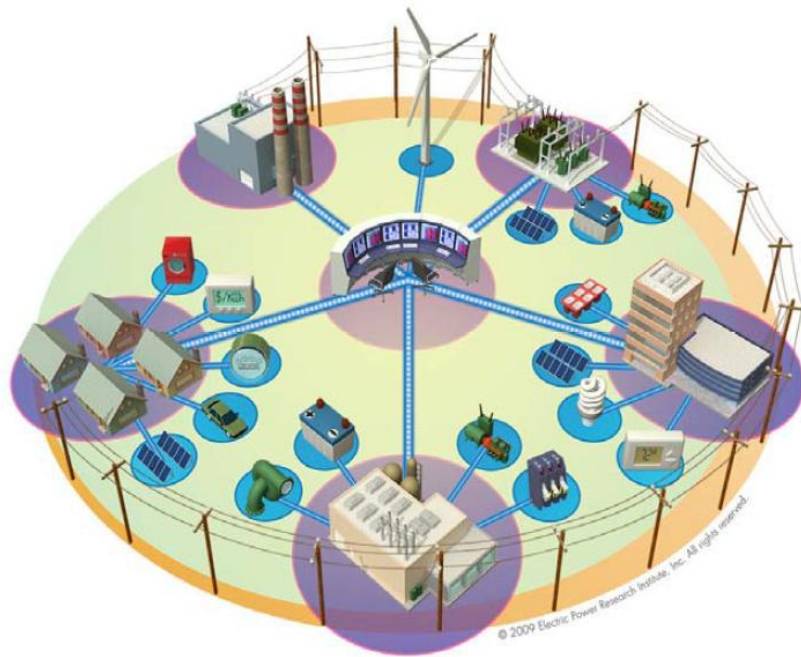


Fig. 2.1. Concepto de Red Inteligente (Smart Grid). Fuente: [2].

2.1.2 NECESIDAD DE LAS REDES INTELIGENTES.

Entre las necesidades de las redes eléctricas inteligentes están la generación distribuida, desarrollo de las redes asociadas, integración de las energías renovables, vehículo eléctrico y gestión activa de la demanda con el propósito de darle mayor eficiencia tanto en implementación como en su respectivo funcionamiento [2].

2.1.3 VENTAJAS DE LAS REDES INTELIGENTES.

Entre las ventajas de las redes inteligentes se encuentra una mayor eficiencia del sistema eléctrico, una reducción del gasto energético disminuyendo las pérdidas producidas durante su distribución y la generalización de las energías renovables, lo que favorece al medio ambiente y a la economía. Asimismo, los consumidores saldrán también beneficiados, ya que podría generar su propia energía en casa y ser parte activa de la red. Estas redes eléctricas estarán, además controladas por sistemas tecnológicos inteligentes, que se conectarán a dispositivos inteligentes instalados en las casas o en las empresas, y que serán gestionadas en remoto, eliminando las lecturas manuales y facilitando el pago por uso [1].

Entre las ventajas más importantes tenemos:

- Más rápido restablecimiento de la electricidad después de las perturbaciones eléctricas.
- Reducción de las operaciones y los costes de gestión de los servicios públicos, y por último, reducir los costos de energía para los consumidores.
- Reducción de la demanda máxima, lo que también ayudará a reducir las tarifas eléctricas.
- Mayor integración de grandes sistemas de energía renovable.
- Mejor integración de los sistemas cliente-propietario de generación de energía, incluidos los sistemas de energía renovable.
- Mejora de la seguridad.

2.2 CARACTERÍSTICA DE UN SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA.

Un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP), es el conjunto de centrales generadoras, de líneas de transmisión interconectadas entre sí y de sistemas de distribución esenciales para el consumo de energía eléctrica. El SEP está formado por tres partes principales: generación, transmisión y distribución; siendo: **Generación**, donde La energía eléctrica se genera en las Centrales Eléctricas. Una central eléctrica es una instalación que utiliza una fuente de energía primaria para hacer girar una turbina que, a su vez, hace girar un alternador, que produce energía en corriente alterna sinusoidal a voltajes intermedios, entre 6.000 y 23.000 Voltios. **Transmisión**, donde La energía se transporta, frecuentemente a gran distancia de su centro de producción, a través de la Red de Transporte , encargada de enlazar las centrales con los puntos de utilización de energía eléctrica. Para un uso racional de la electricidad es necesario que las líneas de transporte estén interconectadas entre sí con estructura de forma mallada, de manera que puedan transportar

electricidad entre puntos muy alejados, en cualquier sentido. Estas líneas están generalmente construidas sobre grandes torres metálicas y a tensiones superiores a 66.000 Voltios. **Distribución**, donde Las redes de distribución de energía se encuentran en áreas urbanas y rurales, pueden ser aéreas, o subterráneas (estéticamente mejores, pero más costosas). La red de distribución está formada por la red en AT (suele estar comprendida entre 6.000 a 23.000 Voltios) y en BT (400/230 V) (Fig. 2.2) [3].

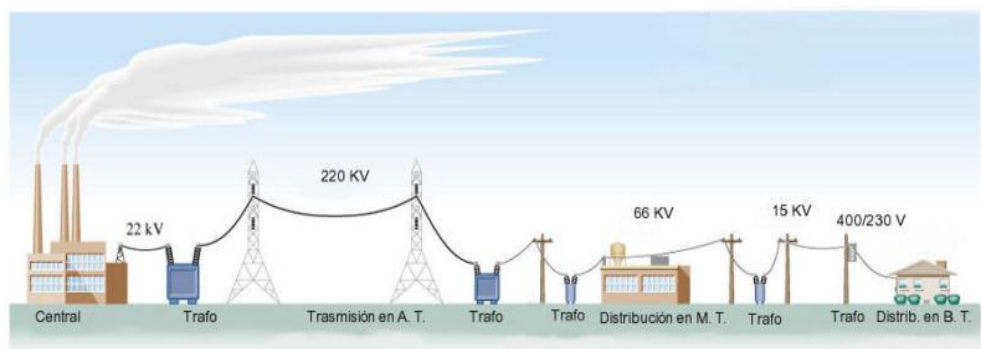


Fig. 2.2. Sistema Eléctrico De Potencia. Fuente: [3].

2.2.1 FLUJO DE POTENCIA.

El flujo de potencia es la denominación que se da a la solución de estado estacionario de un sistema de potencia bajo ciertas condiciones preestablecidas de generación,

carga y topología de la red. Los análisis de flujos de potencia consisten en obtener las condiciones de operación en régimen permanente de un sistema de energía eléctrica, más concretamente dados los consumos en cada nodo, y la potencia generada por los alternadores, se trata de encontrar los voltajes en los nodos y los flujos de potencia por las líneas y los transformadores.

En la operación diaria, constituye la base del análisis de seguridad del sistema, los análisis de flujos de carga, se ejecutan periódicamente para identificar posibles problemas de sobrecargas o voltajes inaceptables como consecuencia del crecimiento de la carga o cuando ocurre algún cambio brusco en la topología de la red [3].

2.2.2 PROBLEMAS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA.

Una fuente de suministro de energía perfecta sería aquella que estuviese siempre disponible, dentro de las tolerancias

de tensión y frecuencia exigibles y presentase un perfil de onda perfectamente sinusoidal libre de perturbaciones. Cuánta desviación de esta perfección está dispuesta a tolerar el usuario dependerá de las aplicaciones, del tipo de equipos que tenga instalados y de la percepción de sus propias necesidades.

Los defectos de la calidad de la energía pueden clasificarse en cinco tipos:

- Distorsión armónica.
- Cortes en el suministro.
- Oscilaciones de la tensión.
- Caídas y picos de tensión.
- Fenómenos transitorios.

Cada uno de estos problemas de calidad de la energía tiene causas diferentes:

- Unos son el resultado de infraestructuras comunes a varios usuarios. Por ejemplo, un fallo en la red puede

ocasionar una caída de tensión que afectará a varios usuarios y cuanto mayor sea el nivel de la avería mayor será el número de clientes afectados, o un problema en la instalación de un abonado puede provocar un fenómeno transitorio que afecte a otros usuarios del mismo subsistema.

- Otros problemas, como los armónicos, se generan en la propia instalación del usuario y pueden propagarse, o no, a la red de distribución y afectar a otros clientes. Los problemas de distorsión armónica se pueden resolver mediante una combinación de adecuados procedimientos de diseño y el empleo de equipos de eliminación o reducción de armónicos de eficacia probada [4].

2.2.2.1. PROBLEMAS DE SAGS Y SWELL.

Los SAG's de tensión, también conocidos como DIP's de Tensión, son los disturbios eléctricos más comunes (Fig. 2.3) [5].

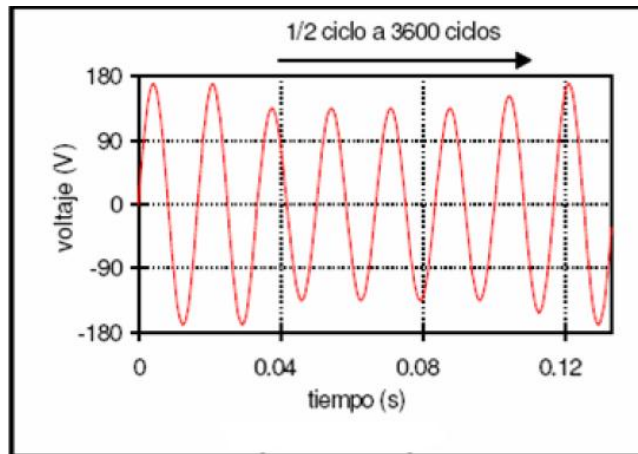


Fig. 2.3. Depresión de Tensión (SAG). Fuente: [5].

- **CARACTERÍSTICAS:** Son reducciones momentáneas del valor eficaz de la Tensión de 0.1 a 0.9 p.u. con una duración de 0.5 ciclos a 1 minuto.
- **ORIGEN:** Por la entrada de grandes bloques de carga, al arranque de grandes motores o el encendido de calentadores eléctricos.
- **EFFECTOS:** Pueden provocar la parada de equipos electro-electrónicos y la interrupción de los procesos productivos.
- Los **SWELL** de Tensión son pequeños incrementos del valor eficaz de la tensión en el

orden de 1.1 a 1.8 p.u. con una duración de 0.5 ciclos a 1 minuto (Fig. 2.4) [5].

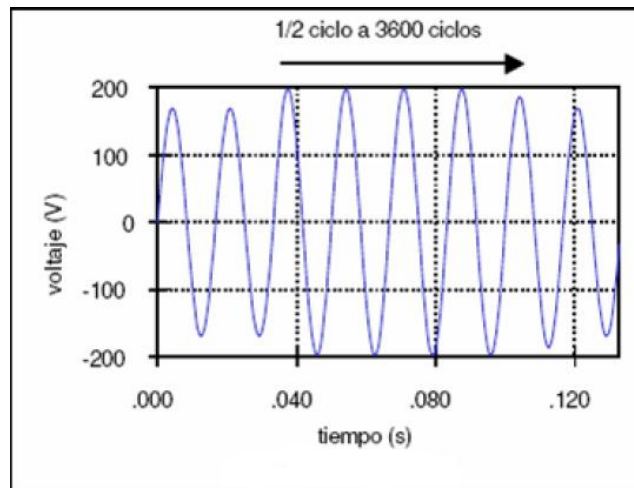


Fig. 2.4. Incremento de Tensión (SWELL) Fuente: [5].

ORIGEN.

- Están asociados a condiciones de falla desequilibradas en el sistema
- Salidas de grandes bloques de carga en circuitos con una regulación de voltaje lenta o que carezcan de la misma.

- También causados por la entrada de Bancos de Capacitores y por el daño o pérdida de las conexiones de neutro.

EFFECTOS.

- Pueden causar: Degradación y falla inmediata del aislamiento de equipos y fuentes electrónicas, trastornos en los controles y controladores de estado sólido de motores (particularmente: Variadores de Velocidad), someter a esfuerzos dieléctricos los componentes de computadoras, acortando su vida útil.

2.2.2.2. PROBLEMAS CAUSADOS POR LOS ARMÓNICOS.

Algunos de los efectos nocivos producidos por el flujo de corrientes armónicas son:

- Aumento en las pérdidas por efecto Joule.
- Sobrecalentamiento en conductores del neutro.

- Sobrecalentamiento en motores, generadores, transformadores y cables, reduciendo su vida.
- Vibración en motores y generadores.
- Falla de bancos de capacitores.
- Falla de transformadores.
- Efectos de resonancia que amplifican los problemas mencionados anteriormente y pueden provocar incidentes eléctricos mal funcionamiento y fallos destructivos de equipos de potencia y control.
- Problemas de funcionamiento en dispositivos electrónicos sensibles.
- Interferencias en sistemas de telecomunicaciones.

2.2.3 GENERACIÓN DISTRIBUIDA.

La generación distribuida da otro enfoque. Reduce la cantidad de energía que se pierde en la red de transporte de energía eléctrica ya que la electricidad se genera muy cerca

de donde se consume, a veces incluso en el mismo edificio. Esto hace que también se reduzcan el tamaño y número de las líneas eléctricas que deben construirse y mantenerse en óptimas condiciones. Fig. 2.5 [6].



Fig. 2.5. Generación Distribuida. Fuente: [6].

Las fuentes de energía con un plan de tarifa regulada, tienen bajo mantenimiento, baja contaminación y alta eficiencia. En el pasado, estas características requerían de ingenieros de operación y complejas plantas para reducir la contaminación. Sin embargo, los modernos sistemas embebidos pueden

proporcionar estas características con operaciones automatizadas y energía renovable no contaminante, tales como la solar, eólica y la geotérmica. Esto reduce el tamaño de las plantas mejorándose la rentabilidad económica.

La generación distribuida, consiste básicamente en la generación de energía eléctrica por medio de muchas pequeñas fuentes de energía [6].

Sus características generales son:

- Reducen pérdidas en la red, al reducir los flujos de energía por la misma.
- Su energía vertida no revierte flujos hacia la red de transporte.
- Suelen tener potencias inferiores a 3 kW aunque en general se suele decir que no sobrepasan 10 kW de potencia instalada.

2.2.3.1 LA GENERACIÓN DISTRIBUIDA Y LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN.

Debido a que la generación distribuida (GD) se conecta a la red de distribución, cada vez se están dedicando más esfuerzos al estudio del impacto que ocasiona la generación distribuida en las redes de distribución a las cuales se conecta. Los estudios más importantes se centran en los sistemas empleados como fuentes de energía distribuida que son plantas de generación de energía a pequeña escala (normalmente entre el rango de 3 kW a 10.000 kW) usadas para proporcionar una alternativa o una ayuda a las tradicionales centrales de generación eléctricas. El problema radica en que estos generadores distribuidos son bastantes caros de instalar y poner en marcha.

2.3 TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.

Uno de los aspectos más importantes en los inversores con aislamiento en alta frecuencia es el transformador. El objetivo de elevar la frecuencia de trabajo del transformador es reducir el tamaño y el costo del convertidor. Asimismo el transformador permite tener múltiples voltajes de salida y de esta forma cubre las limitaciones de algunos convertidores no aislados de elevar o reducir el voltaje. La relación de transformación, se define como la razón entre el número de vueltas del secundario y el número de vueltas del primario. Las topologías que utilizan el transformador de alta frecuencia permiten trabajar el transformador sin saturarlo. El principio de trabajo se basa en excitar el primario del transformador durante un primer intervalo de trabajo y después restablecer durante el siguiente intervalo, de tal forma que el transformador no se sature. Es importante mencionar que el ciclo de trabajo de los dos intervalos no necesariamente debe tener la misma duración. La (Fig. 2.6) muestra el circuito equivalente de un transformador de alta frecuencia considerando los términos inductivos y despreciando los resistivos y capacitivos. Donde L_{dp} y L_{ds} son las inductancias de dispersión del primario y del secundario

respectivamente, y L_m es la inductancia magnetizante referida al primario [7].

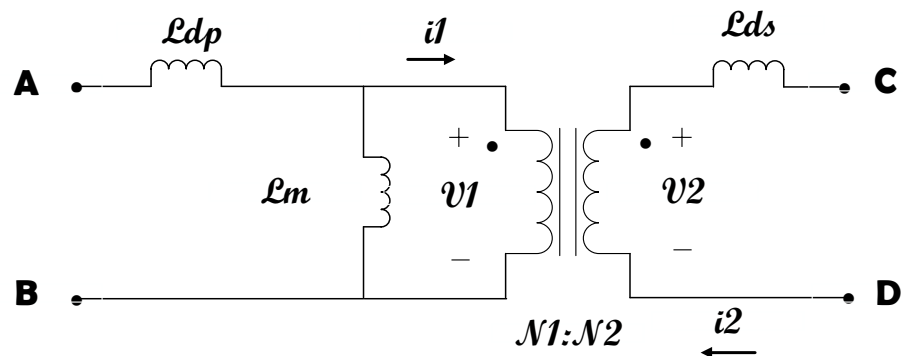


Fig. 2.6 circuito equivalente del transformador de alta frecuencia Fuente: [7].

2.4 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO.

El término transformador de estado sólido (SST, por sus siglas en inglés, Solid State Transformer) es algo de un nombre inapropiado, ya que no es un transformador en el sentido tradicional. Es una colección de componentes de semiconductores de alta potencia, transformadores convencionales de alta frecuencia y circuitos de control que se utiliza para proporcionar un alto nivel de control

flexible para redes de distribución de energía. Los nuevos transformadores de estado sólido son mucho más flexibles. Estos utilizan transistores y diodos y otros dispositivos basados en semiconductores que, a diferencia de los transistores usados en los chips de ordenadores, están diseñados para gestionar altos niveles de energía conmutar muy rápidamente. En respuesta a las señales de una empresa o de una casa, pueden cambiar la tensión y otras características de la electricidad que producen. Pueden ofrecer tanto corriente continua como corriente alterna, o recibir cualquiera de las dos opciones de una instalación de turbinas eólica o de paneles solares y adecuar la frecuencia y el voltaje a las necesarias para la red. Tienen integrados procesadores y hardware de comunicaciones, lo que les permite comunicarse con los operadores de empresas de servicios públicos, con otros transformadores inteligentes, y con los consumidores (Fig. 2.7) [3].

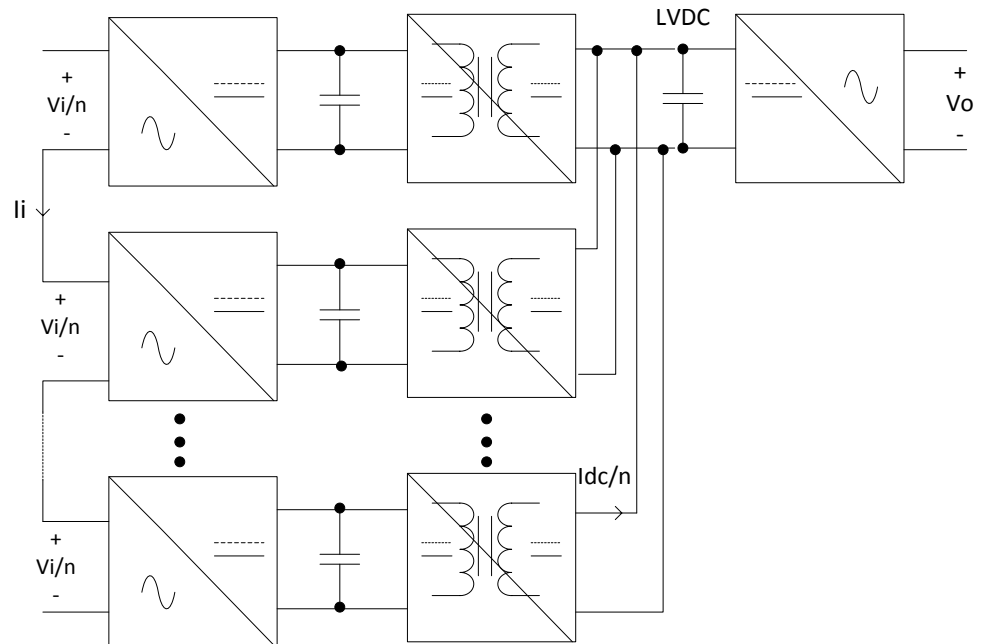


Fig. 2.7. (SST) Fuente [3].

2.4.1 CARACTERÍSTICAS DE UN TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO.

SST tecnología puede subir o bajar los niveles de voltaje de AC al igual que la del transformador tradicional, sino que también ofrece varias ventajas importantes. Estos incluyen:

- Permitir el flujo bidireccional de la energía eléctrica.
- Entrada o la potencia de salida de AC o DC.
- Activamente cambiar las características eléctricas como voltaje y niveles de frecuencia.
- Mejorar la calidad de la energía (compensación de energía reactiva y filtrado de armónicos).
- Proporcionar enrutamiento eficiente de la electricidad basada en la comunicación entre el proveedor de servicios públicos, el sitio del usuario final y otros transformadores en la red.
- Reducir considerablemente el tamaño físico y el peso de los paquetes de transformadores individuales con potencias equivalentes [3].

2.4.2 TOPOLOGÍAS DE UN SST.

Las diferentes topologías del SST son actualmente consideradas bidireccionales que son capaces de reemplazar un transformador convencional. Algunas de las topologías del SST han sido evaluadas y modificadas para que puedan

operar en forma bidireccional. Entre las topologías (papers Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation) tenemos:

- AC-AC Full-bridge Converter.
- AC-AC Flyback.
- AC-DC Isolated Boost + PWM Inverter.
- AC-DC DAB + PWM Inverter.
- PWM Rectifier + DC-DC DAB + PWM Inverter.
- Multilevel Rectifier + DC-DC Full-bridge Converter +PWM Inverter.

En nuestro proyecto vamos a utilizar el Multilevel Rectifier + DC-DC Dual Active Bridge Converter +PWM Inverter (Fig. 2.8).

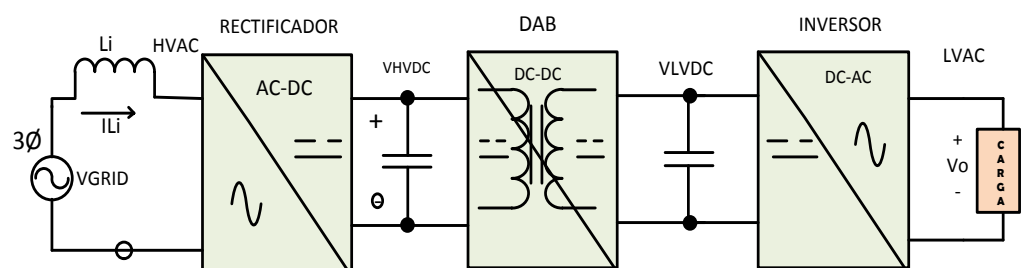


Fig. 2.8 Topología del SST.

2.5 CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE PODER.

La mayor aplicación de los convertidores estáticos está en los dispositivos variadores de velocidad para el control de motores. Estos dispositivos (drive) estáticos se usan ahora en todos los motores industriales, ofreciendo mayor eficiencia, mejor control de la velocidad, y mayor operación libre de mantenimiento que otros dispositivos convencionales. Los convertidores usan dispositivos de “switching” de estado sólido para convertir la potencia de una frecuencia a otra (comúnmente entre AC y DC). Estos dispositivos de “switching” pueden ser diodos, tiristores, o muchos otros dispositivos de electrónica de potencia [5].

2.5.1 CONVERTIDORES DC-DC.

Los convertidores DC-DC son ampliamente usados en fuentes de voltaje DC regulado por conmutación y en control de velocidad de motores DC. La principal función de los

convertidores DC - DC es la de convertir un voltaje de entrada DC no regulado en voltaje de salida con un nivel deseado. El voltaje de salida en un convertidor DC - DC es generalmente controlado a través de la conmutación de un “switch” (interruptor), como el que se muestra en la Fig. 2.9[8].

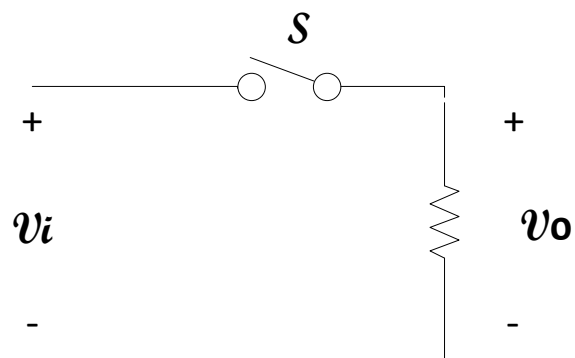


Fig. 2.9 Esquema Convertidor DC-DC Básico.

La regulación del voltaje de salida promedio en un convertidor DC-DC se muestra en la Fig. 2.10 y está en función de:

- Tiempo de Encendido del Switch (t_{on}),
- Ancho de Pulso, y,
- Frecuencia de Switcheo (f_s).

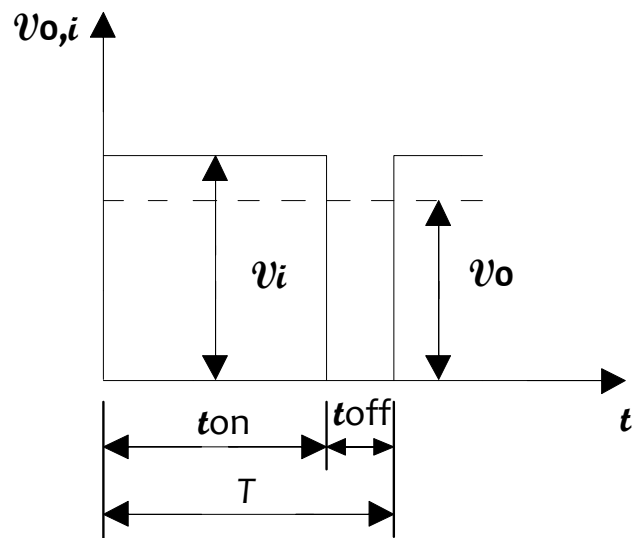


Fig. 2.10 Forma de onda de un convertidor DC-DC.

El voltaje promedio que existe en la carga será:

$$V_{om} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_0 dt = \frac{t_{on}}{T} * V_i = \delta * V_i \quad (2.1)$$

Dónde:

δ se lo denomina como ciclo de trabajo, y está dada por la relación entre t_{on} y T . De igual forma podemos obtener el valor eficaz del voltaje en la carga R:

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_0^2 dt\right)} = \sqrt{\delta V_i} \quad (2.2)$$

Partiendo del voltaje promedio que existe en la carga, podemos deducir la corriente promedio que circula por la misma:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = \delta * \frac{V_i}{R} \quad (2.3)$$

Considerando que todos los elementos que contiene el convertidor son ideales, y que no producen ningún tipo de pérdidas en cada uno de ellos, se concluye que la potencia de entrada es la misma que la potencia de salida en el convertidor. Por lo tanto:

$$P_i = P_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_0 i_i dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} \frac{V^2_{om}}{R} dt = \delta \frac{V_i^2}{R_{[8]}} \quad (2.4)$$

2.5.2 CONVERTIDORES AC-DC.

Convertidores AC / DC pueden servir como rectificadores. Ellos convierten AC a DC en una serie de aplicaciones industriales, domésticos, agrícolas, y otros. Los Rectificadores se utilizan como unidades independientes de alimentación cargas de DC simples y múltiples y como etapas de entrada de los sistemas de corriente alterna debido a su potencia de salida prácticamente ilimitada y un control estable. Su velocidad de respuesta es usualmente adecuada para manejar transitorios electromecánicos que ocurren en las unidades de motor y los proveedores de energía.

AC / DC conmutados por línea de convertidores o, como también se llama, con convertidores de conmutación natural o rectificadores pasivos, son la opción más habitual para aplicaciones en las que una alimentación monofásica y trifásica está disponible. Esto es debido a la simplicidad de los circuitos que requieren un número mínimo de

componentes activos y pasivos. Los tiristores son las principales líneas de conmutación forzada por los interruptores de alimentación. El término "línea de conmutación forzada" describe el tipo de conmutación, es decir, la transferencia de corriente de un elemento conductor a la siguiente, como una función de la tensión de red.

Una situación especial existe también con corriente continua y de corriente alterna, donde la respuesta de un convertidor de la realimentación puede ser insuficiente para hacer frente a las exigencias estrictas de eficiencia dinámica y la energía, y donde un convertidor adicional suministrada por un circuito intermedio y funcionar con una alta frecuencia de conmutación. Para estos propósitos rectificadores activos son desarrollados (Fig. 2.11) [9].

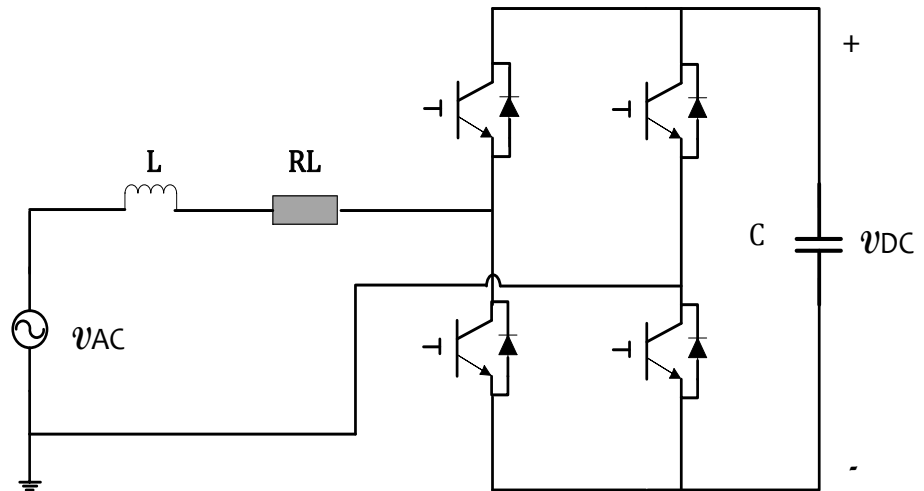


Fig. 2.11 Convertidor AC-DC.

2.5.3 CONVERTIDOR DC-AC.

La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en DC a un voltaje simétrico de salida AC, con una magnitud y frecuencias deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijo o variables. Si se modifica el voltaje de entrada DC y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en DC es fijo y no es

controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se lo hace controlando la modulación del ancho del pulso (PWM) dentro del inversor.

2.5.3.1 EL INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE COMPLETO.

El inversor en puente completo está formado por 4 interruptores de potencia totalmente controlados, típicamente transistores MOSFETs o IGBTs, (Fig. 2.12) [10].

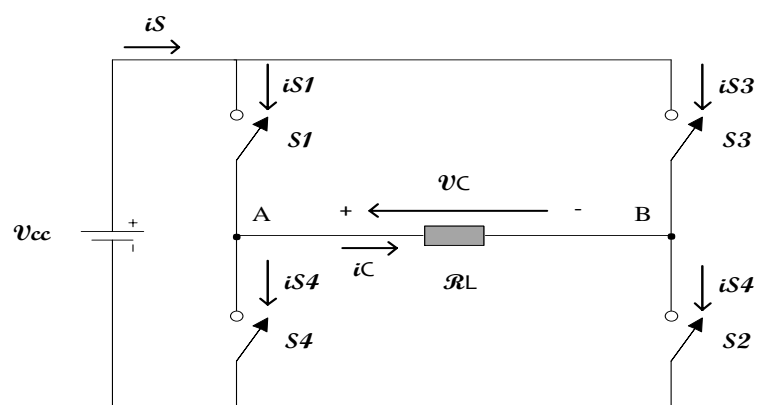


Fig 2.12 Inversor en puente completo.

La tensión de salida V_c puede ser $+V_{CC}$, y $-V_{CC}$, ó 0, dependiendo del estado de los interruptores. La tabla siguiente muestra la tensión de salida que se obtiene al cerrar determinadas parejas de interruptores.

Tabla 2.1 Combinación de los interruptores a la tensión de salida

Interruptores cerrados	Tensión de salida V_c
S1 y S2	+ V_{cc}
S3 y S4	- V_{cc}
S1 y S3	0
S2 y S4	0

Observe que S1 y S4 no deberían estar cerrados al mismo tiempo, ni tampoco S2 y S3 para evitar un cortocircuito en la fuente de continua. Los interruptores reales no se abren y se cierran instantáneamente, por tanto debe tenerse en cuenta los tiempos de conmutación al diseñar el

control de los interruptores. La interrupción de los tiempos de conducción de los interruptores resultaría en un circuito denominado, en ocasiones, fallo de solapamiento en la fuente de tensión continua. El tiempo permitido para la conmutación se denomina tiempo muerto ("blanking time"). Para obtener una tensión de salida V_c igual a cero se pueden cerrar al mismo tiempo los interruptores S1 y S3 o bien S2 y S4. Otra forma de obtener una tensión cero a la salida sería eliminando las señales de control en los interruptores, es decir, manteniendo abiertos todos los interruptores.

2.5.3.2 EL INVERSOR CON MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO PWM UNIPOLAR.

La técnica de modulación o el esquema de conmutación más sencillo del inversor en puente completo es el que genera una tensión de salida en forma de onda cuadrada. En éste caso los interruptores conectan la carga a $+V_{CC}$ cuando S1 y S2 están cerrados (estando S3 y S4 abiertos) y a $-V_{CC}$ cuando S3 y S4 están cerrados (estando S1 y S2 abiertos). La conmutación periódica de la tensión de la carga entre $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ genera en la carga una tensión conforma de onda cuadrada. Aunque esta salida alterna no es sinusoidal pura, puede ser una onda de alterna adecuada para algunas aplicaciones.

La forma de onda de la corriente en la carga depende de los componentes de la carga. En una carga resistiva, la forma de onda de la corriente se

corresponde con la forma de la tensión de salida. Una carga inductiva tendrá una corriente más sinusoidal que la tensión, a causa de las propiedades de filtrado de las inductancias. Una carga inductiva requiere ciertas consideraciones a la hora de diseñar los interruptores del inversor, ya que las corrientes de los interruptores deben ser bidireccionales. Para ello, se suelen poner diodos en antiparalelo con cada uno de los interruptores. En el caso del ondulator en puente se utilizarían cuatro diodos en antiparalelo con cada uno de los interruptores. Para el caso del medio puente se utilizarían 2 diodos, uno para cada interruptor. La forma de onda de la tensión de salida para un inversor en puente de onda completa con modulación por onda cuadrada. Éste tipo de modulación no permite el control de la amplitud ni del valor eficaz de la tensión de salida, la cual podría variarse solamente si la tensión de entrada V_{CC} fuese ajustable (Fig. 2.13) [10].

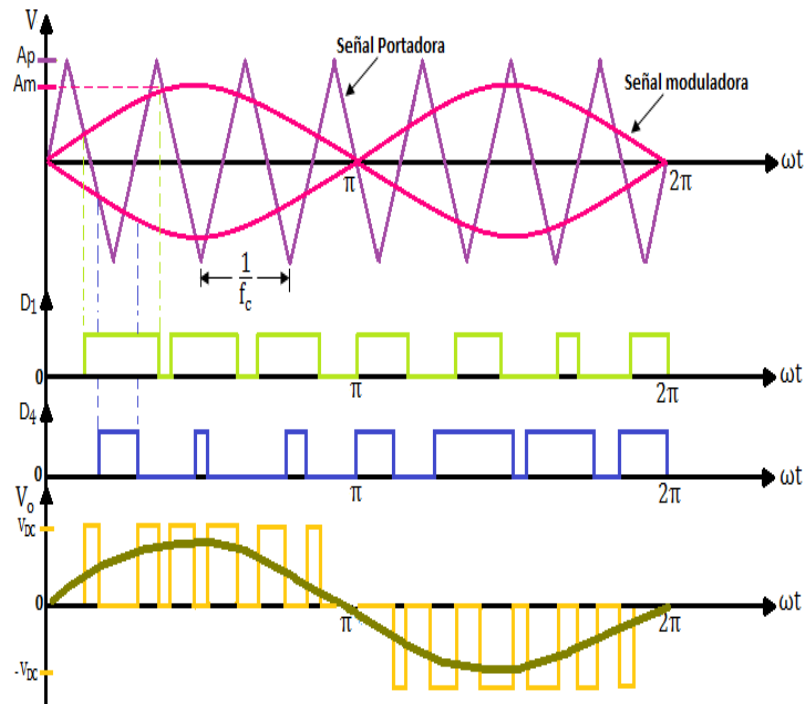


Fig. 2.13 Modulación .por ancho de pulso unipolar.

2.6 CONVERTIDOR DOBLE PUENTE ACTIVO (DAB).

El convertidor DC/DC de puente doble activo (DAB por sus siglas en inglés Dual Active Bridge) es un convertidor de electrónica de potencia con características adecuadas para ser incorporado como etapa de aislamiento en convertidores orientados al control de flujo de energía eléctrica en redes inteligentes (Smart grids) y sistemas de

cogeneración eléctrica aun cuando han sido analizados de forma independiente, su operación e interacción como parte de un convertidor necesita ser optimizada para garantizar su dimensionamiento y desempeño óptimo. La contribución del convertidor DAB como elemento fundamental en esquemas de fuentes alternas de energía, balance de alimentadores y operación de redes inteligentes, nos garantiza que el sistema que se diseña funciona correctamente de acuerdo a los parámetros obtenidos del DAB (Fig. 2.14) [11].

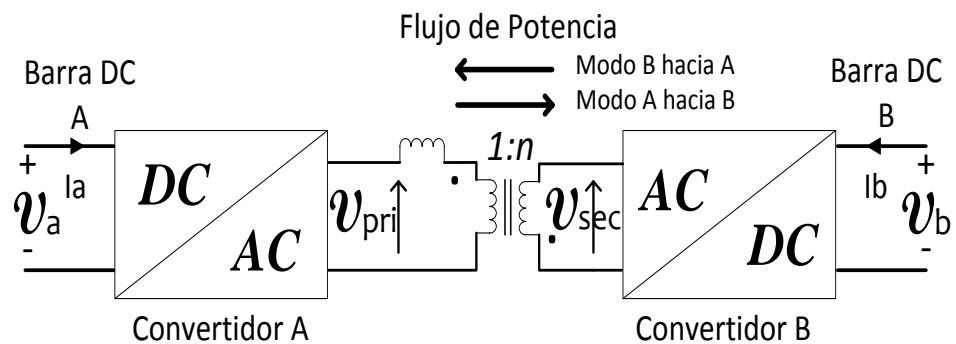


Fig. 2.14 Configuración del doble puente activo (DAB). Fuente: [11].

Podemos observar que el primer convertidor trabaja como un inversor y el segundo convertidor como un rectificador. El convertidor DC-AC genera una onda cuadrada alterna de frecuencia fija f_s y en el orden de los kilohertzios (Fig. 2.15).

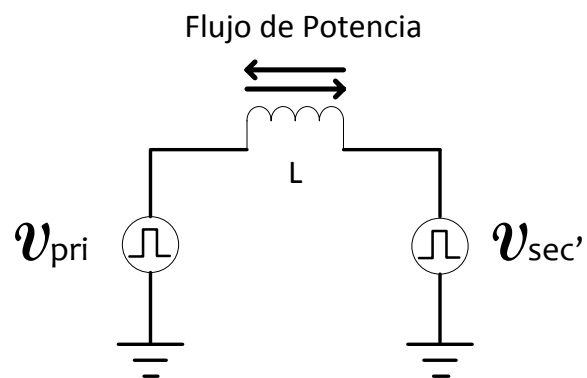


Fig. 2.15 Equivalente AC del DAB. Fuente: [11].

El flujo de potencia se transmite bidireccionalmente y es determinada por la siguiente ecuación y por la figura 2.16 [12].

$$P = \frac{V_a V_b'}{2\pi f_s L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.5)$$

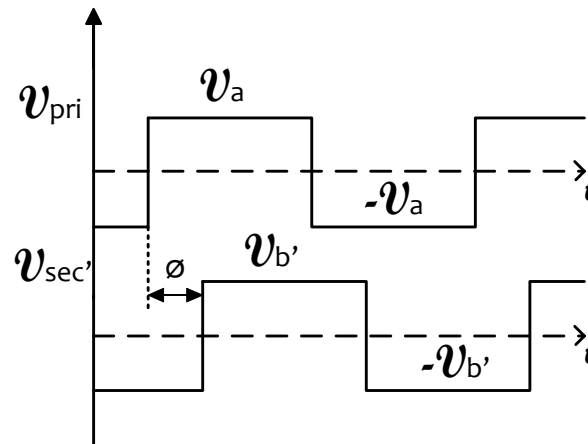


Fig. 2.16 Ondas V_{pri} y $V_{sec'}$ y ángulo de desfase ϕ para el cálculo de la potencia P.

Dónde:

ϕ : Ángulo de desfase entre V_{pri} y $V_{sec'}$; $V_{sec'} = \frac{V_{sec}}{n}$

V_{pri} Voltaje en el primario,

V_{sec} Voltaje en el secundario.

$V_{sec'}$ Voltaje del secundario referido primario.

f_s : Frecuencia de conmutación.

L : Inductancia de filtrado.

V_a : Magnitud del voltaje DC de la barra A.

V_b : Magnitud del voltaje DC de la barra B.

Una vez definido los parámetros del sistema, concluimos que la potencia depende únicamente de ϕ (Ecuación. 2.6).

$$P = K \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} \right) \quad (2.6)$$

$$K = \frac{V_a V_b'}{2\pi f_s L} \quad (2.7)$$

2.6.1 TOPOLOGÍA DEL DAB.

El DAB contiene cuatro elementos de conmutación, con el fin de obtener una entrada sinusoidal de los cuales dos de los elementos forman la parte positiva de la onda, y los dos restantes su parte negativa con sus respectivas señales generadas (Fig. 2.17), (Fig. 2.18) [11].

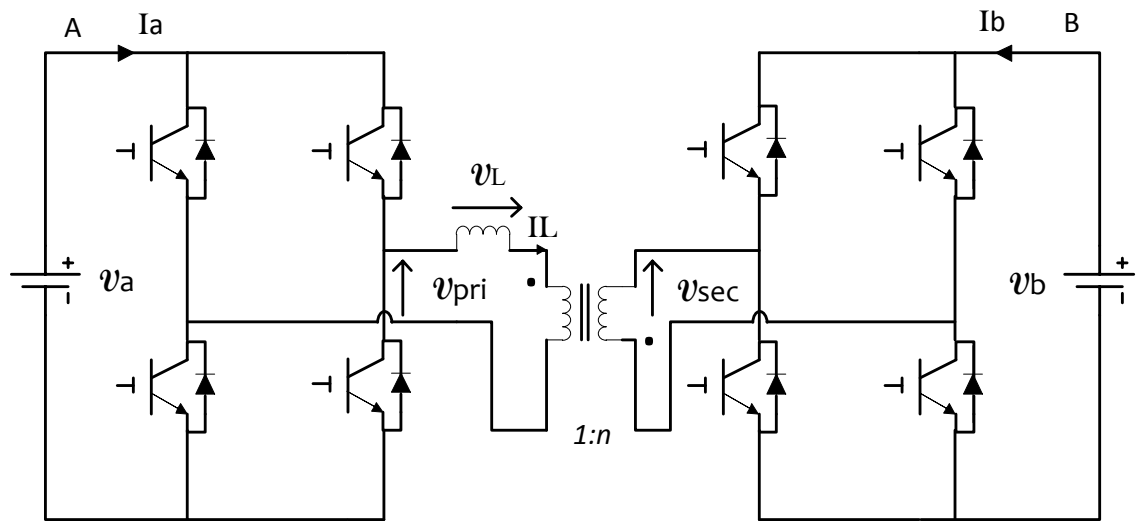


Fig. 2.17 Topología del DAB.

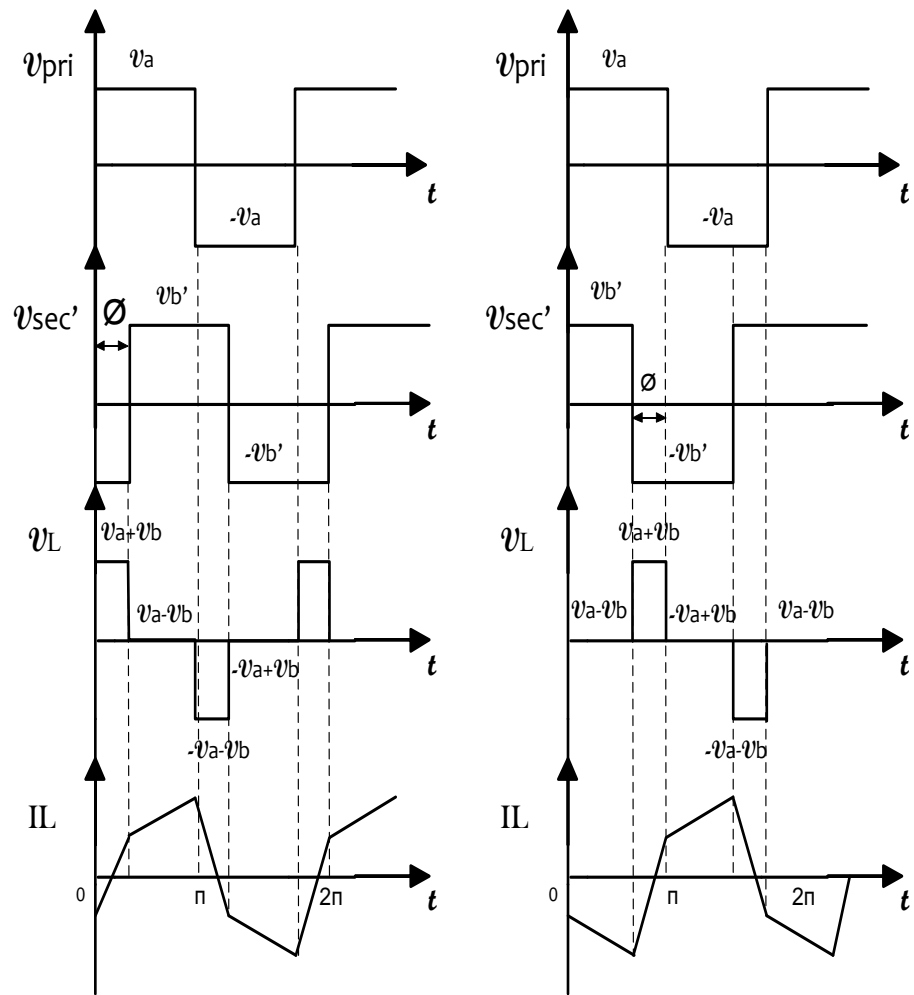


Fig. 2.18 Principales señales generadas en el DAB.

Para el equivalente DC del DAB se obtiene una eficiencia muy elevada en el sistema donde el $v_{b'}$ es el voltaje reflejado al primario (Fig. 2.19).

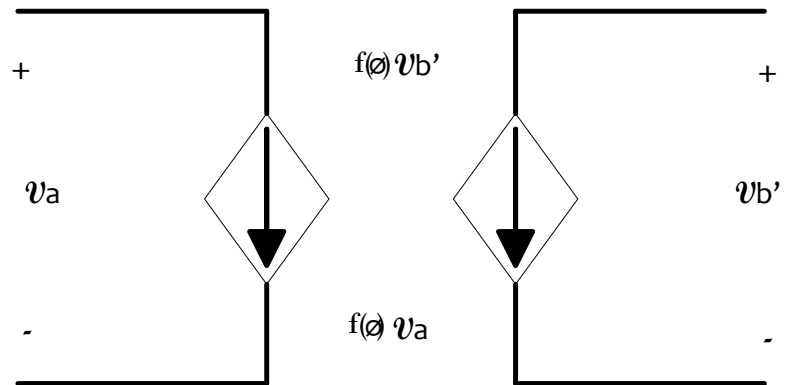


Fig.2.19 Equivalente DC del DAB.

Dónde:

$$f(\phi) = \frac{1}{2\pi f_s L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.8)$$

2.7 CONVERTIDORES AC-DC MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO.

Para el caso del convertidor multinivel de diodo anclado la tensión del voltaje DC se divide mediante dos capacitores C1 Y C2, donde el punto medio (tierra), se define como el punto neutro. La tensión de

salida V_a o puede tomar tres niveles diferentes $\frac{V_{pn}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{pn}}{2}$ (Fig. 2.20)

[12].

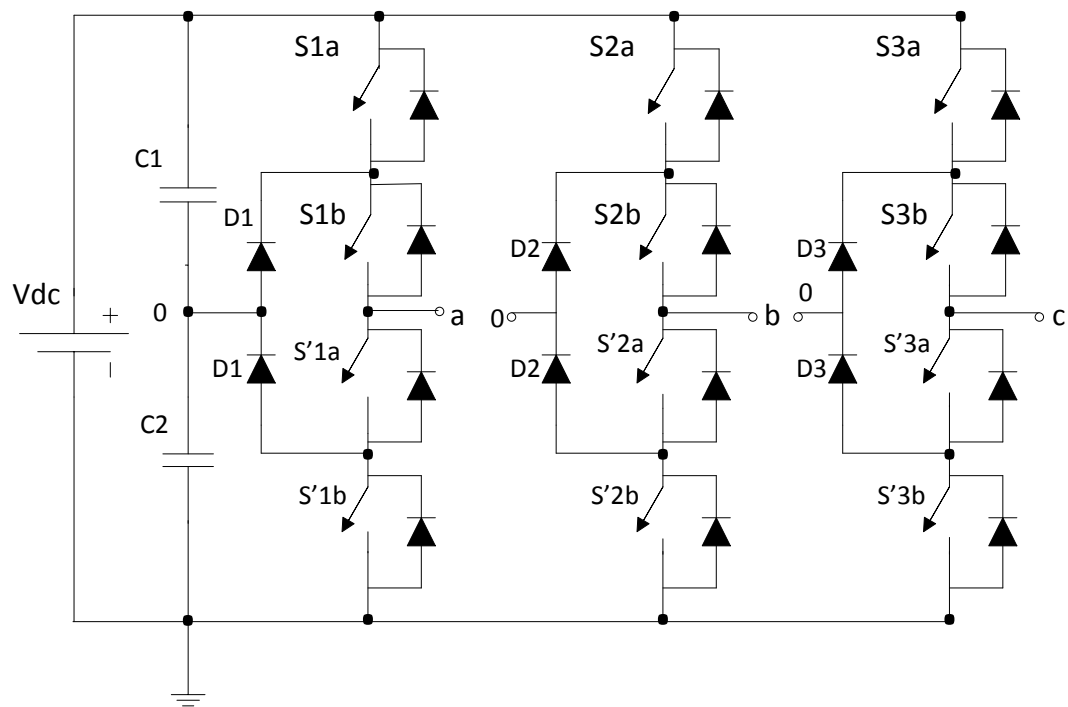


Fig. 2.20 Convertidor monofásico de tres niveles.

Para obtener estos tres niveles de salida el accionamiento de control de los interruptores S1, S2, S3, S4 (tabla 2.2), donde se tienen dos pares complementarios; esto es, cuando uno está cerrado obliga al

otro a estar abierto. Para este convertidor los pares complementarios son S1-S3, S2-S4 [12].

Tabla 2.2 interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida para el diodo anclado.

Interruptores Cerrados	Tensión V_{a0}
S1-S2	$\frac{V_{pn}}{2}$
S2-S3	0
S3-S4	$-\frac{V_{pn}}{2}$

CAPÍTULO 3

DIMENSIONAMIENTO DE LOS COMPONENTES DEL SST.

La topología del SST escogida es la presentada en la Fig. 3.1, en este capítulo se dimensionan cada uno de los elementos del SST y la forma en cómo se han determinado sus valores.

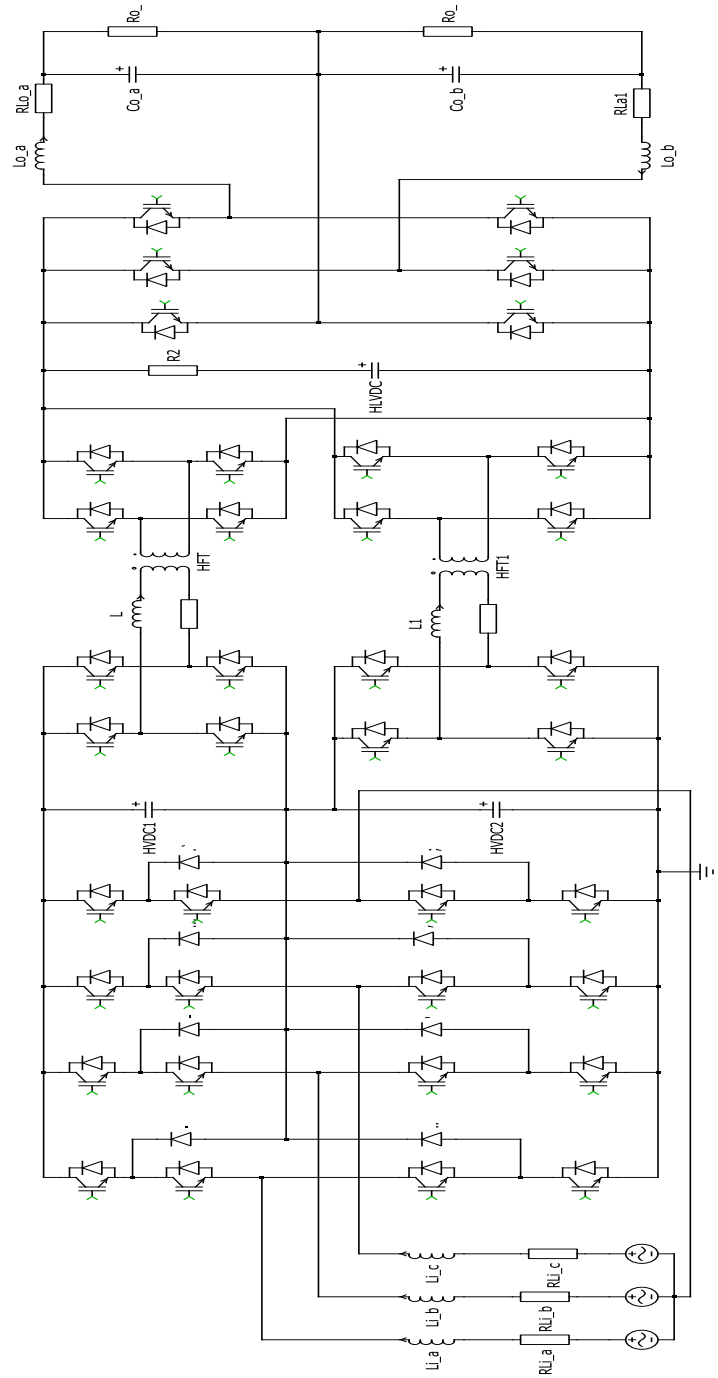


Fig. 3.1 Esquemático del SST.

3.1 DIMENSIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR AC-DC.

En la fig. 3.2 definimos la topología del rectificador que se utiliza, la entrada de este convertidor es trifásica. Para el dimensionamiento de los elementos tenemos que el voltaje trifásico de entrada que entregará el rectificador será de 13.2kV, a una potencia de 100 KVA, donde el índice de modulación a utilizar será de $m_d = 0.8$.

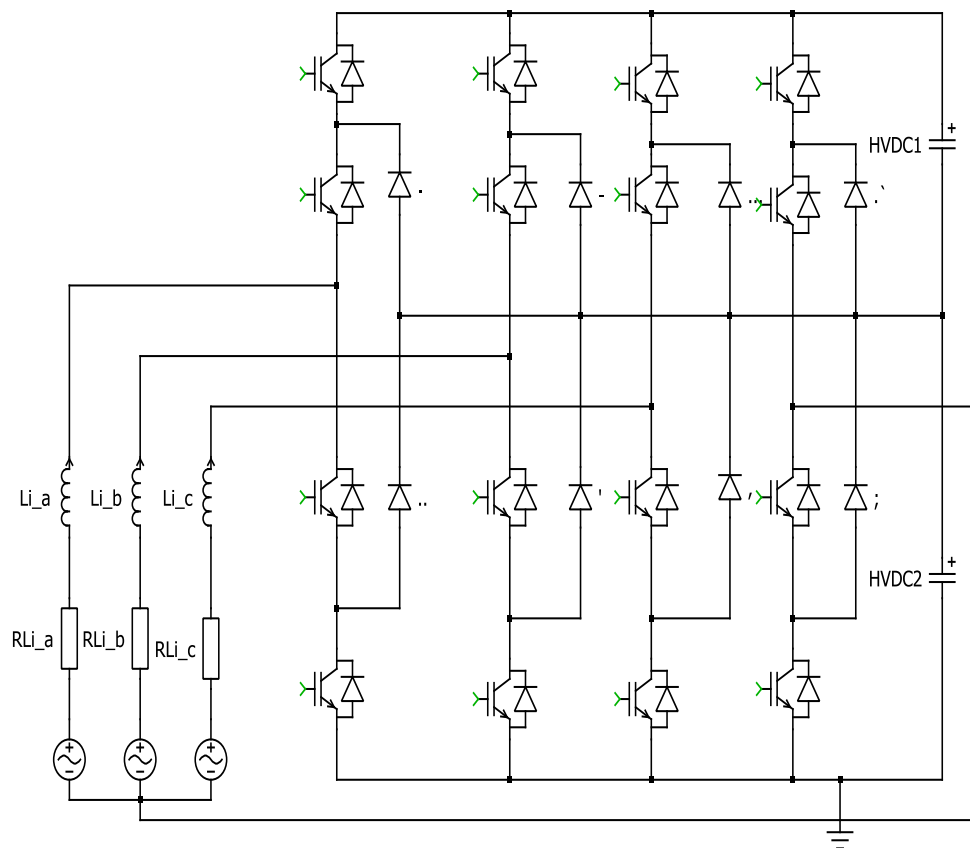


Fig. 3.2 Esquemático del rectificador

3.1.1 SELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES.

Los interruptores seleccionados son los IGBT que tienen las siguientes características:

- Alta impedancia de entrada.
- Pocas pérdidas por conducción en estado activo.
- Son adecuados para altos voltajes y grandes corrientes.
- Su frecuencia es hasta 20 kHz, y se consiguen hasta 1700 V y 2400 A.

De acuerdo a estas características podemos darnos cuenta que el IGBT cumple con las especificaciones requeridas tanto de potencia como de voltaje en el diseño del SST, el voltaje que es soportado por este interruptor es de 490 V y potencia de 2323 KVA.

En cada momento del proceso de conmutación se tiene dos interruptores conduciendo y dos no conduciendo para cada bloque, por lo que la capacidad de esperar que soporte debe ser de 2245 [V] 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; y una presunción similar 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 nominal 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, con una corriente correspondiente de 13.2 [A].

3.2 DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR DE ENTRADA.

Para poder controlar la forma de corriente que entrega el convertidor, usamos un inductor el cual controla el tamaño del rizado que tendrá la corriente.

Para el análisis asumimos la peor condición de funcionamiento del convertidor, con el sistema trabajando a plena carga 100 KVA, y se tiene una variación de corriente máxima del 3%.

Para encontrar el valor del inductor utilizamos la siguiente ecuación:

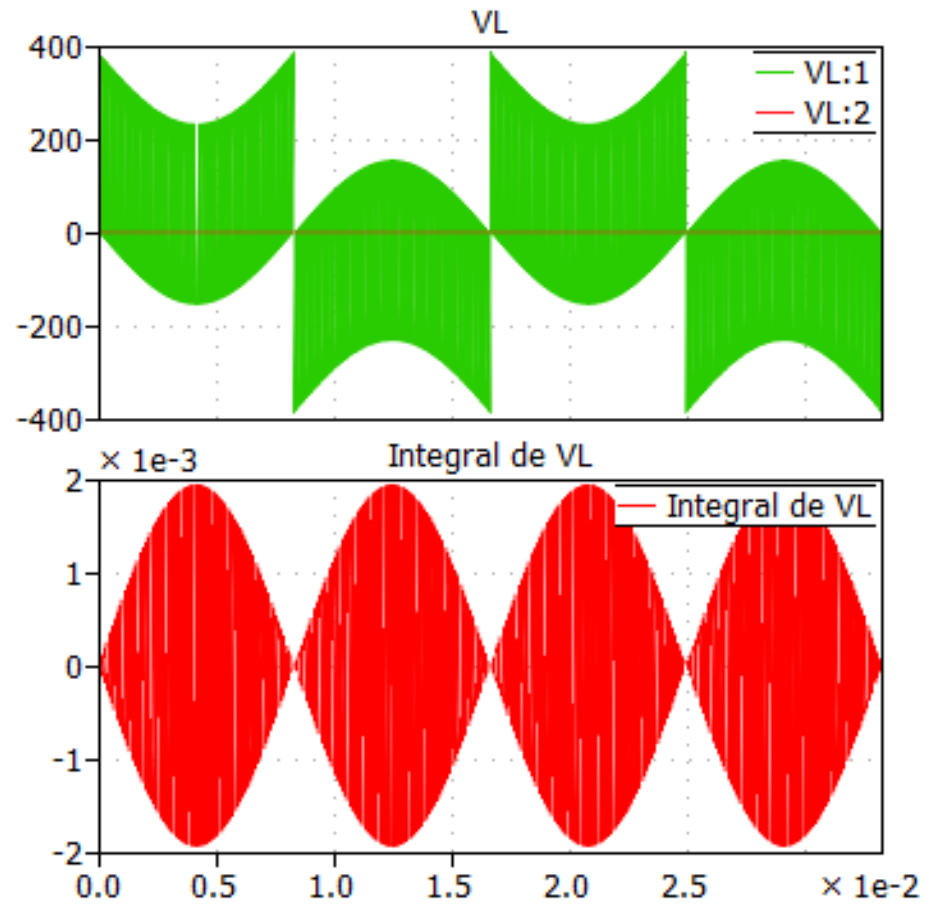
$$\Delta_{i_{Lmax}} = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_L dt \quad (3.1)$$

$$\Delta_{i_{Lmax}} = \frac{1}{L} Area \quad (3.2)$$

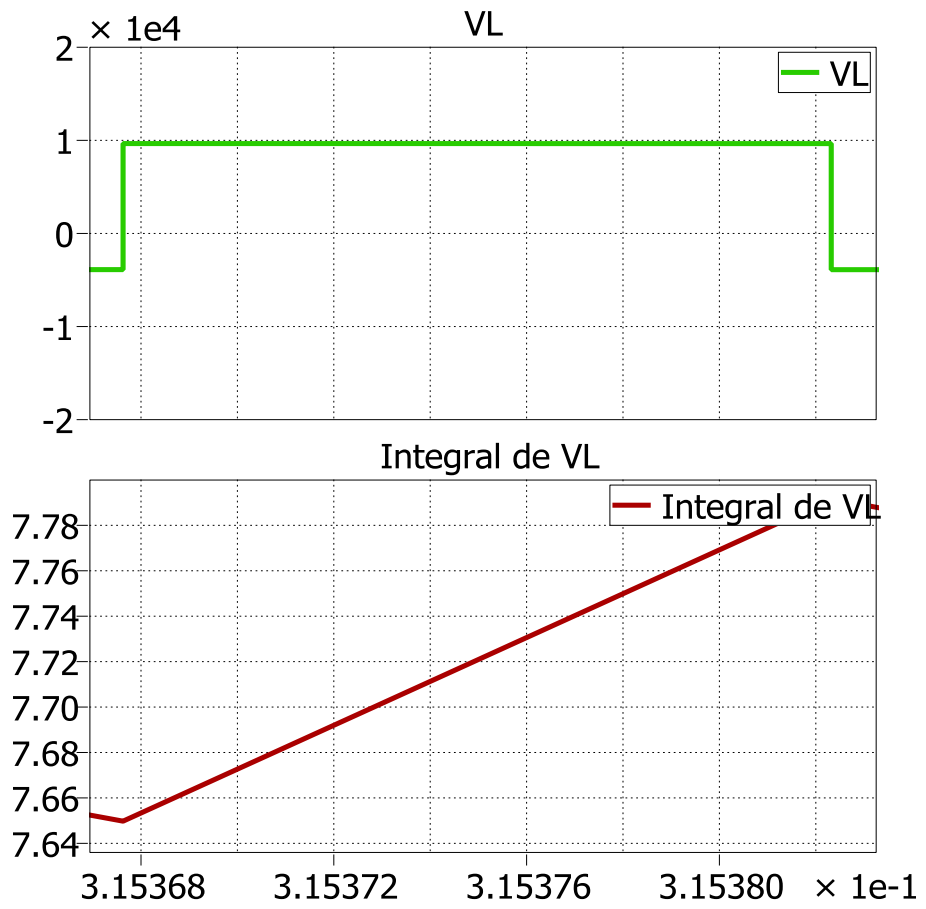
D

Donde $\Delta_{i_{Lmax}}$ es el máximo rizado pico-pico de la corriente que circula a través del inductor determinada a través del 3% de la corriente nominal de la entrada. La integral del voltaje del inductor representa la mayor área que se encuentra debajo de la curva del voltaje (Fig. 3.3 a).

Para obtener el área debajo de la curva de voltaje tomamos la señal y la pasamos por un bloque integrador obteniendo así el resultado deseado que es la integral de la señal de voltaje (Fig. 3.3 b).



(a)



(b)

Fig. 3.3. Voltaje del inductor (a) Acercamiento de la Integral del voltaje del inductor (b).

Para calcular la corriente nominal de entrada utilizamos la siguiente ecuación:

$$S_{3\phi} = \sqrt{3} \times V_{L-L} \times I_L \quad (3.3)$$

Donde V_{L-L} es el voltaje línea-línea de entrada del SST, y despejando obtenemos el valor de $I_L = 5.35 \text{ A}$. Para calcular el inductor tenemos el siguiente circuito equivalente (Fig. 3.3 c).

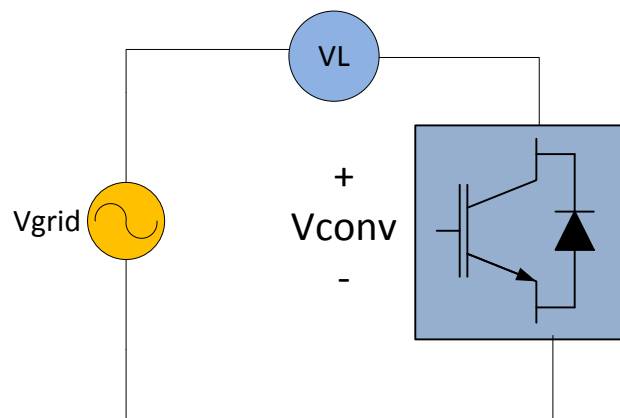


Fig. 3.3 c. Circuito equivalente para el cálculo del inductor

Donde debemos encontrar el valor del voltaje del convertidor mediante la siguiente ecuación:

$$m_d = \frac{V_{AN-pk*2}}{V_{DC}} \quad (3.4)$$

De la ecuación (3.4) con los valores dados obtenemos el voltaje $V_{DC} = 26945 \text{ V}$.

El voltaje del enlace de alta es la mitad del V_{DC} obtenido en la anterior ecuación, dando un HVDC= 13472.5 V.

Conectamos un voltímetro en vez del inductor y ese voltaje es el voltaje del inductor comprobando que el voltaje de la red (V_{grid}) este en fase al voltaje del convertidor (V_{CONV}) y con un incremento de corriente de $\Delta_{i_{L_{max}}} = 3\% \text{ Inominal} = 0.03 * 5.35 = 0.1596$

La mayor área obtenida debajo de la curva del voltaje del inductor es de $\int_{t_0}^t V_L dt = 0.01372$ y de acuerdo a la ecuación (3.2) el valor del inductor a utilizar es $L = 86mH$.

Una vez obtenido el valor del inductor debemos comprobar que la corriente que circula por el inductor sea del valor del rizado establecido para ello debemos de adelantar el voltaje de la red con respecto a la del convertidor obteniendo primero su ángulo de desfase mediante la siguiente ecuación:

$$S_{3\phi} = \sqrt{3} V_{grid} L_{RMS} \times \sqrt{3} V_{convertidor} L_{RMS} \times \frac{\sin \phi}{XL} \quad (3.5)$$

Despejamos ϕ de la ecuación (3.5) y reemplazando los valores obtenemos el ángulo $\phi = 16.2112^\circ$.

De acuerdo a la Fig. 3.4 podemos comprobar que el rizado pico-pico de la señal de corriente es similar al que estableció $\Delta_{i_{L_{max}}} = 3\% \text{ Inominal} = 0.03 * 5.32 = 0.1596$ donde también se observa que el

valor pico de la corriente en los tres inductores no excede de su valor nominal.

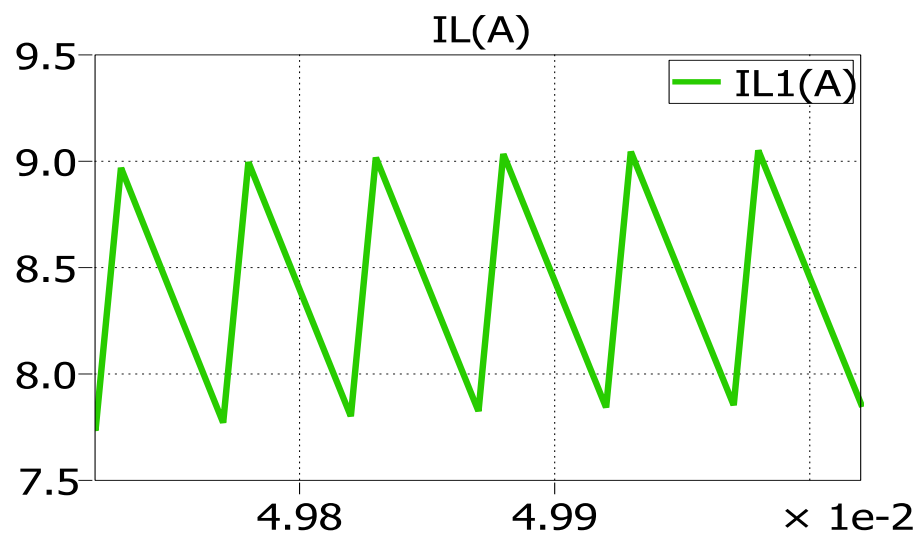


Fig. 3.4 Valor rizado de la corriente de los inductores.

3.3 DIMENSIONAMIENTO DE LOS CAPACITORES.

Para encontrar el valor del capacitor utilizamos la siguiente ecuación:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (3.6)$$

Donde $\int i_C dt$ es la mayor área debajo de la curva de corriente del capacitor, ΔV_C es el máximo rizado pico-pico del voltaje (V_{DC}) que circula a través del capacitor en nuestro caso tenemos doble enlace DC por lo tanto el (V_{DC}) se divide a la mitad para cada ramal obteniendo su valor $\Delta V_C = 404.175 V$.

Para obtener el valor del capacitor, debemos medir la corriente que circula entre el convertidor AC-DC y la fuente de voltaje DC Fig. 3.5 comprobando que exista un flujo de potencia de la red hacia el convertidor, la cual a esta corriente se le determina su valor promedio en un periodo t obteniendo así una corriente sinusoidal a una frecuencia 120 Hz que es la que circula a través del capacitor.

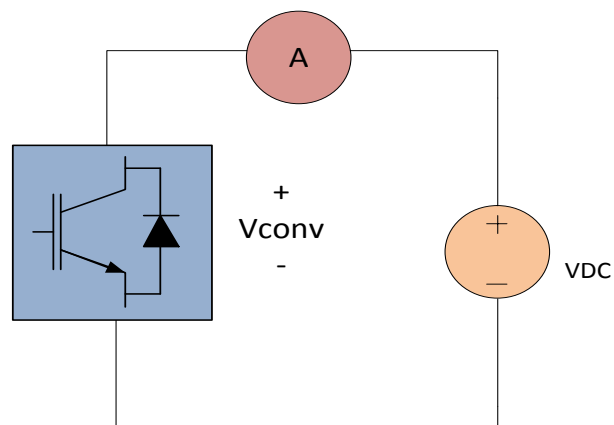


Fig. 3.5. Corriente que circula entre el convertidor y la fuente DC.

Para obtener la mayor área de la corriente sinusoidal interceptamos medio ciclo de la gráfica de la corriente con su valor promedio (Fig. 3.6).

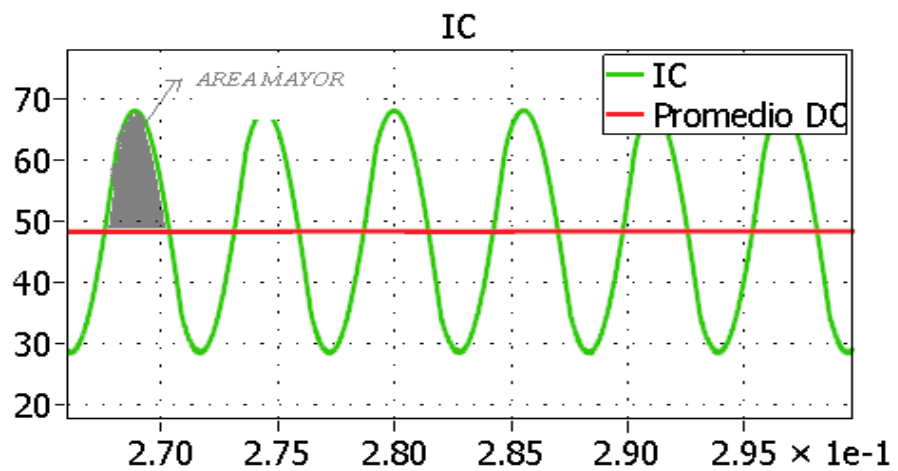


Fig. 3.6. Área mayor de la corriente del capacitor.

El valor de la mayor área de la curva de corriente del capacitor a calcular $\int i_C dt = 0.0303$, y de acuerdo a la ecuación (3.7) obtenemos el valor del capacitor $C = 75 \text{ uf}$.

Para comprobar los cálculos colocamos una fuente de corriente DC con dirección saliendo del capacitor y con el valor promedio que tiene

la señal en corriente alterna. En la Fig. 3.7 observamos el voltaje DC en el capacitor.

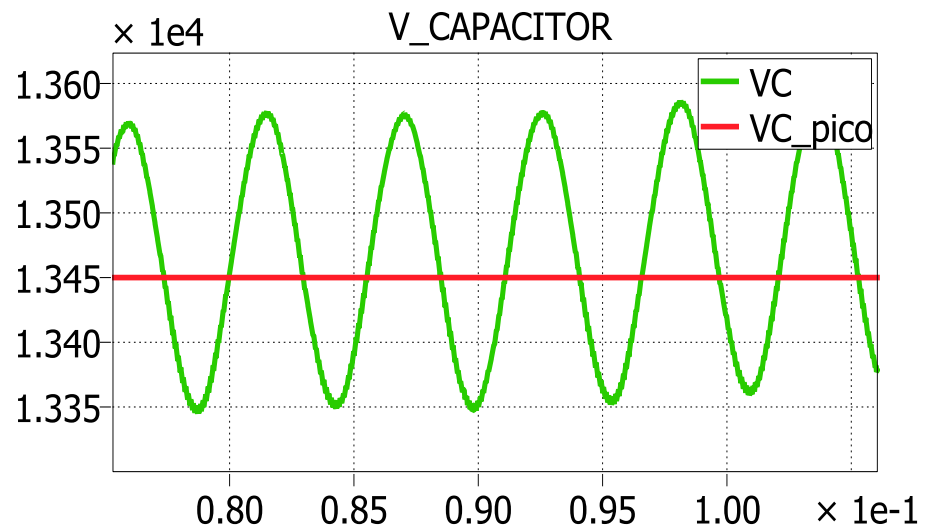


Fig. 3.7. Voltaje que circula a través del capacitor.

3.4 DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR DEL DAB.

Con un voltaje de línea a línea de 220 V ya que requerimos a la salida del SST carga monofásica, y con una modulación $md= 0.8$ procedemos a calcular el enlace DC de baja tensión LVDC:

$$V_{LVDC} = \frac{V_{ab} * \sqrt{2}}{m_d} = 388.90 \text{ V} \quad (3.7)$$

Para dimensionar el inductor del DAB utilizamos la siguiente ecuación.

$$P_{DAB} = \frac{V_1 \times V_2}{2\pi \times f_s \times L_{DAB}} \times \phi_{Nom} \left(1 - \frac{|\phi_{Nom}|}{\pi} \right) \quad (3.8)$$

Donde P_{DAB} la obtenemos dividiendo la potencia total trifásica utilizada para dos, que es el número de DAB que tiene el SST.

V_2 : Es el voltaje bajo del enlace DC y está referido al primario del transformador del DAB y $\phi_{Nom} = \frac{7\pi}{36}$

$$V_{out} = \frac{220 * \sqrt{2}}{0.8} = 388.9087 \text{ V} \quad (3.9)$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{9525}{388.9087} = 24.491 \quad (3.10)$$

$$L = \frac{V_1^2}{2\pi f_s P_{DAB}} \phi_{Nom} \left(1 - \frac{|\phi_{Nom}|}{\pi} \right) \quad (3.11)$$

Con un valor de $\phi = \frac{\pi}{3}$, y una frecuencia de conmutación de 20 KHz, despejando la inductancia L_{DAB} y reemplazando valores a calcular obtenemos $L_{DAB} = 10.08 \text{ mH}$.

3.5 DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR DEL DAB.

Para dimensionar el capacitor del DAB analizamos el circuito de la topología del SST mostrado en la Fig. 3.8, el método que se utiliza es dimensionar un capacitor por cada DAB existente en la topología, en este caso tenemos dos DAB por lo tanto el cálculo sería de solo dos capacitores uno para cada etapa, una vez encontrado el capacitor lo multiplicamos por dos para obtener el valor del capacitor que se necesita.

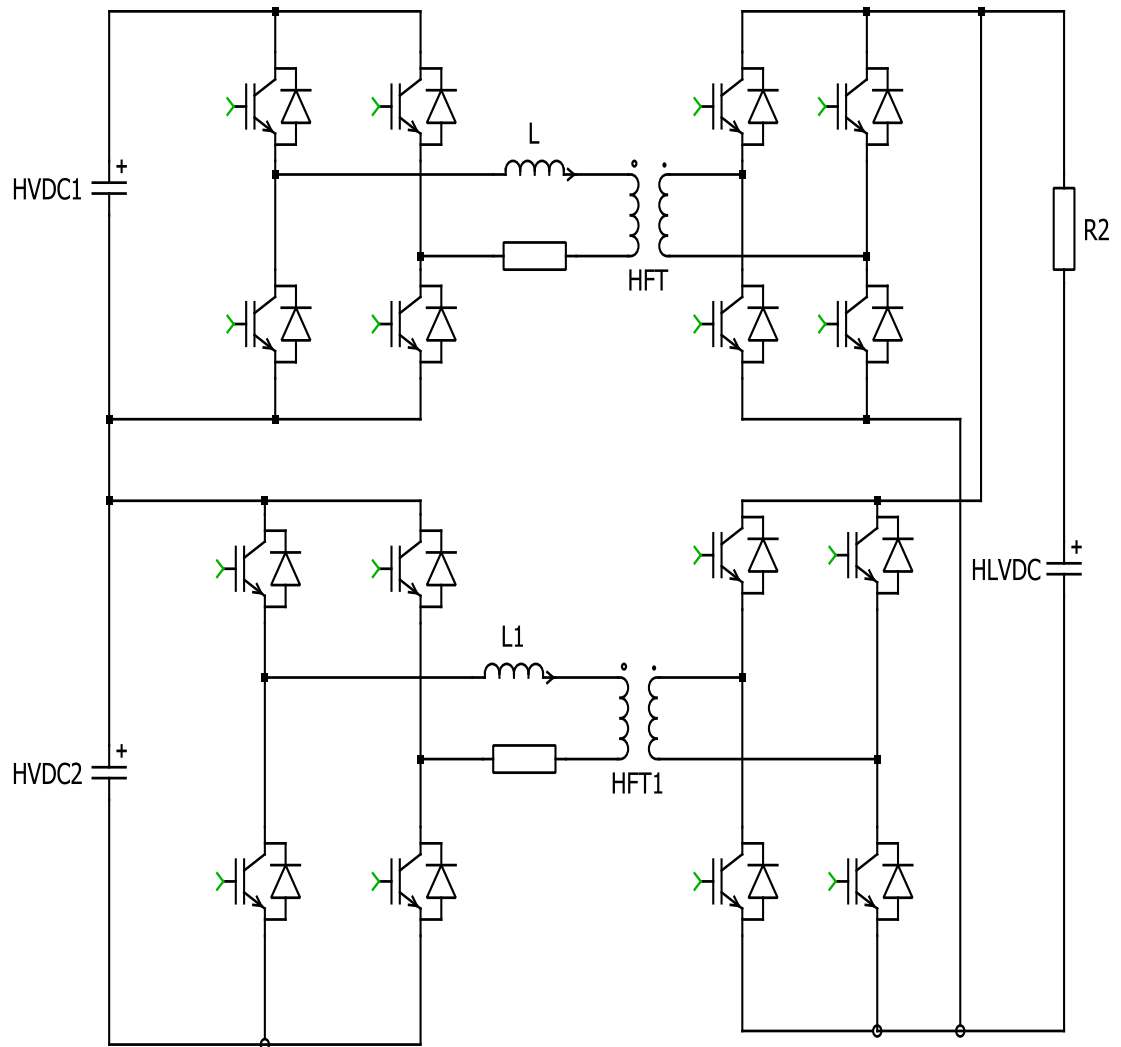


Fig. 3.8 Esquema del DAB.

De acuerdo a la configuración en vez del capacitor se conecta una fuente DC con un valor de voltaje igual al voltaje DC al cual se debe

medir la corriente que circula a través de la fuente de voltaje, a esta corriente se le determina su valor promedio en un cierto periodo y esta corriente debe circular a través del capacitor (i_c).

Conociendo que:

La fórmula para obtener el valor del capacitor es:

$$C = \frac{S_{max}}{2 * w_g * V_{LVDC} * V_{DCrpp}} \quad (3.12)$$

Donde V_{DCrpp} es el incremento de voltaje a un 3% del valor V_{LVDC} $V_{DCrpp} = V_{LVDC} * 0.03 = 11.66$ Vy de acuerdo a la ecuación 3.9 el valor del capacitor $C = 173.41$ mf.

Con este valor del capacitor debemos comprobar el rizado del voltaje y voltaje promedio en el capacitor, donde debemos colocar una fuente de corriente DC con el valor promedio que tiene la señal de corriente alterna, la cual debe estar saliendo del capacitor fig.3.9.

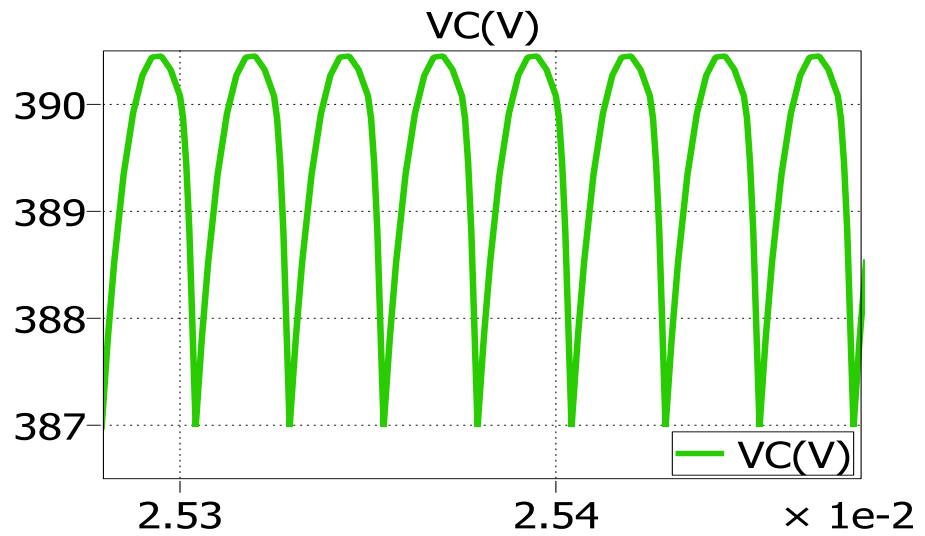


Fig. 3.9 Voltaje de rizado del capacitor C_L

3.6 DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-AC.

La última etapa que es el inversor conectada a continuación del DAB para esta configuración de salida monofásica utilizamos la topología mostrada en la siguiente figura Fig. 3.10

La carga de entrada del SST es de 100 KVA, por lo tanto la potencia del convertidor DC-AC; formados por switches ideales para la

conmutación y controlados por señal de ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation).

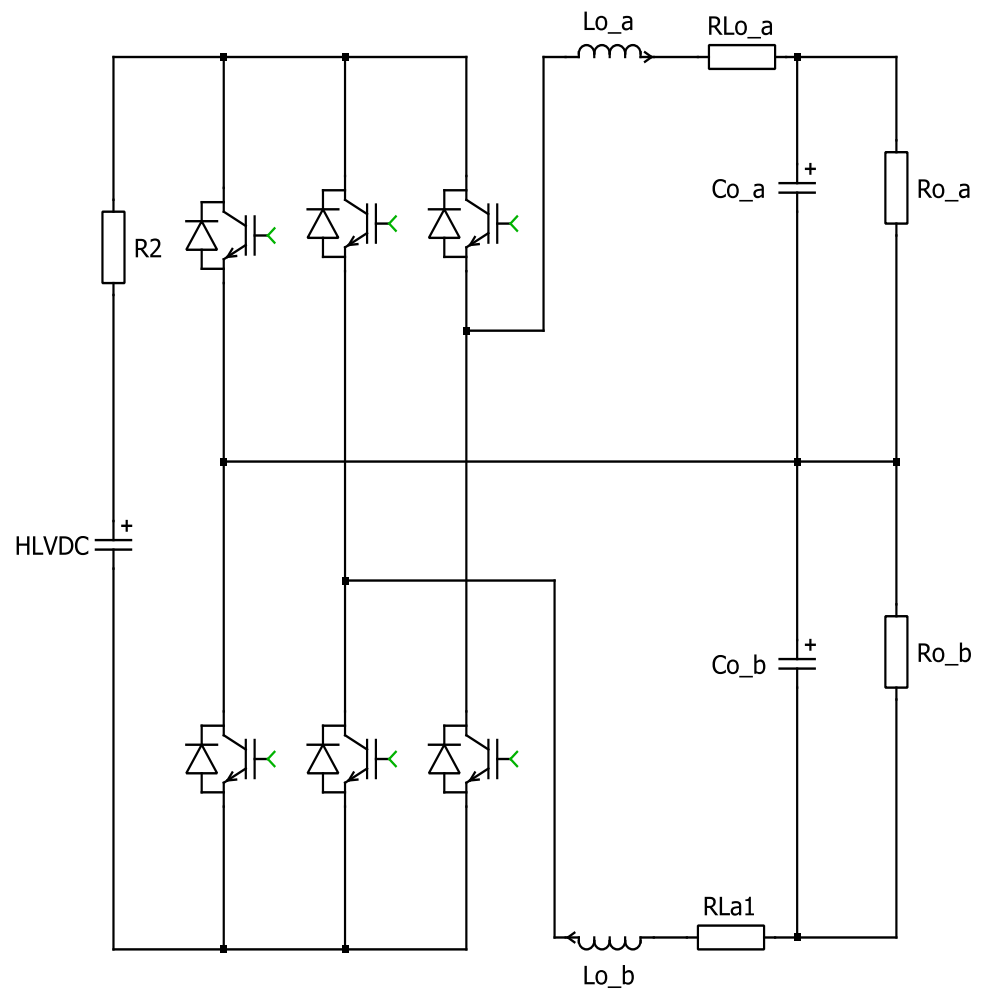


Fig. 3.10 Esquemático del Inversor.

Con los valores de potencia que consume la carga y conociendo el voltaje de línea a línea procedemos a calcular la corriente nominal del inversor mediante la siguiente ecuación:

$$P_0 = \frac{V_{abrms} * I_{rms}}{\sqrt{2}} \quad (3.13)$$

Con los datos ya obtenidos calculamos el valor del inductor que deseamos para este convertidor $I_{rms} = 642.82 \text{ A}$.

Obtenida la corriente nominal procedemos a calcular la corriente Δ_{i_L} , que es el 3% de la corriente nominal $\Delta_{i_L} = 19.28 \text{ A}$.

Para encontrar el inductor se determina el área mayor de la curva del inductor, la cual la encontramos integrando la curva del voltaje del inductor.

La fórmula para hallar el inductor está dada por:

$$L = \frac{\int V_L dt}{\Delta i_L} \quad (3.14)$$

$\int V_L dt$ es el área mayor de la curva de voltaje del inductor, una vez encontrados los valores $L = 201.66 \mu\text{H}$.

Para hallar el valor del capacitor se utiliza el criterio que dice que la frecuencia de resonancia f_{res} debe ser una década menos que la frecuencia de conmutación f_s de 20 Khz donde el valor del capacitor se lo determina mediante la siguiente ecuación:

$$f_{\text{resonancia}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}} \quad (3.15)$$

Despejando C de la ecuación 3.15 y reemplazando los valores obtenidos $C = 31.04 \mu\text{f}$.

Una vez dimensionados el inductor y el capacitor, comprobamos que el voltaje en la salida sea sinusoidal (fig. 3.11)

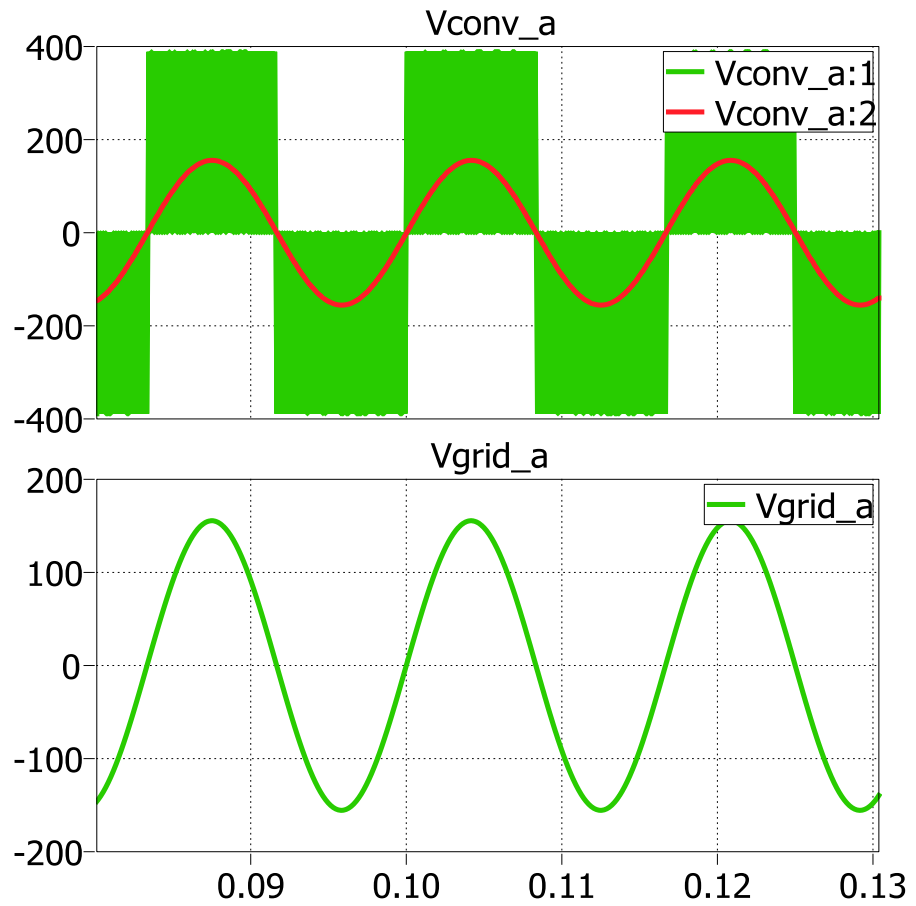


Fig. 3.11. Voltaje de salida del inversor.

CAPÍTULO 4

MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR.

En el desarrollo de este capítulo se presenta el diseño del controlador del SST tanto de voltaje como de corriente para cada una de las etapas del sistema. Empezando con la estrategia de compensación para posteriormente diseñar y modelar un controlador para cada etapa con las diferentes técnicas de control usando la transformada de LAPLACE; donde la primera y última

etapa que son el rectificador y inversor diseñamos el control de voltaje y corriente y para la segunda etapa que es el DAB se controlara el voltaje de salida.

4.1 ESTRATEGIA DE CONTROL.

Para el esquema general de control del SST de tres etapas fig. 4.1, la estrategia de control para diseñar el controlador se debe tomar en cuenta que en los enlaces DC se tiene que controlar la magnitud del voltaje y en cada una de las tres etapas debemos controlar la dirección y magnitud de la corriente, diseñando un lazo de control para la corriente y para el voltaje, sabiendo que el lazo de corriente es más rápido que el lazo de voltaje

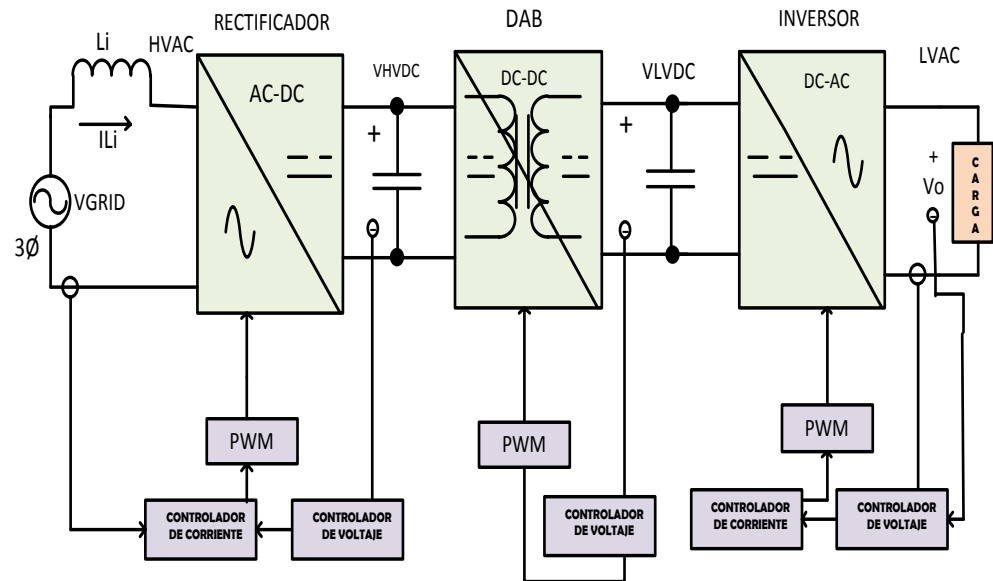


Fig. 4.1 Esquema general de control del SST de tres etapas

Para la primera etapa AC-DC se diseña un controlador que en su parte de alta tensión se controla el voltaje y en la red controlamos la corriente, para esto se utiliza el método en cascada que está compuesto de un lazo interno de control para la corriente y un lazo externo de control para el voltaje, donde el lazo interno de control será más rápido que el lazo externo del voltaje. El método que se utiliza para encontrar el controlador de la primera etapa AC-DC es el método del k-factor debido a que esta etapa no tiene parte lineal y su función de transferencia es de primer orden.

En el diseño del controlador del DAB se necesita su respectivo controlador diseñado para controlar los voltajes en los condensadores tanto en la parte de alta tensión y baja tensión.

Para la tercera etapa DC-AC se utiliza la herramienta Sisotool de Matlab, diseñamos el controlador agregando el polo resonante a la frecuencia AC de la red.

4.2 APROXIMACIÓN DEL FACTOR K PARA EL CÁLCULO DEL CONTROLADOR.

El método de aproximación del factor K es aquel que nos permite hallar polos y ceros teniendo como dato un margen de fase y frecuencia de corte respectivos, con los cuales el controlador puede ser diseñado de forma correcta. Para poder hallar el controlador, primero calculamos el ángulo con la siguiente fórmula:

$$\phi_{boost} = \text{MARGEN DE FASE} - \phi_{SISTEMA} - 90^{\circ} \quad (4.1)$$

Existen tres tipos de controladores los cuales se pueden identificar mediante la siguiente tabla 4.1

Tabla 4.1. Tipos de controladores

TIPO	GANANCIA	CONDICIÓN	ϕ_{boost} REQUERIDO
I	$G_c(s) = \frac{K_c}{s}$		0°
II	$G_c(s) = \frac{K_c(s + w_z)}{s(s + w_p)}$	$w_z < w_p$	$< 90^\circ$
III	$G_c(s) = \frac{K_c(s + w_z)^2}{s(s + w_p)^2}$	$w_z < w_p$	$> 90^\circ$

4.3 DISEÑO DEL CONTROL DE LA ETAPA AC-DC (RECTIFICADOR).

Para el diseño de este controlador se debe tener en cuenta que hay que controlar el voltaje que esta inyectado a la red, así también como la corriente, para lo cual al ser una entrada trifásica utilizamos el método de la transformada de Park para poder tener más simplicidad en el análisis del controlador utilizando dicha transformada.

La Transformada de Park como también es llamada transformada dq0, es la que consiste en llevar coordenadas de un circuito trifásico estacionario a un sistema dq0 giratorio

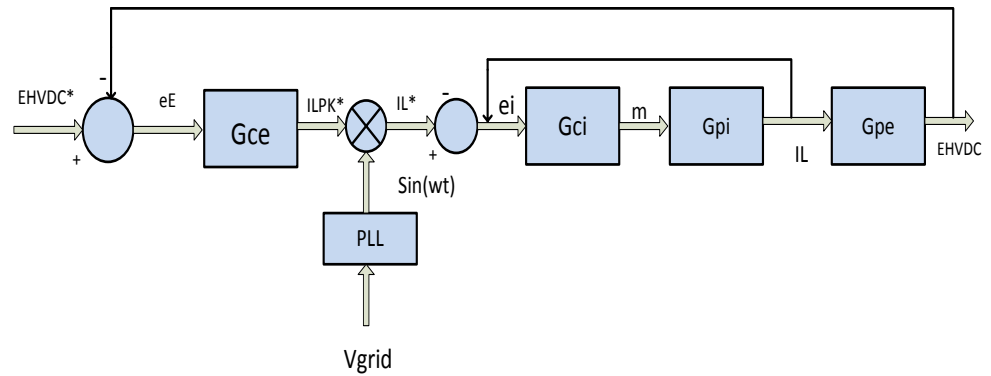


Fig. 4.2. Diagrama de bloque del controlador de la primera etapa
AC-DC

En el lazo de voltaje se observa como censa la energía del capacitor E_{HVDC} y a su vez comparada con la energía de referencia E_{HVDC}^* obteniendo la resultante eE enviada al controlador G_{ce} , dando como salida $ILPK^*$ la cual se multiplica por $\sin(\omega t)$ para poder tener en fase la corriente con el voltaje y un valor unitario del factor de potencia, esta señal resultante ingresa al controlador de corriente G_{ci} retornando por la señal m que va a la planta para poder controlar los disparos de los switches.

Para el lazo de corriente que es más rápido que el lazo de voltaje tenemos un ancho de banda B_{wi} con un valor de 1000 el ancho de banda del voltaje B_{Wv} es de 100.

Tanto el lazo de corriente como el lazo del voltaje tienen dos componentes que son “ d ” que es la del flujo de la potencia activa la cual controla el voltaje en el lado DC y la componente “ q ” que controla el voltaje que es inyectado a la red; por lo que debemos diseñar dos controladores uno para cada componente.

4.3.1 MODELADO DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR AC-DC.

Habiendo dimensionado los componentes en el capítulo 3, procedemos a modelar la planta de la primera etapa AC-DC siguiendo su diagrama de la planta fig. 4.3.

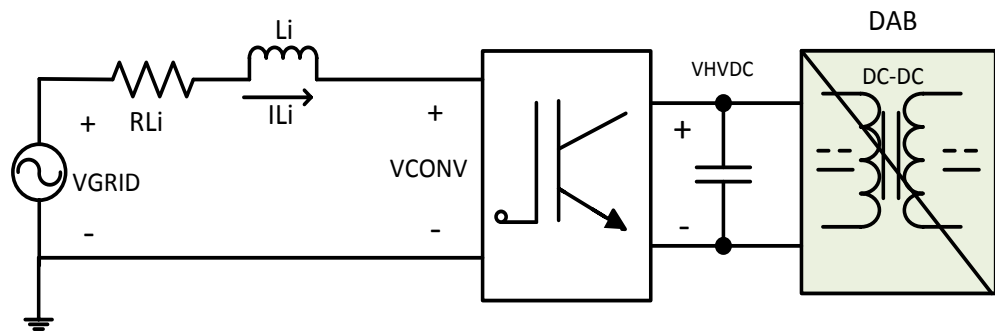


Fig. 4.3. Diagrama equivalente de la planta de la etapa AC-DC

Se realiza el análisis de voltaje y obteneos las siguientes ecuaciones:

$$e_a = Ri_a + L \frac{\partial i_a}{\partial t} + V_a \quad (4.2)$$

$$e_b = Ri_b + L \frac{\partial i_b}{\partial t} + V_b \quad (4.3)$$

$$e_c = Ri_c + L \frac{\partial i_c}{\partial t} + V_c \quad (4.4)$$

Mediante artificios matemáticos obtenemos la siguiente ecuación:

$$\bar{e} = L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} + \bar{e} = L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} + \bar{V}_{con} \quad (4.5)$$

Para simplificar el análisis se aplica la transformada de PARK

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Aplicando la transformada T a la ecuación (4.7).

$$T\bar{e} = TL \frac{d\bar{i}}{dt} + TR\bar{i} + T\bar{V} \quad (4.7)$$

Se obtiene lo siguiente:

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = \left[L \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - wL \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} \right] + R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{con d} \\ V_{con q} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

$$e_d = L \frac{di_d}{dt} - wLi_q + Ri_d + V_{con d} \quad (4.9)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d - V_c d + wLi_q \quad (4.10)$$

$$LsI_d(s) = e_d(s) - RI_d(s) - V_{con d}(s) \quad (4.11)$$

Obteniendo así la función de transferencia de la planta para el eje d:

$$\frac{I_d(s)}{V_{con d}(s)} = -\frac{1}{Ls + R} \quad (4.12)$$

Una vez que se ha obtenido la ganancia del sistema, se procede a calcular el controlador mediante el método del Factor K que permite hallar valores de polos y ceros a un valor determinado de Margen de Fase y Frecuencia de Corte.

A continuación se obtiene la gráfica de respuesta de frecuencia o Bode del sistema Fig. 4.4

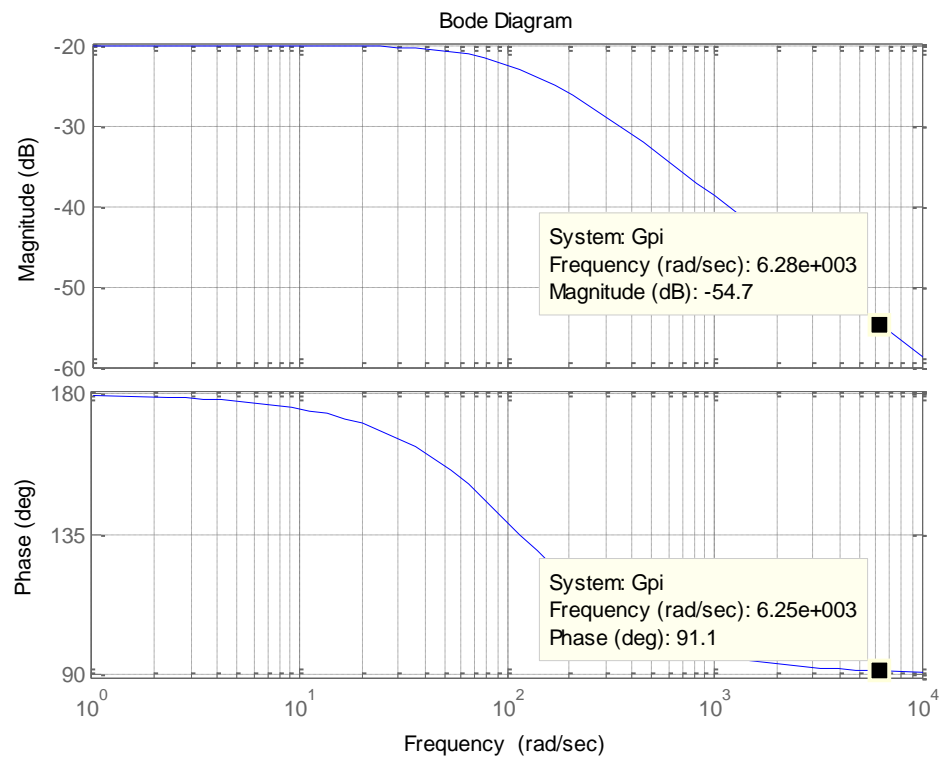


Fig. 4.4. Respuesta de frecuencia del sistema para la planta de corriente del rectificador.

Como el ángulo hallado es 91.1 reemplazando los valores en 4.1 se obtiene $\phi_{boost} = 61.1$

De acuerdo al valor obtenido se concluye que el controlador que se necesita es de tipo II según lo indicado en la tabla 4.1

A continuación se procede a determinar el factor K para hallar los polos y ceros del controlador:

$$k = \tan\left(\frac{\phi_{boost}}{2} + 45^\circ\right) \quad (4.13)$$

con el valor de $k = 6.68$ y de la frecuencia de corte f_c de 10000 Hz incluido, para hallar el lugar geométrico de los ceros y polos por lo tanto:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{k} = 9405.96 \quad (4.14)$$

$$\omega_p = k\omega_c = 419716.77 \quad (4.15)$$

una vez calculado el cero y el polo del controlador se obtiene la ganancia del controlador Tipo II que es:

$$G_c(s) = -\frac{k_c}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{9405.96}\right)}{\left(1 + \frac{s}{419716.77}\right)} \quad (4.14)$$

para obtener el valor de k_c se lo asume primero con valor de 1 y se realiza el diagrama de bode del sistema incluyendo a la ganancia del controlador con $k_c=1$.

Se realizamos el diagrama de bode y se comprueba que cumpla con las especificaciones adecuadas para el control del sistema.

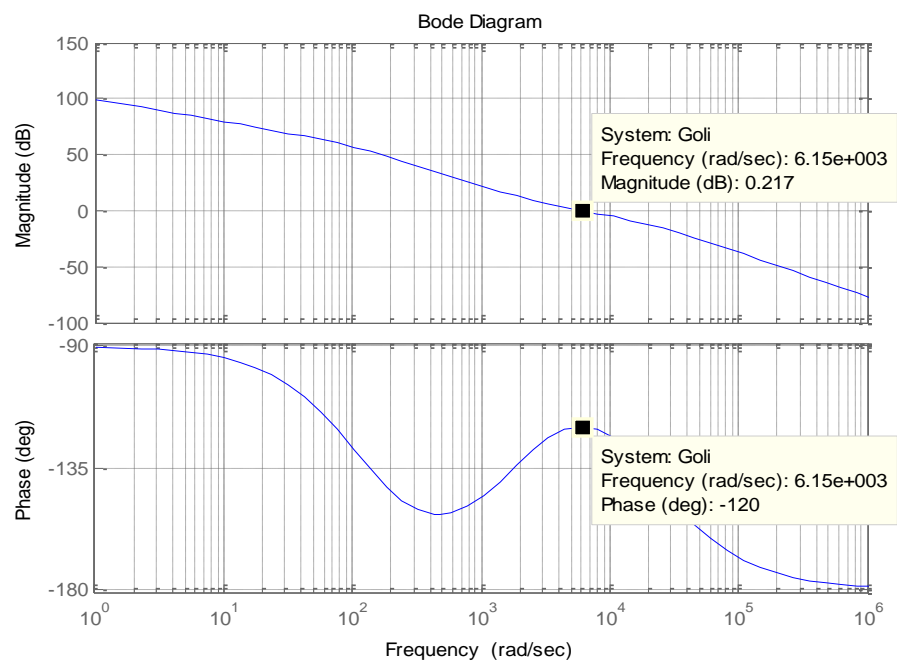


Figura 4.5. Respuesta de frecuencia del sistema para la planta de corriente de la Etapa AC-DC, incluyendo la ganancia del controlador.

Una vez realizado el diagrama de Bode se comprueba que las gráficas tengan su forma de onda adecuada, aun aplicándole la perturbación Fig. 4.6

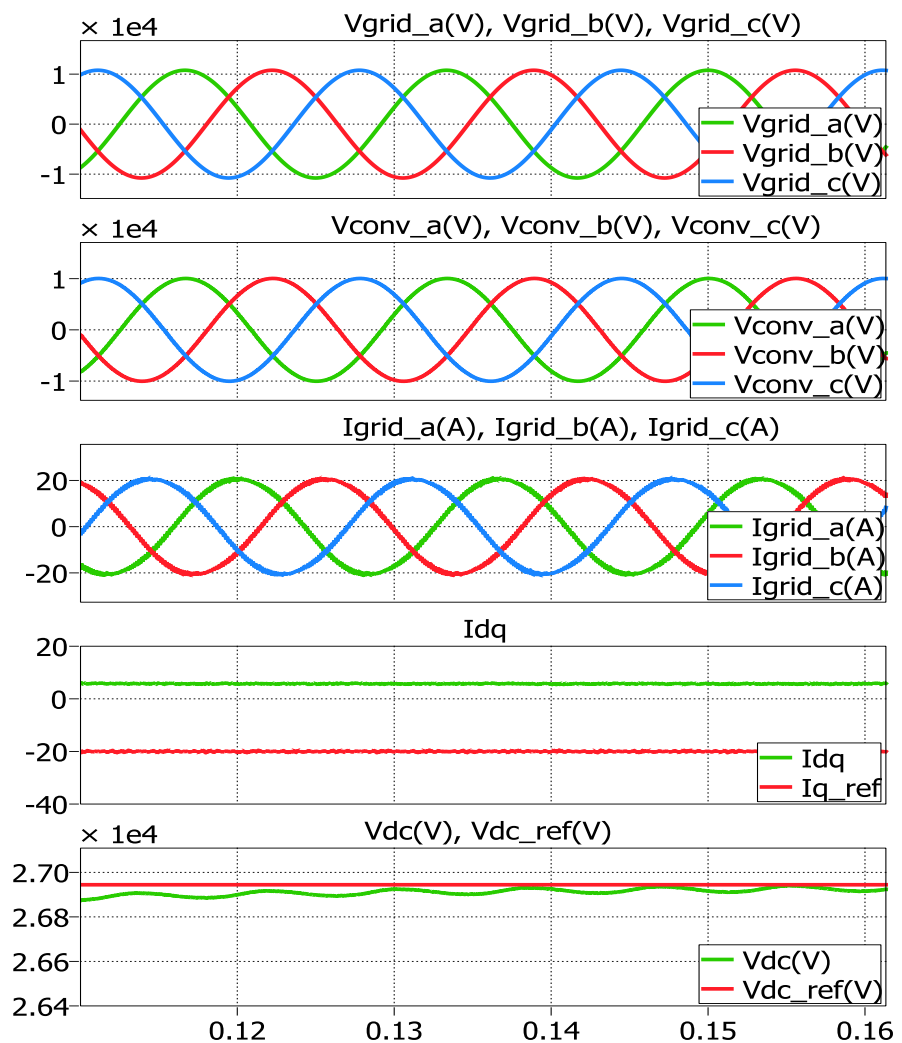


Fig. 4.6 Forma de ondas de los voltajes Vgrid, Vconv, Igrid, Idq y Vdc.

4.4 DISEÑO DEL CONTROL DEL DAB.

De acuerdo a nuestra topología donde nuestro sistema consta de dos DAB, y con los resultados obtenidos se ha verificado que un controlador en este caso del segundo DAB, trabaja a lazo abierto y por lo tanto el control que se diseña y utiliza es del primer DAB, el cual se va a encargar del control del voltaje en los condensadores en los enlaces DC de Alta Tensión y Baja Tensión logrando que los voltajes se balanceen.

En la fig. 4.7 se muestra el diagrama de bloque del controlador del DAB, donde para su diseño se controla la energía en el capacitor del enlace DC de baja tensión fijando un ancho de banda de 500 Hz.

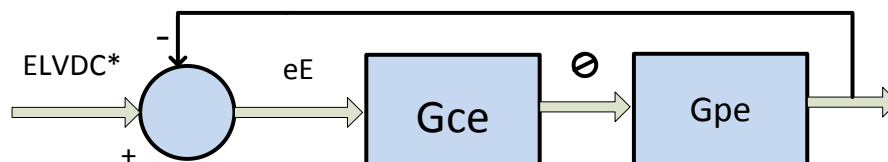


Fig. 4.7 Diagrama de bloque del controlador del DAB.

4.4.1 MODELADO DE LA PLANTA DEL DAB.

En la fig. 4.8 se muestra el diagrama de la planta del DAB y con los valores de los componentes del enlace DC de alta y baja tensión que ya se han calculado se procede a modelar la planta del DAB.

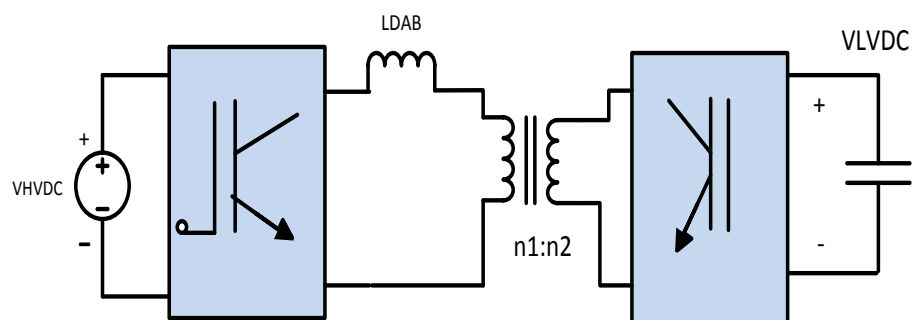


Fig. 4.8 Diagrama de la planta del DAB.

Para determinar la ganancia de la planta del DAB se utiliza la ecuación de potencia del DAB:

$$P_{DAB} = \frac{V_1 \times V_2'}{2\pi \times f_s \times L} \times \phi_{Nom} \left(1 - \frac{|\phi_{Nom}|}{\pi} \right) \quad (4.15)$$

$$P_{DAB} = \frac{V_{HVDC} \times V_{LVDC'}}{X_{DAB}} \times \phi_{Nom} \left(1 - \frac{|\phi_{Nom}|}{\pi} \right) \quad (4.16)$$

$$G_{DAB} = \frac{\Delta P}{\Delta \phi} = \frac{V_{HVDC} \times V_{LVDC'}}{X_{DAB}} \times \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \quad (4.17)$$

Con un valor de $\phi = 0$ y sabiendo que $V_{HVDC} = V_{LVDC'}$ ya que son valores referidos se obtiene la siguiente ecuación:

$$G_{DAB} = \frac{V^2 HVDC}{X_{DAB}} \quad (4.18)$$

Se obtiene la función de transferencia del capacitor con la siguiente ecuación:

$$E = \int (P_{DAB} - P_{OLVDC}) dt \quad (4.19)$$

Como P_{OLVDC} es solamente una perturbación se lo considera redundante y obteniendo la siguiente ecuación:

$$G_2(S) = \frac{E_{LVDC}(S)}{P_{DAB}(S)} = \frac{1}{S} \quad (4.20)$$

Por medio del ángulo ϕ de este controlador se mantiene estable la energía del capacitor del enlace de baja tensión, dando una ganancia de planta de:

$$G_p(s) = \frac{E_{LVDC}(s)}{\phi(s)} = \frac{1}{s} \frac{HVDC'LVDC}{XL_{DAB}} \quad (4.21)$$

Mediante el siguiente artificio matemático:

$$G_p(s) = \frac{P_{DAB}}{\phi} * \frac{E_{LVDC}}{P_{DAB}} = G(s)_{DAB} * G(s)_2 \quad (4.22)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{s} * \frac{V_{HVDC}^2}{2\pi f_s L_{DAB}} \quad (4.23)$$

Ya determinadas las respectivas plantas, se utiliza el método del factor K ya mencionado anteriormente, utilizando el ancho de banda y el margen de fase para encontrar el controlador de la planta.

El controlador obtenido es de tipo II debido a que se utiliza un margen de fase de 60° , y a una frecuencia de corte de 66.667 Hz. Por lo tanto se obtiene la ganancia para el controlador de voltaje en los dos condensadores la cual es:

$$G_{cv}(s) = -\frac{0.16 \left(1 + \frac{s}{112.2383}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{1563.3}\right)} \quad (4.24)$$

Obtenida la ganancia se realiza el diagrama de Bode del sistema el cual podemos comprobar que cumple con lo planteado que es Margen de Fase y Ancho de Banda deseados.

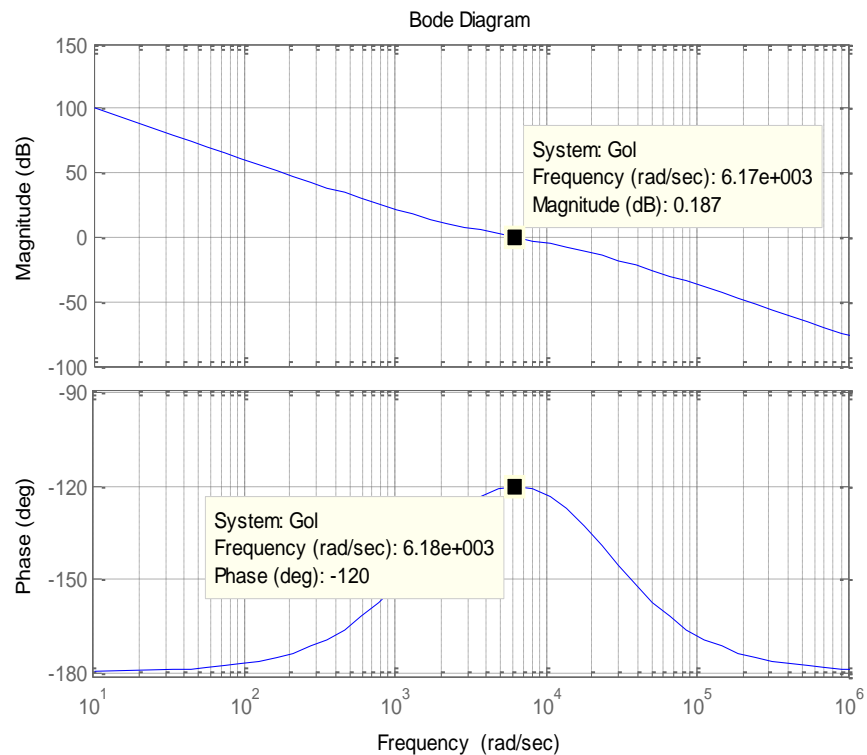


Fig. 4.9 Diagrama de bode de lazo abierto del DAB.

Una vez obtenido el diagrama de bode del lazo abierto continuamos a realizar la implementación recordando que vamos solo a controlar con solo el primer DAB recordando que en este método se controla la energía de los condensadores, convirtiendo el voltaje en términos de la energía de entrada de nuestro controlador, utilizando la ecuación de energía del capacitor:

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (4.24)$$

De esta manera diseñamos un controlador mostrado en la siguiente figura:

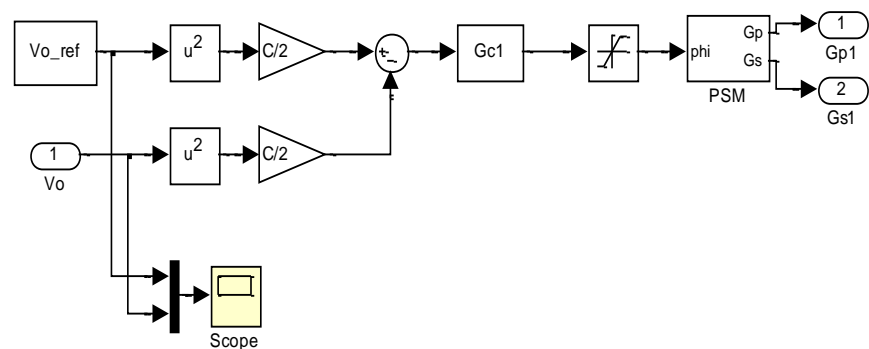


Fig. 4.10 Diagrama del controlador para el DAB.

Para verificar el funcionamiento del controlador diseñado para el DAB simulamos esta etapa del SST con sus respectivas perturbaciones, afirmando que el controlador responde de manera adecuada teniendo balanceados los voltajes en los enlaces de Alta y Baja tensión sin verse afectado el voltaje del enlace de baja tensión LVDC, el cual debe seguir su voltaje de referencia LVDC_ref, Fig. 4.11

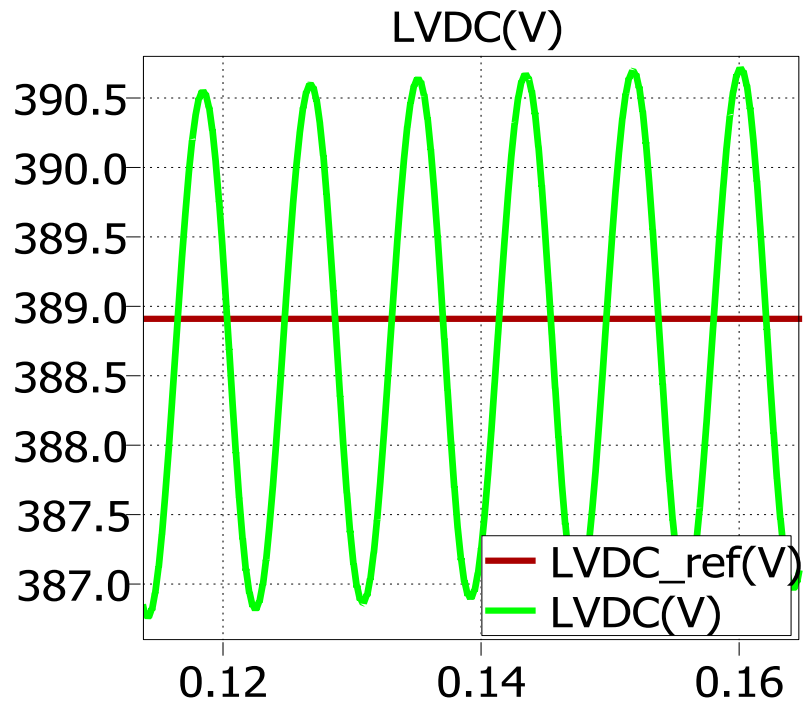


Fig. 4.11 Grafica de la señal de voltaje LVDC.

4.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE LA ETAPA DC-AC (INVERSOR).

Para la tercera etapa que es la etapa DC-AC con salida monofásica se utiliza dos controladores utilizando el método de control en cascada para cada controlador, donde el lazo interno se encargara

de realizar el control en cascada y el lazo externo controlara el voltaje de salida de este inversor el cual es un inversor de fase partida para lo cual se realiza un control para cada fase mostrada en su respectivo diagrama de bloque fig. 4.12.

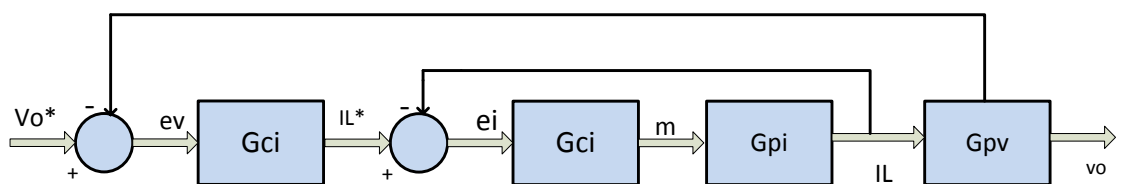


Fig. 4.12 Diagrama de bloque del controlador, etapa DC-AC.

4.5.1 MODELADO DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR AC-DC.

Habiendo determinado los valores de inductor L_0 , capacitor C_0 , resistencia de línea R_{L0} y el valor de la carga Z_0 , con el diagrama de bloque de la etapa DC-AC fig. 4.11 se procede a modelar la planta de esta etapa.

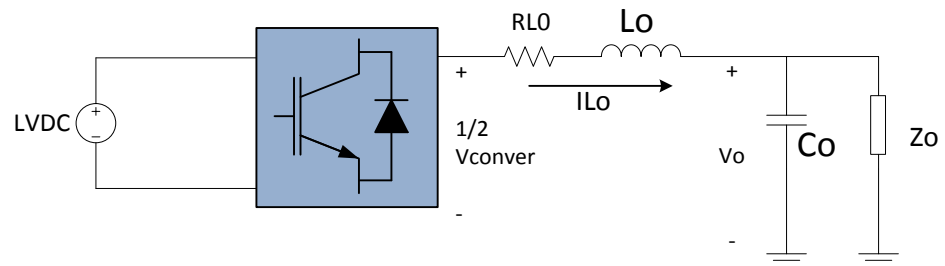


Fig. 4.13 Diagrama de Bloque de la planta de la etapa DC-AC.

Aplicando la ley de Kirchoff se obtiene la siguiente ecuación:

$$0.5V_{conv} - V_{RLo} - V_{Lo} - V_o = 0 \quad (4.25)$$

Remplazando valores de V_{conv} , V_{RLo} y V_{Lo} , la ecuación queda:

$$\frac{mLVDC}{2} - I_{Lo}RL_o - L_o \frac{dI_{Lo}}{dt} - V_o = 0 \quad (4.26)$$

Utilizando la transformada de Laplace se lleva la ecuación de voltaje al dominio de la frecuencia:

$$\frac{mLVDC}{2} - I_{L_o}(sL_o + RL_o) - V_o = 0 \quad (4.27)$$

Obteniendo la ganancia del sistema de la planta de corriente:

$$G_{pi}(s) = \frac{0.5 * LVDC}{(sL_o + RL_o)} \quad (4.28)$$

Para diseñar el controlador, una vez ya obtenida la ganancia de nuestro sistema la cual nuestro controlador es el encargado de mantener el valor de la corriente en un rango correcto sin sobrepasar su valor y para calcular la ganancia utilizamos el método del Factor K a una Margen de Fase de 60° y una frecuencia de corte de 2000 Hz, obteniendo dicha ganancia la cual es:

$$G_c(s) = \frac{43.8992 \left(1 + \frac{s}{3368.5}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{46880}\right)} \quad (4.29)$$

Se realiza el diagrama de Bode para comprobar que el sistema cumple con las especificaciones de Margen de Fase y Frecuencia de corte deseados.

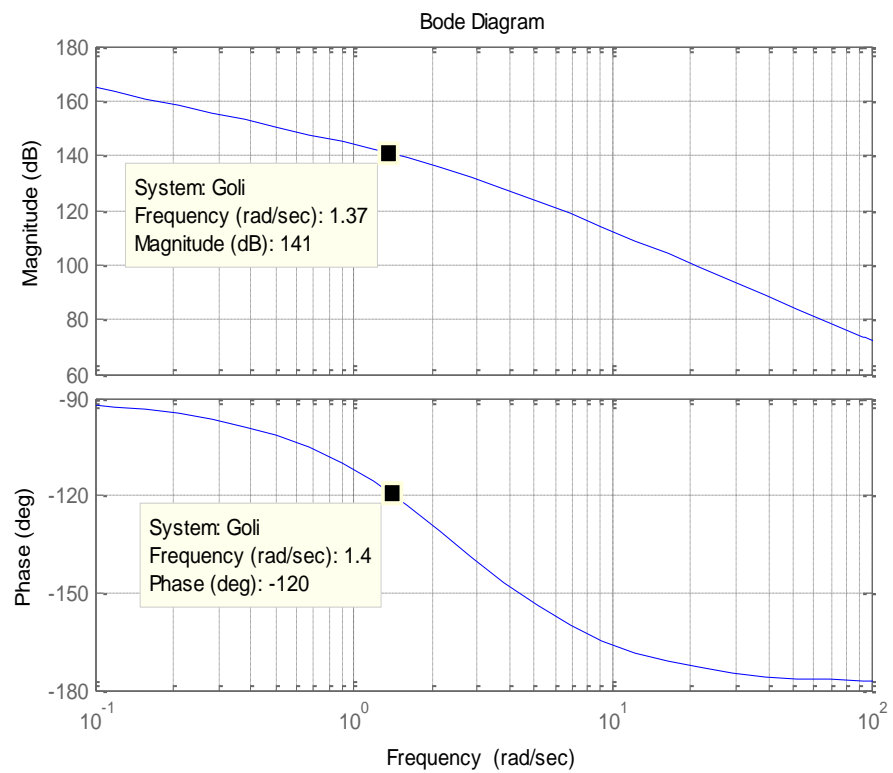


Fig. 4.14 Diagrama de Bode de la planta de corriente del sistema, añadiéndole la ganancia del controlador.

Para encontrar la ganancia de la planta de voltaje G_{pv} , sabiendo que el lazo de corriente es mas rápido que el lazo de voltaje, el cual lo ve como una constante, considerándolo como una fuente de corriente AC Fig. 4.15

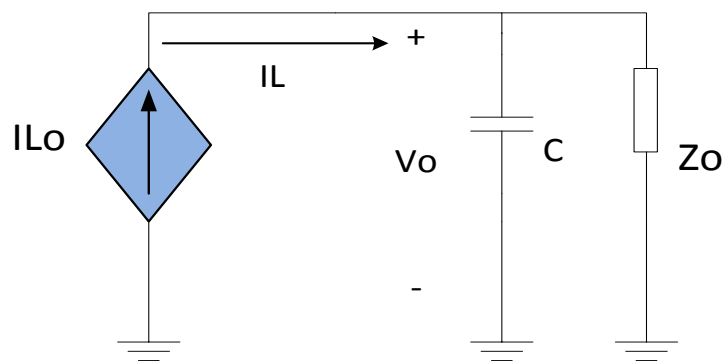


Fig. 4.15 Diagrama para el cálculo de la planta de voltaje de la tercera etapa (Inversor) del SST.

Aplicando la ecuación de corrientes se obtiene:

$$I_L = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{Z_o} \quad (4.30)$$

Se lleva la ecuación del dominio de tiempo al dominio de la frecuencia utilizando la transformada de Laplace se obtiene la ganancia del sistema para la planta de voltaje:

$$G_{pv}(s) = \frac{Z_o}{sCZ_o + 1} \quad (4.31)$$

Para verificar se realiza del Diagrama de Bode comprobando que el sistema cumple con las especificaciones adecuadas de Margen de Fase y Frecuencia de corte.

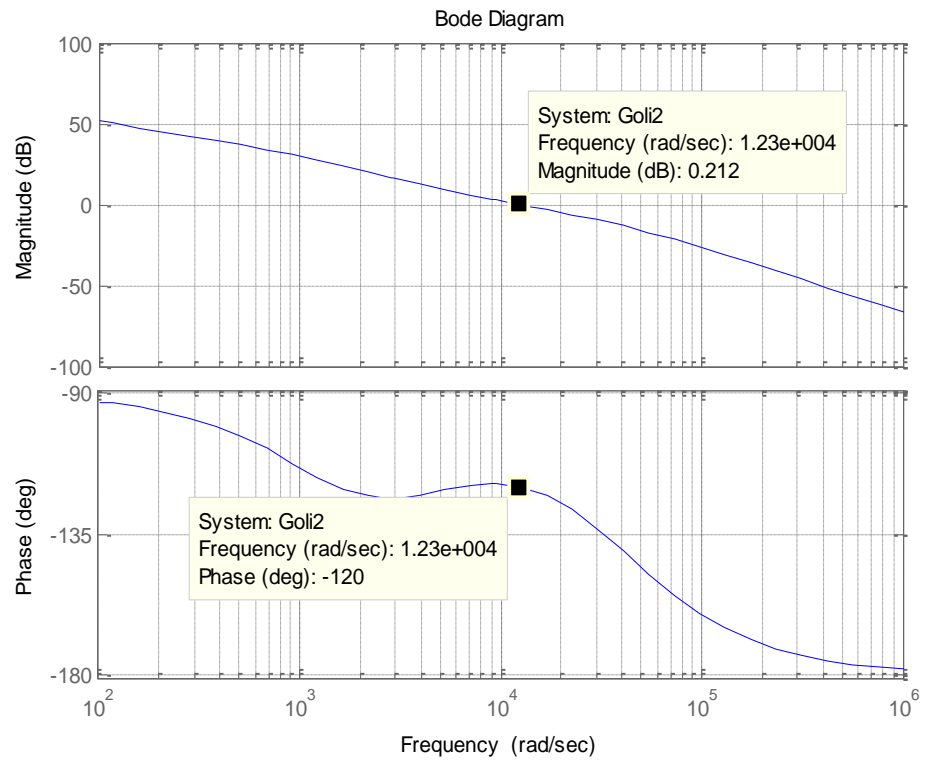


Fig. 4.16 Diagrama de bode de corriente del convertidor DC-AC
(Inversor)

Una vez hallado la ganancia de la planta, se procede a diseñar el controlador para este sistema para ello vamos a utilizar el método de polo resonante el cual consiste en agregar un polo resonante a la frecuencia natural de nuestro sistema para mejorar la ganancia del mismo, donde el polo resonante a agregar es:

$$p_r = \frac{1}{s^2 + w_0^2} \quad (4.32)$$

Para este método se utiliza la herramienta de SISOTOOL de Matlab agregándole el polo resonante a una frecuencia de 60 Hz para lo cual debemos manipular la ganancia de nuestro sistema para que nos dé un Margen de Fase de 60 Hz a una frecuencia de corte de 600 Hz para que el ancho de banda sea el requerido por el sistema para lo cual la ganancia del controlador es:

$$G_c(s) = \frac{3330(s + 9990)(s + 188)^2}{s(s + 4343)(s^2 + (376.9911)^2)} \quad (4.33)$$

Para verificar se realiza del Diagrama de Bode comprobando que el sistema cumple con las especificaciones adecuadas de Margen de Fase y Frecuencia de corte.

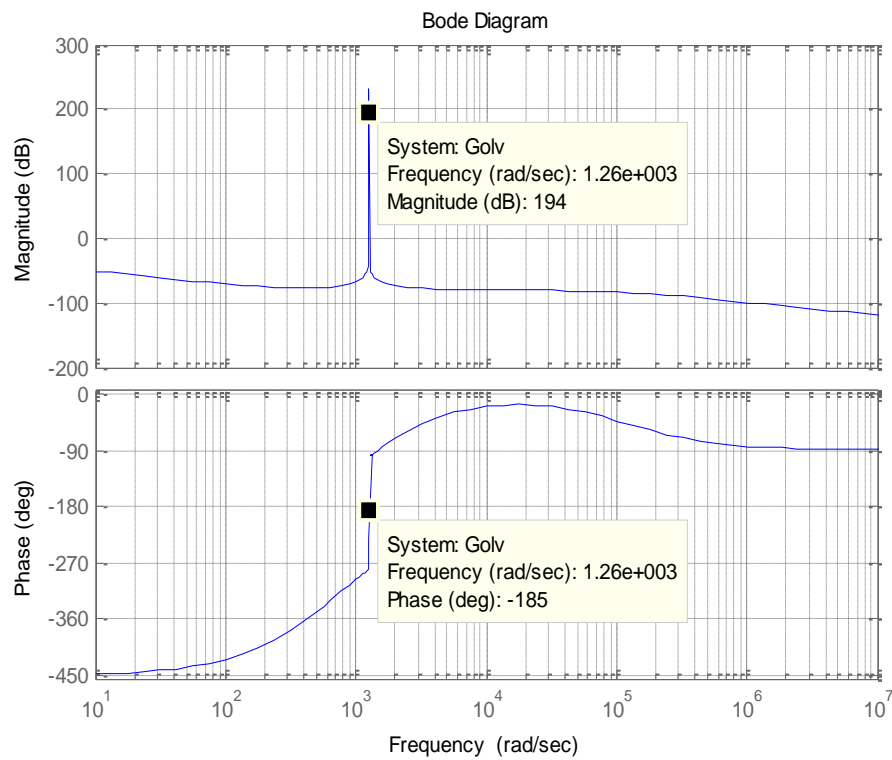


Fig. 4.17 Diagrama de Bode de voltaje del convertidor DC-AC
(Inversor)

Para poder comprobar que el controlador que hemos diseñado funciona correctamente se realiza la simulación del convertidor DC-AC esperando que el controlador responda de la manera que deseamos tanto en la forma de ondas de voltaje y corriente del inversor.

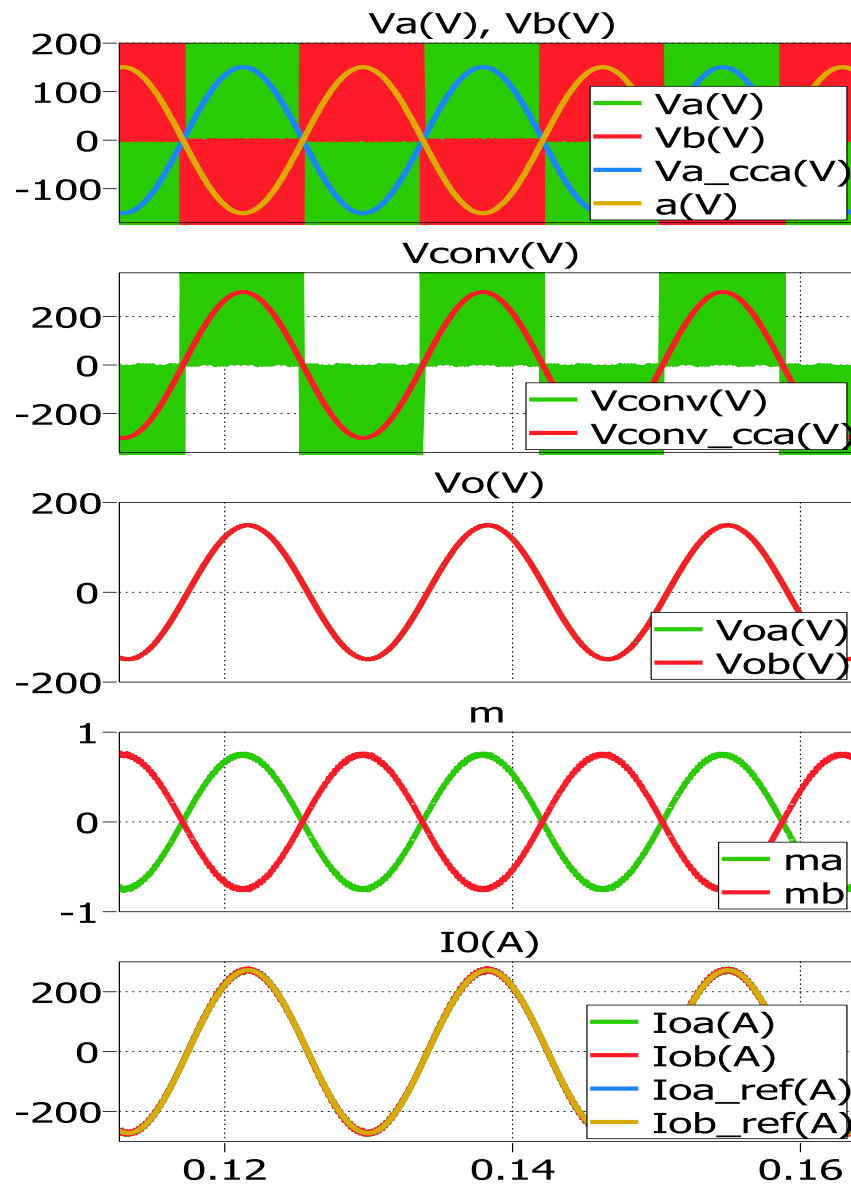


Fig. 4.18 Grafica de la forma de onda de las señales de voltaje, voltaje del convertidor, voltaje de salida, señal moduladora y corriente de salida de la etapa DC-AC (Inversor)

CAPÍTULO 5

5.1 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SST.

En el desarrollo de este capítulo se muestra el circuito del SST implementado en Simulink y PLECS propias de MATLAB como se muestra en la fig. 5.1, el cual se lo va a someter a diferentes pruebas con diferentes perturbaciones para poder demostrar y poner a prueba el buen funcionamiento y control del SST, las pruebas a realizar al SST son las siguientes:

- Simulación de un Sags y Swells en el voltaje de la red.
- Simulación de inyección de potencia en el enlace DC.
- Simulación de Bajo Factor de Potencia en la Carga.
- Simulación de máxima carga y sobrecarga.
- Simulación de presencia de Armónicos.

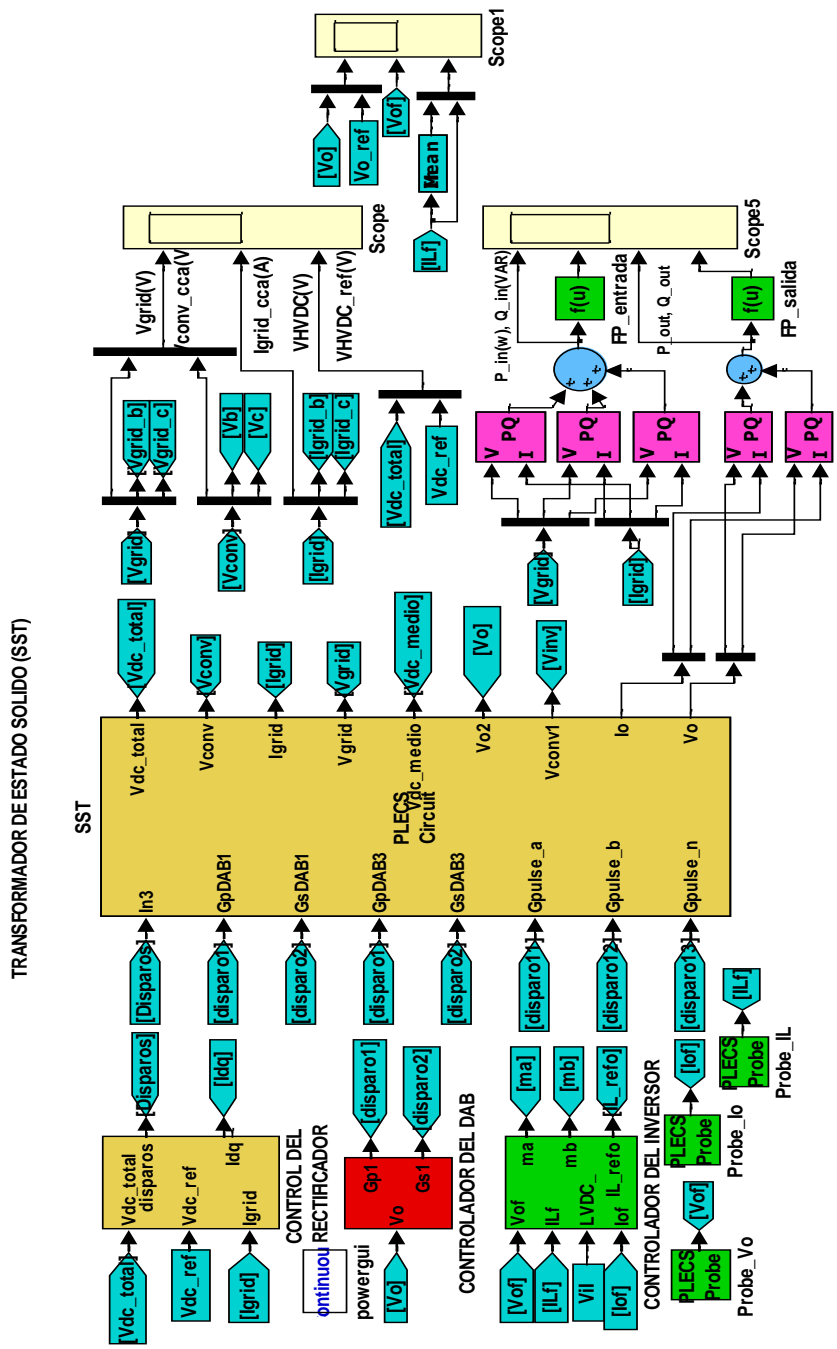


Fig. 5.1. SST implementado en SIMULINK

5.2 ANÁLISIS DE LAS SIMULACIONES DEL SST.

Para poder comprobar un buen funcionamiento del SST, se realizan diferentes tipos de perturbaciones de corriente y de voltaje en la parte alterna como en los enlaces DC.

5.2.1 SIMULACIÓN DE UN SAG Y SWELL DEL 20% EN EL VOLTAJE DE LA RED.

La fig. 5.2 muestra la simulación del Sag la cual es una perturbación que reduce el voltaje de la red a un 20% en un tiempo de $0.1 \leq t \leq 0.2$.

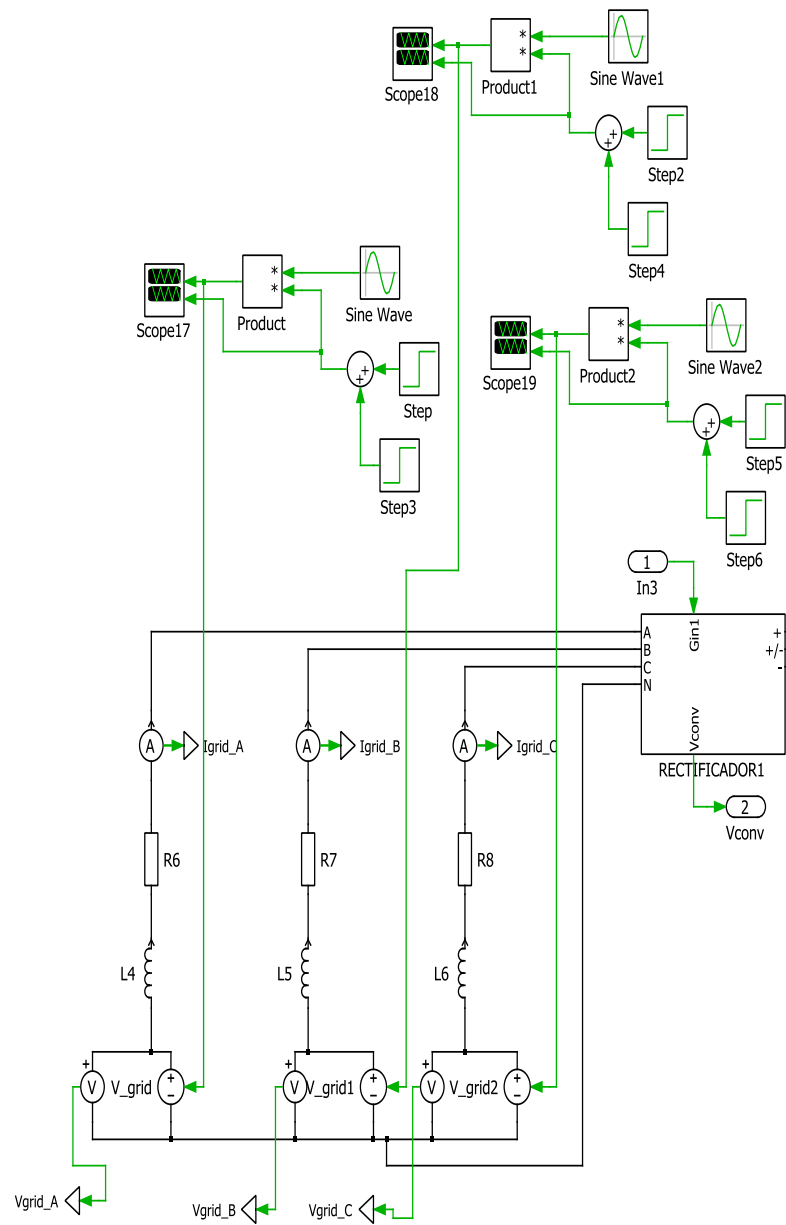


Fig. 5.2. Diseño de la simulación de un SAG o SWELL en el voltaje de la red.

La Fig. 5.3 muestra las diferentes formas de ondas de voltaje y corriente del rectificador que se producen al ser afectados por un SAG del 20% del voltaje de la red

La primer grafica de la fig. 5.3 muestra el resultado de la forma de onda del voltaje la red V_{grid} en el instante de tiempo $0.1 \leq t \leq 0.2$, lo que provoca que el voltaje V_{HVDC} reduzca su valor, pero después de un instante de tiempo se estabiliza a su nivel de referencia.

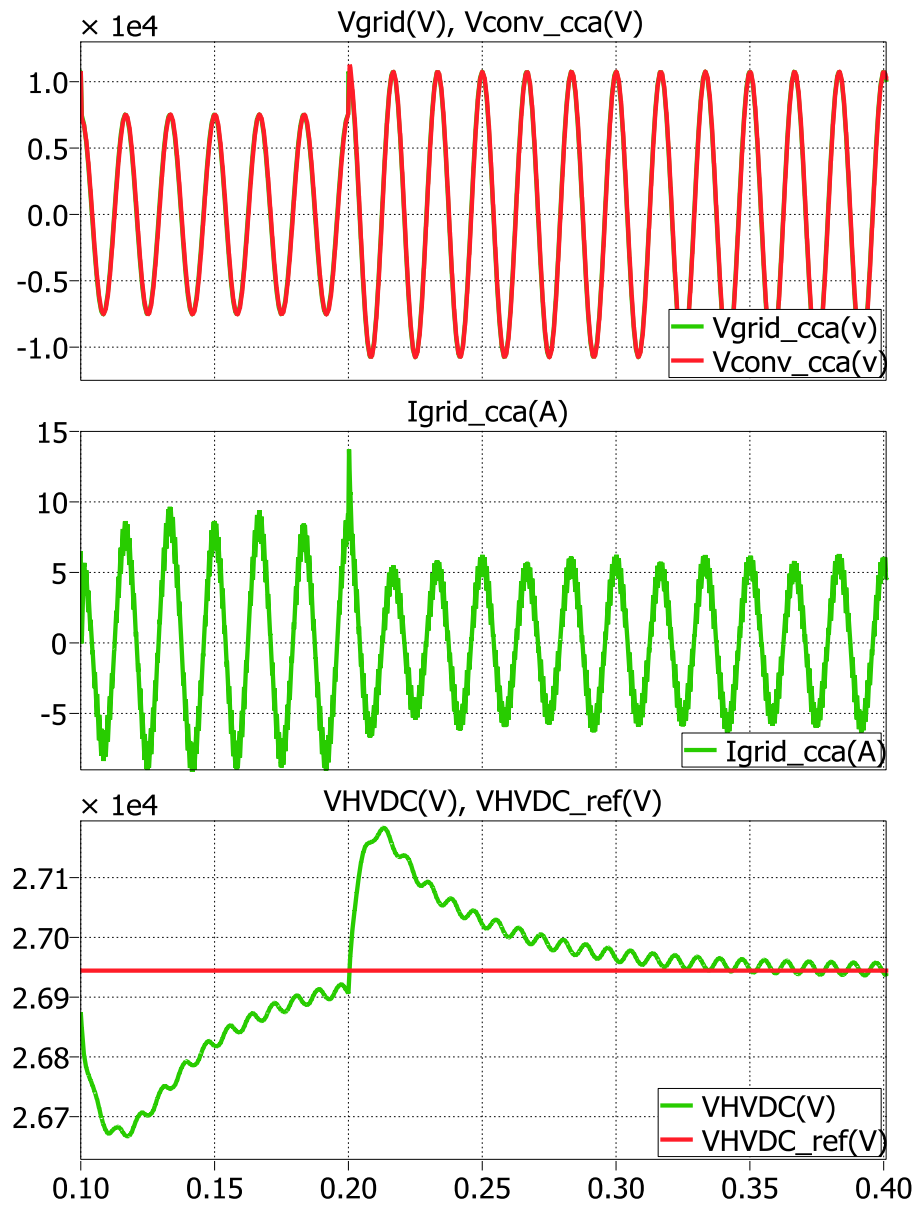


Fig. 5.3. Voltaje de la red y convertidor, Corriente IL_HVDC y Voltajes HVDC.

En la Fig. 5.4 se observa que el voltaje de salida V_0 como la corriente de salida I_0 y el voltaje de baja V_{LVDC} no se ven afectados por la perturbación.

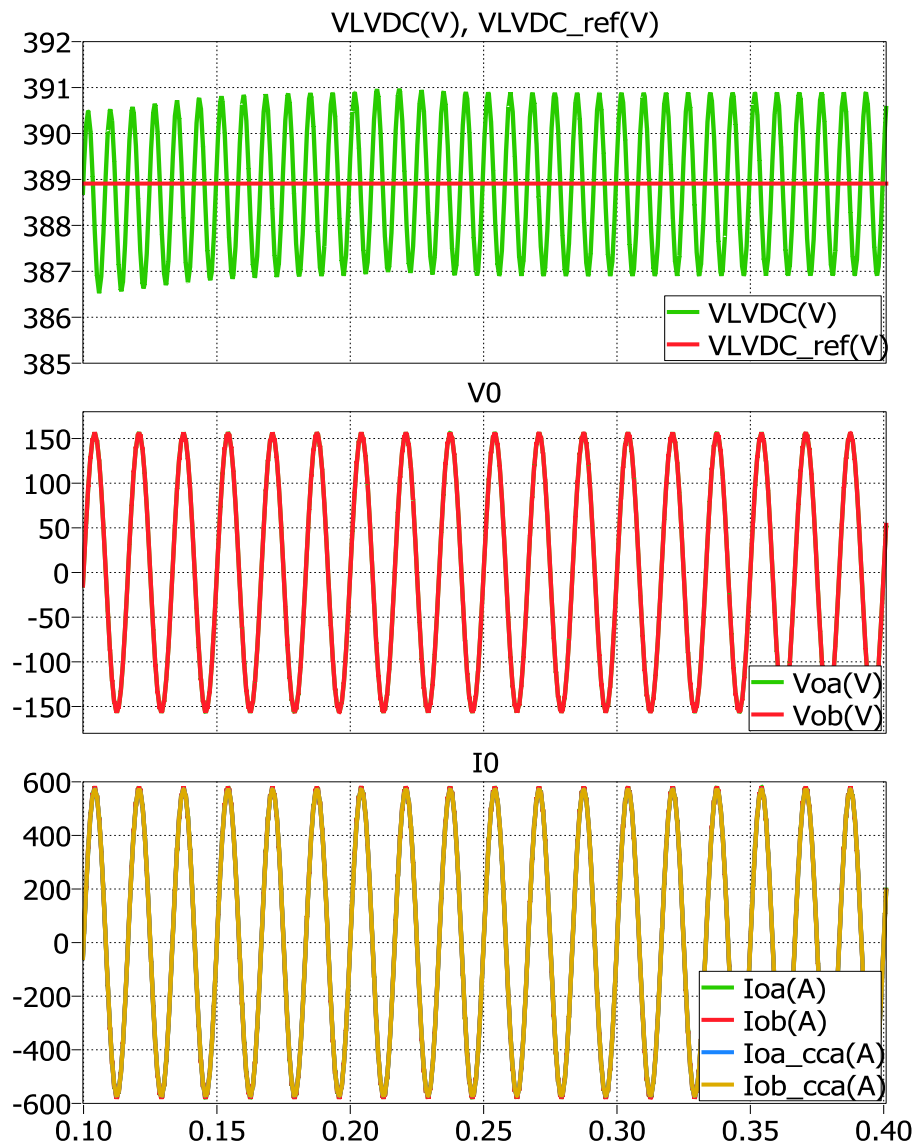


Fig. 5.4. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inversor y corrientes de salida del inversor

En la Fig. 5.5 se observa las gráficas de las potencias de entrada y salida del SST con su respectivo factor de potencia donde comprobamos que al momento de aplicar el Sag de voltaje la potencia de entrada disminuye, pero su potencia de salida permanece constante igual que el factor de potencia de entrada y salida, demostrando que las perturbaciones en la entrada no van afectar a la salida.

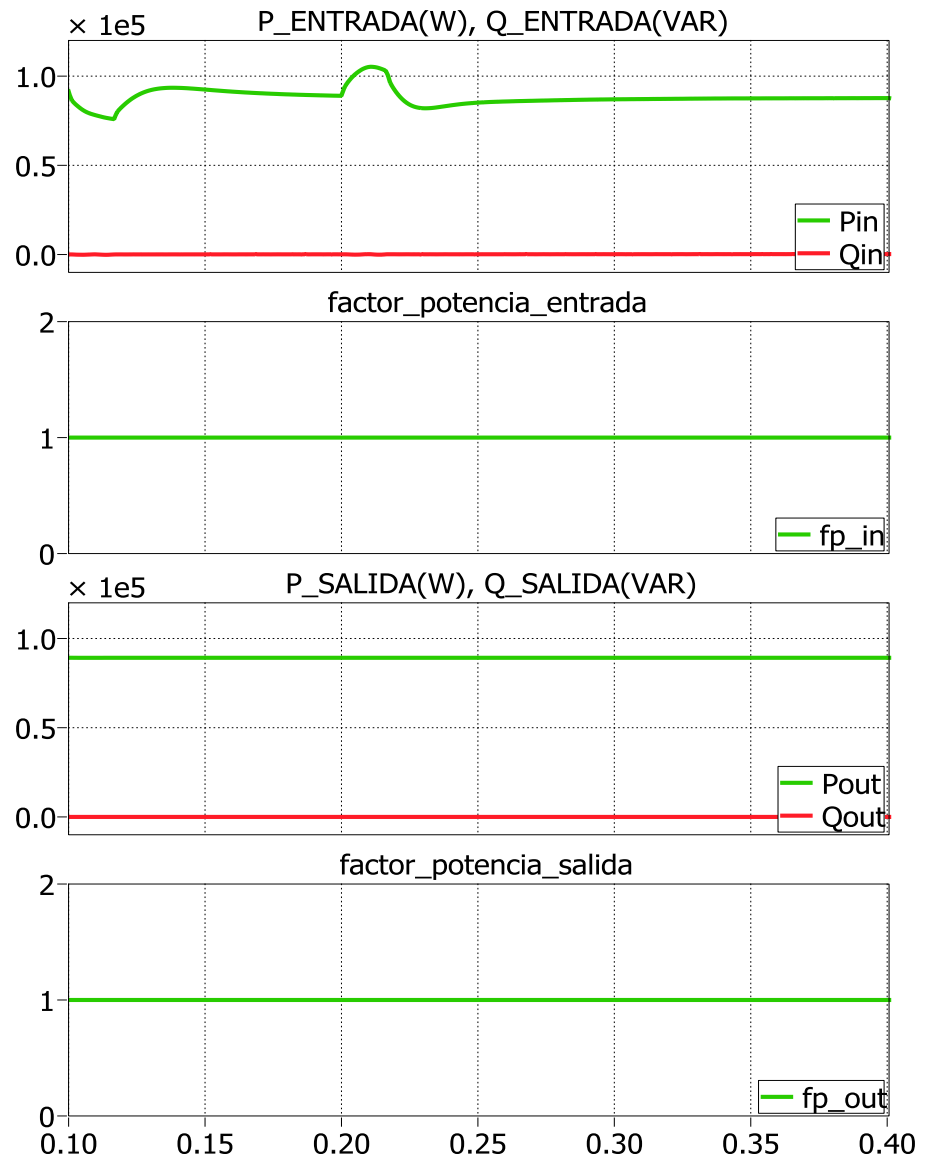


Fig. 5.5. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

Para la simulación del Swell que es una perturbación que incrementa el voltaje de la red a un 20% en un tiempo de $0.1 \leq t \leq 0.2$, Fig. 5.2.

De acuerdo a los resultados Fig. 5.6 muestra que el Swell del 20% en el voltaje de la red V_{grid} en el tiempo de $0.1 \leq t \leq 0.2$, provocando que el voltaje V_{HVDC} aumente y luego se estabilice a su nivel de referencia.

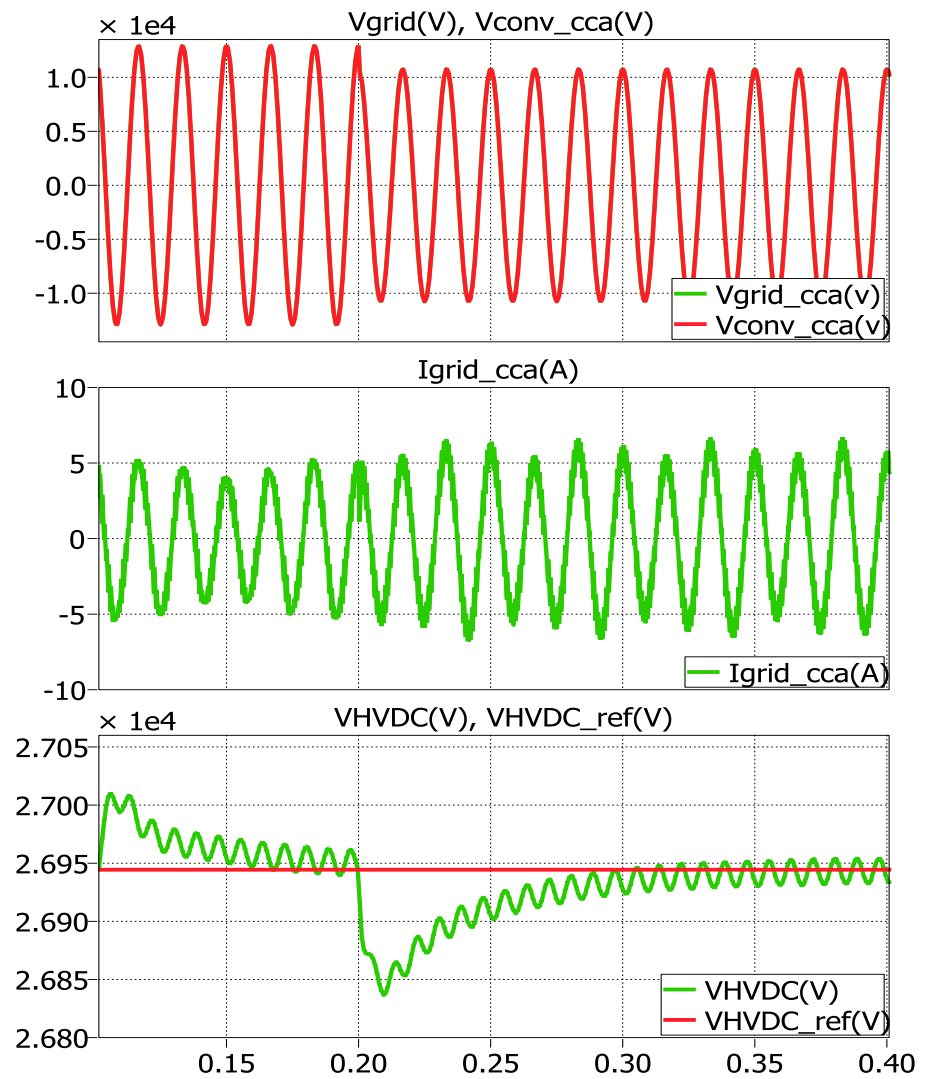


Fig. 5.6. Voltaje de la red y convertidor, Corriente IL_HVDC y voltajes HVDC

La Fig. 5.7 muestra que el voltaje de salida V_0 , la corriente de salida I_0 y el voltaje V_{LVDC} no se ven afectados por la perturbación.

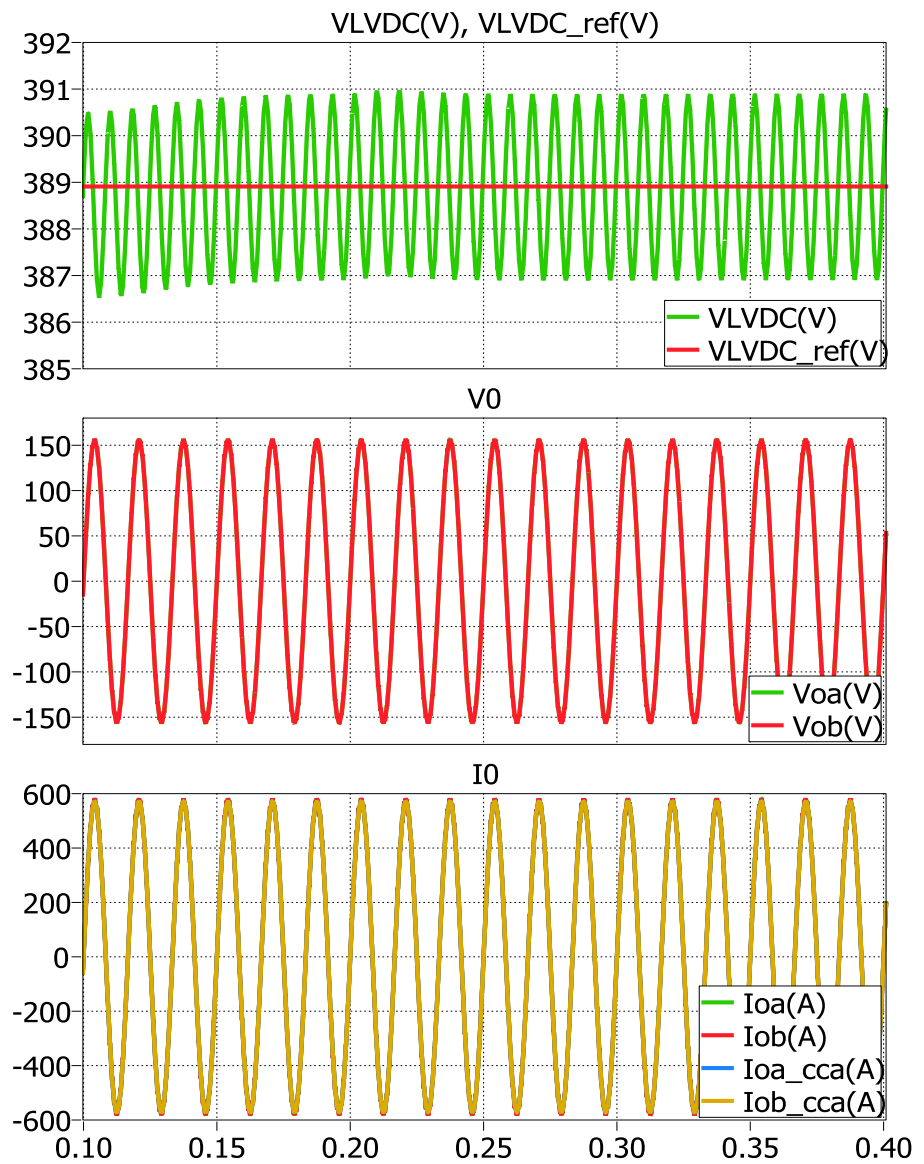


Fig. 5.7. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inversor y corrientes de salida del inversor

La Fig. 5.8 se observa que la potencia de entrada al momento de producirse el Swell aumenta, pero su potencia

de salida permanece constante y el factor de potencia de entrada y salida mantiene su valor unitario demostrando que las perturbaciones en la entrada no afectan a la salida.

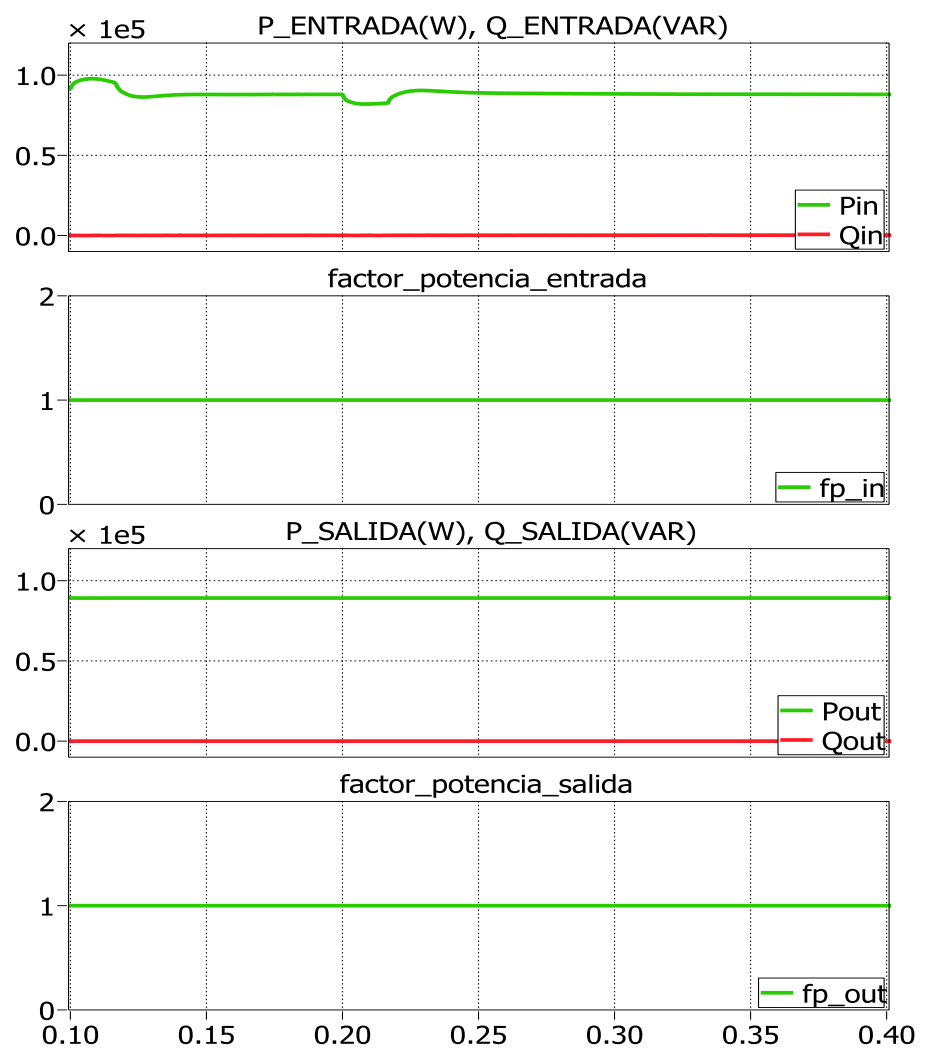


Fig. 5.8. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

5.2.2 INYECCIÓN DE POTENCIA EN EL ENLACE DE BAJA LVDC.

La Fig. 5.9 se muestran los resultados de cómo responde el SST a una perturbación de inyección de potencia en el enlace de baja LVDC.

La perturbación DC de 50 amperios se realiza en un tiempo de $0.1 \leq t \leq 0.2$, y para la perturbación DC de 100 amperios se realiza en un tiempo de $0.2 \leq t$, en adelante mostrando las respuestas de voltaje y corriente del sistema.

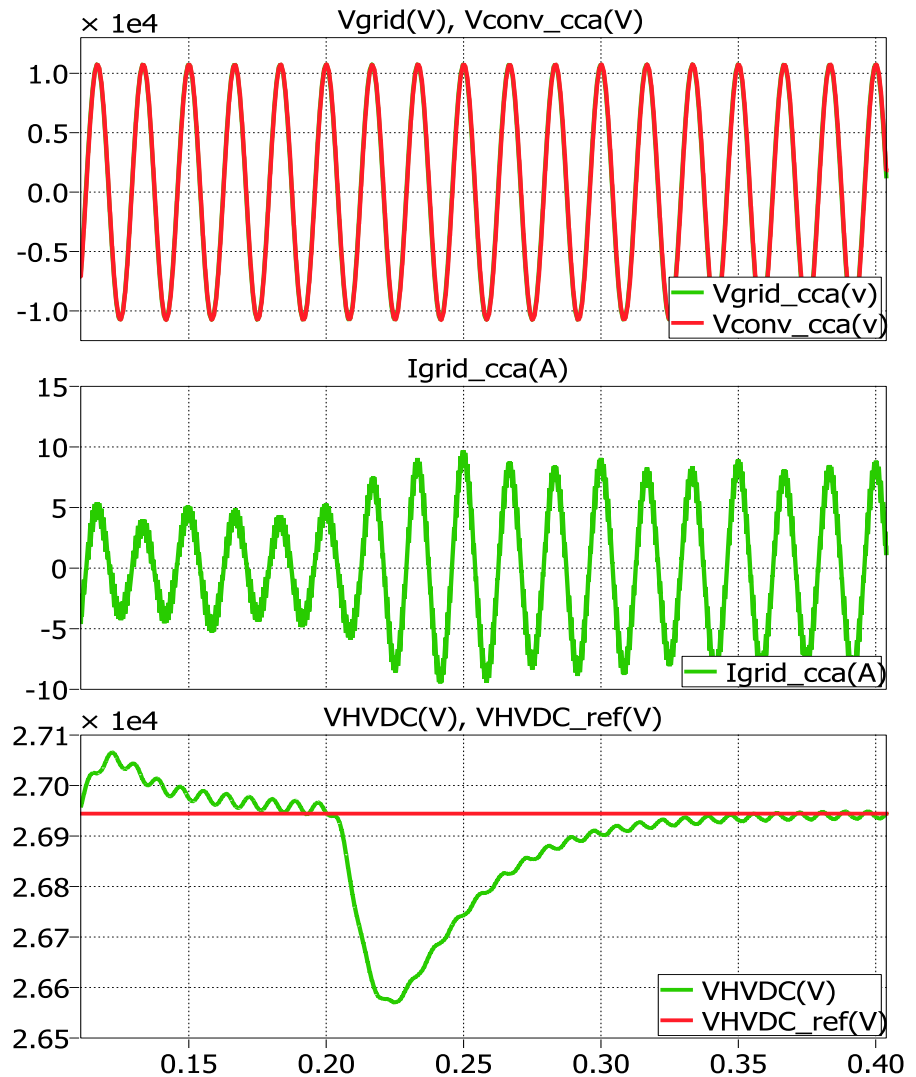


Fig. 5.9. Voltaje de la red y convertidor, Corriente IL_HVDC y Voltajes HVDC

En los resultados de la Fig. 5.9 se observa que al momento de consumir potencia la corriente de la red I_{grid} disminuye su valor y tanto el voltaje de la red V_{grid} como del convertidor

V_{conv} aumentan su valor, para la inyección de potencia se observa como la corriente de la red para compensar la potencia de salida aumenta su valor y el voltaje de la red y del convertidor disminuyen un poco su valor. También se muestra como el voltaje HVDC aumenta y disminuye su valor para darle estabilidad a las corrientes y voltajes de salida del inversor sin que sufran ningún cambio Fig. 5.10.

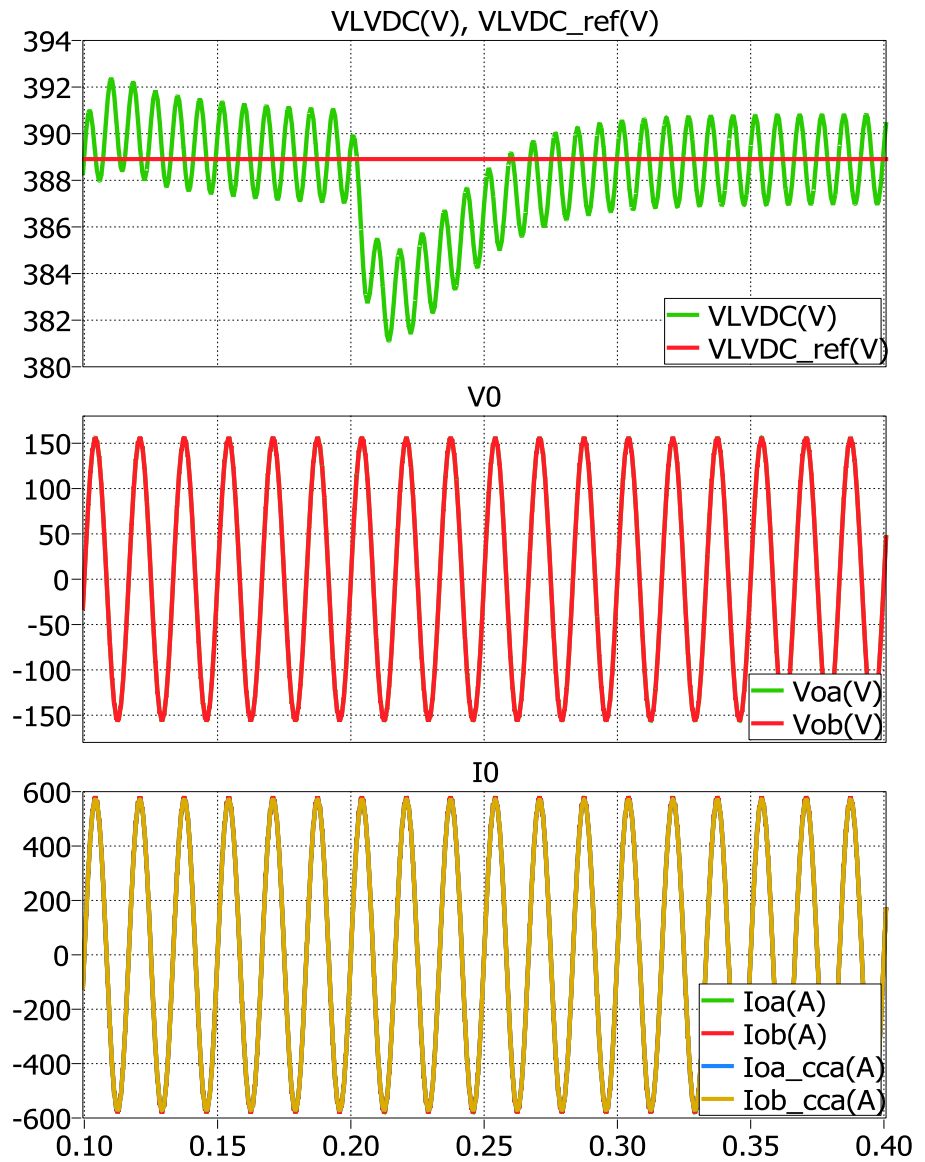


Fig. 5.10. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inductor y corrientes de salida del inductor

La Fig. 5.11 muestra como la potencia de entrada disminuye al momento que sustraemos potencia DC y al momento de inyectarle potencia DC, se observa como la potencia de entrada aumenta su valor, las potencias de salida y los factores de potencia permanecen constantes debido a que la salida del inversor no sufrió ningún cambio en los valores de corriente y voltaje.

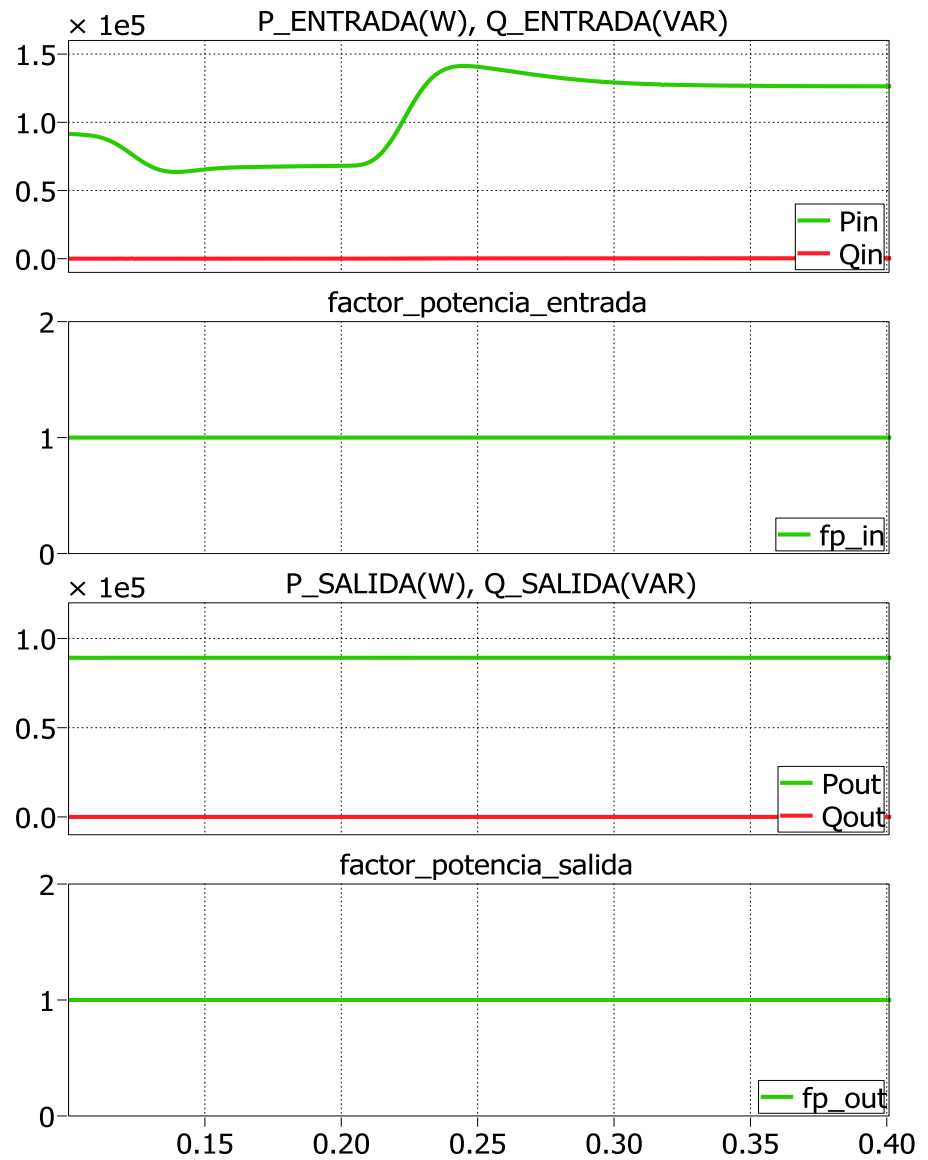


Fig. 5.11. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

5.2.3 CONDICIÓN DE MÁXIMA CARGA Y SOBRECARGA.

Uno de los objetivos de este proyecto es lograr que tenga un buen funcionamiento para esto se lo debe de someter a pruebas que logren exponer al sistema a su máximo rendimiento para esto se le agrega la condición de máxima carga y sobrecarga donde en la Fig. 5.12 se observa cómo responden las corrientes y voltajes de la red del rectificador.

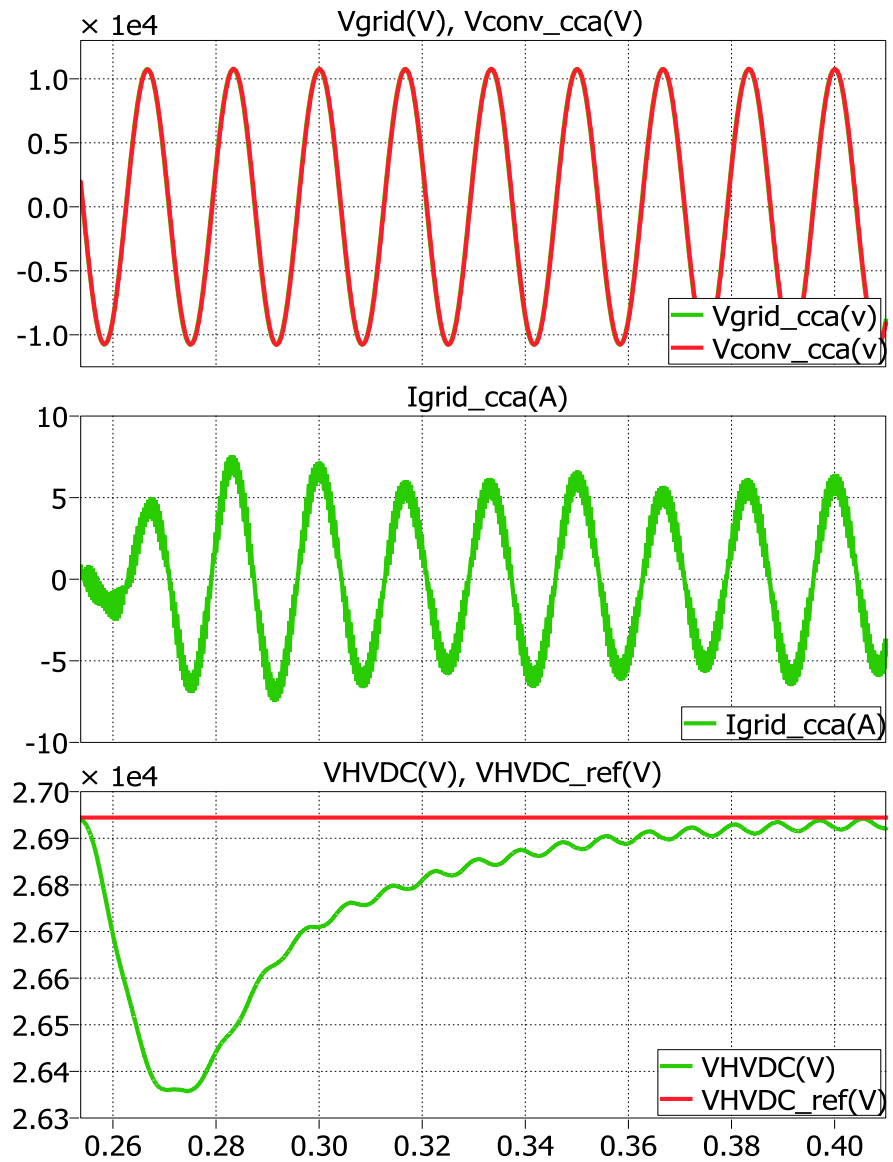


Fig. 5.12. Voltaje de la red y convertidor, Corriente I_{L_HVDC} y Voltajes HVDC

En la Fig. 5.13 se observa que al aumentar la carga aumenta la corriente de salida manteniéndose constante el voltaje de salida los voltajes VHVDC Y VLVDC al momento de aumentar la carga disminuyen su valor por un instante de tiempo pero luego se estabilizan a su valor real dándole un máximo valor de potencia a la red.

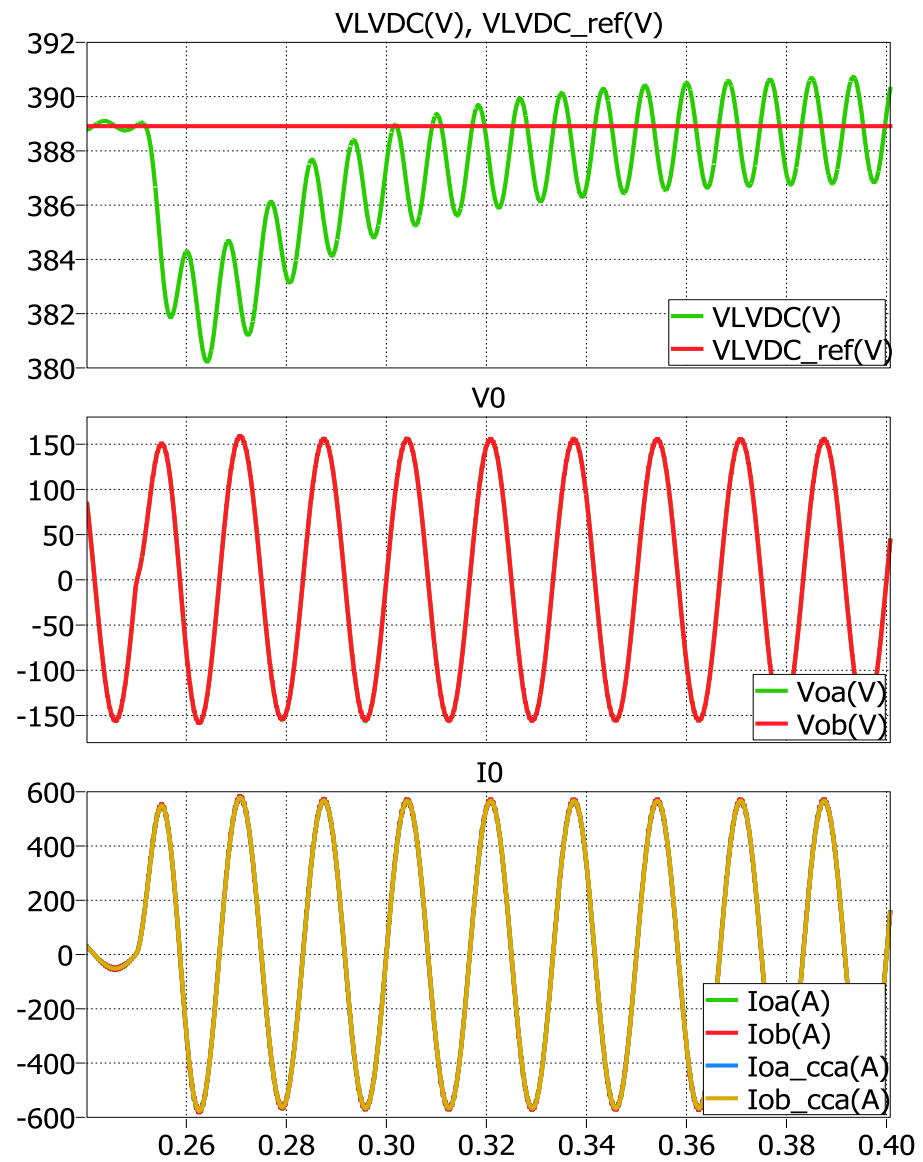


Fig. 5.13. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inversor y corrientes de salida del inversor

La Fig. 5.14 muestra como la potencia de entrada y salida aumentan a su valor máximo debido a la máxima carga

aplicada manteniendo constante los factores de potencia de entrada y salida en su valor de 1 debido a la carga resistiva.

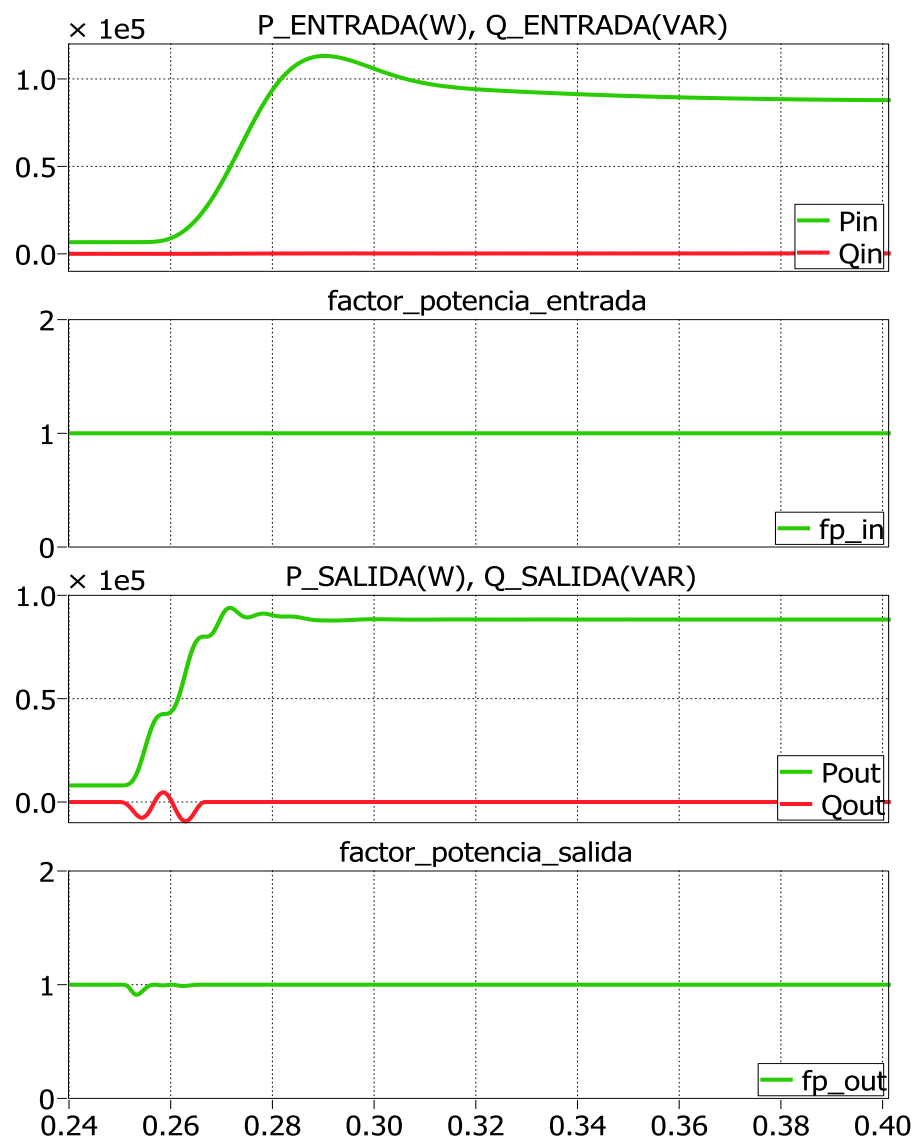


Fig. 5.14. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

5.2.4 PRUEBA DE BAJO FACTOR DE POTENCIA EN LA CARGA.

Para la prueba de bajo factor de potencia se utiliza un valor el cual no es permitido por la empresa eléctrica ya que el valor del factor de potencia como todo conocemos es 1 pero para demostrar que nuestro sistema puede funcionar correctamente a bajo factor de potencia sin afectar las señales de voltaje y corriente así como el valor de potencia de entrada.

Se utiliza un valor de 0.7 este valor se obtiene con una carga cuyas características son de $R= 0.34 \text{ } [\Omega]$ y $L= 0.9077 \text{ } [\text{mH}]$ conectada a un tiempo de $t \geq 0.2$ para observar los resultados.

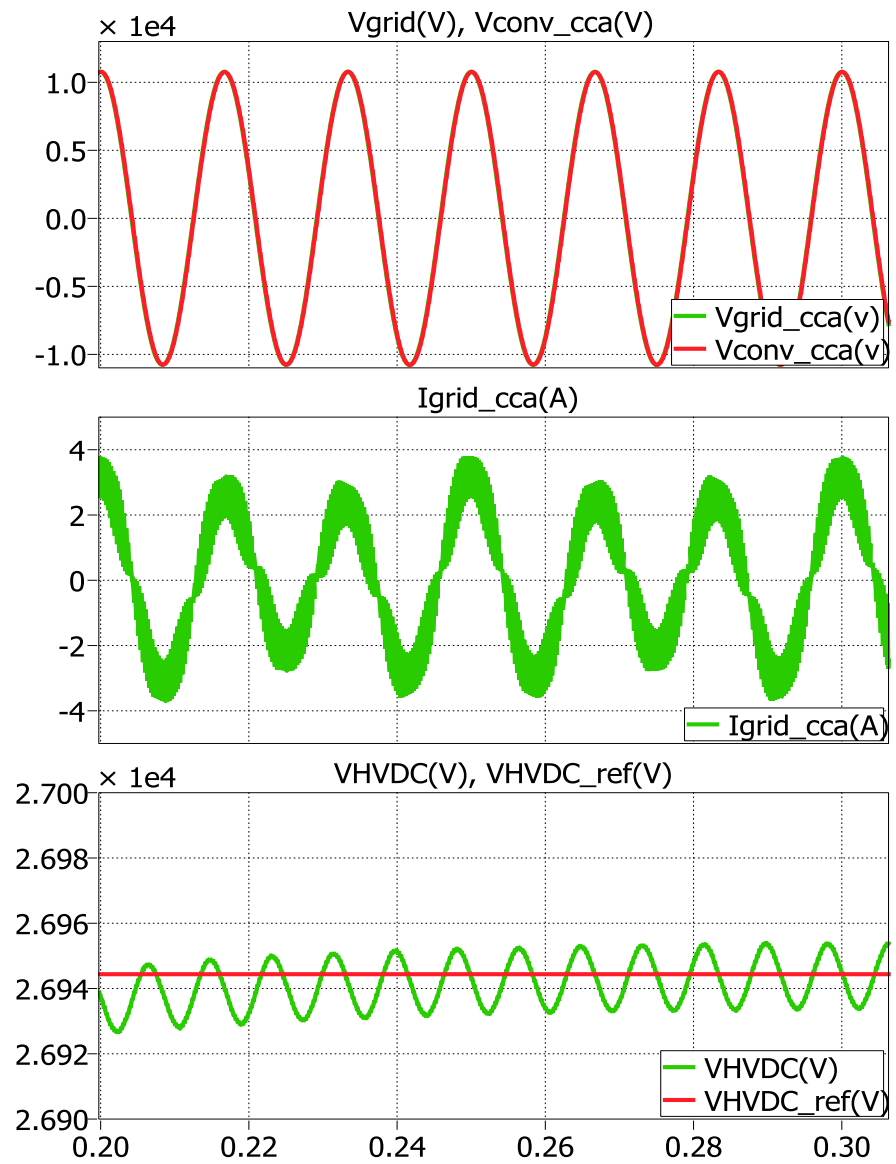


Fig. 5.15. Voltaje de la red y convertidor, Corriente IL_HVDC y Voltajes HVDC

La Fig. 5.15 muestra como aumenta la corriente de la red manteniéndose estable los voltajes de la red y del convertidor

disminuyendo el VHVDC, pero después de un tiempo se estabiliza a su forma de onda normal.

En la Fig. 5.16 se observa cómo se mantiene estable el voltaje de salida del inversor pero la corriente aumenta debido a la carga que está conectada la cual entrega potencia reactiva, pero no logra afectar la potencia de entrada del SST.

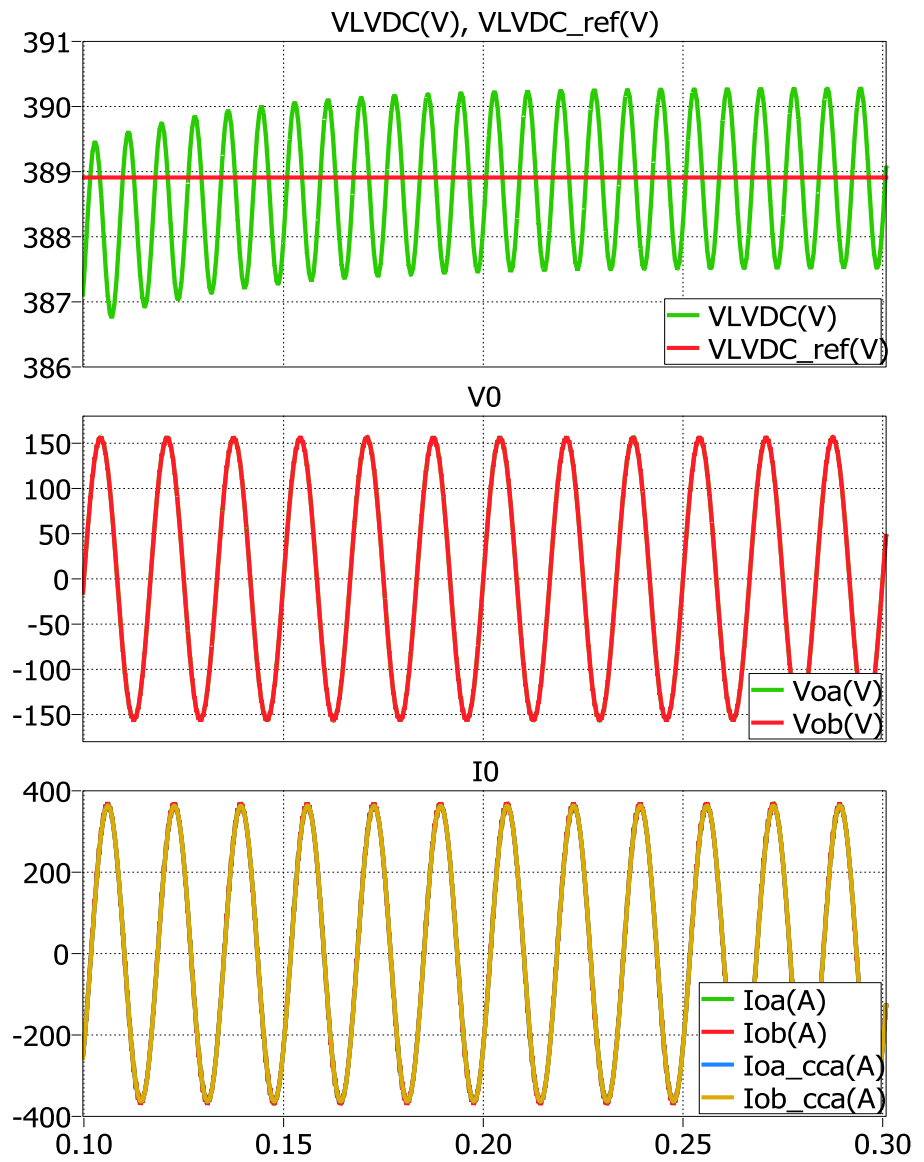


Fig. 5.16. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inversor y corrientes de salida del inversor

La Fig. 5.17 Muestra como aumenta la potencia a un valor casi del 60% debido a la carga que contiene donde no afecta la potencia reactiva por lo tanto su factor de potencia de entrada es unitario no así a la salida donde el factor de potencia nos da un valor casi del 0.8 debido a la potencia reactiva en la carga, el cual está en un rango aceptable para que pueda controlar normalmente el SST.

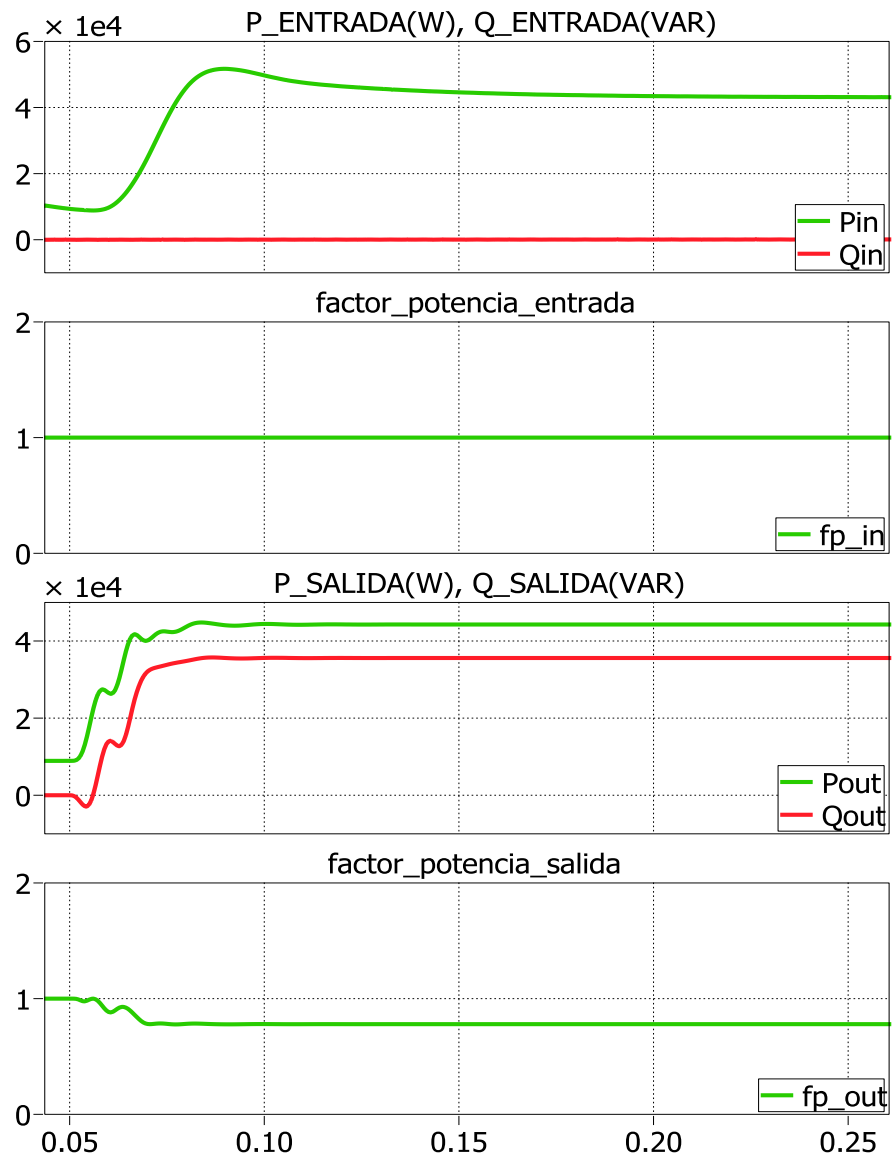


Fig. 5.17. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

5.2.5 PRESENCIA DE ARMÓNICOS.

La prueba de presencia de armónicos es importante ya que el SST es un sistema de potencia donde comúnmente se presentan armónicos principalmente en las corrientes y muchas veces ocasionando distorsiones en la forma de ondas de los voltajes.

Una vez inyectado los armónicos en la carga se observan las gráficas de corriente y las formas de onda de voltaje tanto en la entrada como en la salida

La Fig. 5.18 muestra como la corriente de entrada de la red no se ve afectada por los armónicos debido al que el capacitor del enlace de baja LVDC absorbe las corrientes armónicas que se producen y no permitir la perturbación en la entrada.

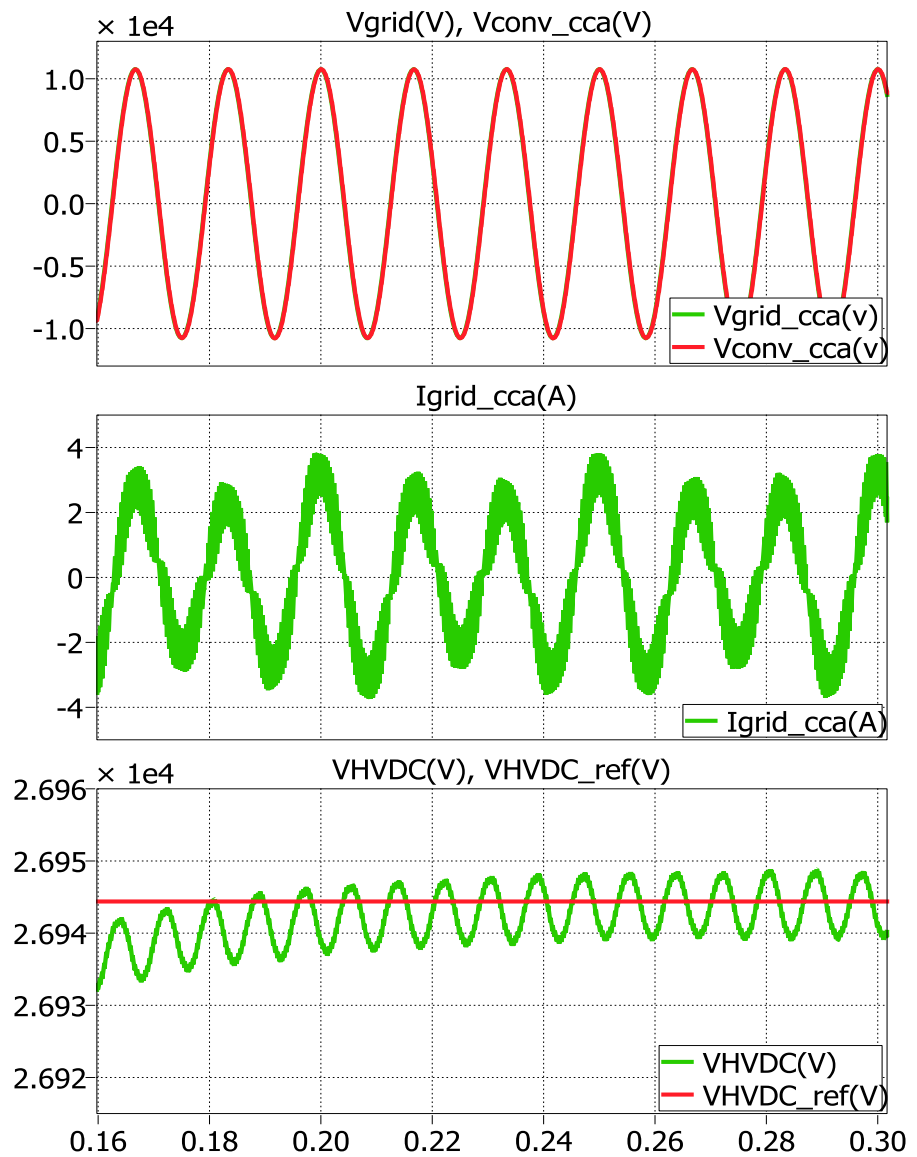


Fig. 5.18. Voltaje de la red y convertidor, Corriente IL_HVDC y Voltajes HVDC

La Fig. 5.19 nos muestra como la presencia de armónicos en la salida afecta a la forma de onda de la corriente dañando

su forma sinusoidal y observamos cómo estos armónicos no afectan a la forma de onda del voltaje gracias a su respuesta rápida de control evitando que su onda tenga perturbaciones.

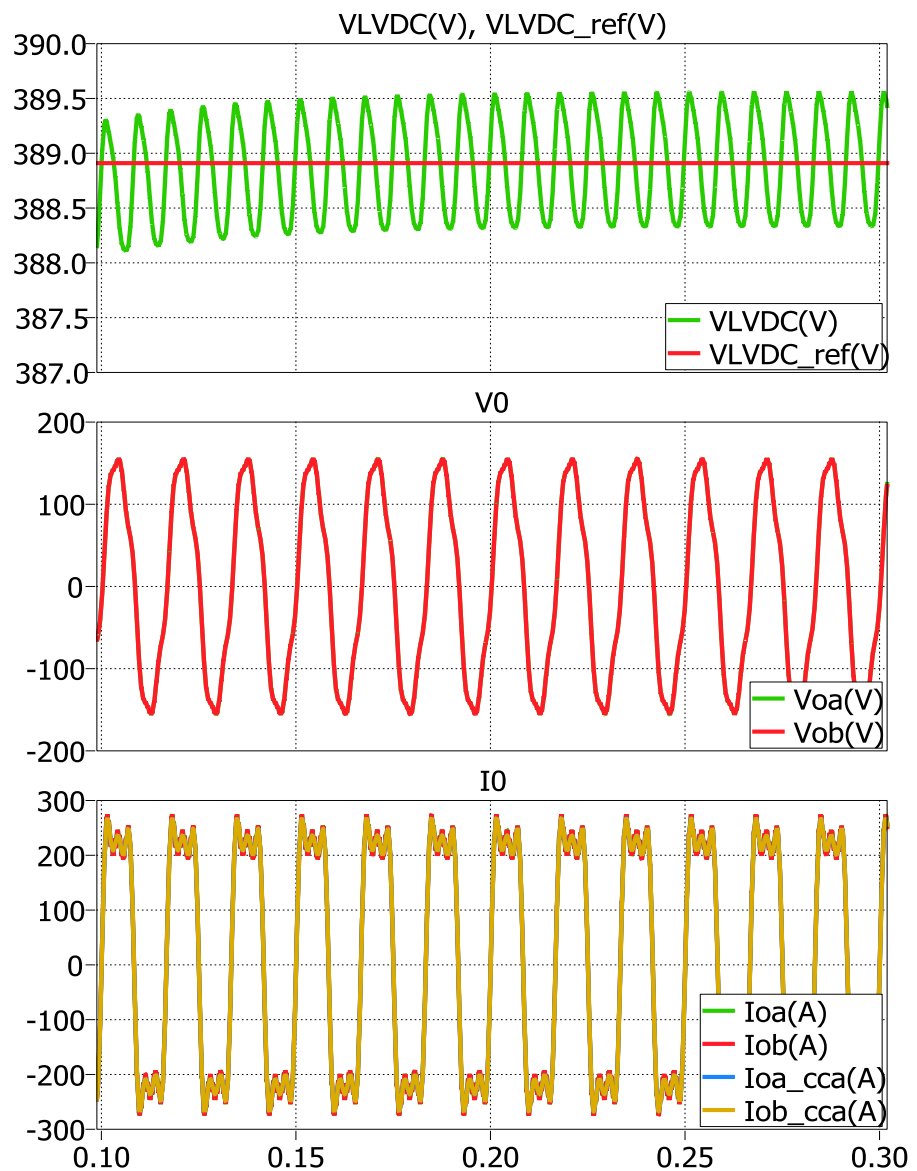


Fig. 5.19. Voltajes LVDC, voltaje de salida del inversor y corrientes de salida del inversor

La Fig. 5.20 nos muestra como las potencias de entrada y salida y su respectivo factor de potencia no se ven afectados con la presencia de armónicos en la salida del inversor.

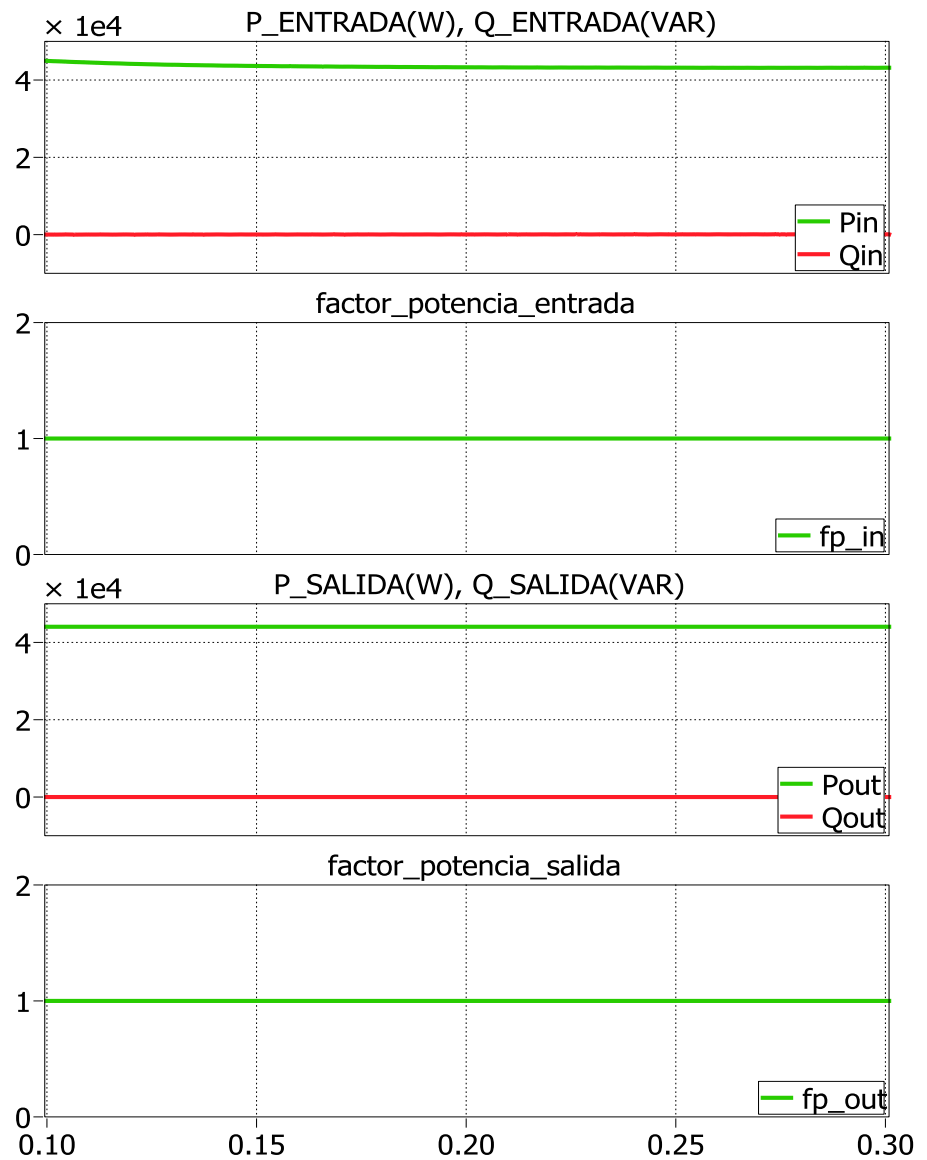


Fig. 5.20. Potencia de entrada y salida, fp de entrada y salida

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. El dimensionamientos de los componentes de cada etapa del SST como inductores, capacitores y resistencias se realiza correctamente, se lo comprueba de acuerdo a los parámetros establecidos del sistema tanto de voltaje, corriente y potencia cumpliendo con los valores requeridos al realizar la simulación al sistema.

2. La obtención de los parámetros de control para el diseño del controlador para cada etapa se realiza correctamente donde se lo comprueba en las gráficas de las curvas de voltaje y corriente tanto en la entrada como en la salida no presentan ninguna distorsión a pesar de las perturbaciones que se le agregan.

3. De acuerdo a las simulaciones del SST, podemos concluir que el SST funciona de manera estable con muchas características funcionando como un transformador convencional mejorando su eficiencia, además que nos permite ahorrar y mejorar la calidad de energía teniendo un flujo en ambas direcciones con una exactitud que su potencia en la entrada es igual a la potencia en la salida.

4. De acuerdo a la prueba se Sags y Swell en el voltaje de la red se observa como las formas de ondas de voltaje y corriente al momento de la perturbación sufren un cambio pero después de un tiempo determinado logran estabilizarse.

5. La prueba de inyección de potencia en el enlace de baja tensión LVDC forma de onda del voltaje sufre la perturbación en un tiempo determinado logrando que se reduzca en ese instante para posteriormente estabilizarse.

6. La prueba de bajo factor de potencia se observa que el SST a funciona establemente manteniendo sus potencias de entrada y salida a pesar de sufrir una reducción en su factor de potencia.

7. La prueba de máxima carga y sobrecarga se observa que la potencia al entrar la sobrecarga aumenta pero después de un instante de tiempo se estabiliza cumpliendo con que el sistema funciona a pesar de la sobrecarga.

8. La prueba de presencia de armónicos se observa cómo esta perturbación produce un cambio en la forma de onda de la corriente en la salida y un poco en la del voltaje pero manteniendo sus potencias y factor de potencia estables.

RECOMENDACIONES

1. Se recomienda utilizar correctamente los valores de voltaje, corriente y potencia de cada etapa del SST para evitar el mal cálculo y dimensionamientos de los componentes.
2. Se recomienda utilizar correctamente los valores de ancho de banda tanto para el controlador de corriente como el del voltaje estén separados por lo menos una década ya que el controlador de corriente es más rápido que el del voltaje.
3. Si se está trabajando a entrada trifásica es recomendable realizar el diseño del controlador por medio del método de transformación de abc a

dq0 el cual consiste en llevar coordenadas de un circuito trifásico estacionario a un sistema dq0 giratorio.

4. Se recomienda que al momento de realizar las simulaciones al sistema total lo tengamos a máxima carga para así poder comprobar que el SST funciona a su máximo valor.

ANEXOS

CÓDIGO EN MATLAB DE CADA ETAPA PARA LA SIMULACIÓN DEL SISTEMA

```
clearall  
clc
```

```
%% RECTIFICADOR
```

```
%PARAMETROS
```

```
Rc=0.1; % Resistencia en el lado DC  
RL=10; % Resistencia de la red  
L=86e-3; % Inductancia de la red  
C=75e-6; %Capacitancia
```

```
fs=20e3; % Frecuencia de switcheo  
Ts=1/fs; % Periodo de switcheo  
f0=60; % Frecuencia de la red
```

```
w0=2*pi*f0; % Frecuencia de la red en rad/s  
w1=pi*(0+90+0)/180;  
w2=pi*(-120+90+0)/180;  
w3=pi*(-240+90+0)/180;  
XL=w0*L; % Reactanciainductiva
```

```
%CONTROLADOR DEL RECTIFICADOR
```

```
%% CONTROLADOR DE CORRIENTE
```

```
Gpi=tf(1,[L RL]); % Funcion de transferencia de la planta
PMi=60; % Margen de fase
BWi=250; % Ancho de banda
Gci=-K_Factor(-Gpi,BWi,PMi); % Ganancia del controlador de corriente
```

%%CONTROLADOR DE VOLTAJE

```
Gpv=tf((3/2)*Vgrid,[1 0]); % Funcion de transferencia de la planta
PMv=60; % Margen de fase
BWv=12; % Ancho de banda
Gcv=K_Factor(Gpv,BWv,PMv); % Controller gain from K-Factor technique
```

%% DUAL ACTIVE BRIDGE

%PARAMETROS

```
r=0.1; % Estimated stray resistance in ohm
Vi=9525; % Input voltage in V
Vo_ref=388.91;
LDAB=10.08e-3; % (Measured) Total leakage inductance in H
CDAB=94.56e-6; % Filter capacitance in F
n1=24.491; % HF Transformer number of turns on primary side
n2=1; % HF Transformer number of turns on secondary side
phi_max=90*pi/180;% Max DAB phase shift angle in rad
XL_DAB=2*pi*fs*LDAB; % DAB reactance in ohm
```

%CONTROLADORES DEL DAB

% DAB1

```
Gp1=tf(Vi^2/XL_DAB,[1 0]);
PM=60;
BW=1000;
Gc1=K_Factor(Gp1,BW,PM);
Gol=Gc1*Gp1;
Gcl=feedback(Gol,1); % Closed-loop gain
```

%% INVERSOR

%PARAMETROS

```
RLi=0.1; % Inductor resistance in ohm
Li=201.665e-6; % Inductance in H
Ci=31.4014e-6; %Capacitancia total
```



```
LVDC=Vo_ref;  
Vgrid1=220*sqrt(2); % Line-to-Neutral grid peak voltage in V
```

```
Theta=16.12*pi/180; % Modulation angle in rad  
ma=0.8; % Modulation index  
Io_max=642.82;
```

```
Vconv1=Vo_ref*ma*0.5; % Converter CCA peak voltage in V
```

```
P=2*Vconv1*Vgrid1*sin(Theta)/(4*XL);  
Q=2*(Vconv1*(Vconv1-(Vgrid1/2)*cos(Theta)))/(2*XL);  
S=sqrt(P*P+Q*Q);  
R=5;  
Idclink=0.9775*S/Vo_ref;  
Iref=642;
```

% CONTROLADOR DEL INVERSOR

```
Gpil=tf(0.5*Vo_ref, [LI RLI]);  
PMil=60;  
BWil=1000;  
wcil=2*pi*BWi;  
Gcil=K_Factor(Gpil,BWil,PMil);
```

%Controlador de corriente con polo resonante

```
Gcil_pr=tf([5.664e-005 1.673 1.595e004 4.845e007], [1 0 1.579e008]);
```

```
Gpvl=tf(R, [CI*R 1]);  
PMvl=60;  
BWvl=100;  
wcvl=2*pi*BWvl;  
Gcv_k=K_Factor(Gpvl,BWvl,PMvl);
```

%Controlador de voltaje con polo resonante

```
Gcv_pr=tf([0.0003412 0.9234 721.7 1.579e005],[1 0 1.579e006]);
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Falcones, S., Mao, X., y Ayyanar, R, "Simulation of the FREEDM Green Hub with Solid State Transformers and Distributed Control", 2013.
- [2] Fernando Soto, AEGE, "Las Redes Eléctricas Inteligentes: Seguridad y estabilidad del sistema", 2011.
- [3] Michael J. Kawa, "Solid-state transformers ready to enable the Smart Grid", 2013.
- [4] Luis Valle Aller, "Departamento de tecnología: corriente alterna trifásica", 2013.

- [5] Fabio Andrés Jiménez Báez, Oscar Ricardo Rodríguez, Sergio Andrés Amado Gómez, “*fuentes conmutadas conversores dc-electrónica de potencia*”, 2013.
- [6] “Tecnología: Generación distribuida - Energía de calidad”; Afinidad Eléctrica 2007; <http://www.afinidadelectrica.com.ar/articulo.php?IdArticulo=161>, Junio 2013.
- [7] S. J. Chapman; “Transformadores”, en Máquinas eléctricas, 4ª Ed., México: Mc. Graw Hill 2005.
- [8] “Capítulo 2. Convertidor elevador y convertidor reductor”; “Sistema Solar Autónomo basado en Convertidores Multicelda Apilables.” Tesis de Miguel Alberto Labastida Alcalá; Universidad de las Américas Puebla - Escuela de Ingeniería.
- [9] Juan Pablo Carvalho, Rene Vargas, Válvulas Solenoide, Departamento de ingeniería Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Casilla 110-V, Valparaíso, Chile, 2003.
- [10] Raymond H. Stevens; “Power Flow Direction definitions for metering of bidirectional power”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. -PAS-102, No. 1983.

[11]"Solid state transformers ready to enable the smart grid" Michael J. Kawa
– FREEDM; <http://www.freedm.ncsu.edu/index.php?s=2&t=news&p=121>,
Junio 2013.

[12]Martínez Hernández; "Control digital para convertidor multinivel
alimentado con energía solar"; Universidad de las Américas Puebla -
Escuela de Ingeniería y Ciencias.