

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y
Computación

“Diseño y Simulación del Control de un Compensador
Sincrónico Estático de Distribución Trifásico”.

TESINA DE SEMINARIO

Previo a la obtención del Título de:

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

Presentada por:

**ELSY DEL ROCÍO VILLAMAR GARCÉS
WALTER OSWALDO TUMALIE FREIRE.**

Guayaquil – Ecuador

2012

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a nuestro director de tesina al Master Sixifo Falcones quien nos guió a lo largo de todo este recorrido con su gran calidad humana, al igual que los demás Ingenieros que fueron las bases de nuestros conocimientos.

A nuestros familiares, amigos y a todas aquellas personas que de alguna forma colaboraron para que se cumpla todas nuestras metas alcanzadas incluyendo la presente tesina.

DEDICATORIA

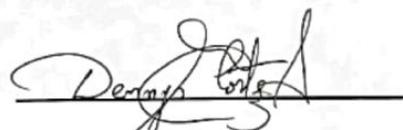
Esta tesina está dedicada a todas las personas que han colaborado, principalmente a Dios, por habernos dado la vida y permitir el haber llegado hasta este momento tan importante de nuestra formación profesional.

A nuestros padres, porque creyeron en nosotros y nos sacaron adelante con su infinito amor.

A nuestros hermanos y amigos por su apoyo único e incondicional.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

PhD. SIXIFO FALCONES
PROFESOR DEL SEMINARIO
DE GRADUACION



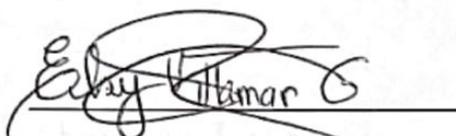
ING. DENNYS CORTEZ
PROFESOR DELEGADO
DEL DECANO

DECLARACIÓN EXPRESA

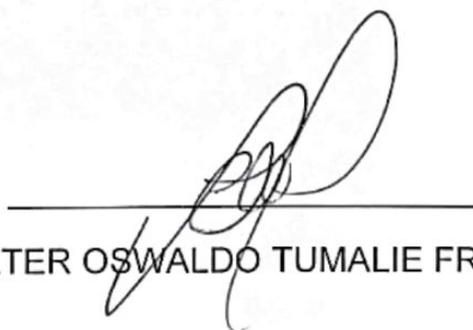
La responsabilidad del contenido de esta tesina, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA

SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

(REGLAMENTO DE GRADUACIÓN DE LA ESPOL)



ELSY DEL ROCÍO VILLAMAR GARCÉS



WALTER OSWALDO TUMALIE FREIRE

RESUMEN

En este proyecto se diseña y modela un Compensador Estático (DSTATCOM) empleado para una carga variable no lineal en un sistema de distribución en donde se demanda que el voltaje en la carga sea invariable, lo que se busca con esto es una solución para los problemas de calidad de energía eléctrica existentes en el medio.

Se menciona de a breves rasgos los problemas que perturban al sistema de distribución y cómo pueden ser compensados por el DSTATCOM, se detalla la topología en cual se basa este análisis, se expone además el funcionamiento primordial de este dispositivo al momento de la compensación del voltaje y el uso del convertidor para generar dicho voltaje.

La técnica manejada para la compensación reside en inyectar solamente potencia reactiva a la red, se muestra como se realiza paso a paso el controlador, nuestro interés se ha centrado en hallar los parámetros más adecuados que permiten un eficiente funcionamiento con el menor número de interferencias, todo se lo realizó con la ayuda de la herramienta de SIMPOWER SYSTEMS de MATLAB y SIMULINK a través en el cual se simuló el sistema.

ÍNDICE GENERAL

	Pàg.
AGRADECIMIENTO.....	II
DEDICATORIA.....	III
TRIBUNAL DE GRADUACIÒN.....	IV
DECLARACIÒN EXPRESA.....	V
RESUMEN.....	VI
INDICE GENERAL.....	VII
INDICE DE FIGURAS.....	X
INDICE DE TABLAS.....	XV
ABREVIATURAS.....	XVI
SIMBOLOGIÀ.....	XVII
INTRODUCCIÒN.....	XIX
DESCRIPCIÒN GENERAL DEL PROBLEMA.....	1
FUNDAMENTO TEÒRICO.....	5
2.1 PRINCIPIO BÀSICO DE FUNCIONAMIENTO DEL DSTATCOM.....	6
2.2 ESQUEMA DE UN DSTATCOM.....	7
2.3 MODOS DE OPERACIÒN DE UN DSTATCOM.....	9
2.3.1 MODO REGULADOR DE VOLTAJE.....	10
2.3.2 MODO CORRECCIÒN DE FACTOR DE POTENCIA.....	11
2.3.3 MODO ELIMINACIÒN DE CORRIENTES DE ARMÒNICOS.....	13

2.4	ÁREAS DE APLICACIÓN DE UN DSTATCOM.....	15
2.5	CONVERTIDORES DC – AC ESTÁTICOS.....	16
2.5.1	INVERSOR EN MEDIO PUENTE.....	17
2.5.2	PUENTES INVERSORES MONOFÁSICOS.....	19
2.5.3	INVERSORES TRIFÁSICOS.....	21
2.6	GENERALIDADES DE LA MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM).....	25
2.6.1	CONTROL DE VOLTAJE POR ANCHO DE PULSO.....	26
2.6.2	MODULACIÓN SENOIDAL DE ANCHO DE PULSO (SPWM).....	27
	DIMENSIONAMIENTO DEL DSTATCOM.....	30
3.1	PARÁMETROS DEL SISTEMA.....	31
3.2	CALCULO DE LA INDUCTANCIA.....	32
3.3	CALCULO DE CAPACITANCIA.....	37
3.4	DIMENSIONAMIENTO DE LOS SWITCHES.....	42
	MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL DSTATCOM.....	44
4.1	TRANSFORMADA DE PARK.....	45
4.2	MODELO DEL SISTEMA.....	48
4.3	DISEÑO DEL CONTROLADOR.....	53
4.3.1	DIAGRAMA DE BODE.....	53
4.3.2	TÉCNICA K – FACTOR.....	55
4.3.3	CONTROLADOR DE LAZO DE CORRIENTE.....	57
4.3.4	CONTROLADOR DE LAZO DE VOLTAJE.....	64
4.4	SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR.....	70
	RESULTADOS DE SIMULACION.....	74

5.1	MODELO DE SIMULACIÓN.....	75
5.1.1	MODELO DE RED ELÉCTRICA EN SIMULINK.....	76
5.1.2	MODELO DE LA CARGA EN SIMULINK.....	78
5.1.3	MODELO DE FILTRO INDUCTIVO.....	79
5.1.4	MODELO DEL DSTATCOM EN SIMULINK.....	80
5.2	RESPUESTA GENERAL DEL DSTATCOM.....	83
5.3	PRUEBAS DEL DSTATCOM.....	86
5.3.1	VARIACIÓN EN LA CARGA.....	86
5.3.2	UN SAG Y SWELL DE VOLTAJE EN EL SISTEMA DE SUMINISTRO ELECTRICO.....	89
5.3.3	UTILIZANDO FUENTE DE ALIMENTACIÓN DC EXTERNA.....	94
	CONCLUSIONES GENERALES.....	96
	ANEXO A.....	99
	BIBLIOGRAFIA.....	102

ÍNDICE DE FIGURAS

FIG. 1.1. ESQUEMA GENERAL DE UN DSTATCOM.....	4
FIG. 2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN DSTATCOM.....	8
FIG. 2.2. MODO REGULADOR DE VOLTAJE.....	11
FIG. 2.3. (A) DSTATCOM FUNCIONANDO COMO FACTOR DE POTENCIA EN LAZO ABIERTO. (B) CURVAS DEL FUNCIONAMIENTO CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA	13
FIG. 2.4. MODO ELIMINACION DE CORRIENTES DE ARMONICOS.....	15
FIG.2.5 DSTATCOM COMPENSADOR DE TENSIÓN.....	16
FIG. 2.6. (A) CIRCUITO INVERSOR EN MEDIO PUENTE (B) FORMAS DE ONDA CON CARGA RESISTIVA.....	17
FIG. 2.7. (A) CIRCUITO PUENTE INVERSOR MONOFASICO (B) FORMAS DE ONDA.....	20
FIG.2.8. (A) CIRCUITO CONVERTIDOR DC-AC TRIFASICO (B) FORMA DE ONDA PARA UNA CARGA RL.....	23
FIG. 2.9. SEÑAL MODULADA PWM.....	28
FIG.3.1. ESQUEMATICO DEL DSTATCOM.....	31
FIG. 3.2. SEÑAL DE (A) VOLTAJE DE LA RED MENOS EL VOLTAJE DEL CONVERTIDOR SIN CARGA Y (B) AMPLIACIÓN INDICADA EN LA FIGURA (A).....	34

FIG.3.3 SEÑAL DE (A) CORRIENTE QUE PASA POR EL CAPACITOR (I_{DC}) MENOS LA SEÑAL PROMEDIO DE LA MISMA Y (B) AMPLIACIÓN DE LA REGIÓN INDICADA EN LA FIGURA (A).....	40
FIG.3.5. RIZADO DEL VOLTAJE DEL CAPACITOR.....	42
FIG.3.5. SEÑAL DE CORRIENTE QUE PASA POR EL SWITCH.....	43
FIG.4.1. TRANSFORMACIÓN DEL EJE COORDENADO ABC AL $\alpha\beta$	46
FIG. 4.2. TRANSFORMACIÓN DEL EJE COORDENADO $\alpha\beta$ AL DQ0.....	47
FIG. 4.3. DIAGRAMA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE UNA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.....	54
FIG.4.4 TRES TIPOS DE CONTROLADORES.....	55
FIG.4.5. FUNCION DE TRANSFERENCIA DE FASE DE LA PLANTA DE CORRIENTE.....	59
FIG.4.6. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE CONTROLADOR CON LA PLANTA CON $K_C=1$	62
FIG.4.7. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONTROLADOR DE LAZO DE CORRIENTE CON LA PLANTA.....	64
FIG.4.8. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE FASE DE LA PLANTA DE VOLTAJE.....	66
FIG.4.9. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE MAGNITUD DEL CONTROLADOR CON LA PLANTA CON $K_C=1$	68
FIG.4.10. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONTROLADOR DE LAZO DE VOLTAJE CON LA PLANTA.....	70

FIG.4.11 CONTROLADOR DE CORRIENTE, SEÑAL DE CORRIENTES IDQ CON SU RESPECTIVA REFERENCIA.....	71
FIG. 4.12 CONTROLADOR EN CASCADA (A) CONTROLADOR DE CORRIENTE, SEÑAL DE CORRIENTE IDQ Y SU RESPECTIVA (B) CONTROLADOR DE VOLTAJE, SEÑAL VDC CON SU REFERENCIA.....	72
FIG.5.1. MODELO PRINCIPAL EN SIMULINK.....	75
FIG.5.2. MODELO DE RED ELECTRICA EN SIMULINK.....	76
FIG.5.3. (A) SUBSISTEMA DE VOLTAJE A. (B) SUBSISTEMA DE VOLTAJE B. (C) SUBSISTEMA DE VOLTAJE C.....	77
FIG. 5.4. MODELO DE CARGA EN SIMULINK.....	79
FIG. 5.5 FILTRO INDUCTIVO.....	80
FIG. 5.6. MODELO DE DSTATCOM.....	81
FIG 5.7. MODELO DEL CONTROLADOR EN ESCADA DADO POR: (A) CONTROLADOR DE VOLTAJE Y (B) CONTROLADOR DE CORRIENTE.....	81
FIG. 5.8. SUBSISTEMA DEL INVERSOR.....	82
FIG. 5.9. BLOQUE DE MODULACIÓN PWM.....	82
FIG 5.10. VOLTAJE DEL CONVERTIDOR DE LA FASE A.....	83
FIG 5.11. VOLTAJE QUE GENERA LA FUENTE.....	84
FIG 5.12. CORRIENTE QUE ES GENERADO POR EL CONVERTIDOR.....	84
FIG 5.13. CORRIENTE QUE PASA POR LA CARGA.....	85

FIG 5.14. CORRIENTE QUE GENERA LA FUENTE.....	85
FIG 5.15. DIAGRAMA FASORIAL DE VOLTAJE, CORRIENTE Y POTENCIA EN (A) CARGA PURAMENTE RESISITIVA (B) CARGA RESISTIVIA-INDUCTIVA SIN COMPENSACION Y (C) CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA CON COMPENSACION.....	87
FIG 5.16. CONTROLADOR DE CORRIENTE CON VARIACION DE CARGA, CORRIENTES DE ID (ROJO) Y IQ (CELESTE).....	88
FIG 5.17. VOLTAJE DE LA CARGA (VERDE) Y CORRIENTE DE LA CARGA (AZUL) CON CAMBIO DE CARGA RESISTIVA A CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA.....	88
FIG 5.18. CORRIENTES DE LA FASE A CON CAMBIO DE CARGA, CORRIENTE DE LA FUENTE (ROJO), DEL CONVERTIDOR (AZUL), DE LA CARGA (VERDE).....	89
FIG 5.19. CORRIENTES DE FASE.....	89
FIG 5.19. CONTROLADOR EN CASCADA CON UN SAG DE VOLTAJE (A) CONTROLADOR DE CORRIENTE, SEÑAL IDQ. (B) CONTROLADOR DE VOLTAJE, SEÑAL DE VOLTAJE DEL CAPACITOR.....	90
FIG 5.20. CORRIENTES DE LA FASE A CON UN SAG DE VOLTAJE, CORRIENTE DE LA FUENTE (ROJO), DEL CONVERTIDOR (AZUL), DE LA CARGA (VERDE).....	91
FIG 5.21. VOLTAJES DE LA FASE A CON UN SAG, VOLTAJE DE LA FUENTE (AZUL), VOLTAJE DEL CONVERTIDOR (ROJO).....	91

FIG 5.22. CONTROLADOR EN CASCADA CON UN SWELL DE VOLTAJE (A) CONTROLADOR DE CORRIENTE, SEÑAL IDQ. (B) CONTROLADOR DE VOLTAJE, SEÑAL VDC.....	92
FIG. 5.23. CORRIENTES DE LA FASE A CON UN SWELL DE VOLTAJE, CORRIENTE DE LA FUENTE (ROJO), DEL CONVERTIDOR (AZUL), DE LA CARGA (VERDE).....	93
FIG 5.24. VOLTAJES DE LA FASE A CON UN SWELL, VOLTAJE DE LA FUENTE (VERDE), VOLTAJE DEL CONVERTIDOR (AZUL).....	93
FIG. 5.25. DSTATCOM CON LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EXTERNA.....	94
FIG. 5.26. CONTROLADOR EN CASCADA CON UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EXTERNA (A) CONTROLADOR DE CORRIENTE, SEÑAL IDQ. (B) CONTROLADOR DE VOLTAJE, SEÑAL VDC.....	95

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1	MODOS DE OPERACIÓN DEL DSTATCOM.....	10
TABLA 2.2	ESTADOS DE INTERRUPTORES PARA UN PUENTE INVERSOR DE FUENTE DE VOLTAJE MONOFÁSICO.....	23
TABLA 2.3	ESTADOS DE INTERRUPTORES PARA UN PUENTE INVERSOR DE FUENTE DE VOLTAJE TRIFÁSICO.....	25
TABLA 3.1	TABLA DE PARÁMETROS.....	32
TABLA 4.1	TIPOS DE CONTROLADORES DEPENDIENDO DEL ÁNGULO DEL BOOST.....	56
TABLA 4.2	TABLA DE PARÁMETROS DE CORRIENTE.....	58
TABLA 4.3	TABLA DE PARÁMETROS DE VOLTAJE.....	65

ABREVIATURAS

AC	Corriente Alterna (Alternating Current).
BJT	Transistor de juntura bipolar (Bipolar Junction Transistors).
DC	Corriente Directa (Direct Current).
DSTATCOM	Compensador Estático de Potencia Reactiva (Distribution Static Compensator).
FACTS	Tecnología de Sistemas Flexibles de Transmisión y Distribución (Flexible AC Transmission Systems)
FFS	Conmutación de frecuencia fundamental (Fundamental Frequency Switching).
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor).
PWM	Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation).
SHE-PWM	Eliminación Selectiva de Armónicos (Selective Harmonic Eliminated).
SPWM	Modulación por ancho de pulso sinusoidal (Synchronized Pulse Width Modulation).
VSC	Convertidor Fuente de Voltaje (Voltage Source Converter).

SIMBOLOGÍA

$A_{\text{moduladora}}$	Amplitud de Onda Moduladora.
$A_{\text{portadora}}$	Amplitud de Onda Portadora.
C	Filtro Capacitivo.
f_c	Frecuencia de corte.
$i_L(t)$	Corriente que pasa por el inductor.
i_{pk}	Corriente pico que pasa por el inductor.
L	Filtro Inductivo.
L_{min}	Inductancia mínima.
m	Índice de Modulación.
P	Potencia activa demandada por la carga.
Q	Potencia reactiva demandada por la carga.
Q_D	Potencia reactiva generada por el DSTATCOM.
V_{RMS}	Voltaje eficaz de la tensión de red.
$v_L(t)$	Voltaje que pasa por el inductor.
X_L	Impedancia de la carga.

ΔI_{\max} Variación máxima de corriente por el inductor.

ϑ Ángulo de voltaje de la red.

INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años el sobre crecimiento poblacional y el desarrollo acelerado de la tecnología ha llevado a la aparición de dispositivos electrónicos avanzados, electrodomésticos con elementos de estado sólido y cargas no lineales. Los cuales debido a su composición producen perturbaciones en las ondas de tensión de alimentación del sistema eléctrico nacional. Dando origen a un problema llamado perturbaciones eléctricas.

En la actualidad, el sistema eléctrico sufre más frecuentemente de problemas de calidad de energía, como forma de eliminar y atenuar estas falencias que afectan la calidad de la energía, es que se decidió diseñar y modelar un “Compensador Estático de Potencia Reactiva” (DSTATCOM).

Los objetivos de éste proyecto son:

- Orientar este desarrollo a ser una herramienta que sirva para la enseñanza del análisis de sistemas potencia que incluyen la operación con tecnología DFACTS.
- Diseñar un modelo de simulación de un dispositivo DFACTS tipo DSTATCOM, pueda ser utilizado en estudios eléctricos de estado estable en sistemas eléctricos de potencia.
- Mostrar de forma didáctica la manera de operar de un Compensador Estático de Distribución DSTATCOM ya sea éste

como compensador de potencia reactiva o como regulador de voltaje.

Cabe recalcar que el objetivo de este proyecto no es realizar una implementación física de este equipo debido a factores económicos y de tiempo, por esto es que se realizará un análisis netamente teórico basado en simulaciones desarrolladas en el software MATLAB usando una de sus herramientas llamada SIMULINK. Se usarán switches ideales en la simulación para evitar pérdidas de potencia por conmutación y por simplicidad del diseño.

CAPÍTULO I

DESCRIPCIÓN GENERAL DEL PROBLEMA

Hablar de Calidad de Energía Eléctrica es hablar de un tema que ha crecido rápidamente en los últimos años a nivel internacional. Consiste en perturbaciones eléctricas que afectan la eficiencia del suministro eléctrico nacional y lleva al funcionamiento erróneo de equipos y procesos ocasionando grandes pérdidas económicas en la industria mundial debido a la paralización de procesos productivos.

El actual interés en los problemas de Calidad de Energía está sujeto a una serie de elementos:

- La aparición de diversos tipos de carga muy sensibles a disturbios, como

lo son las cargas electrónicas;

- Interrupciones en el suministro eléctricos que provocan un impacto negativo en la producción de las empresas.
- En la actualidad se cuenta con sofisticados dispositivos de medida y elaborar de datos que facilitan la obtención de las varias perturbaciones;
- En los países avanzados (Países de Europa y América) los sistemas eléctricos están caracterizados por la disponibilidad y confiabilidad consistentes, por lo que la calidad de energía es un objetivo primordial.

[1]

Uno de los principales factores que alteran la calidad de la energía eléctrica es el continuo incremento de cargas no lineales y la entrada o salida de considerables cargas al sistema eléctrico nacional tanto en sistemas industriales o en redes de distribución.

El campo de los semiconductores ha tenido en los últimos años grandes avances tecnológicos los cuales han permitido la aparición de "*Tecnología de Sistemas Flexibles de Transmisión y Distribución*" también denominados FACTS (por sus siglas en Inglés), las empresas de suministro de energía eléctrica notan en éstos dispositivos soluciones a cuestiones financieras que solicitan una operación más confiable y óptima de los sistemas eléctricos.

Los equipos FACTS ayudan a optimizar el trabajo de un sistema con

pequeñas inversiones en construcción, así mismo con un reducido impacto ambiental y con tiempos de implementación reducidos, contrastados con la implementación de líneas de transmisión nuevas cuando éste está relacionado con largas distancias, y apuntan a ser una característica primordial de un sistema eléctrico de potencia moderno.

Gracias a la capacidad de controlar el flujo de potencia activa y reactiva los dispositivos FACTS tienen la capacidad de incrementar la transferencia de potencia en los sistemas de transmisión, que en la actualidad poseen limitaciones por capacidad física de la línea, de esta forma reducen los costos del suministro eléctrico.

Como uno de los beneficios en la utilización de dispositivos FACTS se puede mencionar, que poseen un mayor control de potencia, la habilidad de cargar las líneas de transmisión en niveles cercanos a sus límites térmicos y una mayor habilidad para transferir potencia entre áreas controladas, de tal forma que se pueden disminuir los márgenes de reserva de generación.

El convertidor estático DC- AC (inversor) es una parte primordial en estos tipos de mecanismos. La tipología de este convertidor (clasificación de modo de funcionamiento y de conexión del convertidor) viene provista debido al modelo de perturbación y del sistema eléctrico que se va a compensar.

Para el análisis del dispositivo compensador estático se ha empleado un circuito análogo al de la Fig. 1.1, procediendo a escoger su topología,

dimensionar los componentes, diseñar el controlador y finalmente simular dicho circuito utilizando la herramienta Simulink de MATLAB

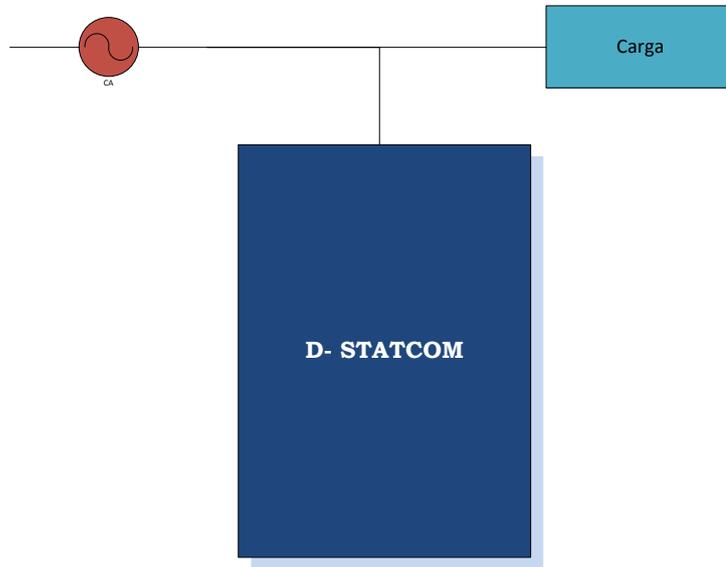


Figura 1.1. Esquema general de un DSTATCOM

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO.

El modelo de conexión empleado por el DSTATCOM es en paralelo a la barra de carga, así se logra inyectar corriente demandada por la carga en presencia de una perturbación y mejorar el factor de potencia. Entre sus características de mayor relevancia tenemos la corrección de desbalances de carga, filtrado de armónicos y compensación del factor de potencia.

2.1 Principio básico de funcionamiento del DSTATCOM.

El DSTATCOM (Compensador Estático de Distribución) está diseñado para ser utilizado como filtro o acondicionador de cara para eliminar problemas de calidad de la energía. Así mismo contribuye generando o absorbiendo potencia reactiva en la barra mitigando problemas relacionados con factor de potencia bajo.

Para alcanzar su objetivo, el DSTATCOM censa el voltaje y la corriente en la carga, usando estas variables se puede establecer un lazo de control que la cense continuamente y genere la señal de la onda que anteponga a la corriente de perturbación y así conservar el voltaje en la barra de carga en un valor predeterminado.

Por lo general, este dispositivo cuenta con un limitado almacenamiento de energía centralizada en un condensador DC. Cuando un DSTATCOM se encuentra regularizando el funcionamiento de una carga tiene la capacidad de generar corriente de compensación con el objetivo de que la carga cumpla las especificaciones de demanda corrigiendo el factor de potencia.

La compensación del factor de potencia de una carga es considerada el principio básico de funcionamiento de un DSTATCOM, el comportamiento de ese dispositivo es idéntico al de una fuente de voltaje controlada (VSC) con una reactancia en sus bornes, cuya amplitud puede ser controlada rápidamente.

Para realizar su función se fundamenta en el flujo de potencia activa como reactiva el cual viene dado por obediencia de las siguientes ecuaciones:

$$P = \frac{V_S V_O \sin(\theta)}{X_L} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{V_s^2 - V_s V_o \cos(\theta)}{X_L} \quad (2.2)$$

Es trascendental para que únicamente haya flujo de potencia reactiva, los voltajes V_s y V_o estén en fase, de otra manera habrá flujo de potencia activa.

2.2 Esquema de un DSTATCOM

Este dispositivo, está constituido por tres etapas, conectado a la Red por medio de un transformador de acoplamiento, ésta configuración ayuda a que el DSTATCOM absorba o genere potencia reactiva controlada. Este dispositivo es empleado en la regularización de voltaje, corrección de factor de potencia y eliminación de armónicos.

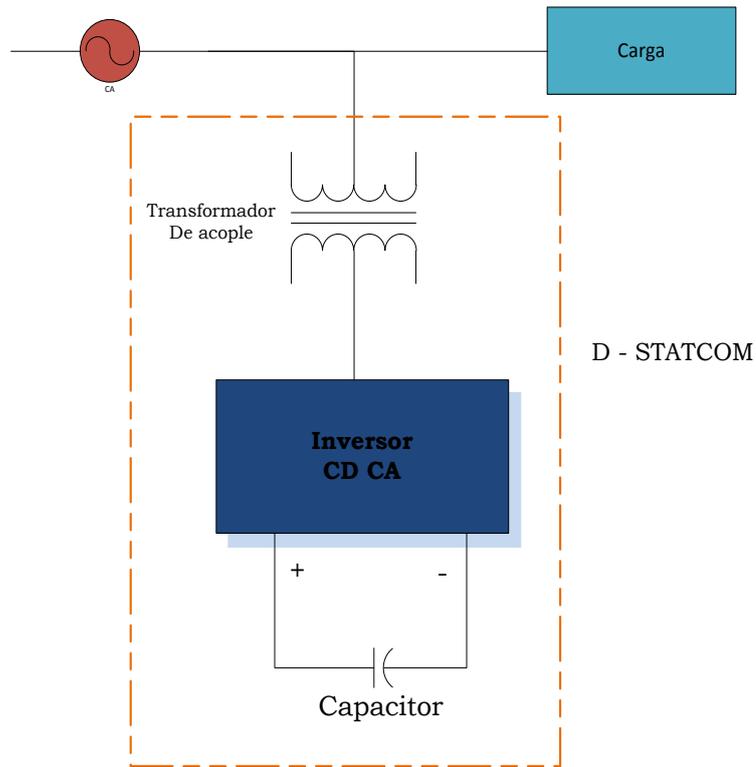


Figura 2.1 Diagrama de Bloques de un DSTATCOM

En aplicaciones de distribución el elemento de conmutación a emplear suele ser el IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), debido a sus propiedades de bajas pérdidas de conmutación y su tamaño reducido. Por otro lado, el DSTATCOM maneja dispositivos de potencia baja, lo que produce que el voltaje de salida de control puede llegar a ser realizado utilizando Modulación por ancho de pulso o también llamado PWM como método de conmutación.

2.3 Modos de operación de un DSTATCOM.

Las variables requeridas para realizar el análisis del modo de operación del DSTATCOM son el Ángulo de Fase del voltaje de la Red de Distribución y del Convertidor, además las Magnitudes del Voltaje de la Red de Distribución y del voltaje de Salida del Convertidor.

Es de interés particular como la magnitud del voltaje y su respectiva magnitud de fase pueden ocasionar distintas reacciones en el compensador, y definen su modo de operación.

Tabla 2.1. Modos de Operación de un DSTATCOM

FUNCIONAMIENTO	OPERACIÓN DEL DSTATCOM
Si $V_i \leq \phi = V_s \leq \theta$	No hay flujo de potencia reactiva hacia el sistema.
Si $V_i > V_s$ Absorbe potencia reactiva	Operando de modo inductivo
Si $V_i < V_s$ Genera potencia reactiva	Operando de modo capacitivo
Si Solo $\leq \phi = \leq \theta$	Sólo intercambia potencia reactiva
Si $\leq \phi < \leq \theta$ Absorbe potencia activa	La amplitud aumenta V_i
Si $\leq \phi > \leq \theta$ Absorbe potencia activa	La amplitud Reduce V_i

2.3.1 Modo Regulador de Voltaje

Un compensador estático síncrono de distribución o DSTATCOM es un dispositivo convertidor inversor de estado sólido que se conecta en derivación (paralelo) capaz de generar o absorber de forma controlada tanto potencia reactiva como potencia activa, está basado en la topología llamada fuente convertidora de voltaje.

Se estudiará mas sobre VSC, ya que forma parte de un DSTATCOM por lo que éste es típicamente basado en IGBTs, este genera voltajes balanceados sinusoidales con amplitud y ángulo de fase controlable. Su respuesta es instantánea y no altera significativamente la impedancia del sistema. Además tiene la capacidad de intercambiar potencia activa con el sistema de AC si éste es acoplado apropiadamente a un sistema de DC, controlando el flujo de corriente a través del VSC la fuente de DC puede también entregar ó absorber potencia activa y el convertidor puede operar como inversor ó rectificador según se requiera.

Si la salida de voltaje del VSC es sincronizada apropiadamente con el voltaje del sistema de AC, éste se puede ver como un generador síncrono estático y además, casi siempre es referido a una fuente de voltaje síncrona. El lado de AC del VSC

normalmente es acoplado a la red eléctrica por medio de transformadores, la mayor parte del voltaje del lado de AC depende del esquema de conmutación de los elementos semiconductores de potencia y el nivel de voltaje del bus DC.

$$\text{Si } (V_i \leq \phi) = (V_s \leq \theta)$$

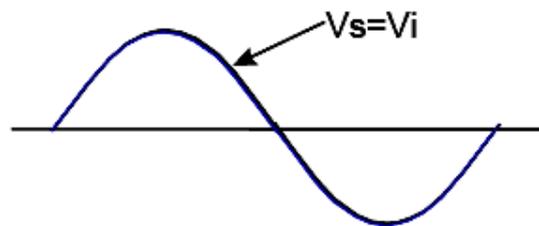


Figura 2.2 Modo Regulador de Voltaje [4]

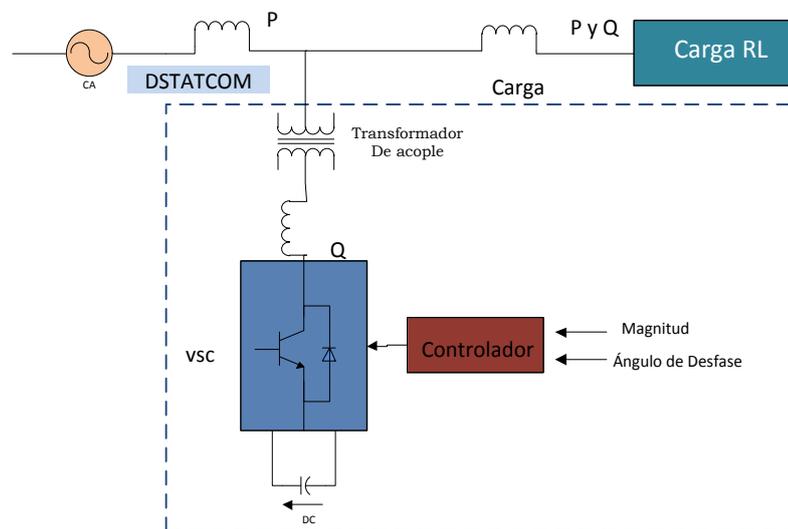
2.3.2 Modo Corrección de Factor de Potencia

El control de estos equipos puede realizarse en lazo abierto midiendo la potencia reactiva consumida por la carga y actuando sobre el DSTATCOM o bien en lazo cerrado midiendo la potencia reactiva consumida por el conjunto formado por la carga a compensar y el DSTATCOM. No obstante, al emplear la potencia reactiva como variable entrada no está exento de problemas, ya que es necesaria la medida simultánea de la tensión y la intensidad, además de la problemática que acarrea su definición cuando hay armónicos en la red. Si se atiende al comportamiento

de la intensidad, su valor para el conjunto de la carga más el compensador se puede poner de forma aproximada como:

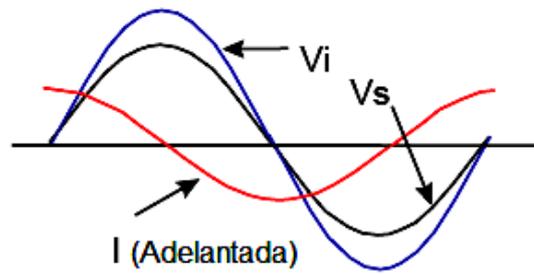
$$I = \frac{\sqrt{P^2 + (Q - Q_D)^2}}{V_{RMS}} \quad (2.3)$$

Donde P y Q son, respectivamente, las potencias activa y reactiva demandadas por la carga, Q_D es la reactiva generada por el DSTATCOM y V_{RMS} es el valor eficaz de la tensión de red. Según este comportamiento, el control del DSTATCOM se puede realizar de forma que se busque el valor mínimo de la intensidad cambiando la condición en el diagrama unifilar del DSTATCOM como se puede presentar en la figura 2.3.



(a)

$$Si (V_i \leq \phi) > (V_s \leq \theta)$$



(b)

Figura 2.3. (a) DSTATCOM funcionando como corrector de factor de potencia en lazo abierto. [1](b) Curvas del funcionamiento como corrector de factor de potencia [4]

2.3.3 Modo Eliminación de Corrientes de Armónicos

Para el VSC, como regulador de voltaje de un DSTATCOM depende de las técnicas de conmutación las cuales pueden ser clasificadas en dos principales categorías:

- Conmutación de la frecuencia fundamental (FFS)
- Modulación de ancho de pulso (PWM)

La técnica FFS presenta solo un encendido y un apagado por ciclo, por ejemplo, el convertidor básico de dos niveles que produce una forma de onda casi cuadrada, la cual implica un alto

contenido de armónico. En la práctica, varios VSC de dos niveles se combinan para formar una estructura multipulso, que proporciona mejor calidad en la forma de onda.

Las técnicas PWM han sido objeto de una gran investigación en las últimas cuatro décadas, en esta técnica los semiconductores de potencia son activados y desactivados a mayor velocidad que la frecuencia de potencia. La forma de onda de salida es troceada y los pulsos resultantes son modulados en rangos de baja a media potencia. Métodos simples son deseados para limitar la complejidad y el costo del sistema. En adición, en el rango de baja potencia, permite utilizar semiconductores de potencia que pueden operar a altas frecuencias de conmutación, lo cual genera formas de onda satisfactorias.

A continuación se detallan algunas limitantes de las técnicas de conmutación mencionadas previamente:

- La técnica FFS requiere configuraciones complejas de transformadores para asegurar baja distorsión armónica, además, la frecuencia baja de conmutación limita la velocidad de respuesta e imposibilita filtros activos armónicos. Sin embargo, proporciona bajas pérdidas y grandes semiconductores de conmutación.

- La técnica PWM contiene altas de pérdidas por la conmutación y la frecuencia de la fundamental es algo reducida. La PWM es menos atractiva para aplicaciones que requieren alta eficiencia y un gran rango de potencia, éstos son ampliamente utilizadas en aplicaciones de baja potencia. Sus principales ventajas son la alta velocidad de respuesta y eliminación de armónicos.

$$\text{Si } (V_i \leq \phi) < (V_s \leq \theta)$$

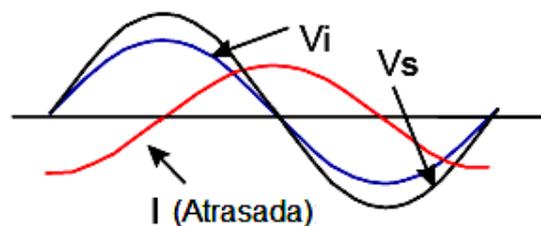


Figura 2.4 Modo Eliminación de Corrientes de Armónicos [4]

2.4 Áreas de Aplicación de un DSTATCOM.

Una de las opciones más utilizadas en los sistemas de distribución es el DSTATCOM debido a su versatilidad como compensador de los problemas más comunes en la calidad de la energía.

Las distintas aplicaciones del DSTATCOM se concentran en dos de los principales efectos del sistema en cargas y viceversa. Estos son:

Corrección del factor de potencia y compensación a las variaciones del voltaje.

El equipo mostrado en la figura 2.5 es un dispositivo de mantenimiento de tensión de barra, protege la red de distribución de parpadeos o fluctuaciones de tensión producidas por los cambios rápidos de corrientes reactivas de cargas dinámicas grandes o no lineales



Figura 2.5 DSTATCOM Compensador de Tensión [4]

2.5 Convertidores DC – AC Estáticos.

Este tipo de convertidores es bastante utilizado en aplicaciones industriales como en variadores, reguladores o controles de motores de corriente alterna (AC) con velocidad variable, el voltaje de entrada suele ser una batería, una celda de combustible, celda solar u otro tipo de fuente de corriente directa (DC).

Los convertidores DC – AC o también llamados inversores se clasifican en dos tipos:

- Inversores Monofásicos ;
- Inversores Trifásicos.

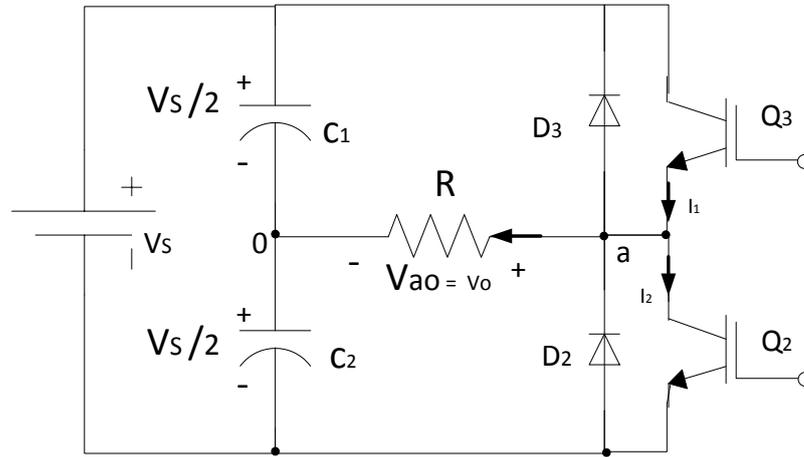
Estos pueden emplear dispositivos controlados de encendido y apagado como transistores bipolares (BJT), transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT), etc. Estos convertidores utilizan señales de control por modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) para generar un voltaje de salida alterna.

2.5.1 Inversor en Medio Puente.

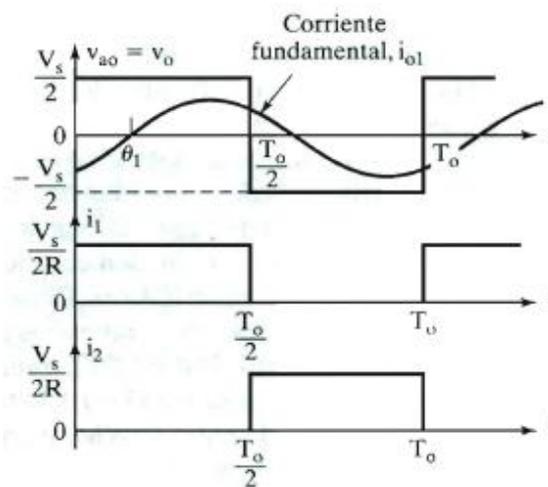
El principio de funcionamiento de los inversores monofásicos se lo puede explicar con la figura 2.5. El circuito consiste en dos pulsadores, cuando solo se enciende el transistor Q1 durante determinado tiempo el voltaje resultante a la salida es $V_s/2$. Si el transistor Q2 se enciende durante un tiempo determinado el voltaje resultante a la salida del inversor será $-V_s/2$.

El circuito lógico se debe diseñar de tal modo que Q1 y Q2 no esté activados al mismo tiempo. Este inversor requiere una fuente de alimentación de corriente directa de tres hilos, y cuando un transistor está apagado, su voltaje inverso deberá ser V_s , en lugar

de $V_s/2$, a este inversor se lo conoce como inversor en medio puente.



(a)



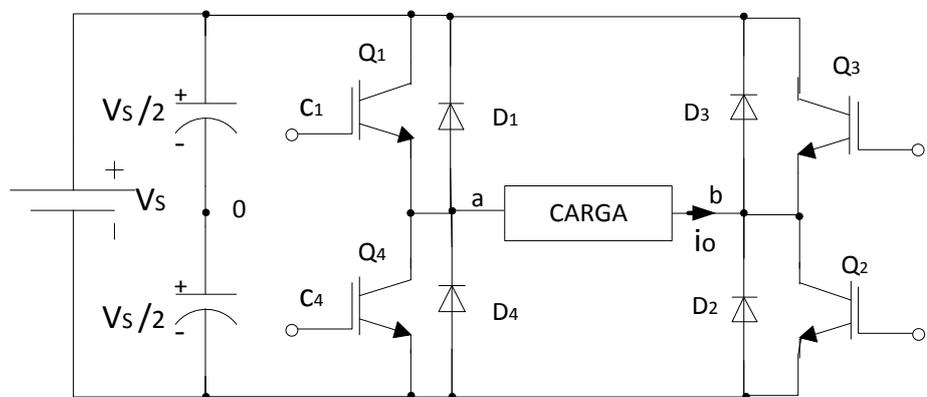
(b)

Figura 2.6. (a) Circuito. Inversor en Medio Puente (b) Formas de onda con carga resistiva. [5]

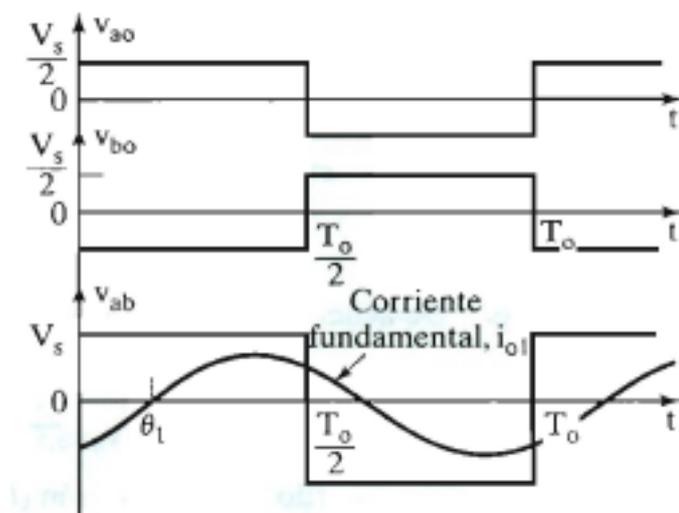
2.5.2 Puentes Inversores Monofásicos.

En la figura 2.7 podemos observar un puente inversor monofásico para fuente de voltaje, éste consiste en cuatro interruptores. Cuando Q1 y Q2 se encienden al mismo tiempo el voltaje de alimentación aparece en la carga.

Si los transistores Q3 y Q4 se encienden simultáneamente, el voltaje a través de la carga se invierte. La forma de onda del voltaje la podemos observar en la figura 2.5b. Cuando los diodos D1 y D2 conducen, la energía se regresa a la fuente DC, por este motivo se les llama diodos de retroalimentación.



(a)



(b)

Figura 2.7 (a) Circuito. Puente Inversor Monofásico

(b) Formas de Onda [5]

El puente inversor completo requiere cuatro elementos de conmutación y cuatro diodos. El voltaje de salida cambia entre $+V$ y $-V$. El diseño de un inversor requiere determinar las corriente promedio, rms y pico en los dispositivos de conmutación y en los diodos.

Tabla 2.2 Estados de Interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje monofásico [5]

ESTADO	Nº	ESTADO DEL INTERRUPTOR*	V_{ao}	V_{bo}	V_o
S₁ y S₂ cerrados y S₄ y S₃ abiertos	1	10	$V_s/2$	$-V_s/2$	V_s
S₄ y S₃ cerrados y S₁ y S₂ abiertos	2	01	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s$
S₁ y S₃ cerrados y S₄ y S₂ abiertos	3	11	$V_s/2$	$V_s/2$	0
S₄ y S₂ cerrados y S₁ y S₃ abiertos	4	00	$-V_s/2$	$-V_s/2$	0
S₁, S₂, S₃, S₄ está abiertos todos	5	off	$V_s/2$ $-V_s/2$	$V_s/2$ $-V_s/2$	$-V_s$ V_s

* 1, si un interruptor superior esta cerrado y 0 si un interruptor inferior esta cerrado

2.5.3 Inversores Trifásicos.

Normalmente los inversores trifásicos son muy utilizados en aplicaciones de grandes potencia, se podría conectar tres puentes inversores monofásicos medios o completos, en paralelo, para formar la configuración de un inversor trifásico.

Las señales que controlan los inversores monofásicos se deben adelantar o atrasar 120° entre ellas, para de este modo obtener voltajes trifásicos balanceados. Se podría tener una salida de

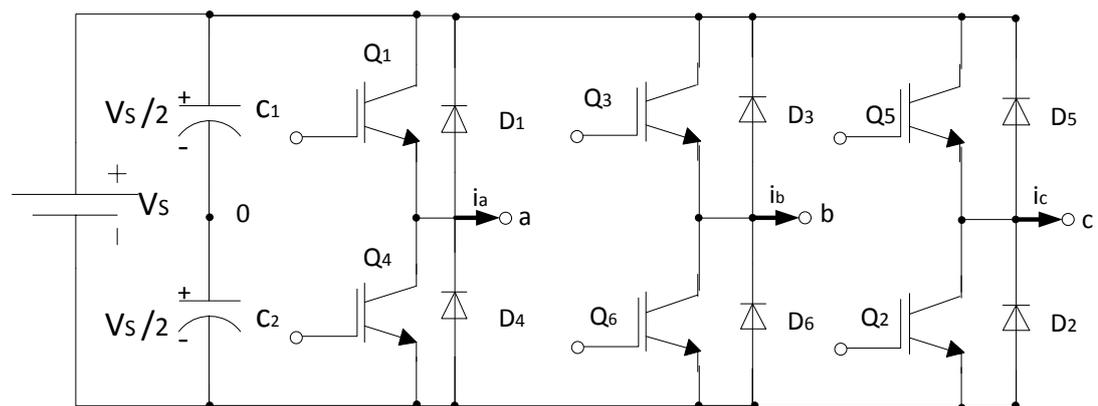
tres fases empleando seis transistores y seis diodos, como lo vemos en la figura 2.8.

Se pueden emplear dos tipos de señales de control a los transistores:

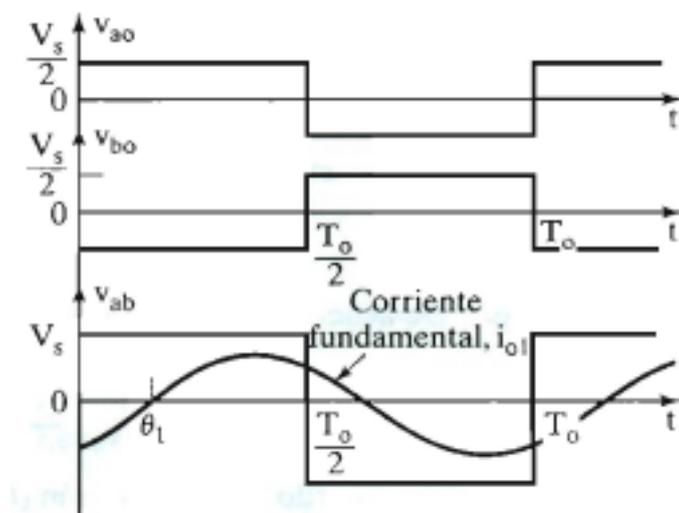
- Conducción a 180°;
- Conducción a 120°.

La conducción a 180° utiliza mejor los interruptores, y es el método que más se prefiere.

Para tener un amplio conocimiento del funcionamiento del convertidor DC-AC a 180° y 120° se podría consultar las referencias citadas en la sección Bibliografía.



(a)



(b)

Figura 2.8 (a) Circuito. Convertidor DC-AC Trifásico

(b) Forma de Onda para una carga RL[5]

La tabla 2.3 nos muestra los ocho estados de conmutación. Los transistores Q1 y Q6 de la figura 2.8 actúan como interruptores. Si dos interruptores, uno superior y uno inferior, conducen al mismo tiempo de tal modo que el voltaje a la salida sea $\pm V$, el estado de conmutación es 1, mientras que si estos interruptores están abiertos al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0.

Los estados de conmutación de 1 a 6 producen voltajes de salida distintos de cero. Los estados 7 y 8 producen voltajes de

línea cero, y las corrientes de línea pasan libremente a través de los diodos superior o inferior de paso libre.

Para producir este tipo de forma de onda de voltaje, el inversor conmuta de un estado a otro. De esta forma los voltajes de línea de salida de corriente alterna que resultan están conformados por valores de voltajes V_s o $-V_s$. Para generar determinada forma de onda, la selección de los estados se suele hacer con una técnica de modulación que asegure sólo el uso de los estados válidos.

2.6 Generalidades de la Modulación de Ancho de Pulso (PWM).

Los convertidores DC – AC también llamados inversores pueden tener una salida variable tanto en voltaje y frecuencia. La forma de onda ideal a la salida del convertidor debería ser senoidal, sin embargo en la práctica éstas no son sinusoidales y poseen armónicos. Con la disponibilidad de dispositivos semiconductores de potencia con alta velocidad, los contenidos armónicos de los voltajes a la salida pueden ser minimizados significativamente por la técnica de conmutación utilizada.

Tabla 2.3.Estados de Interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje trifásico.[5]

Estado	No.	Estados de interruptor	Vab	Vbc	Vca
S₁,S₂,S₆cerrados y S₂,S₃,S₁abiertos	1	100	Vs	0	-Vs
S₂,S₃,S₁cerrados y S₅,S₆,S₄ abiertos	2	110	0	Vs	- Vs
S₃,S₄,S₂cerrados y S₆,S₁,S₅abiertos	3	010	- Vs	Vs	0
S₄,S₅,S₃cerrados y S₁,S₂,S₆abiertos	4	011	- Vs	0	Vs
S₅,S₆,S₄cerrados y S₂,S₃,S₁abiertos	5	001	0	- Vs	Vs
S₆,S₁,S₅cerrados y S₃,S₄,S₂ abiertos	6	101	Vs	- Vs	0
S₁,S₃,S₅ cerrados y S₄,S₆,S₂abiertos	7	111	0	0	0
S₄,S₆,S₂cerrados y S₁,S₃,S₅abiertos	8	000	0	0	0

2.6.1 Control de Voltaje por Ancho de Pulso.

Uno de los métodos para controlar el voltaje en un inversor implica el uso de técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM). Con el uso de esta técnica el voltaje a la salida del inversor puede ser controlado por la variación de la duración de los pulsos de voltaje de salida.

Las técnicas PWM están clasificadas en:

- PWM Senoidal (SPWM);
- Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE-PWM);
- PWM de mínimo ripple de corriente;
- PWM con control de corriente por banda de histéresis;
- Modulación Sigma;
- PWM de Vector de Espacial. (PVM). [6]
-

2.6.2 Modulación Senoidal de Ancho de Pulso (SPWM)

Las estrategias de PWM con intersección triangular, ofrecen al menos tres grados de libertad en el control de la señal portadora, estos son: frecuencia, amplitud y fase. Se emplea una señal senoidal moduladora, por tanto la amplitud de cada pulso varía con la amplitud de la señal de control senoidal. Éste método se conoce comúnmente como Modulación Senoidal de Ancho de Pulso (SPWM).

La frecuencia de la señal triangular (señal portadora), establece la frecuencia de conmutación de los dispositivos del circuito. Al variar la amplitud de la señal moduladora desde cero hasta la amplitud de la señal portadora el ancho de pulso varía desde 0 hasta 180° lo cual realiza el control del ancho de los pulsos y por consiguiente el control del voltaje.

El índice de modulación en este caso es la variable de control relacionada a la magnitud de voltaje generado. Este índice define la relación entre las magnitudes de la señal moduladora y portadora de la siguiente manera

$$m = \frac{A_{moduladora}}{A_{portadora}} \quad (2.4)$$

La técnica de modulación por ancho de pulso senoidal presenta las siguientes ventajas:

- Gran calidad de voltajes equivalente generados;
- Reduce en número los dispositivos electrónicos empleados en la construcción del DSTATCOM, reduciendo de esta forma el costo total del mismo. [4]

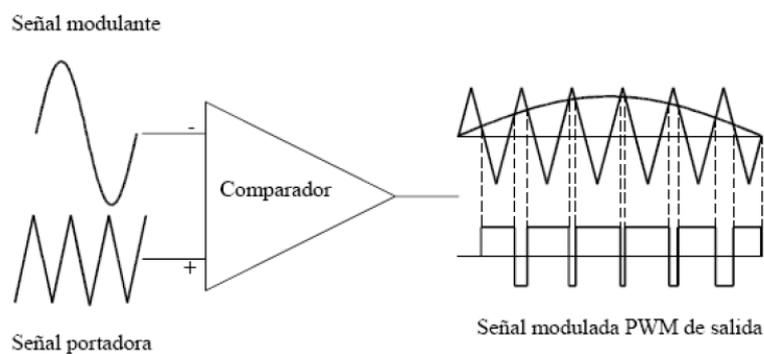


Figura 2.9 Señal Modulada PWM [4]

En la figura 2.9 podemos notar el muestro natural y regular en la modulación por ancho de pulso, en el cual tenemos las siguientes características:

- Principio de la modulación senoidal con onda portadora triangular.
- Los puntos de intersección naturales entre ambas ondas determinan la señal modulada de salida.

La relación entre las frecuencias de la onda portadora y la onda moduladora, llamada $p = f_c/f_m$ es una propiedad básica de las formas de onda PWM. Donde f_c es la frecuencia de la onda portadora y f_m la frecuencia de la onda moduladora.

Cuando la variable de control m (Índice de Modulación) incrementa su valor más allá de la unidad se denomina sobre modulación y en este caso en particular el voltaje a la salida el convertidor ya no es proporcional al índice de modulación.

CAPÍTULO III

DIMENSIONAMIENTO DEL DSTATCOM

En este capítulo se procederá a dimensionar los valores de los siguientes componentes: enlace capacitivo, filtro inductivo, basándose en los parámetros de la red eléctrica y en el diseño de los parámetros del sistema.

El esquemático considerado (figura 3.1) en este proyecto incluye una fuente de energía eléctrica con un voltaje fijo ideal donde la carga debe ser igual a la potencia que soportará el dispositivo y, el puente inverso trifásico que fue definido en el capítulo 2. A partir de esta información se procederá a obtener los componentes que completarán el gráfico siguiente:

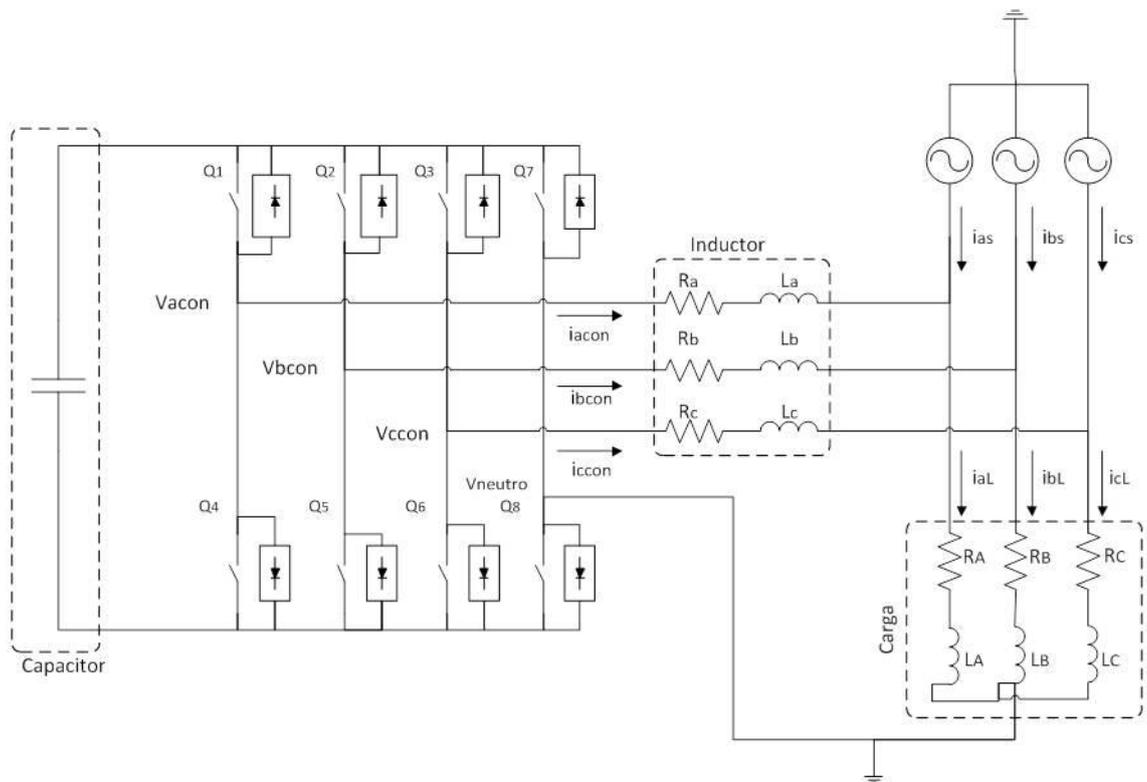


Figura 3.1. Esquemático del DSTATCOM.

3.1 Parámetros del sistema.

Dado que el esquemático de la figura 3.1 se utilizará en un sistema de distribución dentro del país, el valor posible del voltaje será entre 208 – 408VRMS y por ende su frecuencia estará basada de acuerdo al lugar de aplicación.

En este caso se establecerá un valor promedio para el rizado, la potencia aparente del convertidor se fundamentará conforme a la carga que tendrá la fuente principal.

3.1 Tabla de parámetros

PARAMETROS ASUMIDOS	
Voltaje Nominal de la Fuente de Alimentación	288.5 Vrms
Frecuencia	60Hz
Rizado	3%
Potencia Aparente del Convertidor	485 KVA
Índice de Modulación	0.85

3.2 Cálculo de la Inductancia.

Conforme al conocimiento previo obtenido la ecuación elemental de la corriente que pasa por el inductor en función del voltaje está dada por:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t V(t) dt \quad (3.1)$$

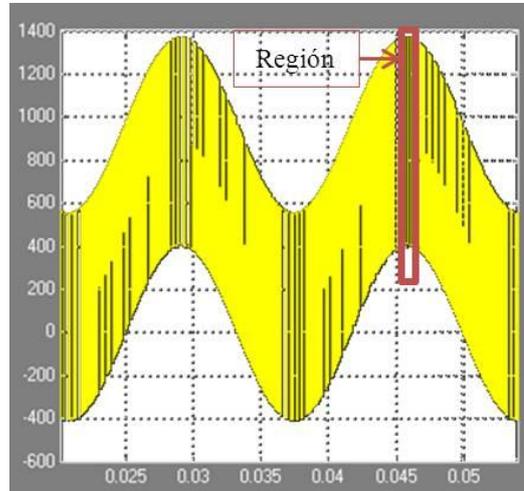
$$L = \frac{1}{i(t)} \int_0^t V(t) dt$$

Donde L es la inductancia yV(t)es el voltaje que tendrá el inductor.

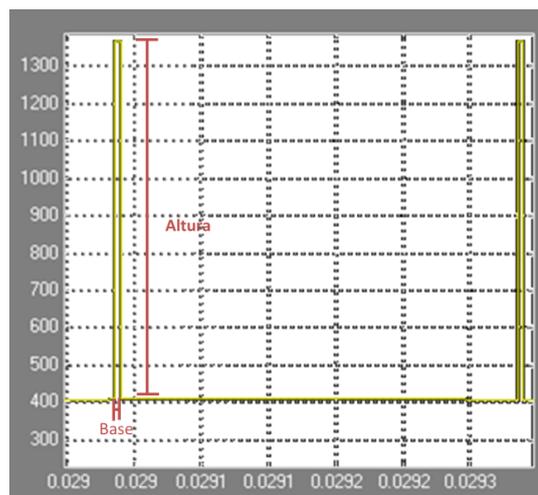
Aplicando el método gráfico con la ecuación 3.1 se establece que la integral del voltaje será simbolizada por el área bajo la curva de la señal en medición:

$$\Delta i_{max} = \frac{Area_L}{L_{min}} \quad (3.2)$$

$$L_{min} = \frac{Area_L}{\Delta i_{max}}$$



(a)



(b)

Figura 3.2 Señal de (a) voltaje de la red menos el voltaje del convertidor sin carga y (b) ampliación de la región indicada en la figura

(a).

Como se puede notar el área tiene la forma de un cuadrilátero por lo que su cálculo se determina en la siguiente ecuación:

$$Area = Base * Altura \quad (3.3)$$

Al remplazarlos valores aproximados se obtendrá:

$$Area_L = 960 * \frac{T}{2} \quad (3.4)$$

$$T = \frac{1}{f_c} \quad (3.5)$$

donde la altura es representada por la mitad del período de la señal a visualizar en la figura. Siendo el período la inversa de la frecuencia cuyo valor por cuestiones de conmutación es de alta frecuencia (20 KHz).

Sustituyendo la ecuación 3.5 en la ecuación 3.4 se logra la ecuación 3.6. A continuación se ubican los valores correspondientes y se obtiene el resultado.

$$Area_L = \frac{960}{2 * f_c} \quad (3.6)$$
$$Area_L = \frac{960}{2 * (20000)} = 0.024$$

Después de encontrar el área todavía se requiere el valor de la corriente para completar el cálculo del inductor según la ecuación 3.2:

$$S = 3 V_{S_{RMS}} * i_{RMS} \quad (3.7)$$

$$i_{RMS} = \frac{S}{3 V_{S_{RMS}}} \quad (3.8)$$

Por lo tanto se toma la ecuación 3.7 de la potencia aparente que soportará el convertidor, despejando de tal forma la corriente nominal. Se procede a ubicar los valores de la tabla 3.1 en la ecuación 3.8 obteniendo el resultado en la siguiente ecuación.

$$i_{RMS} = \frac{485}{3 * 288.5} = 560.39 [A] \quad (3.9)$$

Se requiere la variación de corriente máxima que es proporcionada por el producto del rizado y la corriente pico como se muestra en la posterior ecuación 3.10:

$$\Delta i_{max} = 3\% i_{PK} [A] \quad (3.10)$$

A continuación se conseguirá la corriente pico, necesaria para el cálculo previo reemplazando el valor de la ecuación 3.9:

$$i_{PK} = \sqrt{2} (i_{RMS}) \quad (3.11)$$

$$i_{PK} = \sqrt{2}(560.39) = 792.50 [A]$$

Entonces el resultado de Δi_{max} será:

$$\Delta i_{max} = 3\% (792.50) = 23.78 [A] \quad (3.12)$$

Finalmente se sustituyen los datos anteriormente calculados en la ecuación 3.2 y se obtiene el valor del inductor.

$$L_{min} = \frac{0.024}{23.78} = 1.01 [mH] \quad (3.13)$$

3.3 Cálculo de la capacitancia.

De acuerdo a los conocimientos obtenidos la ecuación elemental del voltaje del capacitor en función de la corriente está dada por:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (3.14)$$

$$C = \frac{1}{V_{DC}} \int_{-\infty}^t i_{DC}(t) dt$$

Donde C es la capacitancia e i es la corriente que pasa por el capacitor. Su voltaje será V_{DC} y su corriente i_{DC} , V_{DC} se calcula utilizando el índice de modulación, considerando que la modulación es

sinusoidal SPWM. Como resultado del mismo es aplicable el doble del voltaje pico dado de la siguiente manera:

$$V_{DC} = \frac{2 V_{SP}}{m} [V] \quad (3.15)$$

$$V_{SP} = V_{SRMS} \sqrt{2} [V] \quad (3.16)$$

De acuerdo a la ecuación 3.14, m es el índice de modulación (0.85) y V_{SP} es el voltaje pico del convertidor que estará en función de V_{SRMS} siendo éste el voltaje nominal de la fuente. Puesto que el dispositivo está en paralelo con la red eléctrica será igual a V_{con} , voltaje eficaz de salida del convertidor, por lo tanto dará como resultado la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{2 \sqrt{2} V_{SRMS}}{m} [V] \quad (3.17)$$

Sustituyendo las variables por los valores que se muestran en la tabla 3.1 quedará:

$$V_{DC} = \frac{2 \sqrt{2} (288.5)}{(0.85)} [V] \quad (3.18)$$

$$V_{DC} = 960 [V]$$

Una vez obtenido el voltaje, aún es indispensable conocer el valor de la corriente que podrá soportar el capacitor.

La corriente que pasa por el capacitor inicialmente será la diferencia entre la corriente i_{DC} menos la corriente $\overline{i_{DC}}$.

$$i_{DC} = i_{oDC} - \overline{i_{oDC}} \quad (3.19)$$

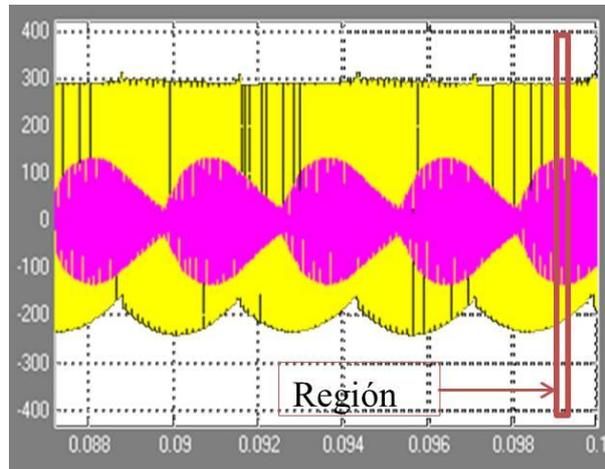
Según la ecuación 3.14 la integral de la corriente $i(t)$ será representada como el área bajo la curva de la señal en medición, y el voltaje $v(t)$ que está en función del tiempo es reemplazado por la variación de voltaje (ΔV). De acuerdo al método gráfico se podrá obtener la siguiente ecuación:

$$\Delta V = \frac{1}{C} Area_C$$
$$C = \frac{1}{\Delta V} Area_C \quad (3.20)$$

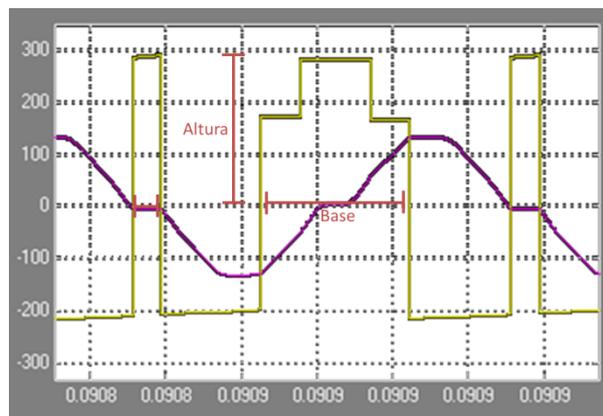
Por cuestiones de cálculo se trabaja con la menor variación posible que contiene el voltaje del capacitor.

$$\Delta V = 1\% V_{DC}$$
$$\Delta V = 1\% (960) = 9.6 \quad (3.21)$$

Para encontrar el área bajo la curva se tendría que visualizar el siguiente gráfico de la señal antes mencionada en la ecuación 3.19.



(a)



(b)

Figura 3.3. Señal de (a) corriente que pasa por el capacitor (I_{DC}) menos la señal promedio de la misma y (b) ampliación de la región indicada en la figura (a).

El área queda establecida en la ecuación 3.3. Al remplazarlos valores aproximados vistos en la figura 3.14 se obtiene:

$$Area_C = 300 * (6 * 10^{-3}) \quad (3.22)$$

$$Area_C = 1.8$$

Utilizando las ecuaciones 3.21 y 3.22 se toman los valores para realizar el cálculo dado por la ecuación 3.20 cuyo resultado será el valor del capacitor a implementar.

$$C = \frac{1.8}{9.6} [f] \quad (3.23)$$

$$C = 187.5 [mf]$$

El rizado del voltaje en el capacitor se lo observa en la figura 3.5 el cual es de 1V, y se mantiene entre esos rangos.

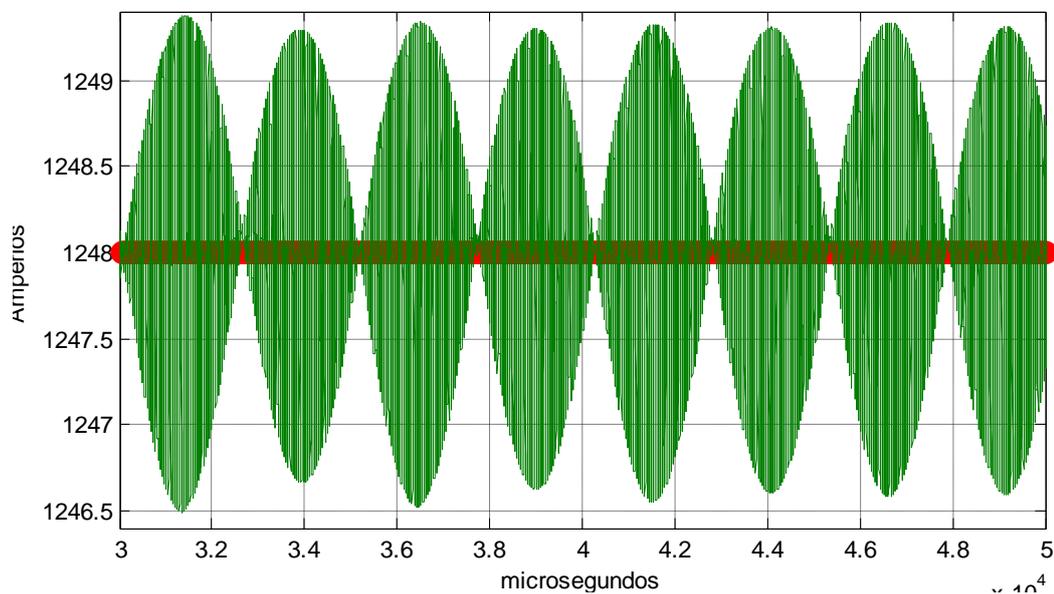


Figura 3.5. Rizado del Voltaje del capacitor.

3.4 Dimensionamiento de los Conmutadores.

Como ya se mencionó la configuración y el funcionamiento de los conmutadores visualizados en la figura 3.1, se procederá a detallar la corriente y voltaje que tendrán. Debido a la alineación que presentan los conmutadores en el gráfico se puede deducir que:

- El voltaje que soportará es el voltaje V_{DC} .
- La corriente es de manera pulsante, la cual se verá en la siguiente figura.

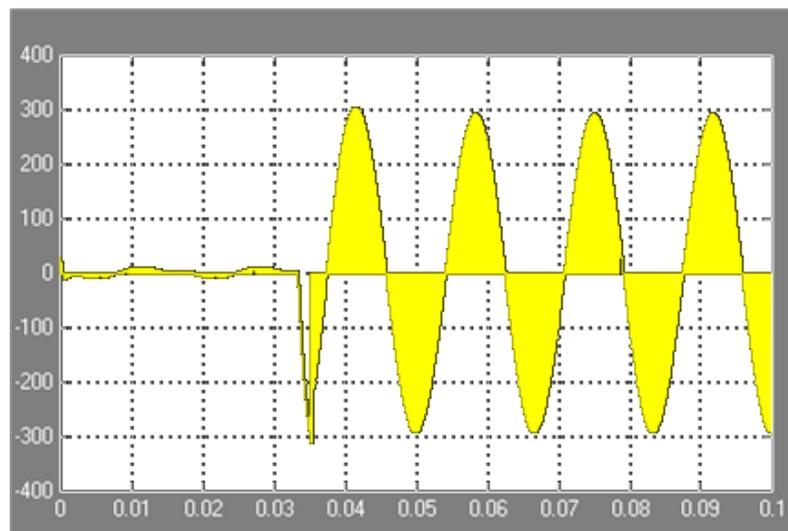


Figura 3.6. Señal de corriente que pasa por los conmutadores.

Y finalmente la carga máxima que se soportara el dispositivo es de potencia de 450Kw con factor de potencia 0.8.

Una vez completado el esquemático en este capítulo se requiere el diseño del controlador, el cual se mostrará en el capítulo a continuación.

CAPÍTULO IV

MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL DSTATCOM

En este capítulo se modelará el sistema en el dominio de frecuencia y el tiempo aplicando el método de transformada de Park. Entonces se diseñará el controlador en cascada utilizando la técnica del K-factor y se verificará su correcto desempeño por medio de simulaciones.

4.1 Transformada de Park.

Es un cambio de coordenadas, desde un sistema trifásico estacionario (abc) al sistema coordenado giratorio sobre los ejes dq0. Esta transformación es realizada en dos pasos [7]:

a. Transformación desde el sistema coordenado estacionario trifásico (abc) a un sistema coordenado estacionario denominado $\alpha\beta$.

$$f(\alpha\beta) = T_{\alpha\beta/abc} * f(abc) \quad (4.1)$$

Donde la matriz de transformación T viene dado por:

$$T_{\alpha\beta/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Contiene tres componentes: f_α, f_β y f_0 , las que representan la descomposición de cada una de las componente de $f(abc)$ sobre los ejes $\alpha\beta$.

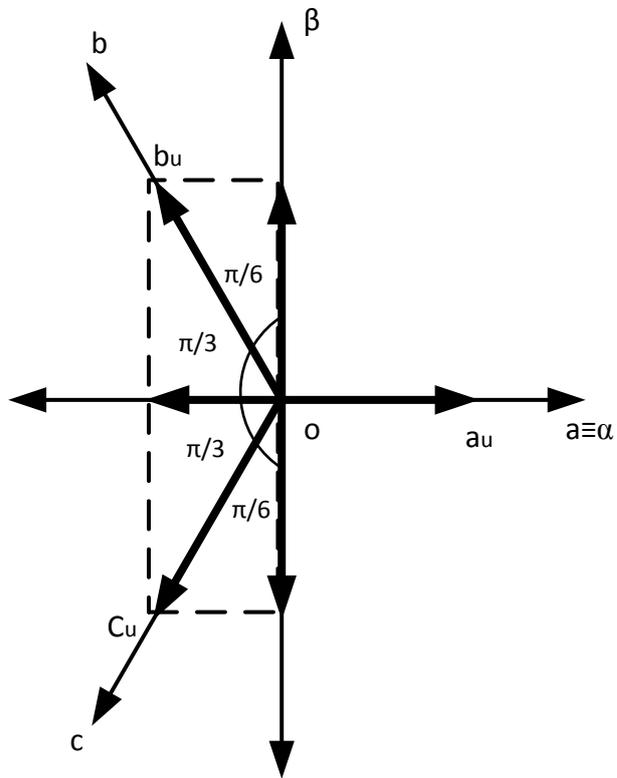


Figura 4.1. Transformación del eje coordenado abc al $\alpha\beta$ [7].

b. Transformación desde el sistema coordenado estacionario $\alpha\beta$ al sistema giratorio $dq0$.

$$f(dq0) = T_{0dq/\alpha\beta} * f(\alpha\beta) \quad (4.3)$$

Siendo $T_{\alpha\beta/0dq}$ la matriz que permite la transformación al eje giratorio.

$$T_{0dq/\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Donde $\theta = \omega t + \frac{\pi}{2} + \delta$

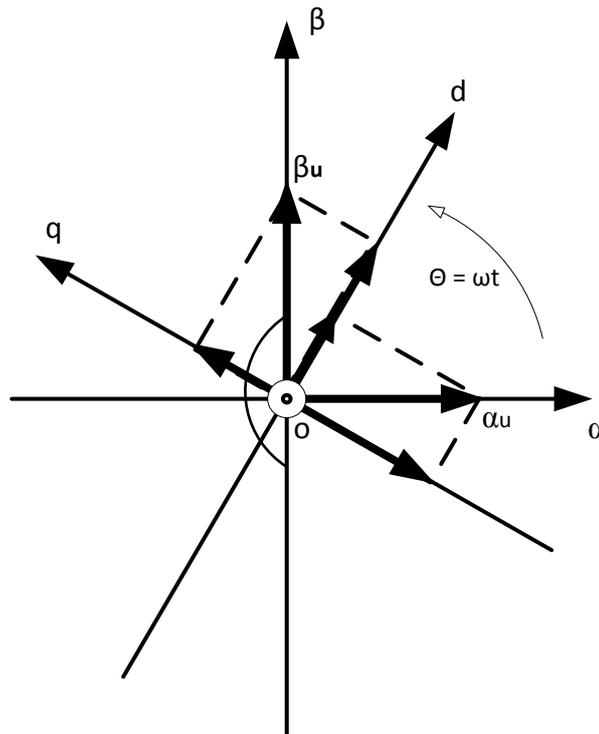


Figura 4.2 Transformación del eje coordenado $\alpha\beta$ al $dq0$ [7]

Combinando en un solo paso:

$$T_{0dq/abc} = T_{0dq/\alpha\beta} * T_{\alpha\beta/abc} \quad (4.5)$$

Se tiene:

$$f(0dq) = T_{0dq/\alpha\beta} * f(abc) \quad (4.6)$$

Donde:

$$T_{0dq/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Por lo que obtenemos:

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

4.2 Modelo del sistema.

Basado en el esquemático de la figura 3.1 utilizando un sistema de referencia estático, se deduce la ecuación siguiente:

$$V_{con} = L \frac{dicon}{dt} + Ricon + V_s \quad (4.9)$$

Con las variables descritas y la figura antes mencionada se obtiene de un sistema trifásico esta composición:

$$V_s = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$V_{con} = \begin{bmatrix} V_{acon} \\ V_{bcon} \\ V_{ccon} \end{bmatrix}$$

$$i_{con} = \begin{bmatrix} i_{acon} \\ i_{bcon} \\ i_{ccon} \end{bmatrix}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

$$i_L = \begin{bmatrix} i_{aL} \\ i_{bL} \\ i_{cL} \end{bmatrix}$$

Para continuar con el proceso de modelamiento del sistema es necesario transformar las variables de un sistema estático trifásico (abc) a uno rotacional bifásico (dq). con la ayuda de la transformada de Park mediante la ecuación 4.8, se procede a multiplicar la ecuación 4.9 dando como resultado:

$$T \cdot V_{con} = L \cdot T \frac{di_{con}}{dt} + R \cdot T \cdot i_{con} + T \cdot V_s \quad (4.11)$$

Luego se reemplaza utilizando las ecuaciones 4.2.2 en la ecuación anterior.

$$T \begin{bmatrix} V_{acon} \\ V_{bcon} \\ V_{ccon} \end{bmatrix} = LT \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{acon} \\ i_{bcon} \\ i_{ccon} \end{bmatrix} + RT \begin{bmatrix} i_{acon} \\ i_{bcon} \\ i_{ccon} \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Se emplea la siguiente ecuación para obtener la relación $T(di_{con}/dt)$.

$$\frac{d}{dt}(T \cdot i_{con}) = T \cdot \frac{d}{dt}(i_{con}) + \frac{d}{dt}(T) \cdot i_{con} \quad (4.13)$$

$$T \cdot \frac{d}{dt}(i_{con}) = \frac{d}{dt}(T \cdot i_{con}) - \frac{d}{dt}(T) \cdot i_{con}$$

De donde:

$$T \cdot \frac{d}{dt}(i_{con}) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dcon} \\ i_{qcon} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt}(T) \cdot i_{con} \quad (4.14)$$

Encontrando la derivada de T se tendrá:

$$\frac{d}{dt}T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\omega \cdot \sin(\omega t) & -\omega \cdot \sin(\omega t \frac{2\pi}{3}) & -\omega \cdot \sin(\omega t \frac{4\pi}{3}) \\ -\omega \cdot \cos(\omega t) & -\omega \cdot \cos(\omega t \frac{2\pi}{3}) & -\omega \cdot \sin(\omega t \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Por lo tanto:

$$\frac{d}{dt}(T) \cdot i_{con} = \omega \begin{bmatrix} i_{qcon} \\ -i_{dcon} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

En la ecuación 4.14 se sustituye la ecuación 4.16

$$T \frac{d}{dt}(i_{con}) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dcon} \\ i_{qcon} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} i_{qcon} \\ -i_{dcon} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Una vez obtenidas estas relaciones se regresa a la ecuación principal

4.9 y se reemplaza lo encontrado en esta ecuación 4.17, teniendo:

$$\begin{bmatrix} V_{dcon} \\ V_{qcon} \end{bmatrix} = L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dcon} \\ i_{qcon} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{dcon} \\ i_{qcon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dcon} \\ v_{qcon} \end{bmatrix} - \omega \cdot L \begin{bmatrix} i_{qcon} \\ -i_{dcon} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

De donde:

$$\begin{aligned} V_{dcon} &= L \cdot \frac{d}{dt}(i_{dcon}) + R \cdot i_{dcon} + V_{ds} - \omega \cdot L \cdot i_{qcon} \\ V_{qcon} &= L \cdot \frac{d}{dt}(i_{qcon}) + R \cdot i_{qcon} + V_{qs} + \omega \cdot L \cdot i_{dcon} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Debido a que el voltaje de la fuente es la referencia y se define su desfase en 0° , se asume que $V_{ds} = V_s$ y que $V_{qs} = 0$. Por lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{dcon} &= L \cdot \frac{d}{dt}(i_{dcon}) + R \cdot i_{dcon} + V_s - \omega \cdot L \cdot i_{qcon} \\ V_{qcon} &= L \cdot \frac{d}{dt}(i_{qcon}) + R \cdot i_{qcon} + \omega \cdot L \cdot i_{dcon} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Por medio de un desacoplamiento en el compensador que será mostrado al final, procedemos a obviar término cruzados para poder simplificar el modelo.

De donde aplicando la transformada de Laplace se halla lo siguiente:

$$\begin{aligned} V_{dcon} &= s \cdot L \cdot (i_{dcon}) + R \cdot i_{dcon} \\ \frac{I_{dcon}}{V_{dcon}} &= \frac{1/L}{s + R/L} \\ V_{qcon} &= s \cdot L \cdot (i_{qcon}) + R \cdot i_{qcon} \\ G_{pi} = \frac{I_{qcon}}{V_{qcon}} &= \frac{1/L}{s + R/L} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Asumiendo que el convertidor entrega solamente potencia reactiva y la fuente de suministro solo entrega potencia activa, las ecuaciones del lado DC se definen así:

$$\begin{aligned} P_{DC} &= P_{dcon} \\ P_{DC} &= P_s + P_L \end{aligned} \quad (4.22)$$

Donde se tiene que P_L es la potencia de la carga y P_s la potencia del convertidor la misma que es aproximadamente igual a cero debido a que el convertidor no entrega ni recibe potencia de la fuente de suministro, por lo que:

$$\begin{aligned} P_{DC} &\approx P_L \\ V_{DC} I_{DC} &\approx \frac{3}{2} (V_{ds} I_{dcon} + V_{qs} I_{qcon}) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Donde se conoce que $I_{dcon} = 0$, $V_{ds} = V_s$ y $V_{qs} = 0$, por lo tanto:

$$V_{DC} I_{DC} \approx \frac{3}{2} (V_{ds} I_{qcon}) \quad (4.24)$$

Entonces:

$$\frac{I_{DC}}{I_{qcon}} = \frac{3}{2} \cdot V_p \quad (4.25)$$

4.3 Diseño del controlador.

Para el diseño del controlador en cascada se obtendrá un controlador de lazo interno y uno de lazo externo. Se utilizará la técnica del K-factor en base al diagrama de Bode. A continuación se presentará una

breve descripción de estos métodos antes de alcanzar el objetivo requerido.

4.3.1 Diagrama de Bode.

Es una representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta de frecuencia de un sistema. Normalmente consta de dos gráficas separadas, una que corresponde con la magnitud de ganancia de notada por $|G(j\omega)|$ y la otra que corresponde a la fase resultante $\angle G(j\omega)$.

El diagrama de magnitud de Bode dibuja el módulo de la función de transferencia (ganancia) en decibelios en función de la frecuencia (o la frecuencia angular) en escala logarítmica. Se suele emplear en procesos de señal para mostrar la respuesta en frecuencia de un sistema lineal e invariante en el tiempo.

El diagrama de fase de Bode representa la fase de la función de transferencia en función de la frecuencia (o frecuencia angular) en escala logarítmica. Se puede dar en grados o radianes. Permite evaluar el desplazamiento en fase de una señal a la salida del sistema respecto a la entrada para una frecuencia determinada[9].

Asumiendo la ganancia en lazo abierto y para inestabilidad del sistema, se lo aplicará con el objetivo de visualizar los

siguientes puntos: GM: Margen de ganancia que se mide en fase de (ω_p) frecuencia de corte y PM: Margen de Fase que se mide en ganancia de (ω_g) frecuencia de corte. (Véase en la Figura 4.3).

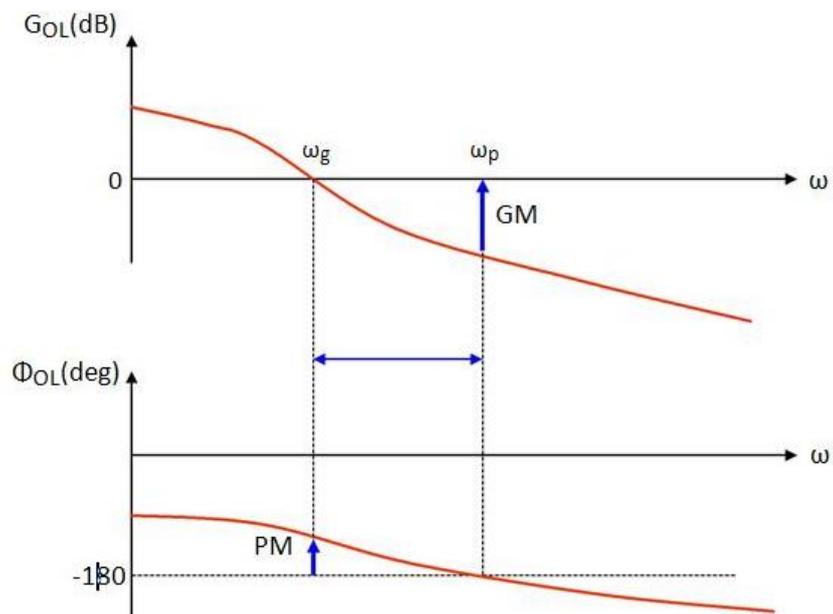


Figura 4.3 Diagrama de bode de magnitud y fase de una función de transferencia [8]

4.3.2 Técnica K-factor.

La técnica del factor K con anteriormente se la menciona es parte importante en este capítulo por lo que será útil debido a las siguientes características:

El controlador que se diseñará será preciso de acuerdo al diagrama de Bode.

- Se obtienen los resultados óptimos de ceros y polos a partir de una frecuencia de corte y margen de fase determinada.
- Facilidad de gráficas por el uso de simuladores como Matlab (al igual de forma manual.)

Esta técnica presenta 3 tipos de controladores los cuales son presentados en la figura 4.4.

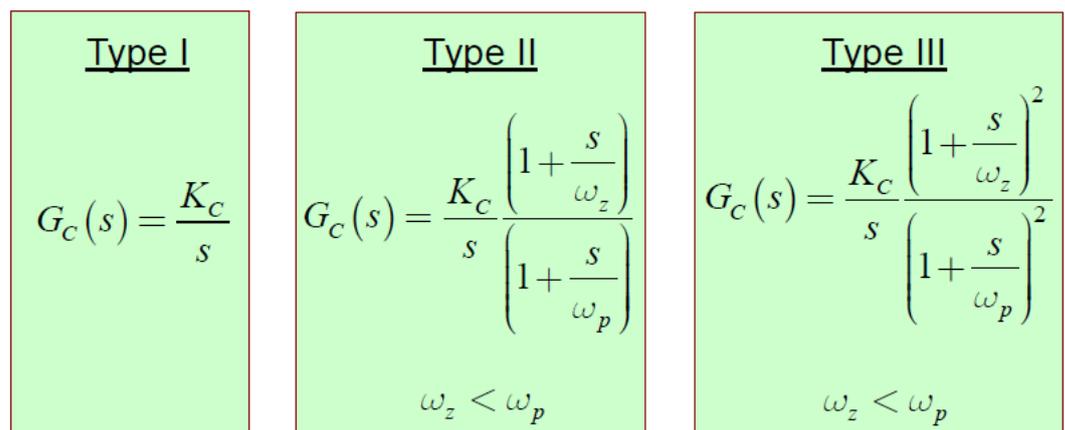


Figura 4.4 Tres tipos de controladores [8]

Para escoger que tipo de controlador necesitamos es necesario conocer lo siguiente:

- Se determina la frecuencia requerida y el margen de fase.
- Se obtiene la fase del sistema ϕ_{syst} justo en la frecuencia de corte.

- Todos los controladores tienen un polo en el origen que introduce un retardo de fase de 90° ; entonces se calcula la fase ϕ_{boost} requerida por el resto de ceros y polos del controlador.

Por lo tanto el ϕ_{boost} estará determinado por la siguiente ecuación:

$$\phi_{boost} = PM - \phi_{syst} - 90^\circ \quad (4.26)$$

El tipo de controlador que se aplica va a depender de cuanto se necesita elevar el margen de fase del sistema como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 4.1 Tipos de controladores dependiendo del ángulo del boost.

ϕ_{boost} REQUERIDO	TIPO DE CONTROLADOR
0°	Tipo 1
$<90^\circ$	Tipo 2
$>90^\circ$	Tipo 3

El controlador tipo 1 es el más simple puesto que es un integrador que cambia el ancho de banda, es decir, sólo mueve el cruce por cero del sistema.

El controlador tipo 2 consta de un cero y un polo, por lo que eleva la fase a ciertas frecuencias, y luego el polo baja la fase

rápidamente a mayores frecuencias para evitar problemas con ruido.

El controlador tipo 3 consta de 2 ceros y 2 polos, es prácticamente el controlador tipo 2 elevado al cuadrado, es decir, tiene más intensidad el efecto del cero y del polo.

4.3.3 Controlador de lazo de corriente.

Inicialmente se obtendrá el controlador de corriente aplicando los métodos mencionados con anterioridad.

Simplificando la ecuación 4.23 la función de transferencia de la planta estará dada así:

$$G_{pi} = \frac{1}{sL + R} \quad (4.27)$$

Con los datos del inductor (L) y de la resistencia de mínimo valor (R) del mismo (vistos en el capítulo 3), la planta de lazo interno será:

$$G_{pi} = \frac{1}{s(1.01 * 10^{-3}) + 0.11} \quad (4.28)$$

Una vez encontrada la plantase continúa con los cálculos, teniendo presente los siguientes parámetros:

Tabla 4.2 Tabla de parámetros de corriente

Ancho de banda (BW)	2000 Hz
Margen de fase (PM)	60°

Siguiendo con los pasos para escoger el tipo de controlador con la técnica K-factor para el proceso posterior es necesaria la frecuencia de corte (ω_c) que está establecida por:

$$\omega_c = 2 * \pi * BW \quad (4.29)$$

Remplazando el valor de la tabla 4.27 quedará como frecuencia de corte el siguiente valor:

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2 * \pi * 2000 \\ \omega_c &= 1.2566 * 10^4 \left[Rad/s \right] \end{aligned} \quad (4.30)$$

En el paso a continuación se encontrará ϕ_{syst} de fase de la planta, visualizado en este Diagrama de Bode:

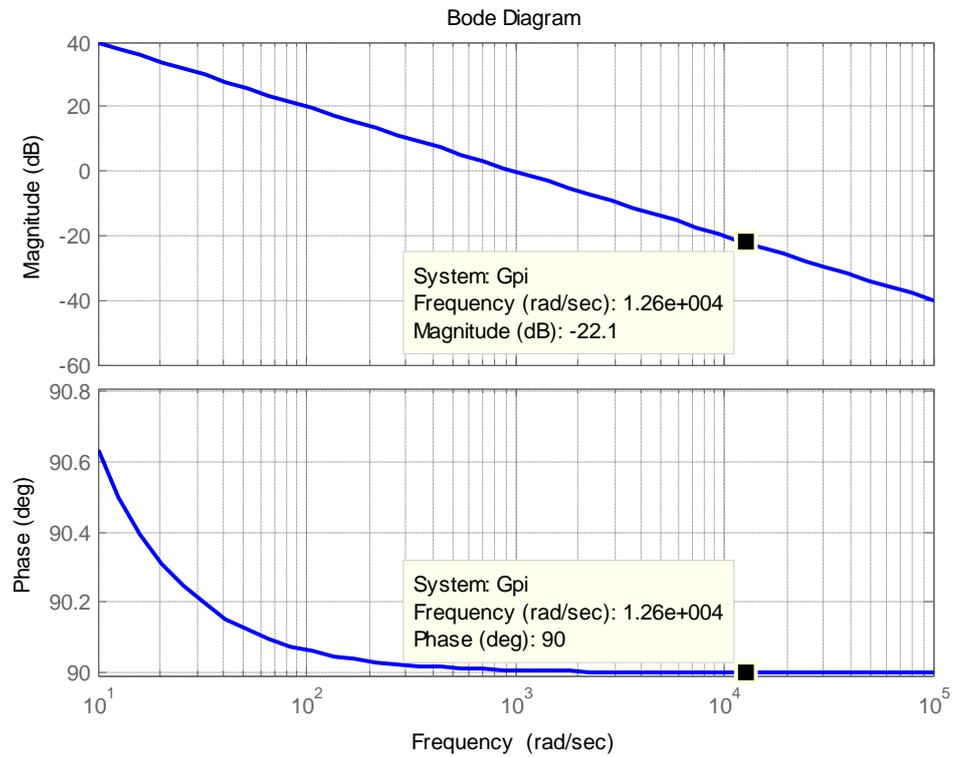


Figura 4.5. Función de transferencia de fase de la planta de corriente.

Como se acabó de observar en la gráfica anterior, ϕ_{syst} es igual a -90° , por lo tanto se reemplaza ese valor en la ecuación 4.26 y PM de la tabla 4.27.

$$\begin{aligned} \phi_{boost} &= 60^\circ - (-90^\circ) \\ &= 90^\circ \\ \phi_{boost} &= 60^\circ \end{aligned} \tag{4.31}$$

Entonces se necesita un controlador tipo II según la tabla 4.1 por el margen resultante en la ecuación anterior. En base a la

apreciación en la figura 4.5 mencionada se tendrá que encontrar un cero (W_z), un polo (W_p) y una constante del controlador (K_c), para lo cual se requiere el valor k que se determinará sustituyendo los valores convenientes:

$$\begin{aligned}
 k &= \tan\left(\frac{\varphi_{\text{Boost}}}{2} + 45^\circ\right) \\
 k &= \tan\left(\frac{60^\circ}{2} + 45^\circ\right) \\
 k &= \tan(75^\circ) \\
 k &= 3.732
 \end{aligned}
 \tag{4.32}$$

Utilizando la ecuación 4.32 se obtendrá el resultado de W_z .

$$\begin{aligned}
 W_z &= \frac{\omega c}{k} \\
 W_z &= \frac{1.2566 * 10^4}{3.732} \\
 W_z &= 3.36 * 10^3
 \end{aligned}
 \tag{4.33}$$

De la misma manera se hallará el valor de W_p dado por esta ecuación:

$$\begin{aligned}
 W_p &= k * \omega c \\
 W_p &= (3.732) 1.2566 * 10^4 \\
 W_p &= 4.68 * 10^4
 \end{aligned}
 \tag{4.34}$$

Una vez obtenido lo anterior se podrá casi completar el tipo de controlador escogido. Si se reemplazan los datos obtenidos en las ecuaciones 4.33 y 4.34 quedará así:

$$G_c = \frac{k_c}{S} \left(\frac{W_Z + S}{W_P + S} \right) \quad (4.35)$$

$$G_{ci} = \frac{k_c}{S} \left(\frac{3.36 * 10^3 + S}{4.68 * 10^4 + S} \right)$$

Con el valor asumido de $k_c=1$ se grafica la ganancia en lazo abierto.

Para obtener la siguiente imagen se establece esta ecuación:

$$G_{oli} = G_{pi} * G_{ci} \quad (4.36)$$

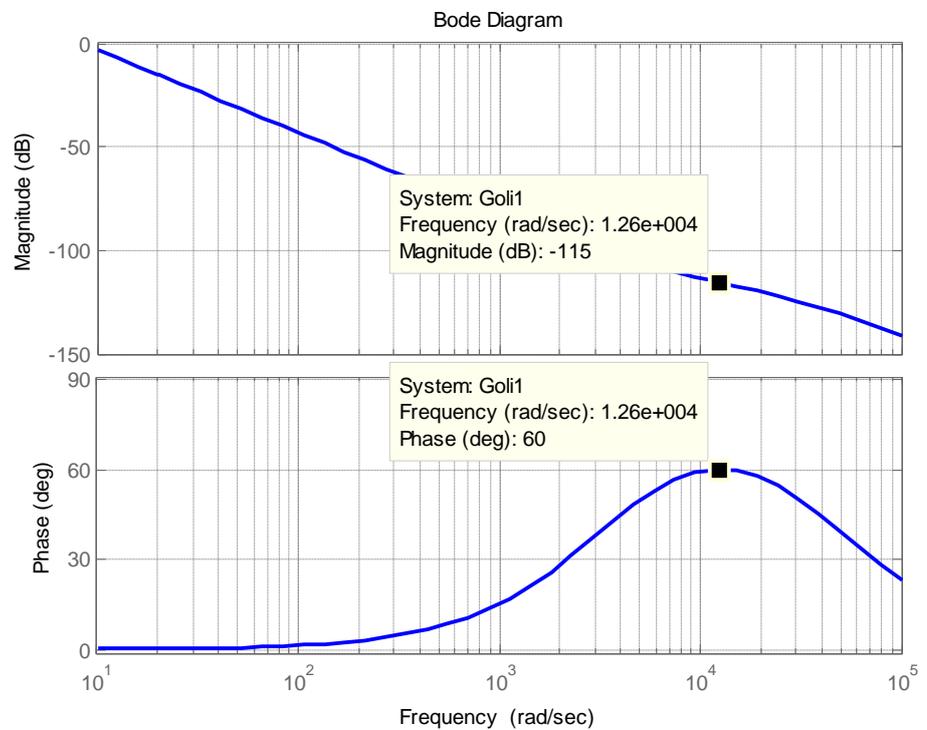


Figura 4.6 Función de transferencia de controlador con la planta
con $K_c=1$.

Para hallar el valor real de k_c se debe ajustar para que la frecuencia de corte tenga 0 decibeles en magnitud. Como se observa en la figura 4.6, la frecuencia de corte (ω_c) tiene una magnitud de -116 [dB] y se realiza la respectiva compensación de esta manera.

$$\begin{aligned}
 DB &= 20 \text{Log} k_p \\
 -116 &= 20 \text{Log} k_p \\
 -5.8 &= \text{Log} k_p \\
 k_p &= 1.58489 * 10^{-6}
 \end{aligned}
 \tag{4.37}$$

Entonces k_c quedará establecido por:

$$\begin{aligned}
 k_c &= \frac{1}{k_p} \\
 k_c &= 6.31 * 10^5
 \end{aligned}
 \tag{4.38}$$

Complementando la ecuación 4.35 con el valor calculado de k_c , se obtiene como resultado el controlador de corriente.

$$\begin{aligned}
 G_{ci} &= \frac{630957.344}{S} \left(\frac{3.36 * 10^3 + S}{4.68 * 10^4 + S} \right) \\
 G_{ci} &= \frac{630957.344 S + 21.2 * 10^8}{S^2 + 4.68 * 10^4 S}
 \end{aligned}
 \tag{4.39}$$

Aplicando un artificio matemático el controlador quedará como se muestra a continuación:

$$G_{ci} = \frac{630957.344 S + 21.2 * 10^8}{S^2 + 4.68 * 10^4 S} * \frac{2.132 * 10^{-5}}{2.132 * 10^{-5}} \quad (4.40)$$

$$G_{ci} = \frac{13.45 S + 4.53 * 10^4}{2.132 * 10^{-5} S^2 + 0.999 S}$$

Una vez calculado el controlador de corriente de la forma manual se procede a graficar ambos controladores de corriente (G_{oli1} y G_{oli}) en conjunto con la planta.

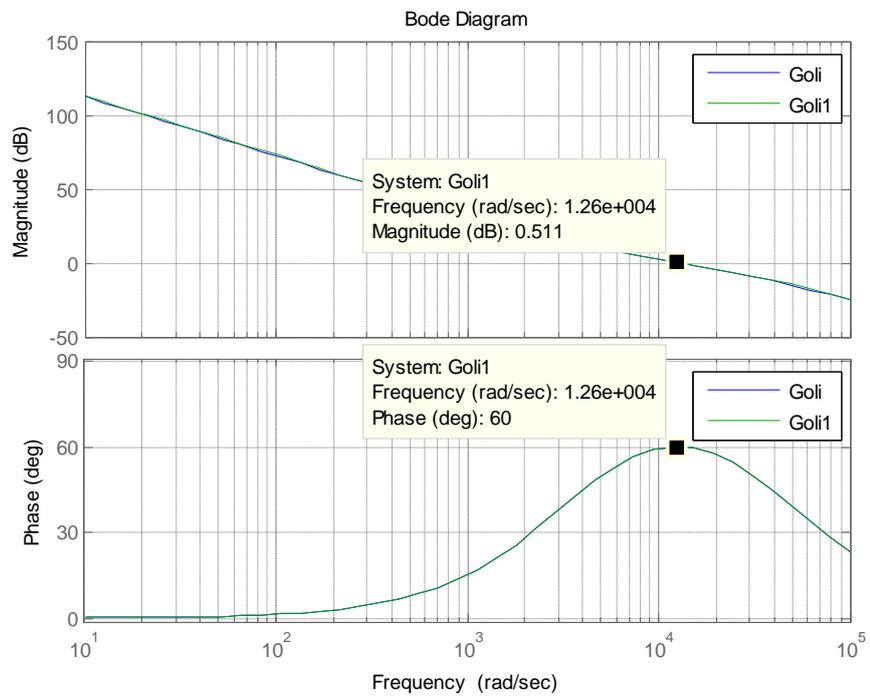


Figura 4.7 Función de transferencia del controlador de lazo de corriente con la planta.

4.3.4 Controlador de lazo voltaje.

La función de transferencia de la planta será representada por la ecuación 4.25:

$$G_{pv} = \frac{3}{2} \cdot V_S \quad (4.41)$$

Con los datos del voltaje pico de la red aplicado Laplace, la planta de lazo externo será:

$$G_{pv} = \frac{612}{s} \quad (4.42)$$

Una vez hallada la planta de voltaje se desarrolla los cálculos, teniendo presente los consecuentes parámetros:

Tabla 4.3 Tabla de parámetros de voltaje

Ancho de banda (BW)	200 Hz
Margen de fase (PM)	60°

Sustituyendo el valor de la tabla 4.3 en la ecuación 4.29 se tendrá como frecuencia de corte:

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2 * \pi * 200 \\ \omega_c &= 1.256 * 10^3 \left[Rad/s \right] \end{aligned} \quad (4.43)$$

Para escoger el tipo de controlador con la técnica K-factor es necesario hallar ϕ_{syst} de fase de la planta de voltaje visualizado en este Diagrama de Bode:

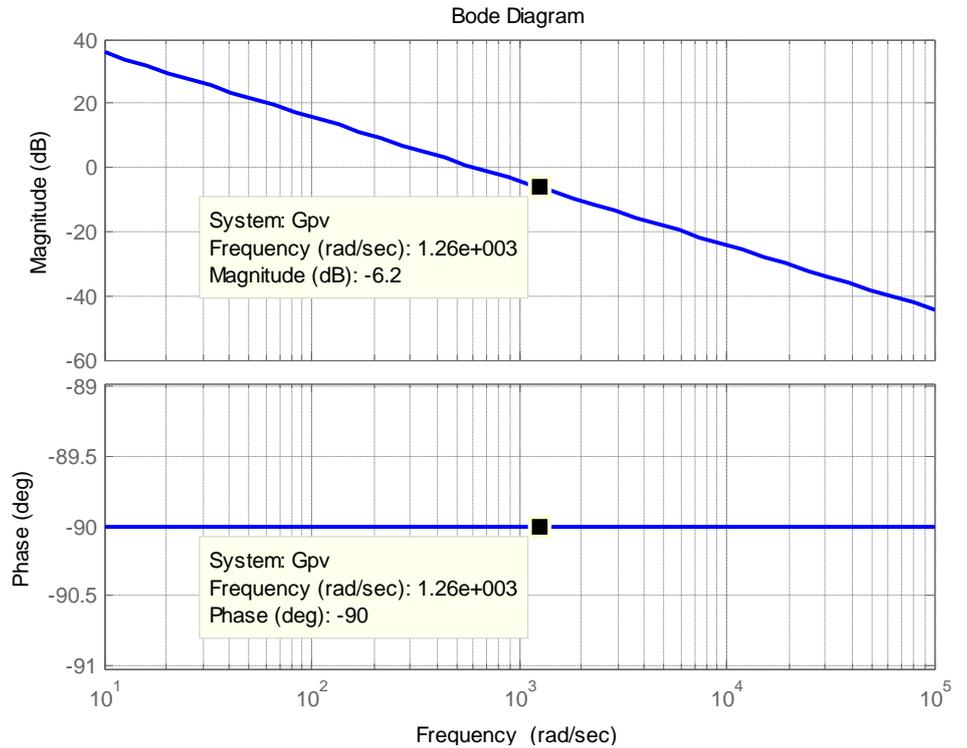


Figura 4.8. Función de transferencia de fase de la planta de voltaje

Como se acabó de observar en la gráfica anterior, ϕ_{syst} es igual a -90° , por lo tanto se reemplaza ese valor en la ecuación 4.26 y PM de la tabla 4.3.

$$\begin{aligned} \phi_{\text{boost}} &= 60^\circ - (-90^\circ) - 90^\circ \\ \phi_{\text{boost}} &= 60^\circ \end{aligned} \tag{4.44}$$

Entonces se requiere un controlador tipo II según la tabla 4.3. porque $\phi_{\text{boost}} < 90^\circ$, verificando en la figura 4.8 se tendrá que

encontrar un cero (W_z), un polo (W_p) y una constante del controlador (K_c), para lo cual se necesita el valor k que será determinado según lo siguiente:

$$\begin{aligned}
 k &= \tan\left(\frac{\Phi_{\text{Boost}}}{2} + 45^\circ\right) \\
 k &= \tan\left(\frac{60^\circ}{2} + 45^\circ\right) \\
 k &= \tan(75^\circ) \\
 k &= 3.732
 \end{aligned}
 \tag{4.45}$$

Utilizando la ecuación 4.45 se obtendrá el resultado de W_z .

$$\begin{aligned}
 W_z &= \frac{\omega c}{k} \\
 W_z &= \frac{1.2566 * 10^4}{3.732} \\
 W_z &= 3.36 * 10^3
 \end{aligned}
 \tag{4.46}$$

Así se encontrará el valor de W_p :

$$\begin{aligned}
 W_p &= k * \omega c \\
 W_p &= (3.732) 1.2566 * 10^4 \\
 W_p &= 4.68 * 10^4
 \end{aligned}
 \tag{4.47}$$

Entonces se podrá casi completar el tipo de controlador elegido. Si se sustituyen los datos conseguidos en las ecuaciones 4.46 y 4.47 quedará así:

$$G_{ci1} = \frac{k_c}{S} \left(\frac{3.36 * 10^3 + S}{4.68 * 10^4 + S} \right) \quad (4.48)$$

Con el valor asumido de $k_c=1$ se utiliza el mismo procedimiento dado en el Controlador de Corriente.

$$G_{olv} = G_{pv} * G_{cv} \quad (4.49)$$

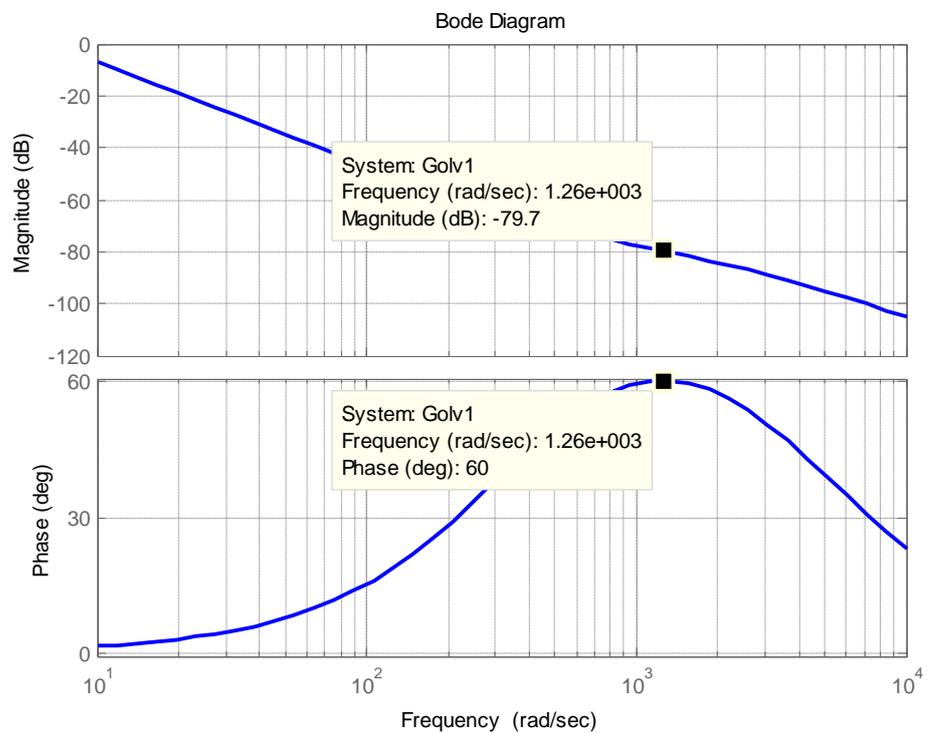


Figura 4.9. Función de transferencia de magnitud del controlador con la planta con $K_c=1$

Para encontrar el valor correspondiente de k_c se debe ajustar. Observando la figura 4.9, la frecuencia de corte (ω_c) tiene una

magnitud de - 79.7 [dB] y se realiza la respectiva compensación de esta forma:

$$\begin{aligned}
 DB &= 20\text{Log}k_p \\
 -79.7 &= 20\text{Log}k_p \\
 -3.985 &= \text{Log}k_p \\
 k_p &= 1.0351 * 10^{-4}
 \end{aligned}
 \tag{4.50}$$

Por ende k_c será determinado por:

$$\begin{aligned}
 k_c &= \frac{1}{k_p} \\
 k_c &= 9660.508
 \end{aligned}
 \tag{4.51}$$

Complementando la ecuación 4.51 con el valor calculado de k_c , se obtiene como resultado el controlador de voltaje.

$$\begin{aligned}
 G_{cv} &= \frac{9660.508}{S} \left(\frac{3.36 * 10^3 + S}{4.68 * 10^4 + S} \right) \\
 G_{cv} &= \frac{9660.508 S + 21.2 * 10^8}{S^2 + 4.68 * 10^4 S}
 \end{aligned}
 \tag{4.52}$$

Aplicando un artificio matemático el controlador quedará como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}
 G_{cv} &= \frac{9660.508 S + 21.2 * 10^8}{S^2 + 4.68 * 10^4 S} * \frac{2.132 * 10^{-4}}{2.132 * 10^{-4}} \\
 G_{cv} &= \frac{2.059 S + 693.53}{0.0002132 S^2 + 0.999 S}
 \end{aligned}
 \tag{4.53}$$

Como corresponde el controlador de voltaje de forma manual fue encontrado por lo que se procede a graficar ambos controladores de voltaje (G_{olv1} y G_{olv}) conjuntamente con la planta.

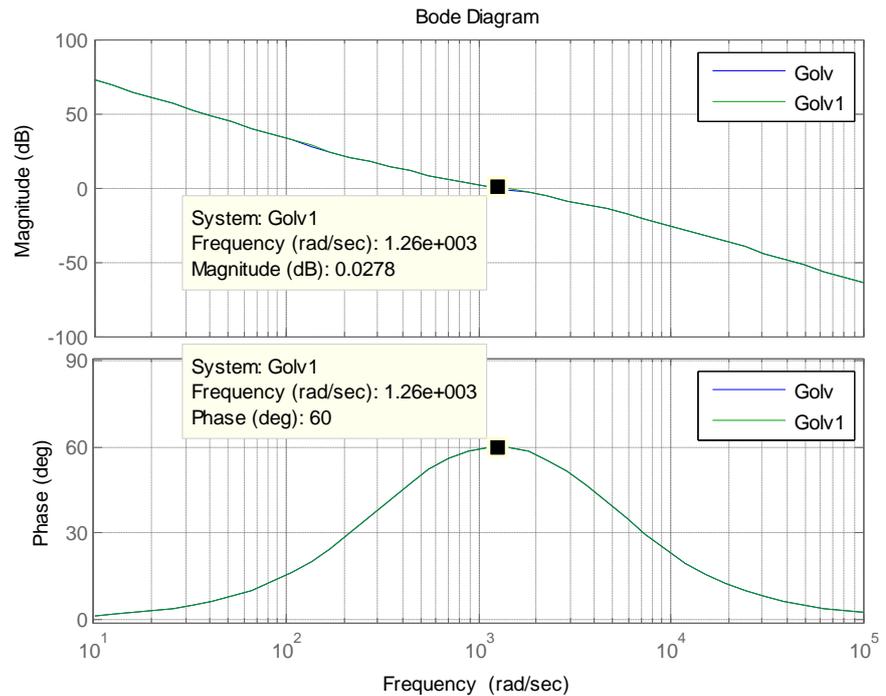


Figura 4.10. Función de transferencia del controlador de lazo de voltaje con la planta.

4.4 Simulación del controlador.

Una vez obtenido el controlador en cascada, se procede a realizar una simulación del sistema, con controlador en lazo abierto y en lazo cerrado que se visualiza en la figura 4.11 y 4.12. respectivamente. El Sistema en la figura 4.11 se ejecuta con una señal i_d inicialmente de $-200[A]$ hasta $1.5\mu s$, luego i_d e i_q son cero hasta $2.5\mu s$ y finalmente cambia i_q a

200[A], debido a que se tiene solo controlador de corriente, este sigue la señal de referencia que se le proporciono. Mientras que con el controlador en lazo cerrado, el sistema realiza control de la corriente de la carga más una señal de referencia de voltaje, la cual se modificó para observar su estabilización frente a los cambios realizados, buscando seguir siempre la referencia proporcionada que se visualiza en la figura 4.12.

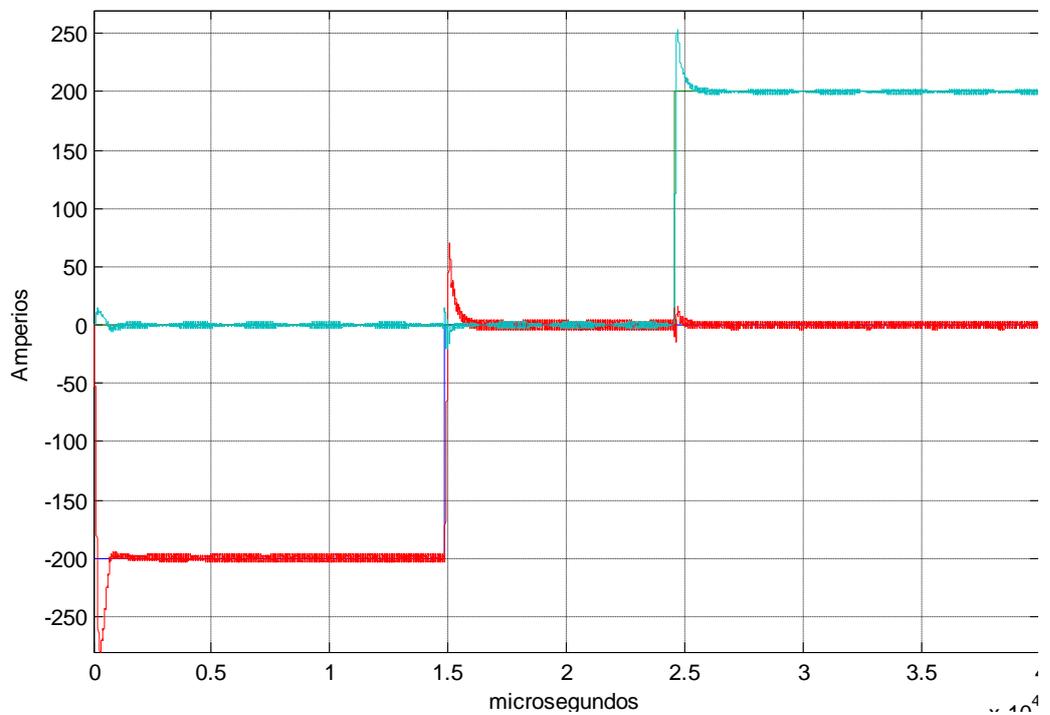
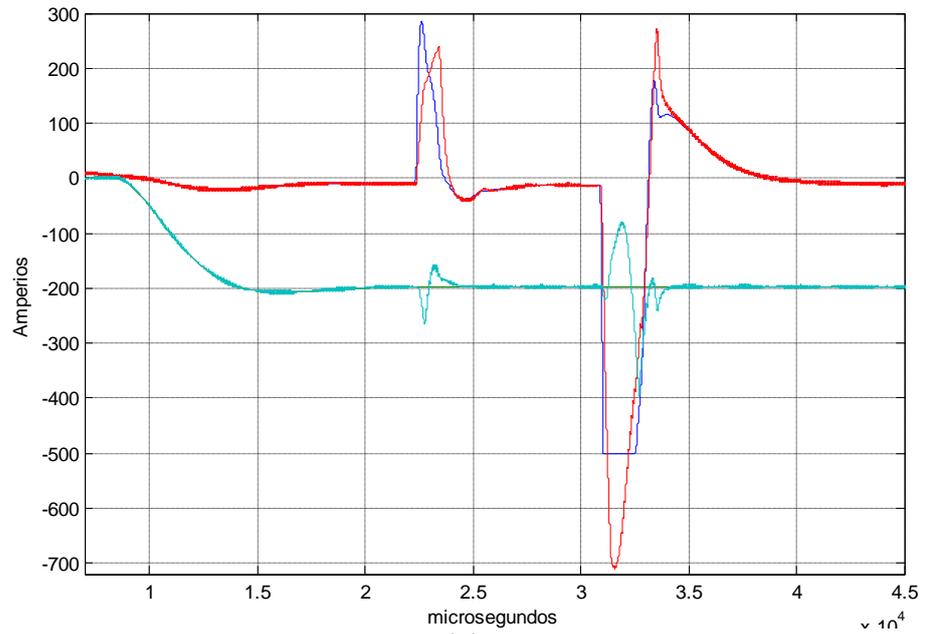
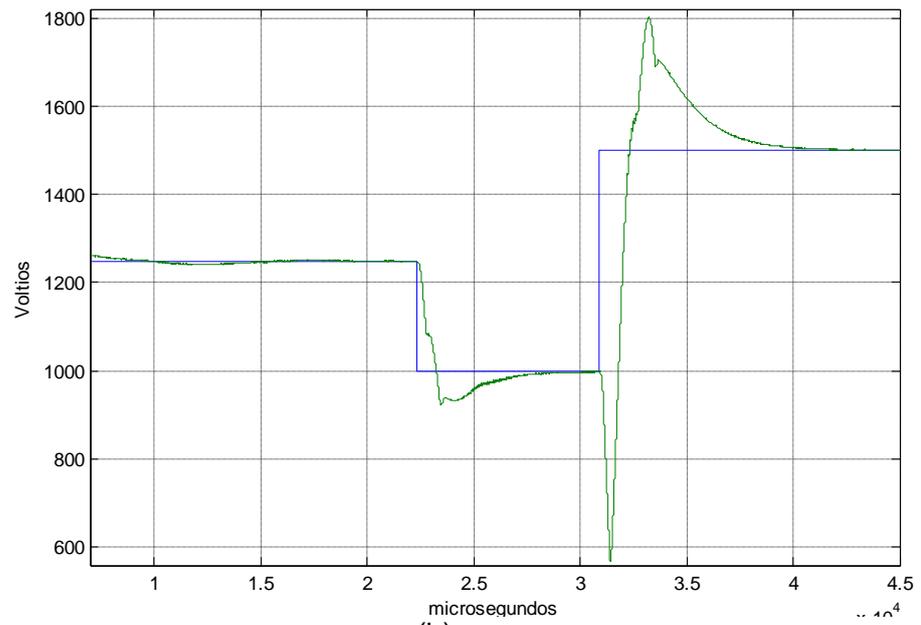


Figura 4.11. Controlador de corriente señal de corrientes I_{dq} , con su respectiva referencia.



(a)



(b)

Figura. 4.12. Controlador en cascada (a) Controlador de corriente, señal de corriente I_{dq} y su referencia, (b) Controlador de voltaje, señal V_{dc} con su referencia.

Dado que se realizó el proceso de diseño y modelamiento del controlador del DSTATCOM, a continuación se visualizará el resultado proveniente de los objetivos antes planteados.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo se realizarán las simulaciones del DSTATCOM, primero se hará una descripción detallada del modelo en Simulink incluyendo cada uno de los bloques que lo componen. Para verificar el correcto funcionamiento del DSTATCOM se realizarán varias pruebas como variaciones de carga, depresión de voltaje de la red, etc.

5.1 Modelo de Simulación.

La figura 5.1 presenta el modelo del sistema incluyendo el DSTATCOM, utilizando el software de simulación Matlab/Simulink la cual se compone de distintos sistemas y subsistemas como:

- Modelo de red eléctrica.
- Modelo de carga.
- Modelo de Filtro Inductivo.
- Modelo de DSTATCOM.

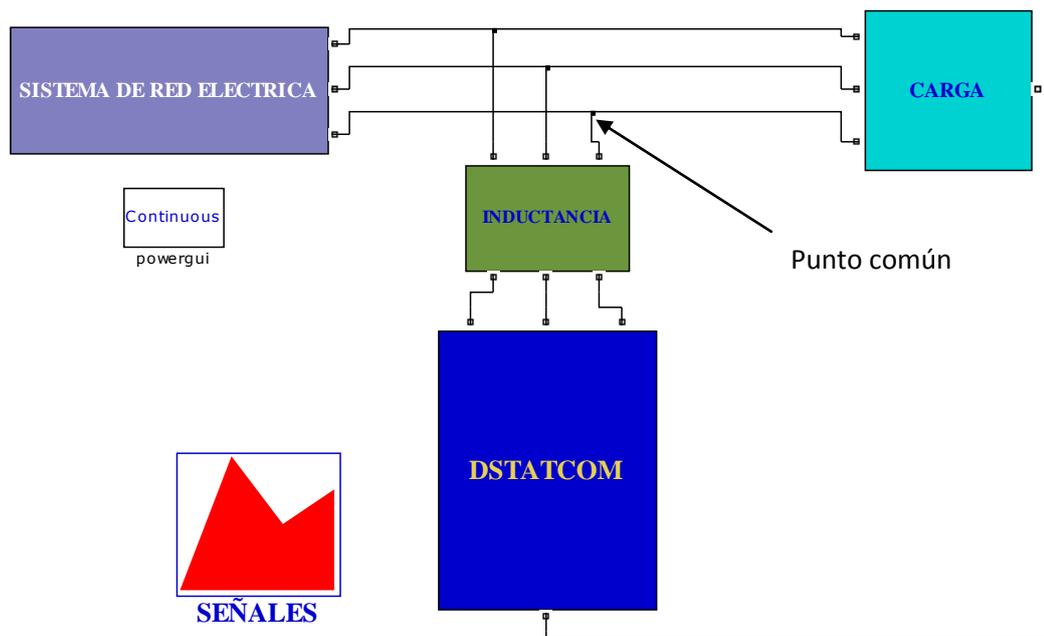


Figura 5.1. Modelo principal en Simulink.

5.1.1 Modelo de la Red Eléctrica.

En la figura 5.2 se puede observar como esta conformado el sistema de red eléctrica utilizado para esta simulación. La diferencia entre los subsistemas que conforman la figura 5.3 radica en el valor del ángulo, que ejecuta un desfase en cada uno de los voltajes.

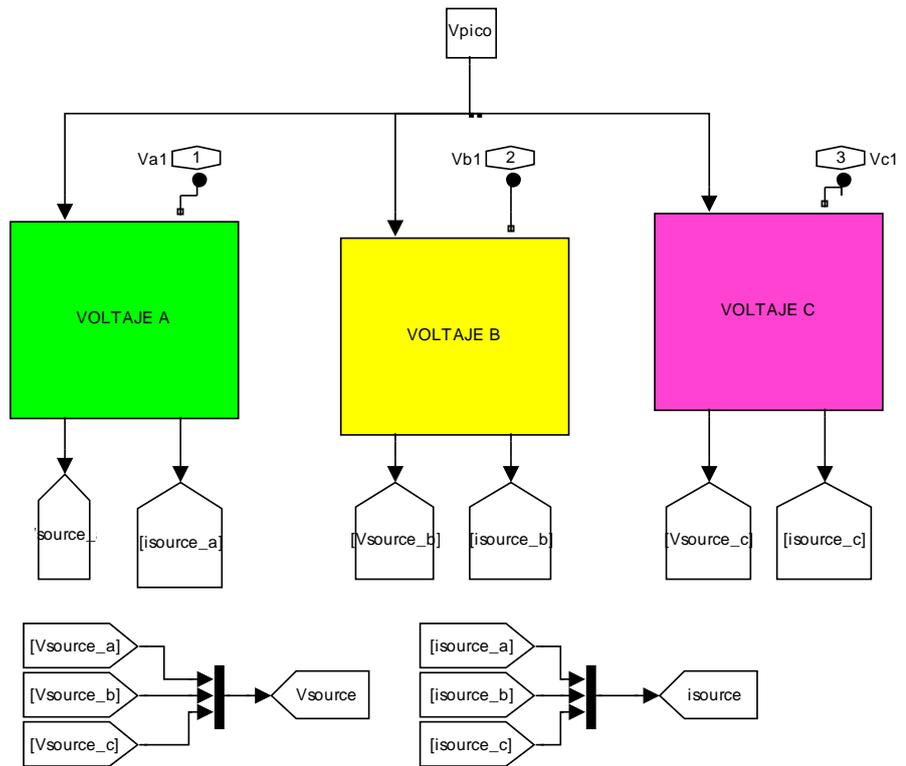
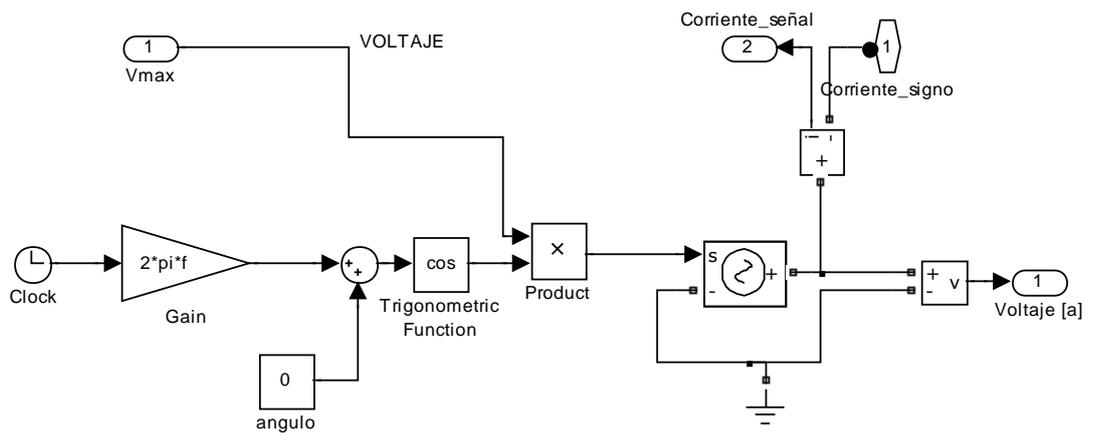
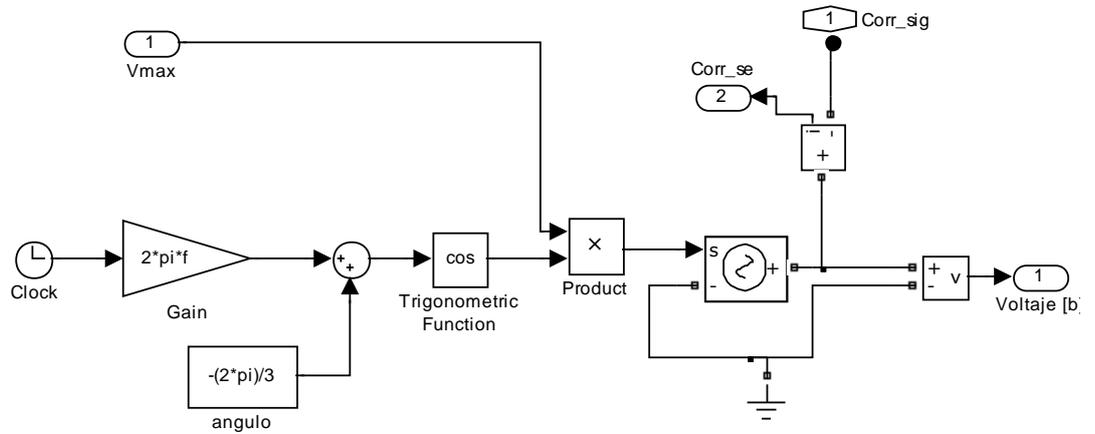


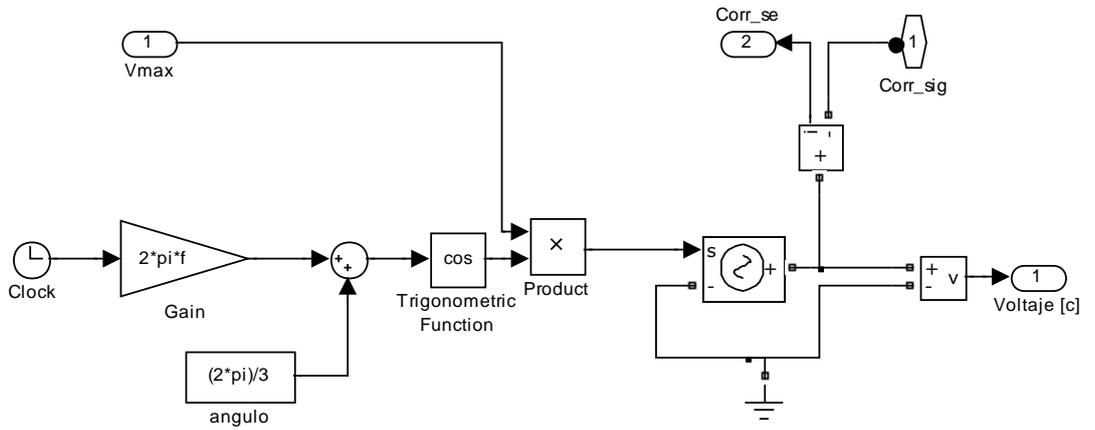
Figura 5.2 Modelo de Red eléctrica en Simulink.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.3 (a) Subsistema de voltaje A. (b) Subsistema de voltaje B. (c) Subsistema de voltaje C.

5.1.2 Modelo de la Carga en Simulink.

Este modelo está conformado por un bloque de carga netamente resistiva la cual esta acoplada a través de un breaker a otro bloque de carga inductiva.

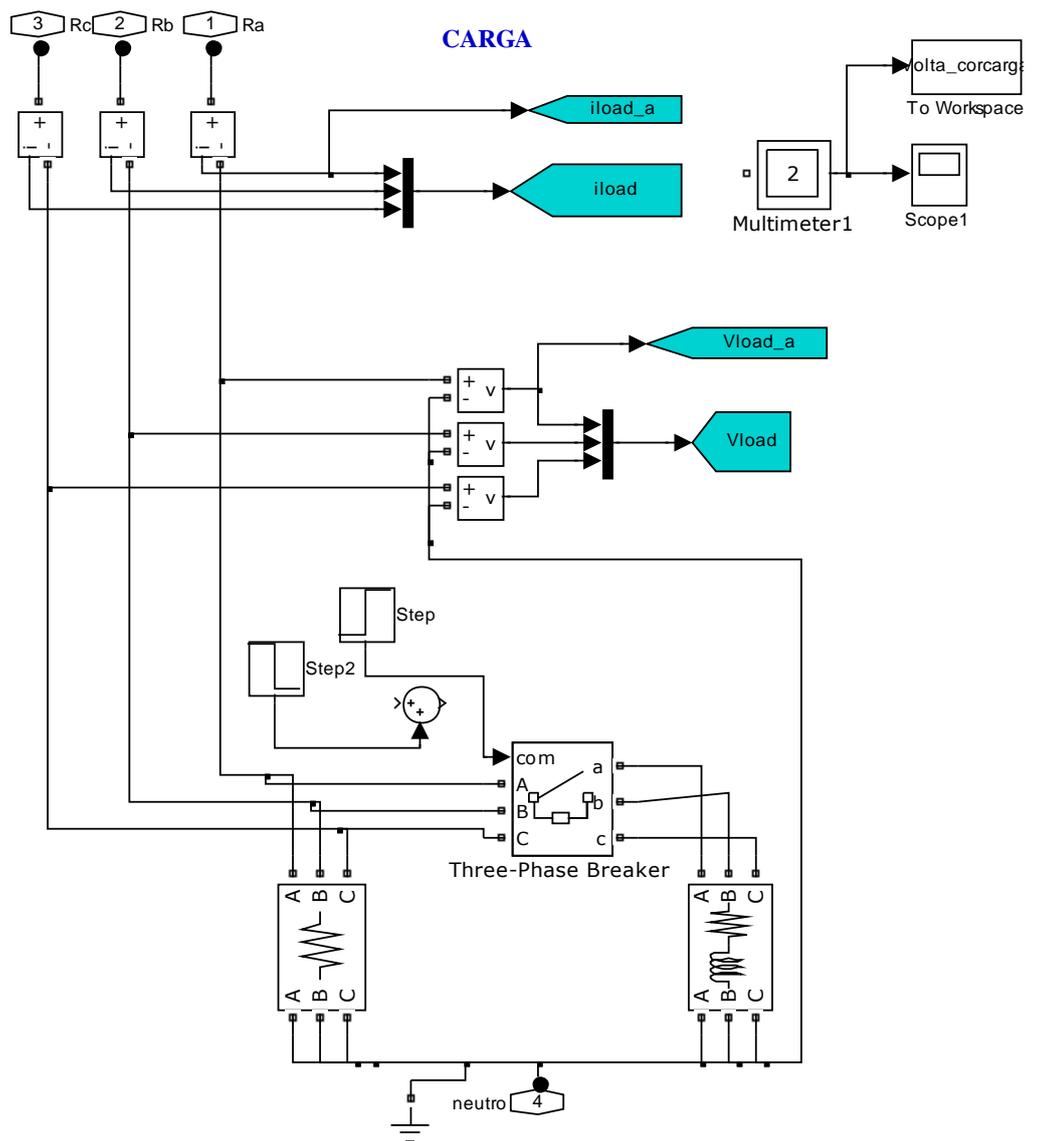


Figura 5.4 Modelo de Carga en Simulink.

5.1.3 Modelo del Filtro Inductivo.

El filtro inductivo ayuda a proteger el dispositivo y su composición se la puede observar en la figura 5.5.

TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO

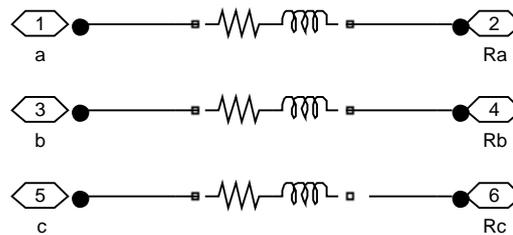


Figura 5.5. Filtro Inductivo.

5.1.4 Modelo del DSTATCOM en Simulink.

El modelo de simulación del DSTATCOM (figura 5.6) está conformado por una etapa de control y una etapa de fuerza. Ésta a su vez incluye al inversor con su respectivo bloque de modulación PWM (figura 5.9). El Inversor es mostrado en la figura 5.8 cuya configuración ya fue descrita en el capítulo 2 y, complementada en los capítulos subsiguientes.

La etapa de control incluye el controlador del voltaje V_{DC} y el controlador de corriente I_{dq} , los cuales están conectados en cascada como se muestra en la Figura 5.6. El controlador de

corriente, como se puede visualizar en la figura 5.7 (b) se aplica la transformada de park y señal cruzada fundamentado en el capítulo 4 de la misma manera se observa en la figura 5.7(a) el controlador de voltaje.

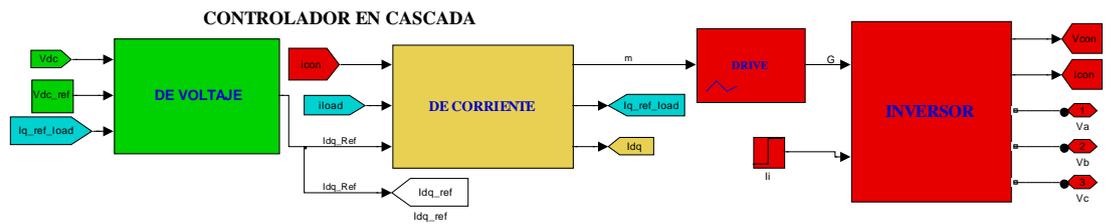
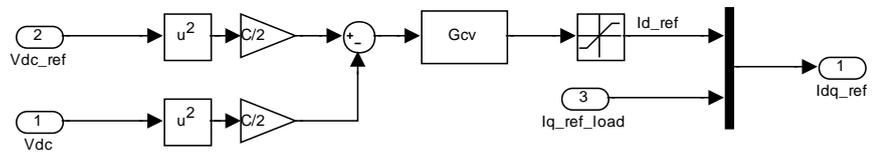
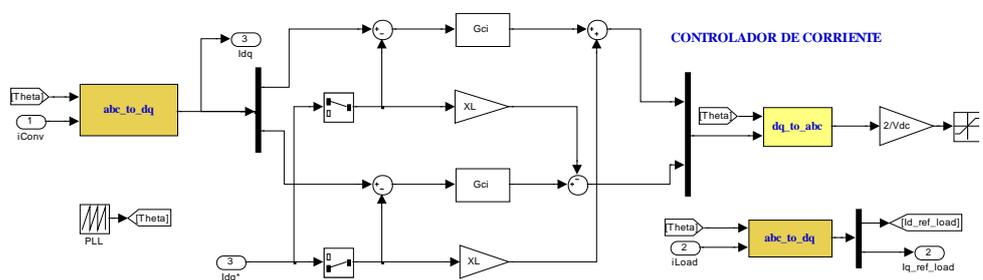


Figura 5.6. Modelo de DSTATCOM.

CONIROLADOR DE VOLTAJE



(a)



(b)

Figura 5.7. Modelo de controlador de cascada esta dado por: (a) controlador de voltaje y (b) controlador de corriente.

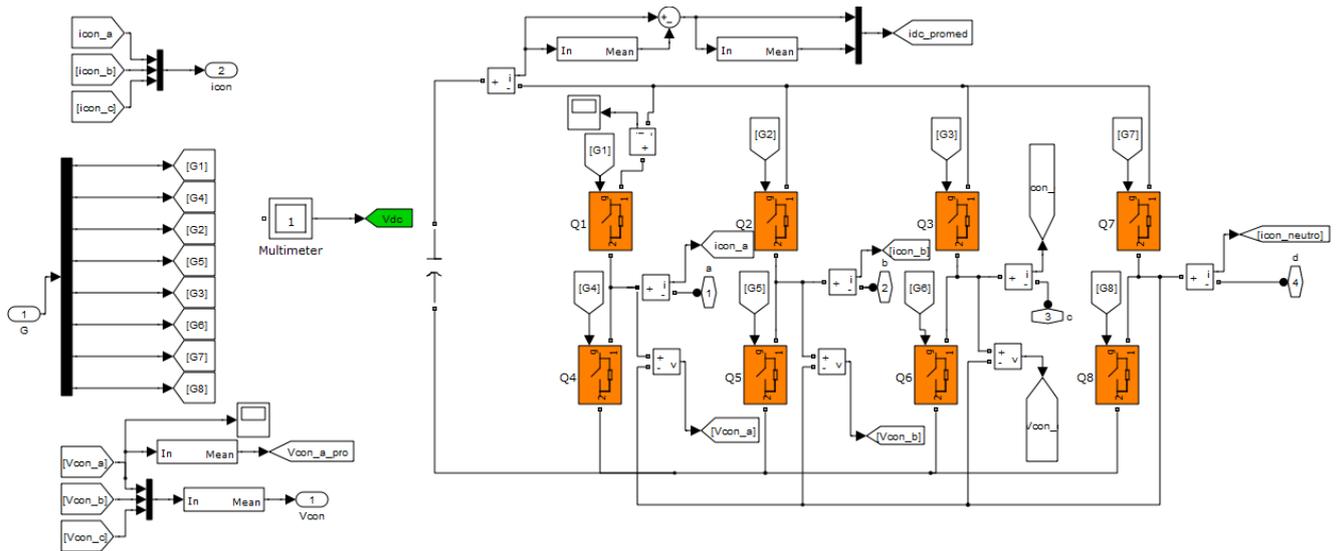


Figura 5.8. Subsistema del Inversor.

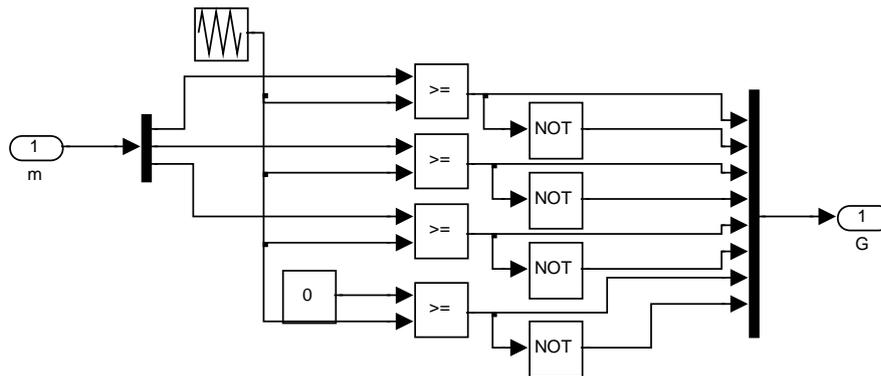


Figura 5.9 Bloque de Modulación PWM.

5.2 Respuesta general del DSTATCOM.

Una vez establecido el sistema que conforma el DSTATCOM, se presenta las simulaciones generales, se comienza con losswitch del inversor, donde se observa el troceo esperado, dando como resultado la señal de voltaje de manera pulsante (figura 5.10). y en las siguientes figuras se observa el desfase de 120° que se presentan en un sistema trifásico.

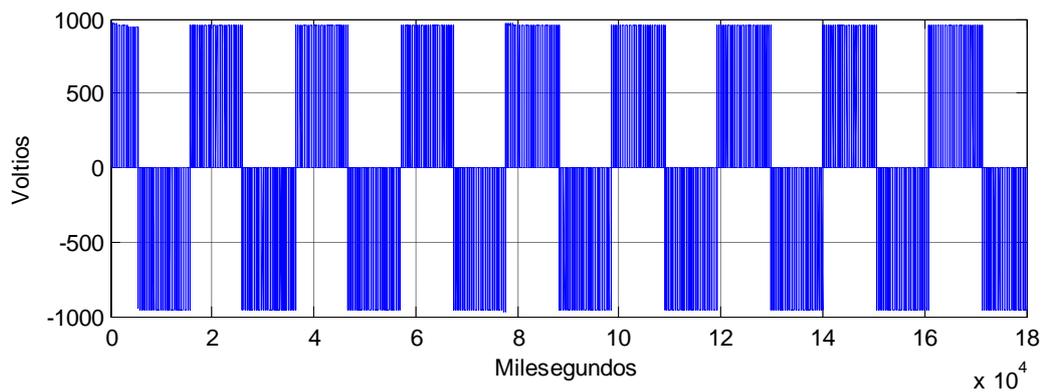


Figura 5.10 Voltaje del convertidor de la fase [A]

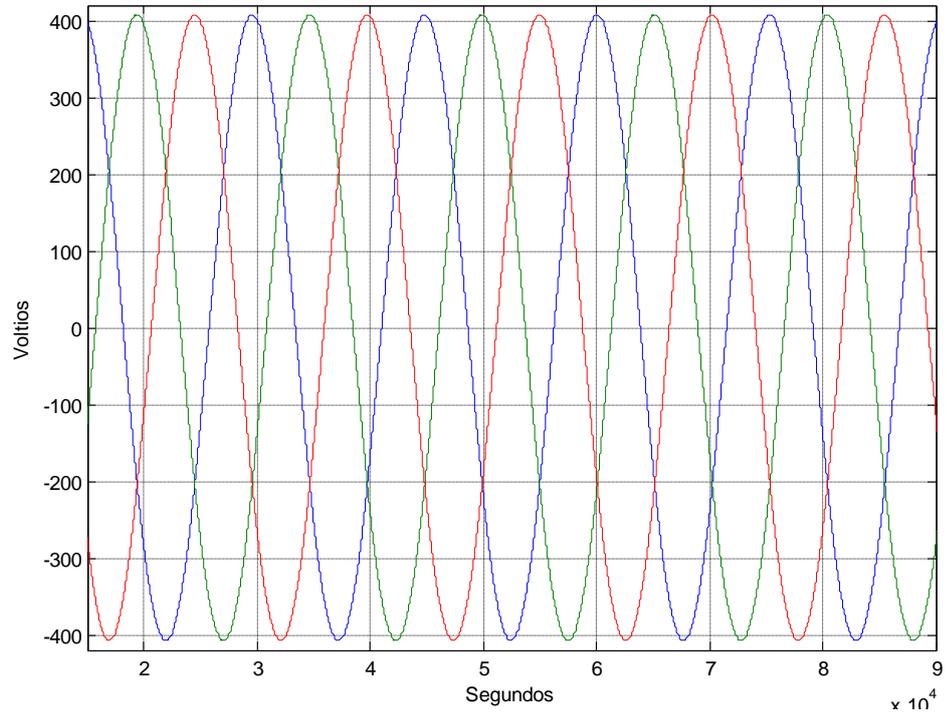


Figura 5.12. Voltaje que genera la fuente.

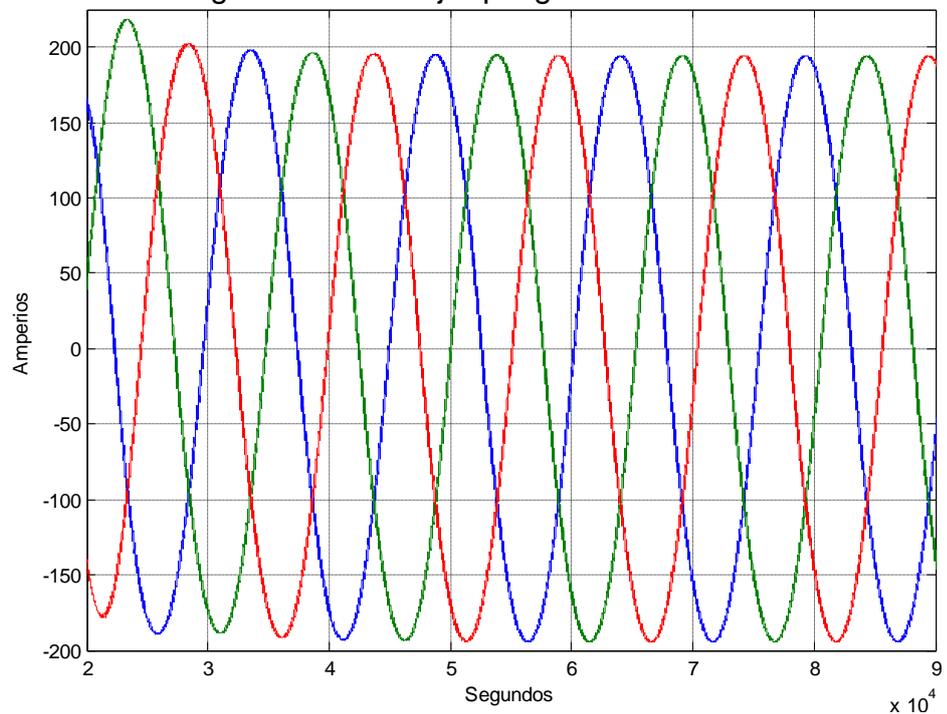


Figura 5.13. Corriente que es generado por el convertidor.

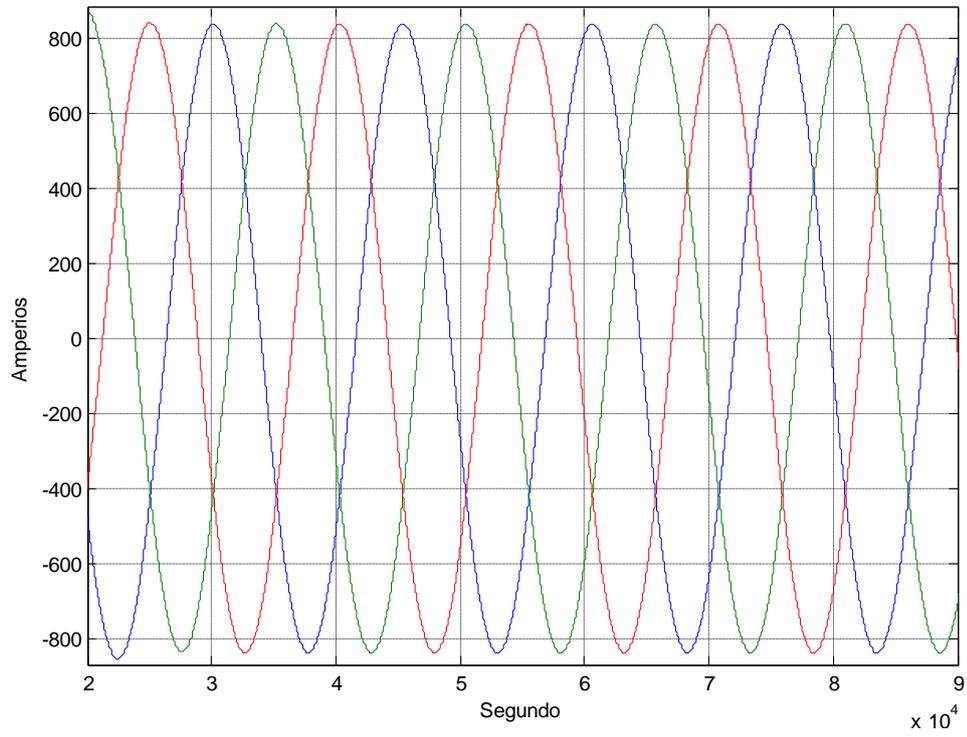


Figura 5.14. Corriente que pasa por la carga.

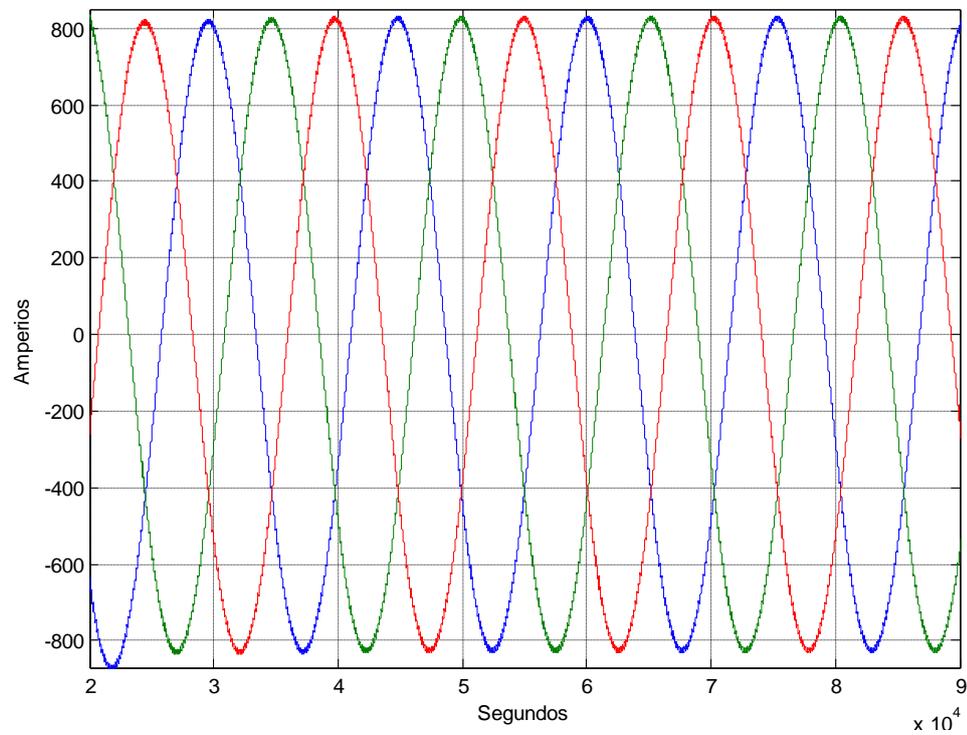


Figura 5.15. Corriente que genera la fuente.

5.3 Pruebas del DSTATCOM

Una vez que el sistema completo ha sido descrito y visualizado en capítulos anteriores se procede a someterlo a distintos tipos de pruebas, para de esta manera demostrar el funcionamiento del dispositivo y demostrar que todos los cálculos realizados cumplen con las especificaciones de diseño.

5.3.1 Variación en la Carga.

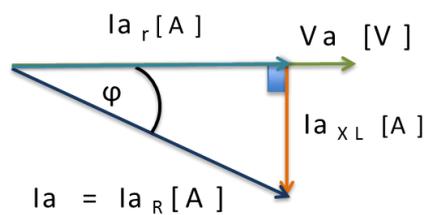
En este caso se realizará una variación en la carga pasando de ser puramente resistiva a una carga resistiva – inductiva a través del breaker ubicado en el bloque de carga como se puede observar en la figura 5.4.

Inicialmente con una carga puramente resistiva no existe compensación por parte del dispositivo ya que el factor de potencia es la unidad, para cuestión de análisis se escogió la fase A, que se observa en las fig.5.15 (a) como el voltaje y la corriente está en fase de forma vectorial. Mientras que al añadirse una carga resistiva- inductiva en paralelo se observa el atraso de corriente respecto al voltaje (fig.5.15 (b)) el dispositivo empieza a compensar corriente reactiva lo cual se observa en la figura 5.16. Se puede notar además que la estabilización del sistema es inmediata debido a configuración que tiene la carga, ya que al

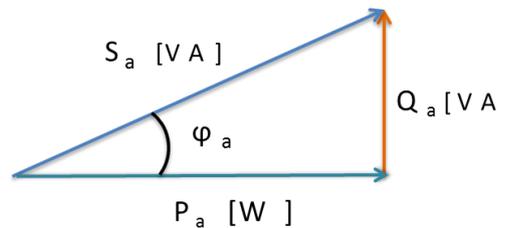
añadirse la parte inductiva ésta se opone al cambio brusco de corriente la misma que trata de buscar el camino mas sencillo para llegar a tierra, el cual es pasando la mayor cantidad de corriente por la parte resistiva y el retraso de 90° de la corriente con respecto al voltaje de una fase como se observa en la figura 5.17. Además para complementar se muestra que existe corriente en el convertidor solo cuando hay carga RL, debido a que está compensando y las corrientes de la fuente y carga aumenta en magnitud por la sumatorias de corrientes como se ve en la figura 5.18.

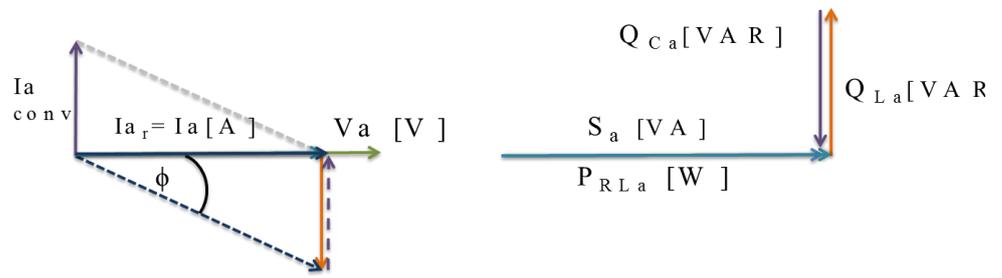


(a)



(b)





(c)

Figura. 5.15. Diagrama fasorial Voltaje, corriente y potencia (a) carga puramente resistiva, (b) carga resistiva- inductiva sin compensación (c) carga resistiva-inductiva con compensación.

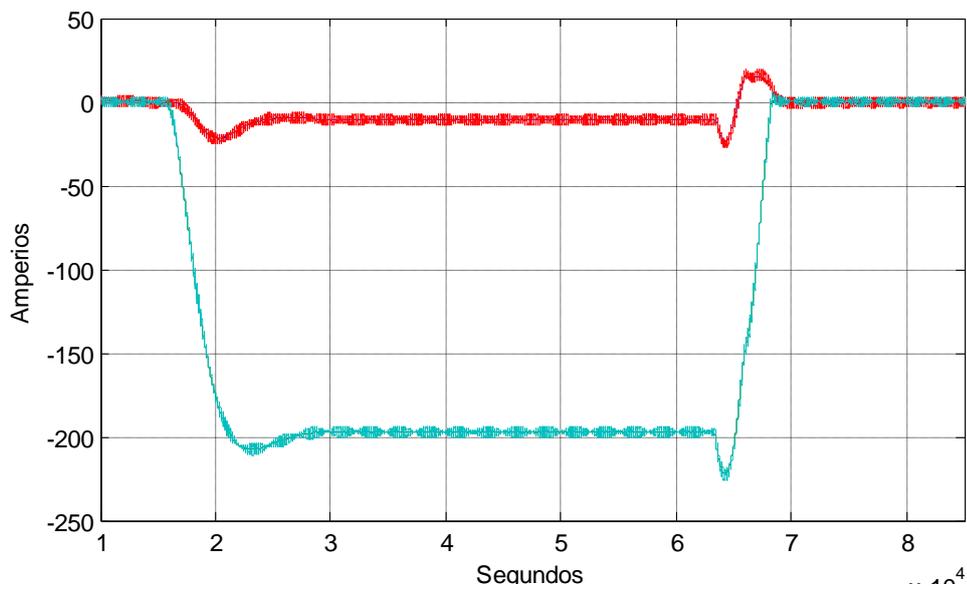


Figura 5.16. Controlador de corriente con variación de carga, corrientes I_d (rojo) I_q (celeste).

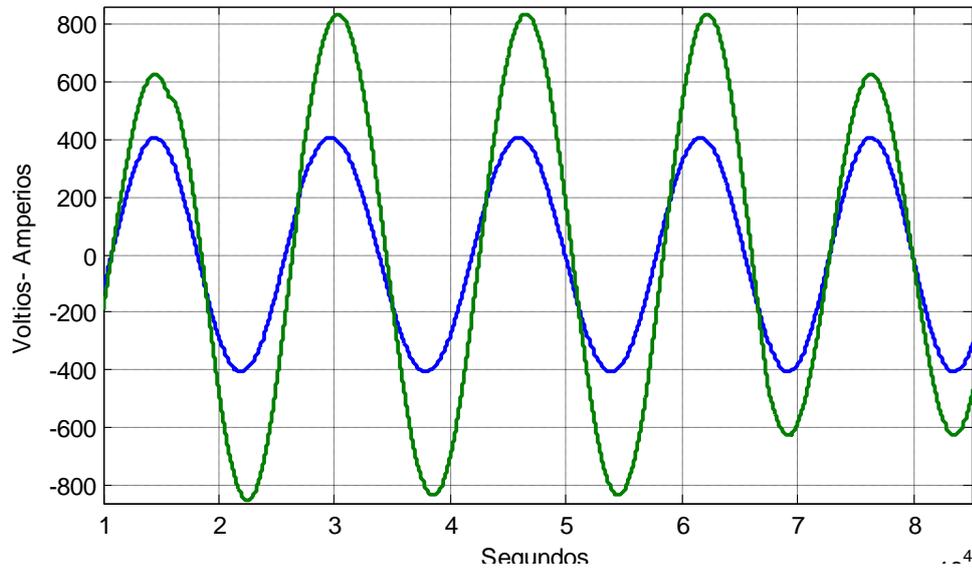


Figura 5.17. Voltaje de la carga (Verde) y corriente de la carga (Azul) con cambio de carga resistiva a carga resistiva- inductiva.

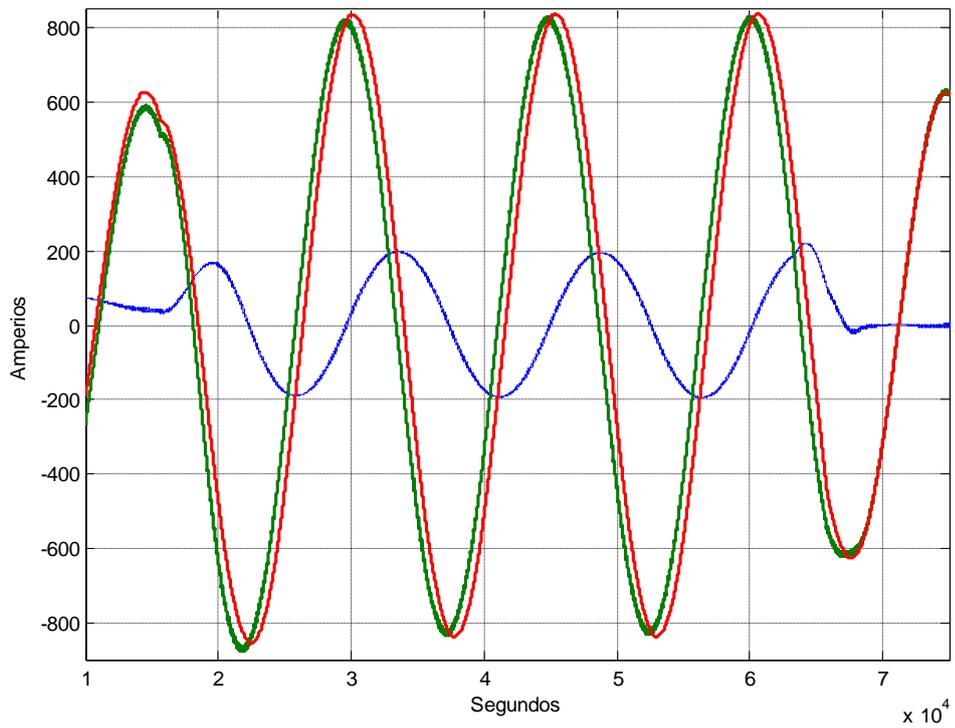
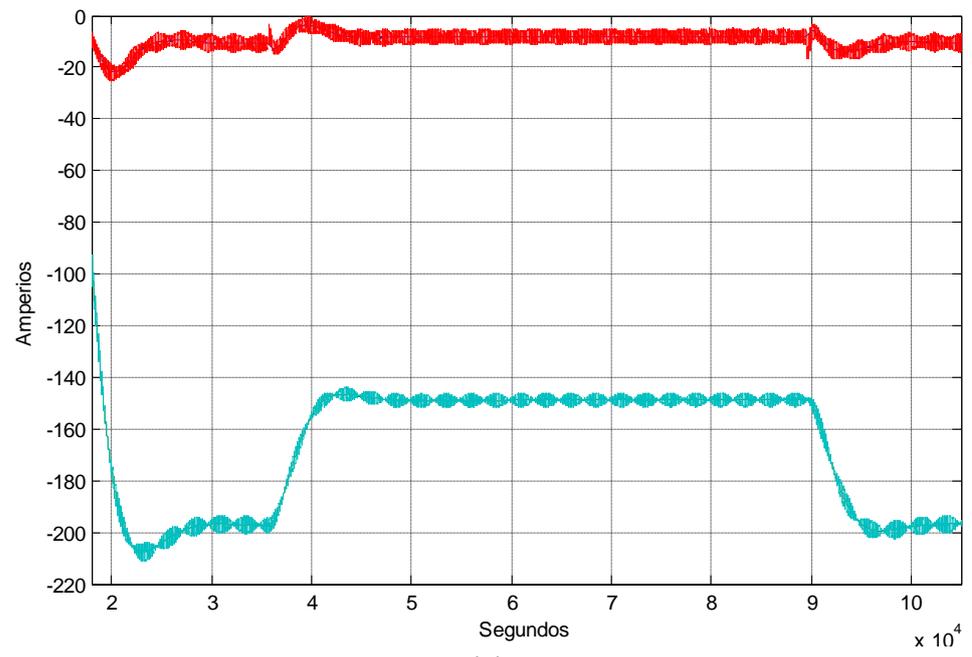


Figura 5.18. Corrientes de la fase A con cambio de carga, corriente de la fuente (rojo), del convertidor (azul), de la carga (verde).

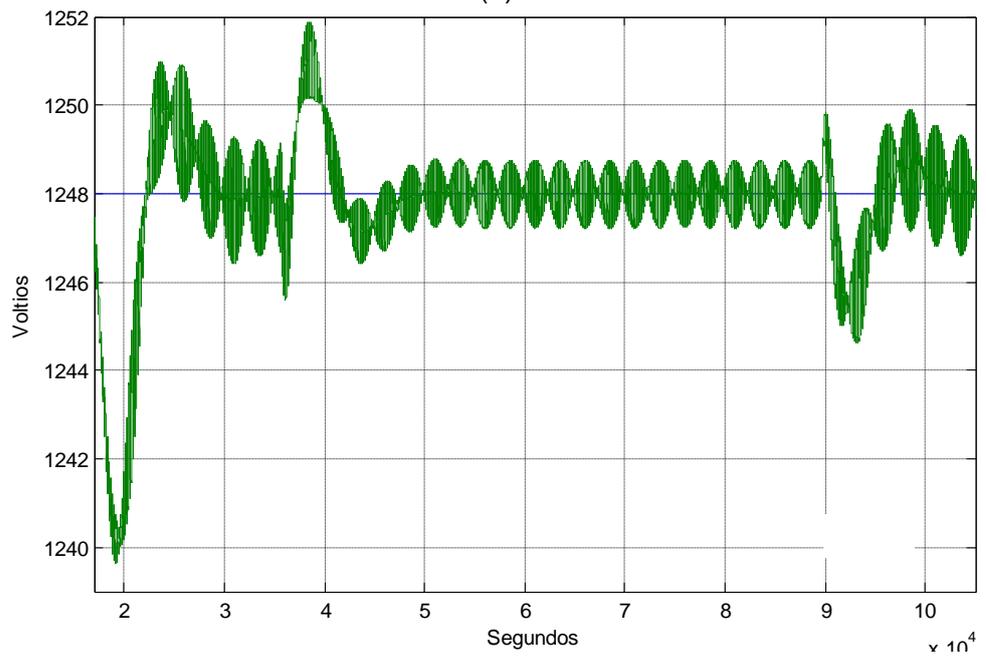
5.3.2 Un Sag y Swell de voltaje en el sistema de suministro eléctrico.

En el modelo del sistema red eléctrica se ha colocado un step, para realizar un intercambio en el voltaje de alimentación que está dado desde 408V a 308V en el caso de un sag de voltaje y de 408V a 508V en caso de un swell de voltaje.

Cuando se aplica una disminución en el voltaje de la red, el convertidor disminuye la corriente de salida para de esta manera mantener el voltaje en la carga, ya que la corriente es proporcional al voltaje como se observa en la figura 5.20 las corrientes de una sola fase, así mismo los voltajes de la fuente y convertidor que disminuyen por la conexión en paralelo en la figura 5.21. Como el sistema contiene carga RL, el controlador en cascada reacciona con una estabilización espontánea frente a los cambios generados, en la figura 5.19 (a), el controlador de corriente genera corriente reactiva para la compensación y disminuye cuando se produce un sag de voltaje por la proporcionalidad de voltaje y corriente, ya que su carga es fija, mientras que el controlador de voltaje simplemente se producen picos en los cambios reponiéndose rápidamente al mismo como se observa en la figura 5.19.(b).



(a)



(b)

Figura 5.19. Controlador en cascada con un sag de voltaje (a) controlador de corriente, señal I_d . (b) controlador de voltaje, señal de voltaje del capacitor.

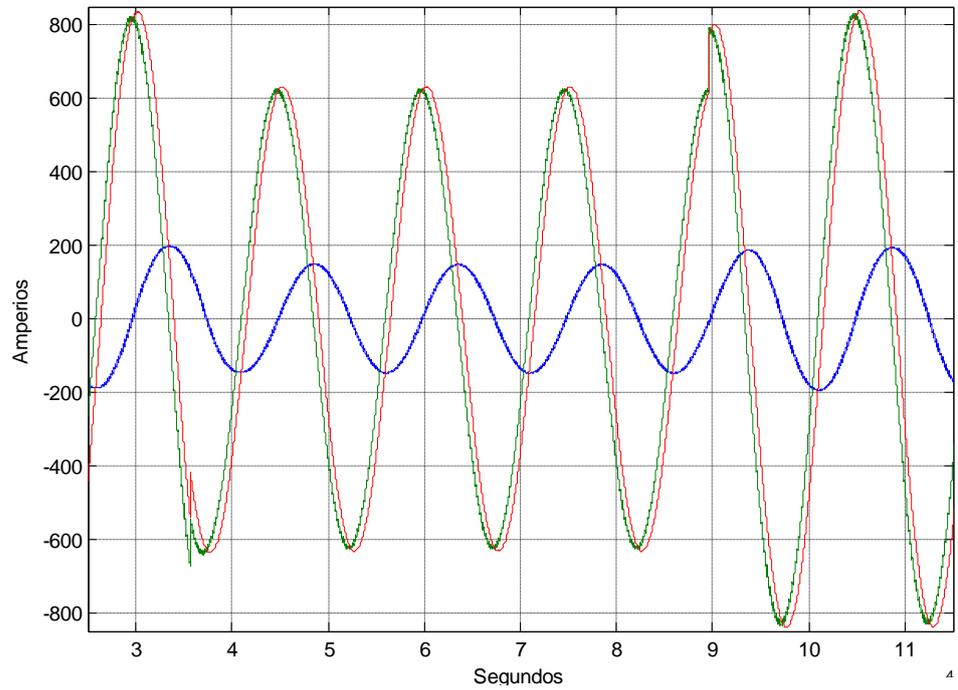


Figura 5.20. Corrientes de la fase A con un sag de voltaje, corriente de la fuente (rojo), del convertidor (azul), de la carga (verde).

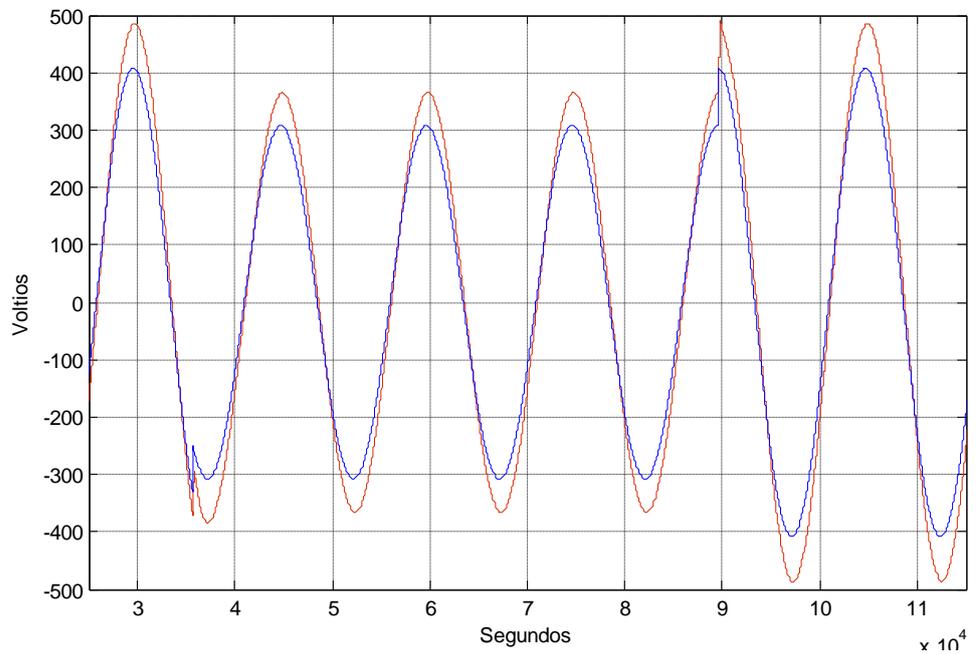
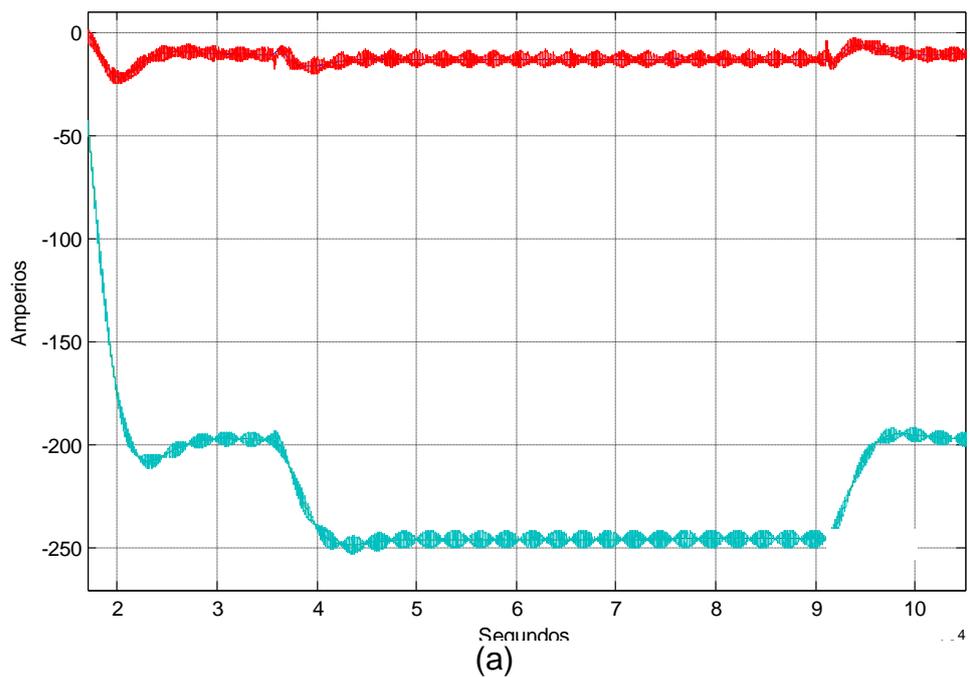


Figura 5.21. Voltajes de la Fase A con un sag, voltaje de la fuente (azul), voltaje del convertidor (rojo).

Al ocurrir un incremento en el voltaje de la red, existe un aumento en la corriente de la misma la cual trae como consecuencia la aumento de la corriente generada por el convertidor para de esta manera cumplir su función de regulador de voltaje, dado que la carga no varía, el voltaje y la corriente son proporcionales entre si lo podemos observar en la figura 5.24 y 5.23.y el controlador registra la corriente de la carga y realiza similar función al sag de voltaje pero en este caso en vez de disminuir, aumenta la corriente reactiva que se visualiza en la figura 5.22.



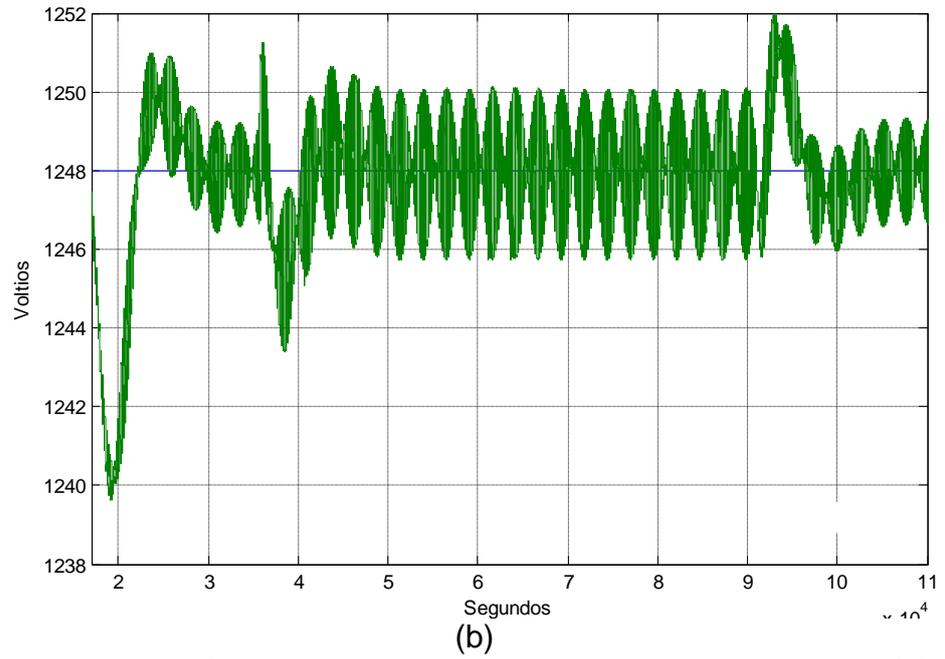


Figura 5.22. Controlador en cascada con un swell de voltaje (a) controlador de corriente, señal I_{dq} . (b) controlador de voltaje, señal V_{dc} .

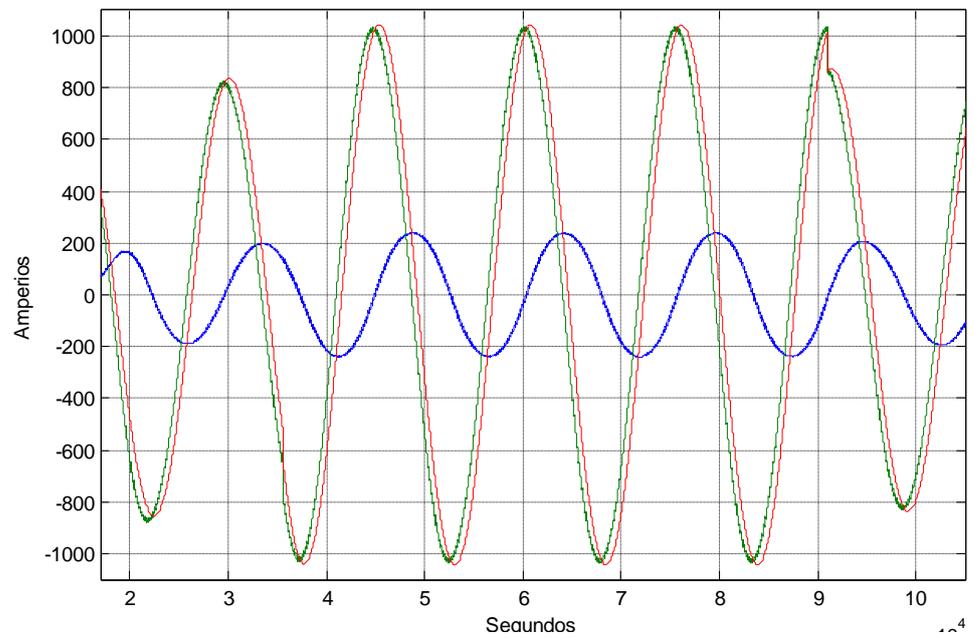


Figura 5.23. Corrientes de la fase A con un swell de voltaje,

corriente de la fuente (rojo), del convertidor (azul), de la carga (verde).

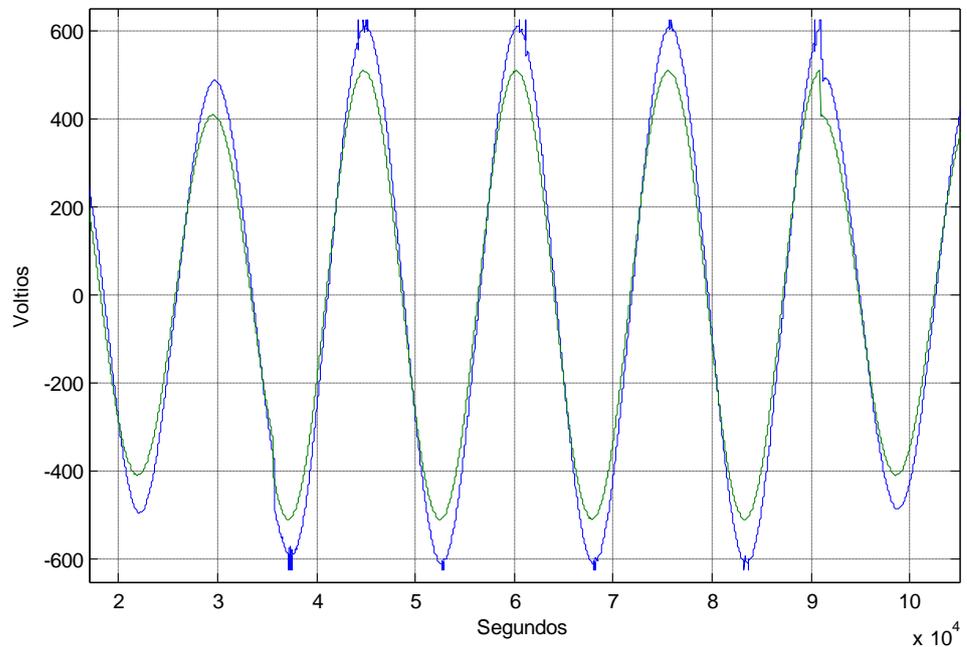


Figura 5.24. Voltajes de la Fase A con un swell, voltaje de la fuente (verde), voltaje del convertidor (azul).

5.3.3 Utilizando Fuente de alimentación DC externa.

Existen diversas fuentes de alimentación DC tal que pueden ser paneles solares, turbinas eólicas, etc., las cuales podrían formar parte de un sistema de alimentación externa al DSTATCOM con la finalidad de reemplazar el sistema principal de red trifásica inyectando potencia activa y reactiva al mismo tiempo.

En la figura 5.25 se puede notar donde se debería ubicar la fuente externa en caso decidir añadir ésta y en la figura 5.26 se observa la respuesta inmediata del controlador al cambio generado por dicha perturbación. El controlador de corriente genera corriente activa y corriente reactiva como se ve en la figura 5.26(a), y el controlador de voltaje se sobrepone rápidamente al cambio se visualiza el figura 5.26 (b).

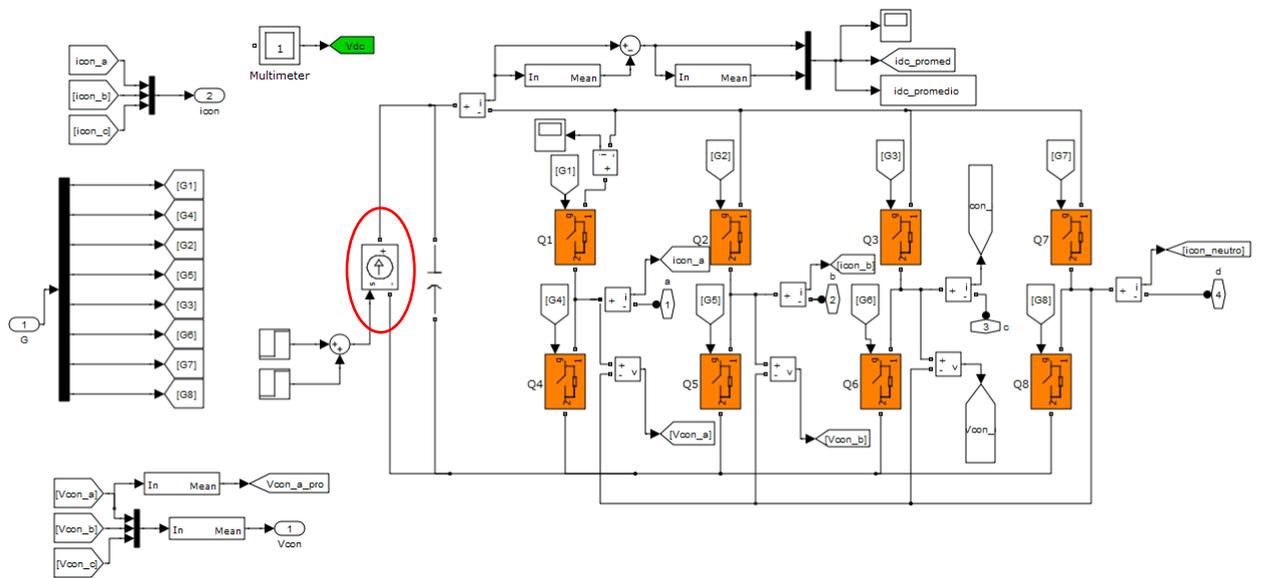


Figura 5.25. DSTATCOM con la fuente de alimentación externa.

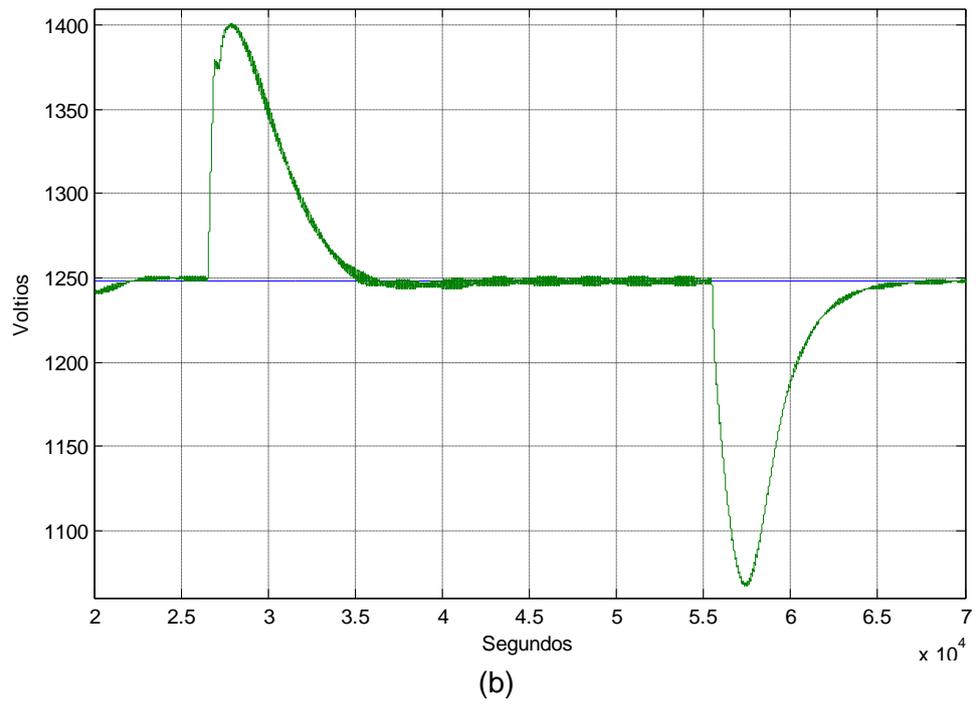
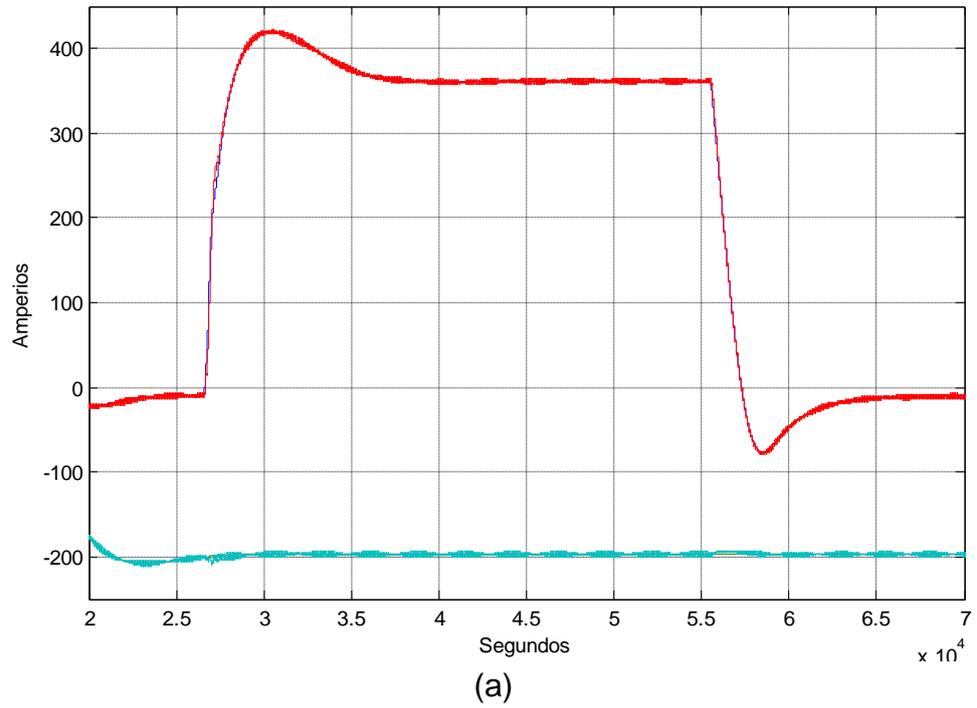


Figura 5.26. Controlador en cascada con una fuente de alimentaci3n externa (a) controlador de corriente, se1al I_d (rojo) I_q (celeste). (b) controlador de voltaje, se1al V_{dc} .

CONCLUSIONES

En esta última sección se tendrán las conclusiones y recomendaciones del desarrollo de este proyecto.

1. Se puede concluir que para el dimensionamiento de la inductancia, y la capacitancia se lo realizó basado en las especificaciones de rizado de voltaje de 1% y rizado de corriente del 3%. Como se puede observar en las figuras del capítulo 3, se mantienen los voltajes y corrientes dentro de los límites respectivos.
2. El modelamiento del controlador en cascada funciona de manera estable, ya que está compuesto por un controlador de corriente y uno de voltaje, que se diseñó basándose al fijar su margen de fase en 60° y con un ancho de banda con dos décadas de diferencia. Cumpliendo así nuestro objetivo de un error de estado estable cero como se puede

observar en las simulaciones del capítulo 4, que siguen la señales de referencia proporcionadas.

3. En base a la prueba de variación de carga realizada se concluye que el dispositivo está diseñado para compensar potencia reactiva en sistemas con cargas conectadas en serie o paralelo a distintos factores de potencia, debido a esto varía el tiempo de estabilización del sistema siendo éste mayor en el caso de tener una carga conectada en serie ya que se conoce que el inductor se opone a los cambios bruscos de corrientes.

4. En este proyecto se destacan problemas de calidad de energía eléctrica tales como sags y swells y la capacidad del DSTATCOM para reaccionar instantáneamente a estas variaciones cambiando la magnitud de la corriente generada para de esta manera tratar de mantener la corriente y el voltaje en la carga cumpliendo así su función de regulador y compensador de voltaje simultáneamente. De acuerdo a los resultados obtenidos en las simulaciones el método propuesto puede mitigar variaciones de voltaje en sistemas balanceados y no balanceados.

5. De acuerdo a la última prueba realizada se pudo concluir que el DSATCOM podría ser implementado con una fuente de alimentación externa para tener la capacidad de inyectar potencia activa al sistema y de esta forma trabajar de manera autónoma sin depender de la red eléctrica. Se pudo observar además que la capacidad de compensación de potencia y regulación de voltaje depende del rango de almacenamiento DC del dispositivo.

6. Con el modelamiento y diseño de este dispositivo se puede analizar de gran manera el funcionamiento de uno de los dispositivos de tecnología DFACT para atenuar problemas y falencias en la calidad de energía eléctrica de los sistemas utilizando el software Matlab/Simulink como una herramienta de ayuda didáctica.

ANEXO

PARÁMETROS DE SIMULACIÓN DEFINIDOS EN

MATLAB

```
clear%Limpiar
clc

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% D S T A T C O
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% Variables del Sistema

S=485e3;           %Potencia del Convertidor.
fc=20e3;          %Frecuencia del conmutador
Tc=1/fc;          %Periodo de Conmutación
f=60;             %Frecuencia del inversor
Vdc=960;          %Voltaje Barra DC
Vpico=408;        %Voltaje Pico de Sistema
m=(2*Vpico)/Vdc; %Índice de Modulación
tsim=0.08;        %Tiempo de Simulación

R_load1=1.03;
L_load=2.89e-3;   %Inductancia de la carga
R_load=0.65;      %Resistencia de Carga con fp 0,8
R_trans=0.110;    %Resistencia del transformador
theta=0*pi/180;

%%Inductor del sistema

Vrms=(Vpico/sqrt(2)); %Voltaje RMS de Sistema
Irms= S/(3*Vrms);     %Corriente RMS de Sistema
Ip=(sqrt(2)*Irms);    %Corriente Pico de Sistema
D_Imax=Ip*3e-2;       %Delta de corriente máxima de Sistem
Area_L=960/(2*fc);    %área vista Gráficamente
L_trans= Area_L/D_Imax; %Impedancia del transformador

%%Capacitor del sistema

D_Vmax=Vdc*1e-2;      %Delta de Voltaje máxima de Sistema
Area_C=300*20e-6;     %área vista Gráficamente
C=Area_C/D_Vmax;%Capacitor

%% Diseño del Controlador
```

```

%% Controlador corriente
Gpi=tf(1,[L_transR_trans*L_trans]); %Función de Transferencia de la planta de corriente
PM=60; %Margen de Fase (Grados)
BW=2000; %Ancho de Banda (Hz)

```

```

%% Grafica
figure('Name','CONTROLADOR DE LA PLANTA_CORR','NumberTitle','off')
bode(Gpi,{10,100000}); %Grafica del controlador de la planta de corriente
grid

```

```

%% simulado

```

```

Gci=K_Factor(-Gpi,BW,PM);
Goli=Gpi*Gci; %Grafica de Controlador hallado con la función de Matlab

```

```

%% Manualmente
wc=2*pi*BW;
k=3.732;
wz=wc/k;
wp=k*wc;
kc=630957.344;
Gci1=tf([kckc*wz],[1 wp 0]);
%Gci1=tf([1 wz],[1 wp 0]);
Goli1=Gpi*Gci1;

```

```

%% Grafica
figure('Name','CONTROLADOR DE CORRIENTE MANUAL','NumberTitle','off')
bode(Goli1,{10,100000}); %Grafica del controlador de corriente manual
grid

```

```

%% Grafica
figure('Name','CONTROLADOR DE CORRIENTE','NumberTitle','off')
bode(Goli,Goli1,{10,100000}); %Grafica del controlador de corriente manual y simulado
grid

```

```

%% Controlador de Voltaje

```

```

Gpv=tf(3/2*Vpico,[1 0]); %Función de Transferencia de la planta de voltaje
PMv=60; %Margen de Fase (Grados)
BWv=200; %Ancho de Banda (Hz)

```

```

%% simulado
Gcv=-K_Factor(Gpv,BWv,PMv);
Golv=Gpv*Gcv;

```

```

%% Grafica
figure('Name','CONTROLADOR DE LA PLANTA_VOLT','NumberTitle','off')
bode(Gpv,{10,100000}); %Grafica del controlador de la planta de voltaje
grid

```

```
%%Manualmente
```

```
wcv=2*pi*BWv;  
kv=3.732;  
wzv=wcv/kv;  
wpv=wcv*kv;  
kcv=9660.50879;  
Gcv1=-tf([kcvkcv*wzv],[1 wpv 0]);  
%Gcv1=-tf([1 wzv],[1 wpv 0]);  
Golv1=Gpv*Gcv1;
```

```
%%Grafica
```

```
%figure('Name','CONTROLADOR DE VOLTAJE Kc=1','NumberTitle','off')  
%bode(Golv1,{10,10000}); %Grafica del controlador de corriente manual  
%grid
```

```
%%Grafica
```

```
%figure('Name','CONTROLADOR DE VOLTAJE','NumberTitle','off')  
%bode(Golv,Golv1,{10,100000}); %Grafica del controlador hallado manual y simulado  
%grid
```

```
%% Referencias
```

```
w0=2*pi*f;  
XL=w0*L_trans;  
Vdc_ref=960*1.3;  
li=200;  
ldq_ref1=[0 200];  
ldq_ref2=[-200 0];  
Vdc_ref1=500;
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Córdova León, J. A., Rojas Balcázar, M. S., & Sánchez Barrios, W. F. (2008). *Análisis, diseño e implementación de un compensador estático de potencia reactiva (dstatcom) para corrección de factor de potencia, basado en un convertidor trifásico con modulación por ancho de pulsos con el método de vector espacial (svpwm) controlado por un dsp*. Guayaquil, Guayas, Ecuador: Tesis ESPOL.
- [2] Rivera Barrera, J. P. (2008). *Modelamiento y simulación de dispositivos facts para estudios eléctricos de estado estable*. Medellín, Colombia: Universidad de Antioquia.
- [3] Méndez, N. V. (2008). *Análisis y Simulación de un Compensador Serie para regulación de voltaje basado en Inversor Multinivel de Diodo Anclado*. Guadalajara, Jalisco, México: Instituto Tecnológico de Chetumal.
- [4] Lituma Silva, V., Pérez Ordoñez, R., & Guerrero Zambrano, M. (2009). *Diseño e implementación de un compensador estático de potencia reactiva (d-statcom); basado en un convertidor trifásico con modulación sinusoidal de ancho de pulso (spwm), controlado por un procesador digital de señales (DSP TMS320C2000)*. Guayaquil, Guayas, Ecuador: ESPOL.
- [5] Rashid, M. H. (2010). *Electrónica de Potencia Circuitos Dispositivos y Aplicaciones* (Tercera ed.). West Florida: Pearson Education.
- [6] Gonzales-Longatt, F. M. *Generalidad de la Modulación por Ancho de Pulso*. Caracas, Venezuela: Universidad Central de Venezuela.

[7] Francisco M. Gonzalez-Longatt, MiembroIEEE . *Entendiendo la Transformación de Park*.Junio 2004

[8] Master Sixifo Falcones (2011) Seminario de Graduación “Aplicaciones de Electrónica de potencia en Sistemas de Transmisión y Distribución” Base de control.

[9] Maholy López, Diagrama de bode, Republica Bolivariana de Venezuela, LosTeques 30 de julio de 2009