

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“Diseño del Control y Simulación de un Restaurador Dinámico de
Voltaje Trifásico”.

TESINA DE SEMINARIO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD ESPECIALIZACIÓN POTENCIA

Presentada por

JOSÉ MANUEL ASANZA MOREIRA

MARTHA IRENE QUIMIS QUIMÍ

Guayaquil - Ecuador

2012

AGRADECIMIENTO

Le agradezco principalmente a Dios que me ha guiado en cada paso y me da fuerzas para seguir adelante, a mis padres que siempre me han apoyado y creen en mi, a mi compañera de tesina por su paciencia, a todos mis amigos que me han apoyado siempre, a los profesores de la FIEC y al PhD. Síxifo Falcones cuyas enseñanzas han sido claves para la elaboración del proyecto.

José Manuel Asanza Moreira.

Agradezco de manera muy especial a quienes fueron el motor y eje principal de este triunfo Dios y mi querida familia, que siempre han estado apoyándome. De igual manera agradezco a todas las personas que hicieron posible que hoy haya podido finalizar con éxito mi carrera. Un agradecimiento eterno a mi profesor PhD. Síxifo Falcones y a mi compañero de tesina José Manuel Asanza por la paciencia que me tuvo y el compromiso desde el inicio con el proyecto.

Martha Quimís Quimí.

DEDICATORIA

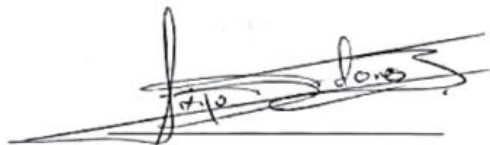
Le dedico este proyecto a Dios, a mis padres, a mi familia y a todas personas que confiaron en mí y me apoyaron.

José Manuel Asanza Moreira.

Dedico este proyecto a Dios, mis padres, a toda mi familia, a las personas que aunque lejos siempre están pendientes de mí, y a todos los amigos que estuvieron en cada momento difícil brindándome su ayuda para lograr la culminación de mis estudios.

Martha Quimís Quimí

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

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

PhD. SIXIFO FALCONES

PROFESOR DEL SEMINARIO

DE GRADUACION

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

ING. ALBERTO HANZE

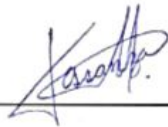
PROFESOR DELEGADO

DEL DECANO

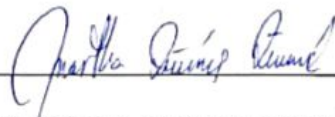
DECLARACIÓN EXPRESA

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)



JOSÉ MANUEL ASANZA MOREIRA



MARTHA IRENE QUIMÍS QUIMÍ

RESUMEN

En el presente proyecto se diseña y modela un Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR) aplicado para una carga sensible en un sistema de distribución en donde se requiere que el voltaje en la carga sea constante, lo que se busca con esto es una solución para los problemas de sag y swell que se presentan en la red y que pueden perjudicar gravemente a una carga sensible.

Se nombra de manera general los problemas que afectan al sistema de distribución y cómo que pueden ser compensados por el DVR, se especifica la topología en cual se basa este proyecto, se explica el funcionamiento básico de este dispositivo al momento de la compensación del voltaje y la utilización del convertidor para generar dicho voltaje.

La técnica utilizada para la compensación es la del mínimo de inyección de energía, ésta consiste 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

AGRADECIMIENTO	II
DEDICATORIA	III
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN.....	IV
DECLARACIÓN EXPRESA	V
RESUMEN	VI
ÍNDICE GENERAL	VII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	X
ÍNDICE DE TABLAS	XIV
ABREVIATURAS.....	XV
SIMBOLOGÍA	XVI
INTRODUCCIÓN	XIX
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	1
CAPÍTULO II	
FUNDAMENTO TEÓRICO	5
2.1. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA.	5
2.2. PROBLEMAS DE LA CALIDAD DE ENERGÍA EN EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN.	8
2.2.1. TRANSITORIOS.....	9
2.2.2. VARIACIONES DE VOLTAJE DE LARGA DURACIÓN.....	11
2.2.3. VARIACIONES DE VOLTAJE DE CORTA DURACIÓN	12
2.2.4. DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA	15
2.3. PROBLEMAS CAUSADOS POR LOS SAGS EN EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN	15

2.4.	COMPENSACIÓN SERIE CON EL DVR EN LOS SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN	17
2.5.	CARACTERÍSTICAS DEL DVR.....	20
2.5.1.	TOPOLOGÍA DEL DVR.....	22
2.5.2.	FUNCIONAMIENTO DEL DVR	24
2.5.3.	MÉTODOS PARA LA COMPENSACIÓN DE SAG DEL DVR	26
2.6.	CONVERTIDORES ESTÁTICOS.....	28
2.6.1.	CONVERTIDORES DC-AC.....	30
2.6.2.	INVERSORES MONOFÁSICOS	31
2.6.3.	INVERSORES TRIFÁSICOS DE VOLTAJE CON MODULACIÓN PWM	38
CAPÍTULO III		
	DIMENSIONAMIENTO DEL DVR.....	42
3.1.	DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-AC	43
3.1.1.	DIMENSIONAMIENTO DEL VOLTAJE DC DEL CONVERTIDOR.....	44
3.1.2.	SELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES.....	44
3.2.	DIMENSIONAMIENTO DE LOS FILTROS.....	46
3.2.1.	DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR	47
3.2.2.	DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR	50
3.3.	TRANSFORMADORES DE INYECCIÓN.....	57
CAPÍTULO IV		
	MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR.....	60
4.1.	ESTRATEGIA DE COMPENSACIÓN	61
4.2.	ESTRATEGIA DE CONTROL.....	62
4.3.	DISEÑO DEL CONTROL DEL DVR	66
4.4.	MODELADO DE LA PLANTA	68
4.5.	CÁLCULO DEL CONTROLADOR POR APROXIMACIÓN DEL FACTOR K	74
4.5.1.	OBTENCIÓN DE LOS POLOS Y CEROS PARA GANANCIA DE LAZO ABIERTO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL INVERSOR.	77
4.5.2.	OBTENCIÓN DE LOS POLOS Y CEROS PARA GANANCIA DE LAZO ABIERTO DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE DEL INVERSOR.....	80

CAPÍTULO V

SIMULACIONES	85
5.1. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN EN SIMULINK	85
5.2. ANALISIS DE RESULTADOS DEL FUNCIONAMIENTO DEL DVR	91
5.2.1. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA RESISTIVA- INDUCTIVA (ZCONST)	92
5.2.2. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA.....	96
5.2.3. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA DE CORRIENTE CONSTANTE (ICONST)	100
5.2.4. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA DE CORRIENTE CONSTANTE (ICONST)	103
5.2.5. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE (PCONST).....	105
5.2.6. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE (PCONST)	108
5.3. OBSERVACIONES	111
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	114
ANEXO A.....	118
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	121

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO I

FIG. 1.1. COMPENSACIÓN CON CAPACITORES.....	4
FIG. 1.2. CONEXIÓN DEL DVR EN LA RED.	4

CAPÍTULO II

FIG. 2.1. COMPENSACIÓN EN EL SISTEMA DE POTENCIA.	7
FIG. 2.2. (A) TRANSITORIO IMPULSIVO (B) TRANSITORIO OSCILATORIO.	11
FIG. 2.3. (A) FALLA EN EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN; (B) PERFIL DE VOLTAJE DURANTE LA FALLA.....	13
FIG. 2.4. (A) SAG (B) SWELL (C) INTERRUPCIONES MOMENTÁNEAS.....	14
FIG. 2.5. (A) ARMÓNICOS (B) CORTES (C) RUIDO (D) FLUCTUACIONES....	15
FIG. 2.6. COMPENSACIÓN (A) PARALELO (B) SERIE (C) ELEMENTOS DE COMPENSACIÓN.	18
FIG. 2.7. COMPENSACIÓN DEL DVR EN LA RED.....	19
FIG. 2.8. ASPECTO FÍSICO DEL DVR [7].	21
FIG. 2.9. TOPOLOGÍA Y COMPOSICIÓN DE DVR.	22
FIG. 2.10. FUNCIONAMIENTO DEL DVR EN LA RED.	24
FIG. 2.11. COMPENSACIÓN PRE-SAG.	26
FIG. 2.12. COMPENSACIÓN EN FASE.....	27
FIG. 2.13. COMPENSACIÓN DE ENERGÍA OPTIMIZADA.	28
FIG. 2.14. CIRCUITO CON SWITCHES IDEALES.	33
FIG. 2.15. ESQUEMA DE UN INVERSOR MONOFÁSICO [9].....	34
FIG. 2.16. CIRCUITO BÁSICO DE CONMUTACIÓN.	35
FIG. 2.17. MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO BIPOLAR.....	37

FIG. 2.18. MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO UNIPOLAR.....	38
FIG. 2.19. ESQUEMA DE CONMUTACIÓN.....	39
FIG. 2.20. CONFIGURACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO BASADO EN TRANSISTORES IGBT.....	40
FIG. 2.21. MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO DE UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO.....	41

CAPÍTULO III

FIG. 3.1. TOPOLOGÍA UTILIZADA DEL DVR.....	43
FIG. 3.2. CONVERTIDOR TRIFÁSICO UTILIZADO.	44
FIG. 3.3. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA EL CÁLCULO DEL INDUCTOR.	47
FIG. 3.4. VOLTAJE EN EL INDUCTOR.....	48
FIG. 3.5. ÁREA BAJO LA CURVA DE VOLTAJE DEL INDUCTOR.....	49
FIG. 3.6. ANÁLISIS DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA EN EL FILTRO	51
FIG. 3.7. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA HALLAR EL CAPACITOR.....	53
FIG. 3.8. CORRIENTE EN EL INDUCTOR.....	54
FIG. 3.9. (A) ÁREA BAJO LA CURVA (B) CÁLCULO DEL ÁREA BAJO LA CURVA.....	54
FIG. 3.10. CIRCUITO EQUIVALENTE CON EL CAPACITOR.	56
FIG. 3.11. VOLTAJE EN EL CAPACITOR.....	56
FIG. 3.12. RIZADO DEL VOLTAJE EN EL CAPACITOR.....	57
FIG. 3.13. CONFIGURACIÓN DE LOS TRANSFORMADORES DE INYECCIÓN.	58

CAPÍTULO IV

FIG. 4.1. COMPENSACIÓN POR EL MÍNIMO DE INYECCIÓN DE ENERGÍA.....	61
FIG. 4.2. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DEL DVR.....	62
FIG. 4.3. (A) VOLTAJE DE UN SISTEMA TRIFÁSICO (B) VOLTAJE EN UN SISTEMA DQ0.....	64
FIG. 4.4. TRANSFORMADA DQ0	65

FIG. 4.5. SEÑAL DE REFERENCIA DEL PLL.	66
FIG. 4.6. ESQUEMA SENCILLO DEL CONTROL.	67
FIG. 4.7. CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA PLANTA.	68
FIG. 4.8. DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CONTROLADOR DEL DVR.	73
FIG. 4.9. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DE LA PLANTA DE CORRIENTE.	75
FIG. 4.10. FRECUENCIA DE LOS LAZOS DE CONTROL.	77
FIG. 4.11. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE.	79
FIG. 4.12. DIAGRAMA DE BODE DEL LAZO INTERNO O DE CORRIENTE. .	80
FIG. 4.13. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DE LA PLANTA DE VOLTAJE.	81
FIG. 4.14. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE.	83
FIG. 4.15. DIAGRAMA DE BODE DEL LAZO EXTERNO O DE VOLTAJE.	84

CAPÍTULO V

FIG. 5.1. ESQUEMA DEL RESTAURADOR DINÁMICO DE VOLTAJE.	86
FIG. 5.2. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE.	87
FIG. 5.3. ESQUEMA DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE.	89
FIG. 5.4. ESQUEMA DEL CONVERTIDOR DC/AC.	90
FIG. 5.5. ESQUEMA DEL TRANSFORMADOR DE INYECCIÓN.	91
FIG. 5.6. ESQUEMA DEL FILTRO CAPACITIVO.	91
FIG. 5.7. SAG DEL 30% CON CARGA ZCONST.	93
FIG. 5.8. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA ZCONST.	94
FIG. 5.9. DIAGRAMA FASORIAL DE VOLTAJES Y CORRIENTES DE UNA CARGA ZCONST.	95
FIG. 5.10. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SAG EN UNA CARGA ZCONST.	96
FIG. 5.11. SWELL DEL 30% CON CARGA ZCONST.	97

FIG. 5.12. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA ZCONST.....	98
FIG. 5.13. DIAGRAMA FASORIAL DE VOLTAJES Y CORRIENTES DE UNA CARGA ZCONST.....	99
FIG. 5.14. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SWELL EN UNA CARGA ZCONST.....	99
FIG. 5.15. SAG DEL 30% CON CARGA DE ICONST.....	100
FIG. 5.16. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA DE ICONST.....	101
FIG. 5.17. DIAGRAMA FASORIAL DE SAG EN UNA CARGA DE ICONST...	101
FIG. 5.18. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SAG EN UNA CARGA DE ICONST.....	102
FIG. 5.19. SWELL DEL 30% CON CARGA DE ICONST.....	103
FIG. 5.20. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA DE ICONST.....	104
FIG. 5.21. DIAGRAMA FASORIAL DE SWELL EN UNA CARGA DE ICONST.	104
FIG. 5.22. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SWELL EN UNA CARGA DE ICONST.....	105
FIG. 5.23. SAG DEL 30% CON CARGA DE PCONST.....	106
FIG. 5.24. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA DE PCONST.....	107
FIG. 5.25. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SAG EN UNA CARGA DE PCONST.....	108
FIG. 5.26. SWELL DEL 30% CON CARGA DE PCONST.....	109
FIG. 5.27. COMPARACIÓN DEL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE UNA CARGA DE PCONST.....	110
FIG. 5.28. VOLTAJE Y CORRIENTE DQ DEL DVR PARA SWELL EN UNA CARGA DE PCONST.....	111
FIG. 5.29. FRECUENCIA NATURAL EN EL CONVERTIDOR	112

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1. COMPENSACIÓN (A) PARALELO Y (B) SERIE [2]	18
TABLA 3.1. VALORES DE CAPACITOR PARA LOS 3 MÉTODOS UTILIZADOS	55
TABLA 3.2. VALORES CALCULADOS PARA EL DISEÑO DEL DVR.....	59
TABLA 4.1. TIPOS DE CONTROLADORES	74
TABLA 4.2. SELECCIÓN DEL TIPO DE CONTROLADOR	76

ABREVIATURAS

AC	Corriente Alterna
BJT	Transistor Bipolar
DAT	Distorsión Armónica Total
DC	Corriente Directa
DVR	Restaurador Dinámico de Voltaje
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada
Fp	Factor de Potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor
PLL	Phase-Locked Loop
PWM	Modulación de Ancho de Pulso
RMS	Valor Eficaz
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
SVPWM	Modulación de Ancho de Pulso en Espacio Vectorial
SIT	Transistores de Inducción Estática
VSI	Fuente Inversora de Voltaje

SIMBOLOGÍA

$\Delta i_{L_{\text{máx}}}$	Variación máxima de corriente
$\Delta v_{C_{\text{máx}}}$	Variación máxima de voltaje
θ_{sag}	Ángulo del voltaje sag
θ_{carga}	Ángulo de la carga
$\theta_{\text{pre_sag}}$	Ángulo del voltaje antes del sag
β	Ángulo de la impedancia del sistema
δ	Ángulo del voltaje de la red
ϕ_{boost}	Ángulo de estabilidad
ϕ_{sist}	Ángulo del sistema para controlador
C_f	Filtro capacitivo
$C_{\text{mín}}$	Capacitancia mínima
f_c	Frecuencia de corte
f_{res}	Frecuencia de resonancia
G_{p_i}	Ganancia de planta de corriente
G_{p_v}	Ganancia de planta de voltaje
G_c	Ganancia del controlador
i_o	Corriente de salida del convertidor

$I(xc)$	Corriente que absorbe el C_f
I_{Cf}	Corriente del capacitor
I_{const}	Carga de corriente constante
i_{Lf}	Corriente del inductor
I_{load}	Corriente de la carga
I_{sec}	Corriente del secundario del transformador
L_f	Filtro inductivo
$L_{\min}$	Inductancia mínima
M	Moduladora
MF	Margen de fase
P_{const}	Carga de potencia constante
P_L	Potencia activa de la carga
Q_L	Potencia reactiva de la carga
S_{DVR}	Potencia aparente del DVR
$\bar{T}$	Transformada de park
V_o	Voltaje de salida del convertidor
V_d	Voltaje en el eje directo
V_{conv}	Voltaje del convertidor
V_{Cf}	Voltaje del capacitor
V_{dc}	Voltaje DC
V_{DVR}	Voltaje del DVR
V_{grid}	Voltaje de la red

V_{iny}	Voltaje inyectado del DVR
V_{load}	Voltaje de la carga
V_{Lf}	Voltaje del inductor
V_{pre_sag}	Voltaje antes del sag
V_{Rf}	Voltaje de pérdidas del inductor
V_{sag}	Voltaje sag
V_{seno}	Voltaje de la señal moduladora
V_{tri}	Voltaje de la señal portadora
V_q	Voltaje de eje de cuadratura
X_{abc}	Sistema ABC
X_{dq}	Sistema dq0
Z_{const}	Carga de impedancia constante
Z_s	Impedancia del sistema

INTRODUCCIÓN

En la actualidad el suministro continuo de energía o “calidad de la energía eléctrica” (power quality) es de gran importancia tanto para los consumidores como para la empresa distribuidora, debido al incremento en la complejidad del sistema de potencia que llevó a un incremento de dispositivos electrónicos en el sector eléctrico, específicamente en el sector industrial, los cuales son considerados cargas sensibles.

Por tanto a dichas cargas se les debe asegurar la continuidad del voltaje manteniendo su magnitud y frecuencia constante, por tal motivo el Restaurador Dinámico de Voltaje o DVR (Dynamic Voltage Restorer por sus siglas en inglés) es presentado como un dispositivo capaz de controlar el voltaje en la carga y dar tranquilidad a los usuarios en los sectores más afectados y delicados. Para escoger su topología, dimensionar los componentes, diseñar el controlador y simular el comportamiento del dispositivo en la red se usará la herramienta SIMULINK de MATLAB.

Los objetivos de este proyecto son:

- Diseñar el Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR) aplicado en un Sistema de Potencia para una carga sensible en el cual se busca mantener su voltaje constante inyectando solo potencia reactiva.

- Simular un evento de “sag” y “swell” del voltaje del sistema para comprobar el correcto funcionamiento del DVR.
- Analizar las ondas de voltaje de la red, del DVR y de la carga cuando el DVR está activo ante un evento de “sag” y “swell” en la red.

El proyecto ha sido limitado simplemente a la simulación del DVR mediante switches ideales para simplicidad del diseño, además no se realizó ninguna implementación física debido al alto costo y al tamaño de sus componente, además la capacidad de sag está limitada por las condiciones del diseño de los elementos del DVR, mientras que el swell está limitado por la capacidad de entregar voltaje en cuadratura a la corriente de la carga, a un porcentaje mayor al 30% es imposible inyectar voltaje en cuadratura para este diseño del DVR.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Una breve caída de la tensión de alimentación, imperceptible para la mayor parte de los consumidores de electricidad, puede detener una línea entera de producción en los sectores industriales y especialmente en los sensibles, como son la fabricación de chips de ordenador, el refinamiento de petróleo, el sector textil, etc. ocasionando el descarte de materiales debido a la necesidad de limpiar las máquinas, reiniciar el proceso en la secuencia que se encontraba, y recalibrar las líneas de producción.

A nivel residencial las interrupciones con mayor incidencia son las momentáneas y las sostenidas, mientras que en el sector industrial y comercial las interrupciones más comunes son las momentáneas o las de corta duración, como las depresiones de voltaje, estos problemas se deben a fallas ocurridas en el sistema eléctrico, especialmente en el sistema de distribución, las cuales nunca pueden ser eliminadas en su totalidad, pero existen diversas formas de minimizar el impacto en los consumidores, y donde cada sector responde de diferente forma al momento del disturbio.

Entre las causas de variaciones de voltaje de corta duración tenemos:

- condiciones de falla
- la energización de grandes cargas que requieren altas corrientes de arranque
- conexiones sueltas en el cableado de alimentación

Dependiendo de las condiciones del sistema y la ubicación de la falla y, ésta puede ocurrir a cierta distancia del cliente, y puede dar lugar a:

- depresiones de voltaje temporal (sags)
- subidas de voltaje (swells)
- pérdida total de tensión (interrupciones)

Los puntos mencionados anteriormente constituyen los problemas de calidad de energía más comunes para los usuarios industriales, en la actualidad los usuarios están más conscientes de la repercusión de estos fenómenos y la accesibilidad de las técnicas de detección y corrección.

La instalación de dispositivos de compensación, tanto para el sistema de transmisión como para el de distribución ha ayudado a solucionar este tipo de problemas, que se suscitan al existir disturbios de la calidad de energía eléctrica en el suministro.

En el estudio de la compensación en el sistema de distribución el Restaurador Dinámico de Voltaje o DVR (Dynamic Voltage Restorer por sus siglas en inglés) es presentado como un dispositivo capaz de controlar disturbios en el voltaje y dar tranquilidad a los usuarios en los sectores más afectados y delicados, este dispositivo es una mejor opción que usar solo capacitores para la compensación (Fig. 1.1) debido a que nos ofrece una compensación de manera continua sin necesidad de hacer conexiones ni desconexiones adicionales.

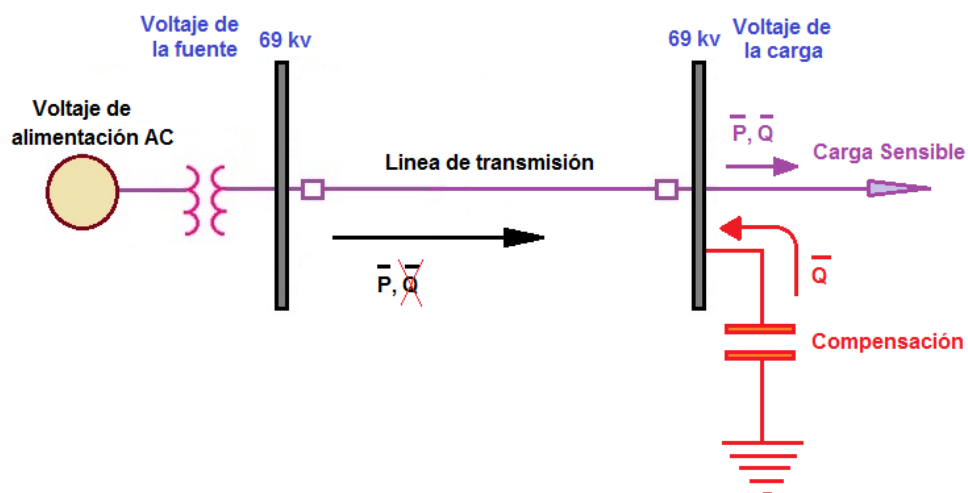


Fig. 1.1. Compensación con capacitores.

Para el análisis del dispositivo DVR se ha utilizado un circuito parecido al de la Fig. 1.2, procediendo a escoger su topología, dimensionar los componentes, diseñar el controlador y finalmente simular dicho circuito utilizando la herramienta Simulink de MATLAB.



Fig. 1.2. Conexión del DVR en la red.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO

2.1. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA.

El Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) es donde se genera, transmite y distribuye la energía producida en las centrales eléctricas hasta los usuarios para su consumo [1].

La transmisión de energía eléctrica se realiza a niveles altos de voltaje por medio de líneas aéreas debido a los beneficios que se obtienen [1]; la desventaja es que éstas al recorrer distancias muy grandes, pueden verse afectadas por múltiples fenómenos que no pueden controlarse.

La transmisión de potencia alterna se la hace a tiempo real, esto quiere decir que la potencia generada es consumida de manera simultánea, entonces al trabajar en tiempo real, se presentan problemas los cuales pueden ser causados por fallas humanas, en maniobras y control, o fallas externas causadas por fenómenos naturales, entre las fallas más comunes que se pueden presentar tenemos:

- falla trifásica
- falla de una fase a tierra
- falla de fase a fase
- falla de dos fases a tierra

Para cuando se presentan este tipo de fallas en muchas ocasiones hay líneas que salen de servicio entonces se realiza un análisis de contingencia para re-direccionar el flujo de potencia.

El uso de dispositivos de electrónica de potencia ayuda a controlar este flujo de potencia y así se evita que se sobrecarguen las líneas de transmisión, a

estos dispositivos se los conoce como Sistemas de Transmisión Flexible AC (FACTS) [2]. Los dispositivos FACTS además de controlar el flujo, también amortiguan las oscilaciones o compensa potencia reactiva (Fig. 2.1).

En el sistema de distribución es donde se suministra potencia a la carga, aquí es importante mantener la calidad de la energía eléctrica. Los diferentes tipos de cargas conectadas al sistema producen variaciones en el voltaje que pueden afectar a otras cargas por lo que resulta común observar dispositivos de compensación conectados en diferentes puntos del sistema de distribución para amortiguar estas variaciones [1], [2], [3].

En la actualidad dispositivos controlados de Custom Power son los comúnmente utilizados para la compensación del voltaje en los sistemas de distribución (Fig. 2.1) [2].

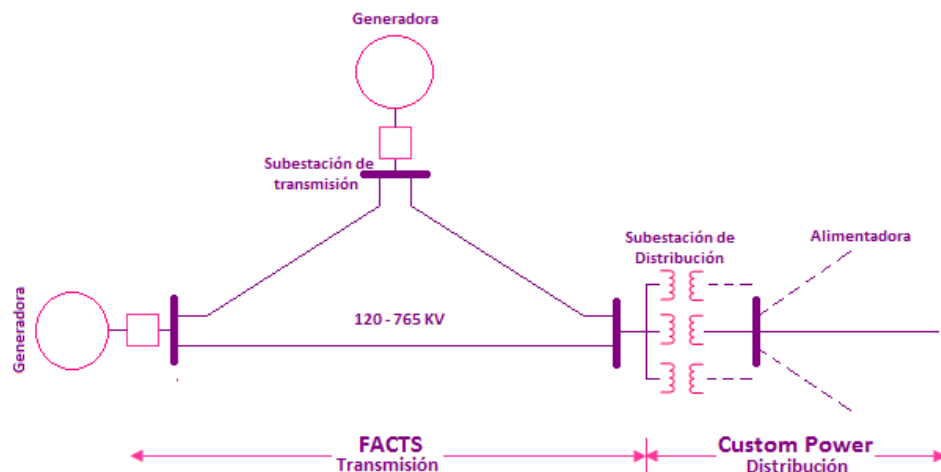


Fig. 2.1. Compensación en el sistema de potencia.

En la Fig. 2.1 se muestra un sistema de potencia, aquí se muestra la parte de transmisión del sistema de potencia en donde actúan los dispositivos FACTS y la parte de distribución en donde actúan los dispositivos de Custom Power.

2.2. PROBLEMAS DE LA CALIDAD DE ENERGÍA EN EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN.

El concepto de la calidad de la energía se puede interpretar de diferentes formas, entre estas tenemos que la calidad de la energía consiste en dar un servicio seguro, continuo y confiable en el cual se suministra voltaje sinusoidal de magnitud y frecuencia constante sin afectar la salud de las personas y el medio ambiente [4].

Entonces el objetivo para mantener la calidad de la energía consiste en corregir los disturbios y variaciones, que pueden presentarse en el suministro de voltaje, de tal forma que no afecten los equipos del consumidor final. Una mala calidad de la energía puede causar:

- sobrecalentamiento en transformadores.
- sobrecalentamiento en banco de capacitores por elevada corriente reactiva.
- bajo factor de potencia por presencia de flujo reactivo.
- calentamiento del conductor del neutro debido a la constante circulación de corriente a través de este.

- operación errónea de dispositivos de protección y control.
- funcionamiento erróneo de equipos.

Entre los disturbios que pueden afectar la calidad de la energía tenemos:

- transitorios
- variaciones de larga duración
- variaciones de corta duración
- distorsión de la forma de onda
- desbalance de voltaje
- fluctuaciones de voltaje

2.2.1. TRANSITORIOS

Un transitorio es un evento no deseado en el cual el voltaje se eleva a magnitudes muy altas por un instante de tiempo, por lo general el tiempo de duración de un transitorio de voltaje es menor a la mitad de un ciclo por lo que se lo mide en nanosegundos [4].

Un transitorio de voltaje se produce cuando una carga pasa de una condición de operación de estado estable a otro estado. Un transitorio puede ser originado por diferentes causas:

- el encendido y apagado de equipos y maquinaria pesada como motores de gran potencia
- descargas atmosféricas
- fallas en la línea de transmisión y distribución
- conexión y desconexión de bancos de transformadores

Existen dos tipos de transitorios:

- **impulsivo**, es el aumento de voltaje a alta frecuencia en un instante de tiempo, este puede ser positivo o negativo, comúnmente es producido por descargas atmosféricas (Fig. 2.2a).
- **oscilatorio**, es la variación de voltaje y corriente que a diferencia de los transitorios impulsivos cambia de polaridad de manera instantánea (Fig. 2.2b).

Dentro de esta categoría tenemos los transitorios de alta frecuencia ($> 500\text{kHz}$ y tienen una duración medida en microsegundos), de media frecuencia ($> 5\text{kHz}$ y $< 500\text{kHz}$ y tienen una duración medida en decenas de microsegundos) y de baja frecuencia ($< 5\text{kHz}$ y dura de 0.3 a 50ms).

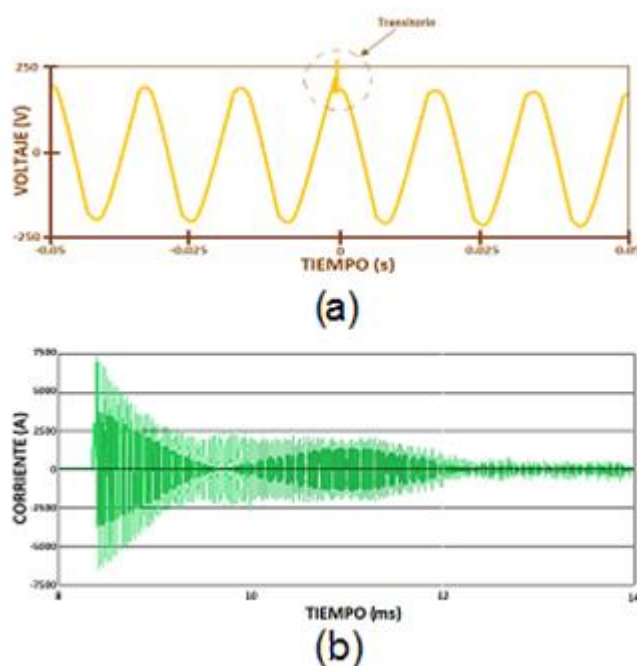


Fig. 2.2. (a) Transitorio impulsivo (b) Transitorio oscilatorio.

2.2.2. VARIACIONES DE VOLTAJE DE LARGA DURACIÓN

Una variación de voltaje es considerada de larga duración cuando su duración es mayor a un minuto [4]. Entre las variaciones de larga duración tenemos:

- **sobre voltaje**, se considera un sobre voltaje cuando el voltaje del sistema aumenta un 10 % a 20% del voltaje nominal por un tiempo mayor a 1 minuto.
- **bajo voltaje**, este se produce cuando el voltaje del sistema decae entre un 10% a 20% del voltaje nominal por una duración mayor a

1 minuto. En un circuito podemos tener sobre voltajes y bajo voltaje de manera simultánea.

- **interrupciones sostenidas**, son pérdidas del suministro de energía por un tiempo mayor a 1 minuto. Son producidas por fallas en el sistema y requiere de intervención manual para el restablecimiento del servicio.

2.2.3. VARIACIONES DE VOLTAJE DE CORTA DURACIÓN

A este tipo de variaciones se las puede llamar también momentáneas, instantáneas o temporales dependiendo de tiempo de duración [4]. Por lo general son causadas por fallas en la línea, las cuales dependiendo del lugar donde ocurren pueden ocasionar sags, swells o hasta interrupciones que terminarán cuando la falla sea despejada (Fig. 2.3a).

En el sistema de distribución mostrado (Fig. 2.3a) ocurre una falla en el punto A, por causa de esta falla el voltaje decrece en el punto B del sistema y también se ve afectado el voltaje en el punto C. Si la medición se la realiza en un punto cercano al lugar donde ocurrió la falla, el voltaje será menor; éste solo se restablece una vez que la falla ha sido despejada (Fig. 2.3b).

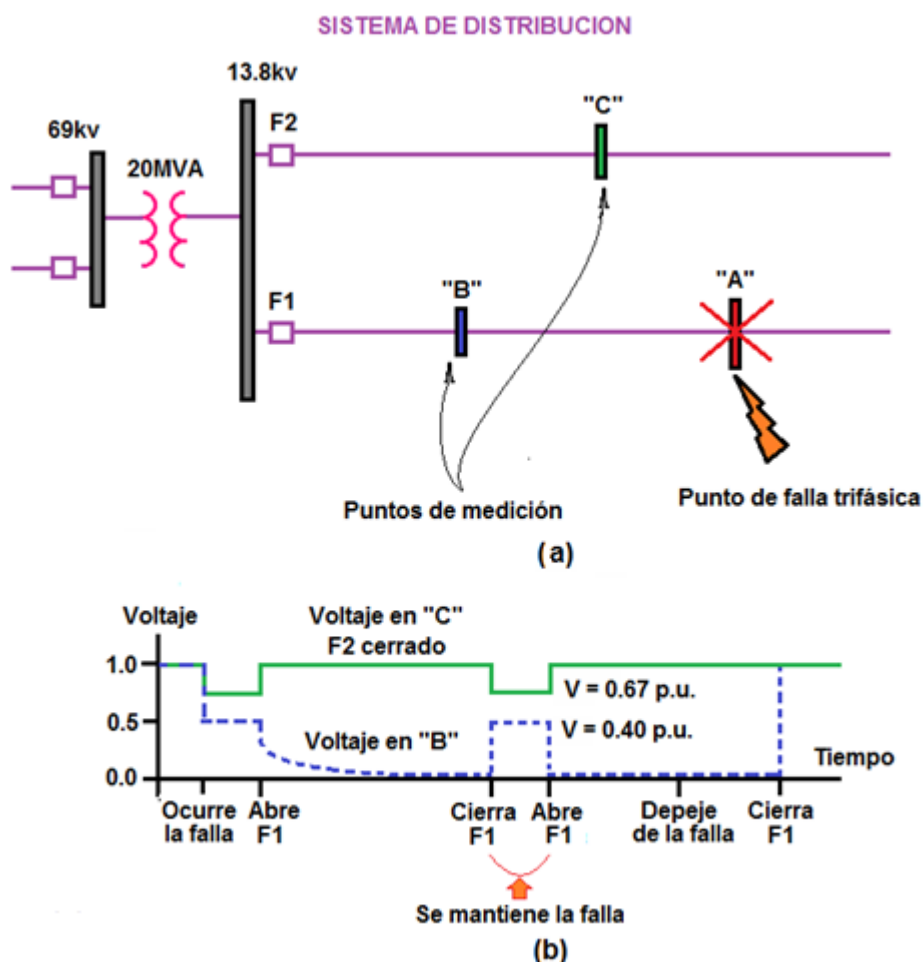


Fig. 2.3. (a) Falla en el sistema de distribución; (b) Perfil de voltaje durante la falla.

- **La caída de voltaje “sag”**, es una depresión del voltaje eficaz (rms) a nivel de 0.2 – 0.9 p.u. y su duración va de 0.5 ciclos a 1 minuto, en ocasiones se produce por la conexión de cargas en el sistema (Fig. 2.4a).
- **El incremento de voltaje “swell”**, por lo general se produce a la misma vez que hay una caída de tensión, debido a que cuando hay una falla en la línea el voltaje de esta cae pero el voltaje en las

otras líneas se eleva. También se producen cuando se desconectan cargas en el sistema (Fig. 2.4b).

- **Las interrupciones**, se producen cuando la magnitud del voltaje decrece a 0.1 p.u. por un intervalo de tiempo menor a 1 minuto, la salida de operación inesperada de centrales eléctricas y de líneas de transmisión terminan en interrupciones (Fig. 2.4c).

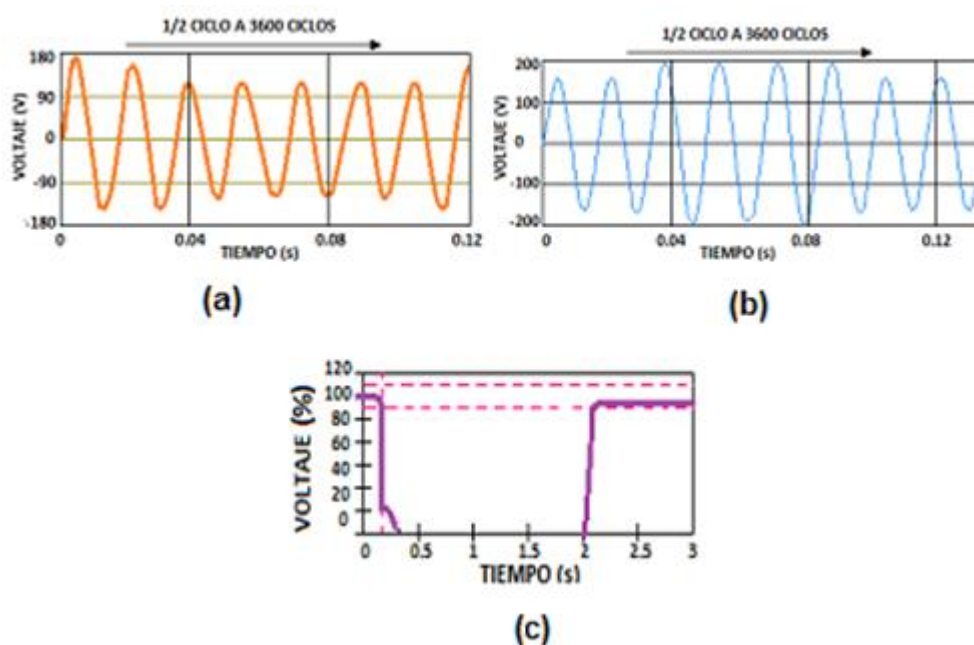


Fig. 2.4. (a) Sag (b) Swell (c) Interrupciones momentáneas.

Los sags son unos de los problemas más frecuentes considerados en la calidad de la energía del sistema de distribución.

2.2.4. DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA

La distorsión de la forma de onda se produce por causa de cortes, ruidos y armónicos de voltaje y corriente que se suman a la onda fundamental y la deforman [4].

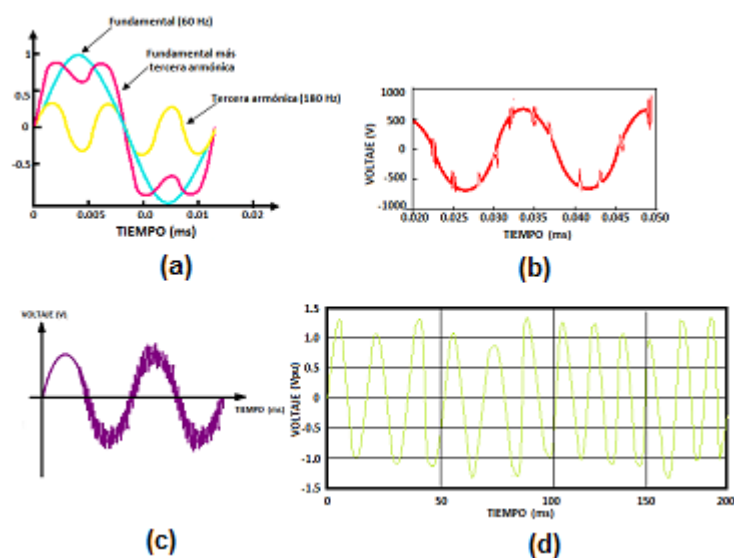


Fig. 2.5. (a) Armónicos (b) Cortes (c) Ruido (d) Fluctuaciones

2.3. PROBLEMAS CAUSADOS POR LOS SAGS EN EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN

Los principales problemas que pueden presentarse se dan en las cargas sensibles a las variaciones de voltaje, y entre sus consecuencias tenemos:

- paralización en los procesos debido a una disminución del voltaje DC a un valor menor al límite de funcionamiento de los aparatos electrónicos

(aproximadamente 80% del voltaje nominal) utilizados en equipos de control, controladores lógicos programables, aparatos electrónicos digitales, etc.

- malfuncionamiento en contactores debido a que si el voltaje es muy bajo en su bobina, este puede desactivarse y provocar que sus contactos se abran y desconectar cualquier proceso que estén controlando.
- pérdida en la intensidad luminosa en el sistema de iluminación por causa de la depresión de voltaje.
- si la caída de voltaje es detectada por el sistema de protección, las protecciones se activan interrumpiendo el suministro de voltaje dejando sin servicio a las cargas conectadas a esta alimentadora.
- los motores de inducción conectados directamente a al sistema, al sentir una caída del voltaje, sufren una reducción de su torque lo que provoca que disminuya la velocidad del motor; además cuando el voltaje se restablece, la corriente del motor se eleva, de manera similar que en un arranque directo, provocando una segunda caída del voltaje en la alimentadora lo que puede hacer que actúen las protecciones del motor y sacar a este de funcionamiento.
- la disminución de voltaje también puede afectar el funcionamiento de un motor síncrono de igual manera que un motor de inducción, provocando incluso que este pierda el sincronismo con la red.

Para evitar todos estos problemas es imprescindible tener un sistema de compensación de voltaje y así proteger a nuestros equipos y evitar que salgan de servicio [4], [5].

2.4. COMPENSACIÓN SERIE CON EL DVR EN LOS SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN

Por muchos años se ha hecho uso de los elementos pasivos para la compensación en los sistemas de potencia, entre estos tenemos el capacitor y el inductor los cuales son capaces de dar o recibir potencia reactiva. Con este principio se controla el flujo de potencia reactiva y a su vez se controla la magnitud del voltaje en un punto del sistema [5].

Para realizar la compensación, estos elementos pueden conectarse de dos formas: en serie o en paralelo (Fig. 2.6). Los dos tipos de conexiones son muy útiles para solucionar problemas en la red como se muestra en la tabla 2.1.

La desventaja de usar elementos pasivos es que son de respuesta lenta, es decir que demoran mucho tiempo para amortiguar los problemas de voltaje; además son de gran tamaño, tienen un valor fijo y para cambiar de valor se deben conectar más dispositivos a la red.

Tabla 2.1. Compensación (a) paralelo y (b) serie [2]

TIPO DE COMPENSADOR	PROBLEMA DE CALIDAD DE ENERGÍA	
	Causado por el sistema	Causado por la carga
Compensador Serie	-Compensación de disminución de voltaje (condición sag) -Eliminación de distorsión en el voltaje -Balance de voltaje de fase	
Compensador en derivación		-Filtración de armónicos -Compensación de potencia reactiva -Balance de carga -Reducción del fenómeno de parpadeo (flickering)

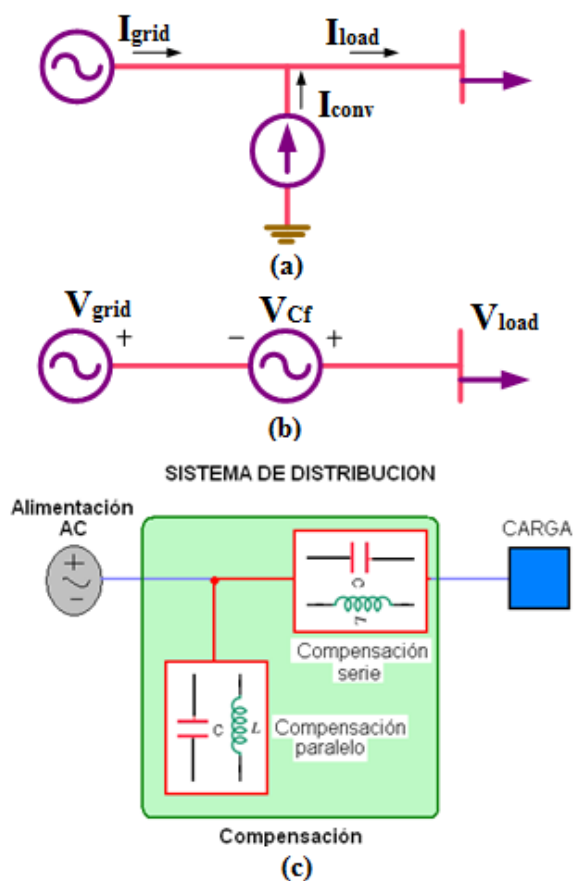


Fig. 2.6. Compensación (a) paralelo (b) serie (c) elementos de compensación.

Con el uso de la electrónica de potencia estos dispositivos fueron mejorando debido a que con estos es posible controlar la potencia reactiva que es inyectada a la red. El DVR (Dynamic Voltage Restorer) o Restaurador Dinámico de Voltaje es un dispositivo de electrónica de potencia de compensación serie que en la actualidad es el más eficiente, eficaz y moderno de Custom Power [6] que se utiliza para compensación en el sistema de distribución, este dispositivos va instalado entre la alimentación del sistema y la carga para asegurar que le llegue el voltaje correcto a ésta (Fig. 2.7).

Para solucionar estos problemas de variación de voltaje se instalan dispositivos en la red para compensar el voltaje que necesita la carga.

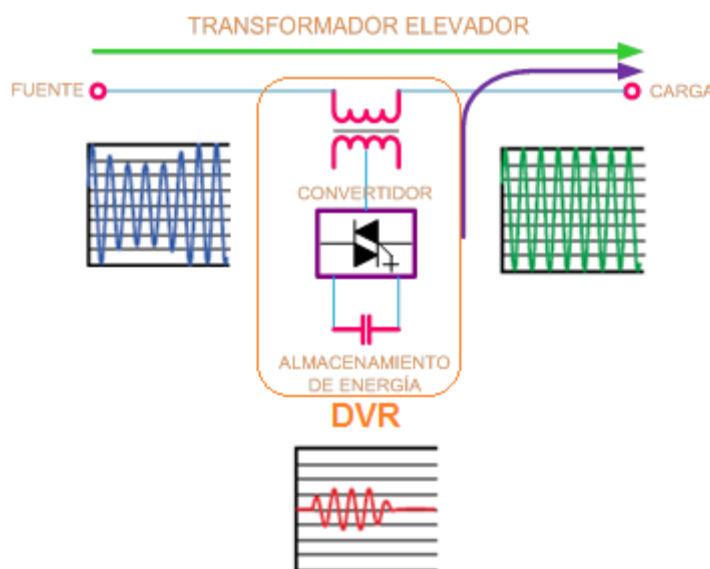


Fig. 2.7. Compensación del DVR en la red.

El funcionamiento de este dispositivo es basado en un convertidor de fuente de voltaje, el cual genera un voltaje sinusoidal de magnitud y fase requerida en cada una de las fases para compensar el voltaje.

2.5. CARACTERÍSTICAS DEL DVR

Existen muchas variables que inciden en la capacidad de compensación del DVR [6] entre las cuales podemos citar: nivel de voltaje, potencia y energía máxima. Para que el dispositivo trabaje de forma adecuada se debe tener en cuenta un almacenamiento suficiente para que compense las depresión más severa (hasta el 50%). La magnitud del voltaje que inyecte el DVR depende de:

- capacidad del dispositivo de almacenamiento de energía de cd.
- relación de transformación del transformador de acoplamiento.
- índice de modulación.

Todos estos dispositivos deberán estar dimensionados de tal manera que puedan compensar el voltaje para el peor de los casos de funcionamiento.

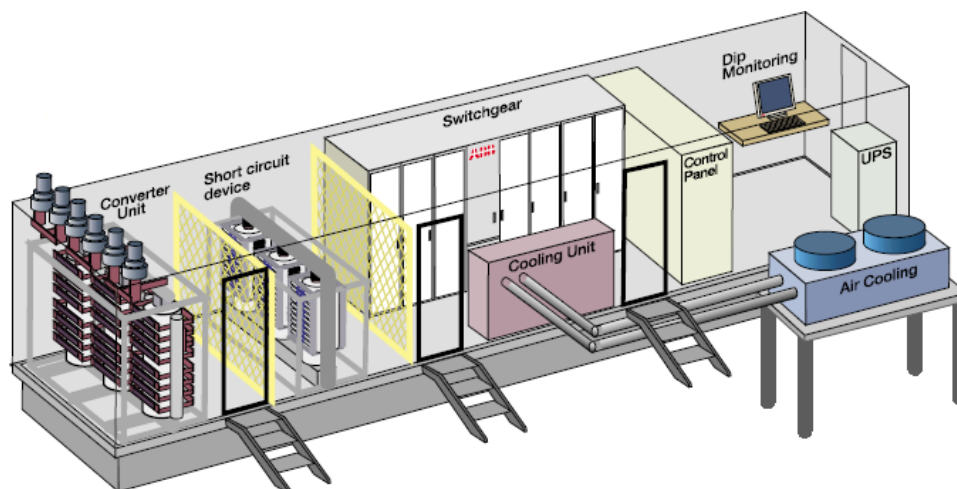


Fig. 2.8. Aspecto físico del DVR [7].

Es aconsejable que el DVR no trabaje por periodos muy largos debido a que puede descargarse su fuente de almacenamiento de voltaje, entonces al momento de ocurrir una interrupción severa, deberán accionarse las protecciones de la carga para sacarla de funcionamiento.

Entre las principales características del DVR [8] tenemos:

- Su capacidad de respuesta es rápida de 0.5 a 2.5 ms.
- Puede entregar potencia activa y reactiva de acuerdo a la topología y al sistema de control
- Puede compensar voltaje tanto en magnitud como en fase de acuerdo al esquema de control.
- Al conectarse en serie, sólo puede afectar a los dispositivos colocados luego de su punto de instalación.

- Opera mediante la variación de tensión cambiando la impedancia total vista desde el alimentador.
- Su rango de operación depende de su capacidad de generar tensión.

2.5.1. TOPOLOGÍA DEL DVR.

La topología presentada en la Fig. 2.9 es de un buen rendimiento a un costo y complejidad bajo [6]. El DVR está compuesto por los siguientes elementos:

- Transformador de Inyección
- Un filtro de armónicos
- Dispositivo de almacenamiento
- Un convertidor de fuente de voltaje (inversor VSI)
- Enlace DC
- Sistema de control y protección

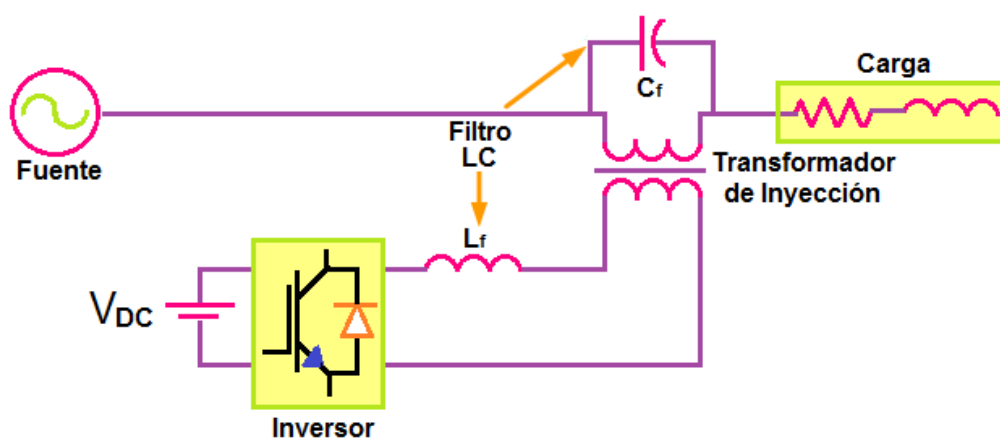


Fig. 2.9. Topología y composición de DVR.

Transformador de inyección, éste se encarga de conectar el DVR a la red, el devanado de alta tensión se lo conecta en serie a la misma mientras que en el devanado secundario va conectado el inversor y todos los elementos que componen el DVR. Dependiendo de la relación de transformación podemos implementar el DVR a un nivel mucho menor de voltaje.

Filtro de Armónicos, se encarga de eliminar los armónicos de baja frecuencia dejando solamente armónicos de alta frecuencia que son anulados por el convertidor.

Convertidor de fuente de voltaje, conocido también como inversor de voltaje convierte el voltaje DC de la fuente de almacenamiento a un voltaje sinusoidal trifásico controlable, este voltaje es generado por el ciclo de trabajo.

Enlace DC: este tiene dos tareas principales: la primera es cargar la fuente de energía después de haber actuado en una compensación de caída de voltaje y la segunda es mantener el voltaje del enlace DC a su valor nominal.

2.5.2. FUNCIONAMIENTO DEL DVR

La impedancia del sistema (Z_S) depende del nivel de falla en la barra de carga. Cuando el voltaje del sistema (V_{grid}) cae, el DVR inyecta un voltaje serie (V_{DVR}) a través de los transformadores de inyección y así mantiene el voltaje deseado en la carga (V_{Load}).

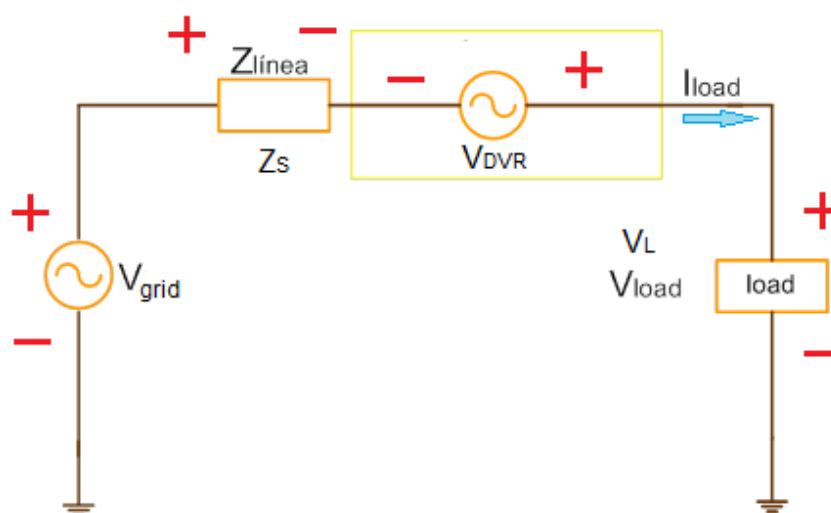


Fig. 2.10. Funcionamiento del DVR en la red.

El voltaje serie inyectado está definido como:

$$V_{DVR} = V_{Load} + Z_S * I_{Load} - V_{sag} \quad (2.1)$$

Dónde:

V_{Load} : Magnitud de voltaje de la carga deseado

Z_S : Impedancia del sistema

I_{Load} : Corriente de la carga

V_{sag} : Voltaje del sistema durante la condición de falla

La corriente de la carga estará dada por:

$$I_{Load} = \frac{[P_L + jQ_L]}{V_{Load}} \quad (2.2)$$

Si tomamos a I_{Load} como referencia, la ecuación puede escribirse como:

$$V_{DVR} \angle \emptyset = V_{Load} \angle \delta + Z_S * I_{Load} \angle \beta - V_{sag} \angle \theta \quad (2.3)$$

β , δ , $\emptyset$ son ángulos de Z_S , V_{load} y V_{DVR} respectivamente y θ es el ángulo de la carga

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{Q_L}{P_L} \right) \quad (2.4)$$

La potencia compleja inyectada por el DVR se define como:

$$S_{DVR} = V_{DVR} I_{Load} * \quad (2.5)$$

La potencia reactiva que entregue el DVR dependerá del ángulo que haya entre el voltaje del DVR y la corriente de la carga, es decir depende del ángulo $\emptyset$ de inyección del DVR.

2.5.3. MÉTODOS PARA LA COMPENSACIÓN DE SAG DEL DVR

Tres estrategias de compensación se utilizan normalmente para la compensación de caídas [6]:

Compensación Pre-sag, en este tipo de compensación el DVR inyecta un voltaje con magnitud y fase necesaria para volver al voltaje que había en la condición inicial de pre-sag con el cual opera la carga (Fig. 2.11).

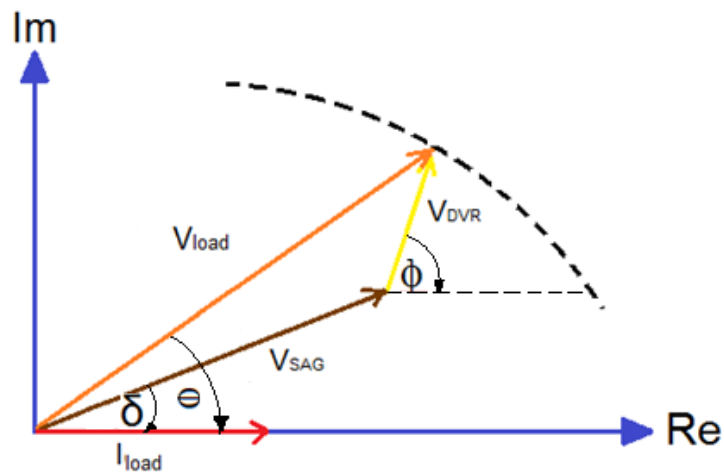


Fig. 2.11. Compensación pre-sag.

V_{DVR} es el voltaje inyectado a la carga y V_{Load} es un voltaje pre_sag

$$|V_{DVR}| = |V_{load}| - |V_{sag}| \quad (2.6)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{V_{load} \sin(\theta) - V_{sag} \sin(\delta)}{V_{load} \cos(\theta) - V_{sag} \cos(\delta)} \right) \quad (2.7)$$

Mínimo (optimizados) de inyección de energía: éste método consiste en inyectar la menor cantidad de potencia activa de tal manera que dicho voltaje de compensación se encuentre en cuadratura a la corriente de la carga.

Al estar el voltaje en cuadratura con la corriente de la carga, prácticamente el DVR entrega solo potencia reactiva la cual es generada por el convertidor, esto se lo muestra en la Fig. 2.13.

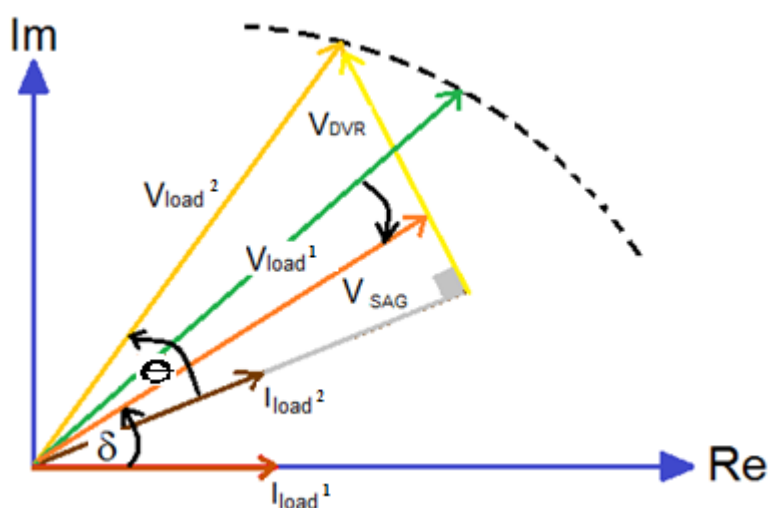


Fig. 2.13. Compensación de energía optimizada.

2.6. CONVERTIDORES ESTÁTICOS

Son dispositivos que permiten convertir la energía de una entrada directa o alterna a una salida de la misma naturaleza, basándose en componentes de electrónica de potencia que utiliza los siguientes convertidores:

- CONVERTIDORES DC-DC
- CONVERTIDORES AC-DC mejor conocidos como rectificadores
- CONVERTIDORES DC-AC o Inversores
- CONVERTIDORES AC-AC llamados ciclo convertidores o convertidores de matriz

Para empezar el análisis de los diversos dispositivos “Custom Power” es necesario conocer su tecnología y con que tipo de convertidores trabaja, ya que se dispone de una variedad de transistores que utilizados como elementos de conmutación permiten controlar la operación de interruptores, operación que es realizada en la región de saturación. Para producir corriente de flujo bidireccional los transistores de potencia se emplean conjuntamente con diodos antiparalelos [9].

Las cinco categorías de transistores clasificadas [9] de manera general son:

- transistores bipolares de unión (BJT)
- transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET)
- transistores de inducción estática (SIT)
- transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)
- COOLMOS

Como se sabe los transistores reales tienen limitaciones en comparación con los ideales, por lo que se debe elegir el dispositivo a usar dependiendo de sus características de aplicación [10].

2.6.1. CONVERTIDORES DC-AC

Los convertidores DC-AC tienen una amplia gama de aplicaciones en los sistemas de transmisión y distribución, son usados en motores AC de velocidad variable, calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de reserva, fuentes de alimentación ininterrumpibles [10], etc. Este tipo de convertidores son los encargados de convertir un voltaje de entrada de corriente directa a un voltaje de salida de corriente alterna, con magnitud y frecuencia deseada por el diseñador, y que para mejorar la distorsión armónica de salida usan señales de control por modulación de ancho de pulso (PWM).

Los convertidores DC-AC son también conocidos como inversores y se pueden clasificar en dos tipos:

- inversores monofásicos
- inversores trifásicos.

Usaremos los inversores monofásicos como base introductoria para el análisis de los inversores trifásicos.

2.6.2. INVERSORES MONOFÁSICOS

Modulación por Ancho de Pulso (PWM) del inversor, es una técnica que consiste en controlar la amplitud de voltaje de salida haciendo variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal y se puede utilizar tanto para inversores monofásicos como trifásicos [10].

Las señales de control, se generan comparando una señal sinusoidal de referencia (moduladora) con una de onda triangular (portadora) que controla la frecuencia de conmutación (f). Para controlar la modulación de la frecuencia se tiene la siguiente expresión:

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{moduladora}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{seno}}} \quad (2.10)$$

El voltaje de referencia sinusoidal debe generarse dentro del circuito de control del inversor, o tomarse de una referencia externa. El valor pico de la señal moduladora debe estar centrada en el medio de la señal portadora y no ser mayor. El índice de modulación de amplitud m_a se define como sigue:

$$m_a = \frac{V_{m, \text{ moduladora}}}{V_{m, \text{ portadora}}} = \frac{V_{m, \text{ seno}}}{V_{m, \text{ triangular}}} \quad (2.11)$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de voltaje de la fundamental V_o , es linealmente proporcional a m_a

$$V_o = m_a V_{DC} \quad (2.12)$$

Donde m_a se ajusta para compensar tanto las variaciones de voltaje de una fuente de continua no regulada, como para cambiar la amplitud de la salida. Para el caso en el que exista sobremodulación es decir cuando $m_a > 1$ el incremento no será lineal.

En la modulación por ancho de pulso los interruptores en puente de onda completa deben estar dispuestos a transportar la corriente de manera bidireccional, además de tener en cuenta los tiempos de conmutación ya que los interruptores reales no se abren o cierran instantáneamente.

Existen dos tipos de conmutaciones con las cuales se puede generar la señal de control para la modulación por ancho de pulso:

- conmutación bipolar
- conmutación unipolar

Inversor en Puente Completo, el puente completo de un inversor monofásico para fuente de voltaje o VSI (Voltage Source Inverter sus siglas en inglés) posee cuatro interruptores periódicos [9], que para su análisis pueden ser representados como switches ideales (Fig. 2.14):

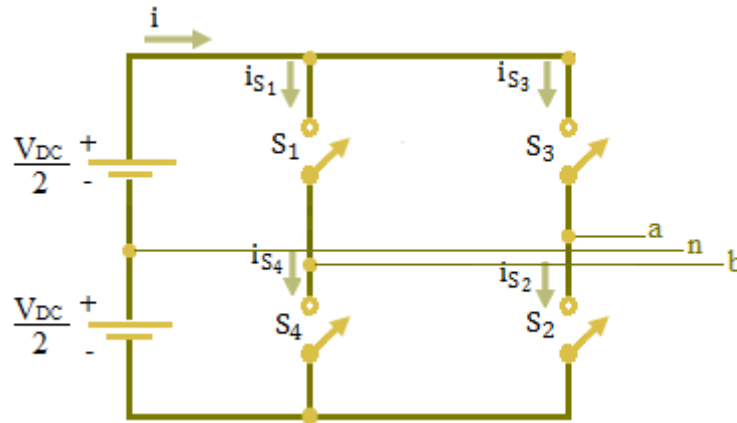


Fig. 2.14. Circuito con switches ideales.

El voltaje en cada ramal es:

$$\bar{V}_a = \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (2.13)$$

$$\bar{V}_b = \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega t + \theta - \pi) \quad (2.14)$$

$$\bar{V}_{ab} = \bar{V}_a - \bar{V}_b = m_a V_{DC} \sin(\omega t + \theta)$$

$$\tilde{V}_{ab} = \tilde{V}_{Conv} = \tilde{V}_{AC} = m_a V_{DC} \quad (2.15)$$

En la disposición real (Fig. 2.15) se requiere de cuatro dispositivos de conmutación, usando interruptores de electrónica de potencia de estado

sólido IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) en nuestro caso, y cuatro diodos antiparalelos, de los cuales necesitamos saber su corriente promedio.

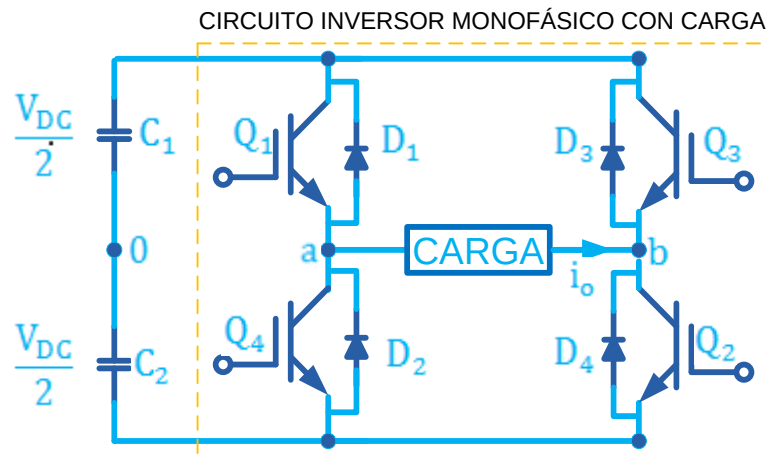


Fig. 2.15. Esquema de un inversor monofásico [9].

Analizando el voltaje de salida [9] en RMS tenemos:

$$V_o = \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} v_{DC}^2(t) dt = V_s \quad (2.16)$$

Donde

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{DC}}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.17)$$

Para cargas inductivas con frecuencias de conmutación relativamente altas, se puede suponer que la corriente i_o de carga y el voltaje de salida son sinusoidales, y que el voltaje de alimentación de DC permanece constante por tanto:

$$i_s(t) = \frac{1}{V_{DC}} \sqrt{2} V_o \sin(\omega t) \sqrt{2} I_o \sin(n\omega t - \theta_1) \quad (2.18)$$

Expresión que se puede simplificar como sigue

$$i_s(t) = \frac{V_o}{V_{DC}} I_o \cos(\theta_1) - \frac{V_o}{V_{DC}} I_o \cos(2\omega t - \theta_1) \quad (2.19)$$

Donde:

V_o = voltaje RMS fundamental de salida

i_o = corriente RMS en la carga

θ_1 = ángulo de impedancia de carga a la frecuencia fundamental

Conmutación Bipolar, si la señal de salida toma valores alternos ($\pm V$)

del voltaje, la modulación PWM es bipolar [10]. Para implementar esta

conmutación mediante el inversor de onda completa se debe comparar

la señal moduladora y portadora:

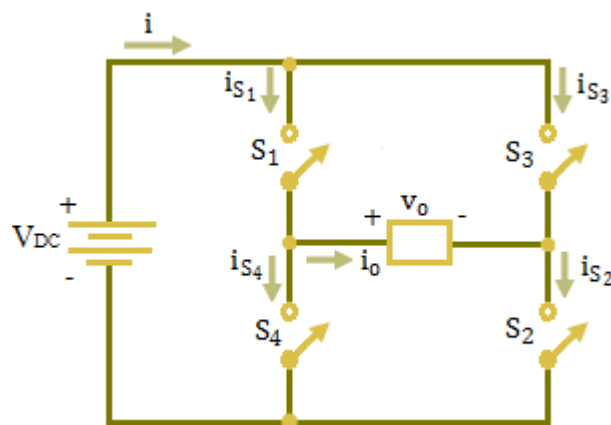


Fig. 2.16. Circuito Básico de Conmutación.

Las condiciones disparos en las que se da una conmutación bipolar son:

$$V_{\text{seno}} > V_{\text{tri}} (V_o = +V_{\text{DC}}) \rightarrow S_1 \text{ y } S_2 \text{ están conduciendo}$$

$$V_{\text{seno}} < V_{\text{tri}} (V_o = -V_{\text{DC}}) \rightarrow S_3 \text{ y } S_4 \text{ están conduciendo}$$

Conmutación Unipolar, ésta conmutación se realiza entre valores altos a cero o de bajos a cero [5]. Basándonos en la Fig. 2.17 la conmutación unipolar se tiene las siguientes condiciones de los interruptores:

$$\text{Si } V_{\text{seno}} > V_{\text{tri}} \rightarrow S_1 \text{ conduce}$$

$$\text{Si } -V_{\text{seno}} < V_{\text{tri}} \rightarrow S_2 \text{ conduce}$$

$$\text{Si } -V_{\text{seno}} > V_{\text{tri}} \rightarrow S_3 \text{ conduce}$$

$$\text{Si } V_{\text{seno}} < V_{\text{tri}} \rightarrow S_4 \text{ conduce}$$

Nótese que los interruptores (S_1, S_4) y (S_2, S_3) , deben ser complementario es decir mientras uno esta abierto el otro debe estar cerrado.

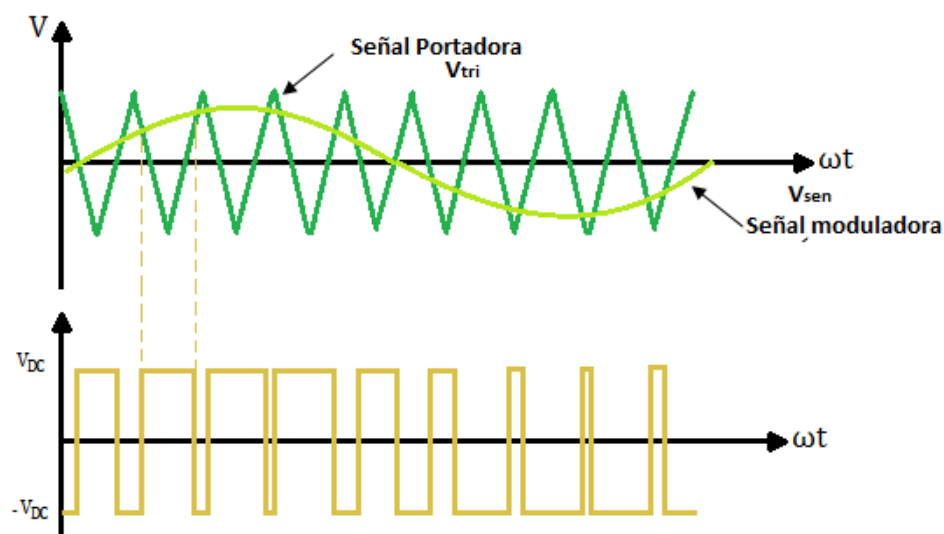


Fig. 2.17. Modulación por ancho de pulso bipolar.

La frecuencia de la señal de salida en el convertidor esta dada por la frecuencia de la señal moduladora, las señales de pulso dependen de la amplitud de la señal moduladora. Teniendo como referencia la señal portadora, se la compara con la señal moduladora y así se generan las señales de disparo. La única restricción que existe es que no pueden activarse los dos interruptores de un mismo ramal de manera simultánea.

Se puede variar el voltaje rms de salida, variando el índice de modulación m_a . Se puede observar que el área de cada pulso corresponde, en forma aproximada, al área bajo la onda sinusoidal en promedio.

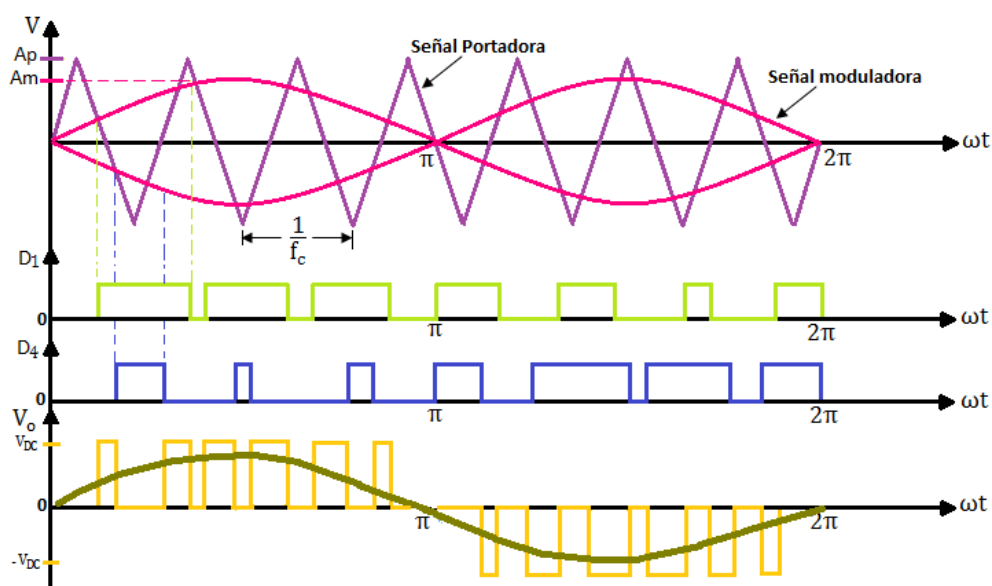


Fig. 2.18. Modulación por ancho de pulso unipolar.

Armónicos en la modulación: la modulación PWM reduce de manera considerable la distorsión armónica (DAT) de la corriente a la salida del inversor, la cual tendrá armónicos de frecuencias altas, que son muchas más veces mayores que la componente fundamental, pero más fáciles de filtrar reduciendo así el tamaño del filtro.

2.6.3. INVERSORES TRIFÁSICOS DE VOLTAJE CON MODULACIÓN PWM

El inversor trifásico convierte el voltaje DC en un voltaje trifásico controlable, y al igual que en un inversor monofásico, emplea interruptores de electrónica de potencia de estado sólido IGBT con

modulación de ancho de pulso (PWM) que permite modelar y controlar el voltaje trifásico de salida en magnitud y frecuencia.

Un inversor trifásico puede estar basado en tres puentes inversores monofásico en medio u onda completa. Con referencia en la Fig. 2.19 se tiene las siguientes condiciones de conmutación:

Si $V_A > V_{tri} \rightarrow S_1$ conduce

Si $V_C > V_{tri} \rightarrow S_2$ conduce

Si $V_B > V_{tri} \rightarrow S_3$ conduce

Si $V_A < V_{tri} \rightarrow S_4$ conduce

Si $V_C < V_{tri} \rightarrow S_5$ conduce

Si $V_B < V_{tri} \rightarrow S_6$ conduce

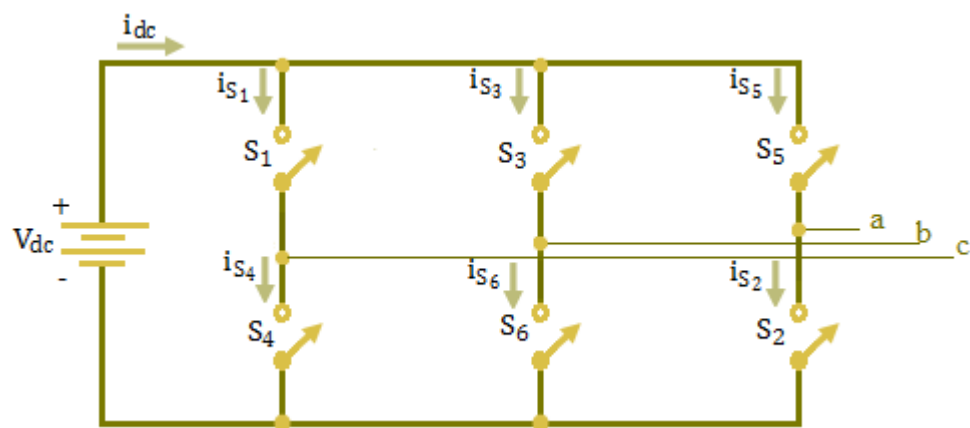


Fig. 2.19. Esquema de Conmutación.

En el inversor trifásico, la conmutación se realiza con tres señales moduladoras de referencia desfasadas entre sí 120° y una señal triangular.

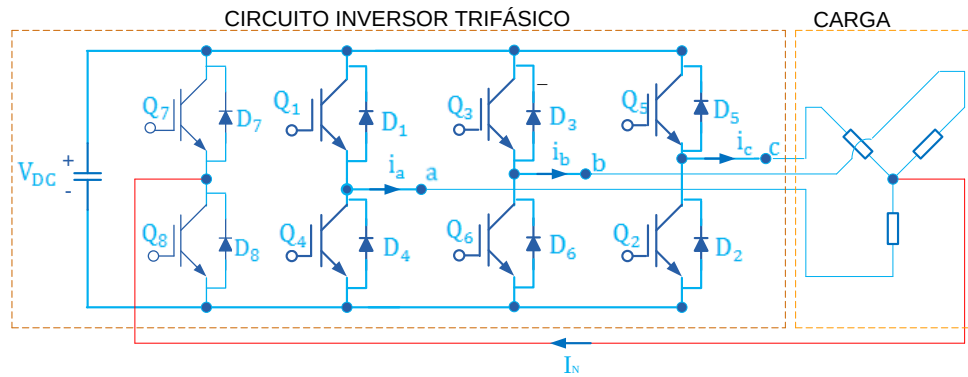


Fig. 2.20. Configuración del Inversor trifásico basado en transistores IGBT.

En el Restaurador Dinámico de Voltaje este inversor debe hacer frente a los problemas de desbalance de fases producidos tanto en las depresiones como en los saltos de voltaje que ocurren en la red, todo al mismo tiempo, analizando cada fase individualmente.

$$\begin{aligned}\bar{V}_A &= \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega t + \theta) \\ \bar{V}_B &= \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \bar{V}_C &= \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \bar{V}_{AB} &= \bar{V}_A - \bar{V}_B = m_a \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC} \sin\left(\omega t + \theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ \tilde{V}_{AB} &= \tilde{V}_{Conv} = 0.866 m_a V_{DC}\end{aligned}\tag{2.20}$$

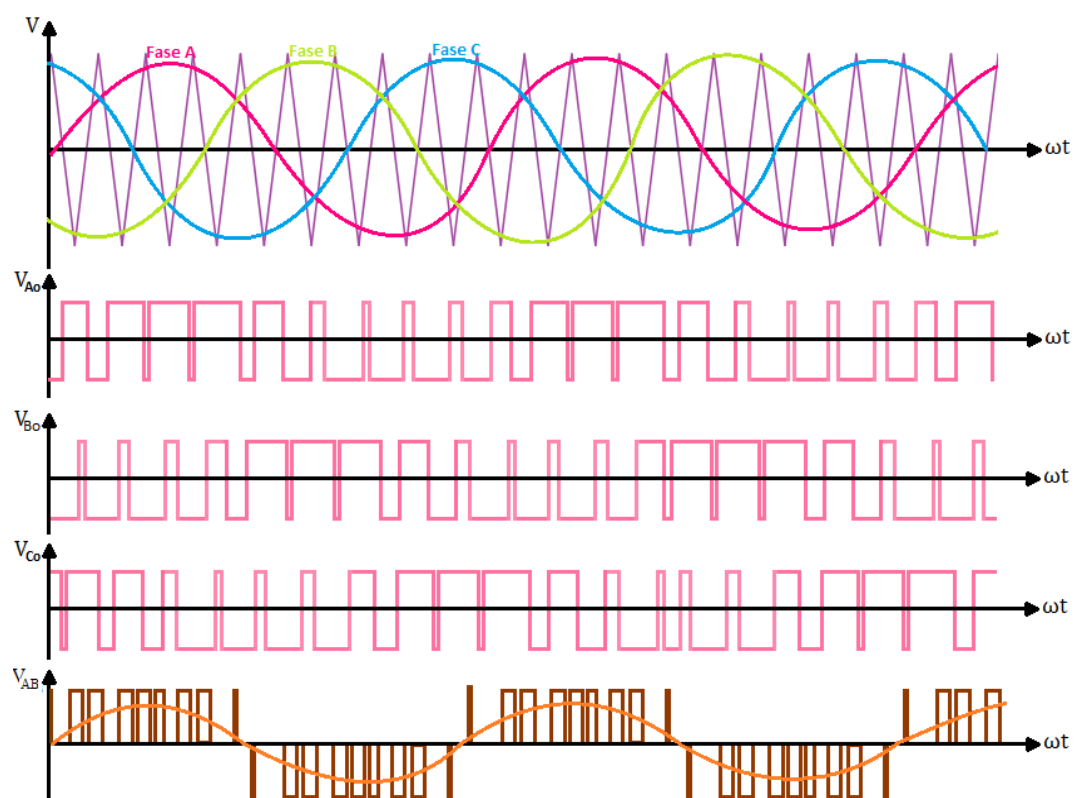


Fig. 2.21. Modulación por ancho de pulso de un convertidor trifásico.

CAPÍTULO III

DIMENSIONAMIENTO DEL DVR

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

Se escogió esta topología debido a su simplicidad tanto de diseño como en el control, además este tipo de topología nos asegura que el DVR entregará un voltaje filtrado y sin distorsiones.

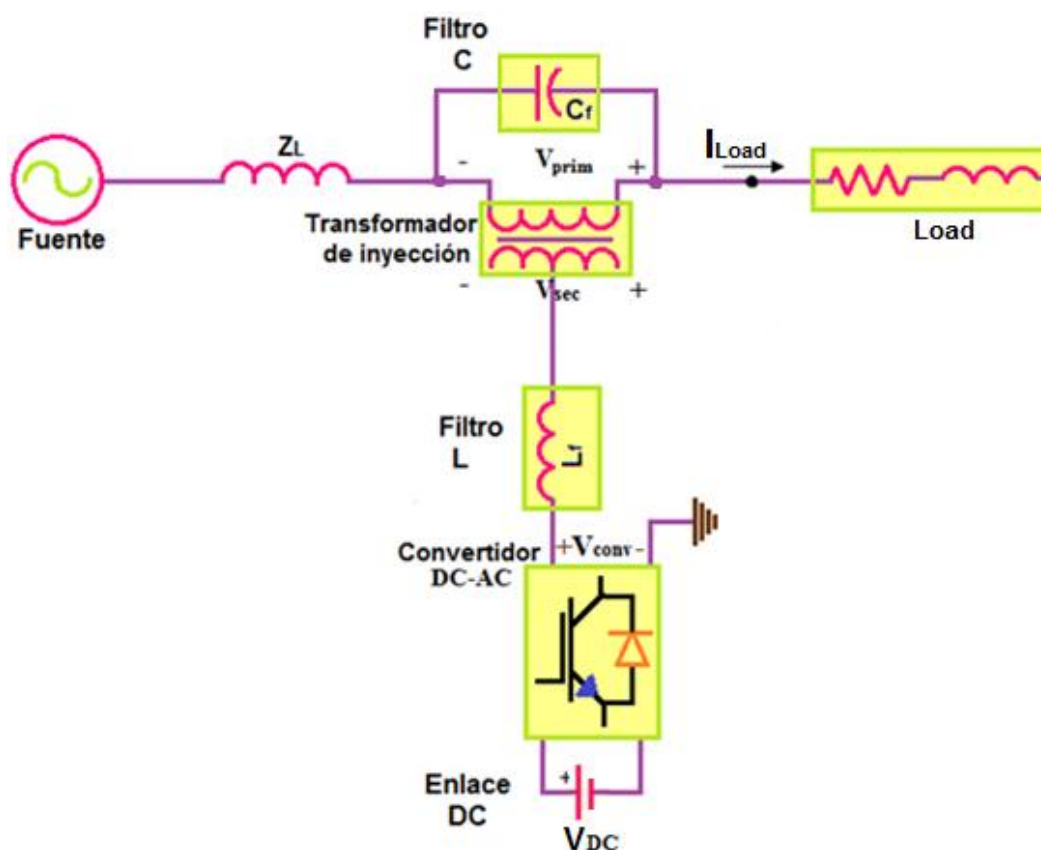


Fig. 3.1. Topología utilizada del DVR.

3.1. DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-AC

En la fig. 3.2 se define la topología del convertidor que se utiliza, el diseño de este convertidor DC-AC trifásico consiste de cuatro ramales, tres son los ramales de las fases y uno es el ramal del neutro; la potencia a la que está dado el convertidor es la misma potencia de la carga esto quiere decir a 100KVA, se encuentra formado por switches ideales para la conmutación y además estos son controlados por señal de ancho de pulso.

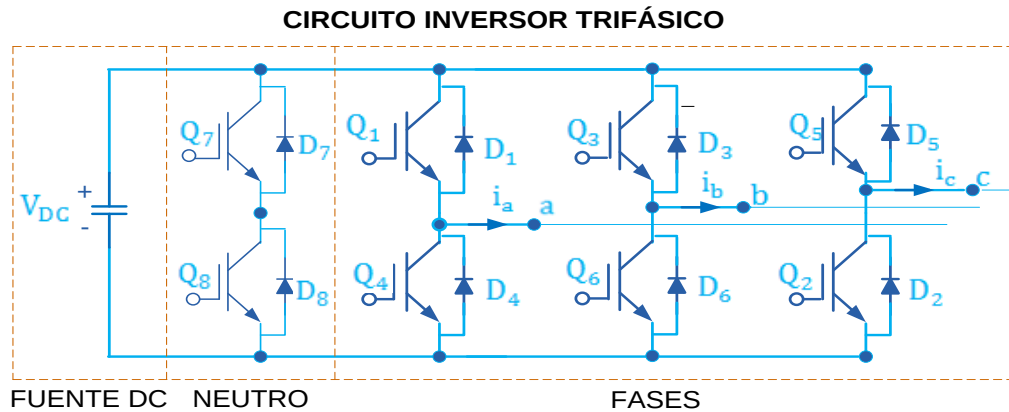


Fig. 3.2. Convertidor trifásico utilizado.

3.1.1. DIMENSIONAMIENTO DEL VOLTAJE DC DEL CONVERTIDOR

El voltaje que entregará el convertidor será de hasta 460V rms de línea a línea por lo que el enlace DC estará a un nivel de voltaje de $940 V_{DC}$, el índice de modulación estará dado por:

$$m = \frac{V_{ab} * \sqrt{2} * 2}{\sqrt{3} * V_{dc}} = \frac{460 * \sqrt{2} * 2}{\sqrt{3} * 940} = 0.799 \approx 0.8 \quad (3.1)$$

3.1.2. SELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES

De acuerdo a la clasificación de transistores del capítulo anterior, las características de cada interruptor son analizadas a continuación:

BJT o transistores bipolares de alta potencia se suelen usar en convertidores de potencia con frecuencias menores que 10 kHz y se aplican bien en capacidades hasta de 1200 [V] y 400 [A].

MOSFET de potencia se usan en convertidores de potencia y se consiguen con capacidades relativamente bajas de potencia de 1000 [V] y 100 [A], en un intervalo de frecuencia de varias decenas de kilohertz.

IGBT son transistores de potencia de voltaje controlado. En forma inherente, son más rápidos que los BJT, pero no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características muy superiores de activación y de salida que las de los BJT. Un IGBT tiene alta impedancia de entrada, como los MOSFET, y pocas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. Los IGBT son adecuados para alto voltaje, grandes corrientes y frecuencias hasta de 20 kHz, y se consiguen hasta para 1700 V y 2400 A.

El SIT es un dispositivo para alta potencia y alta frecuencia. La característica de normalmente cerrado y alta caída en estado activo limita sus aplicaciones en conversiones generales de potencia.

El COOLMOS se deriva de un MOSFET para mejorar la resistencia de estado cerrado por eso tiene pérdidas muy bajas en estado activo, se usa en aplicaciones de alta eficiencia y bajas capacidades de voltaje y corriente. [9]

En conclusión podemos darnos cuenta que el IGBT cumple con las especificaciones requeridas tanto de potencia como de voltaje en el diseño del DVR, el voltaje que es soportado por el interruptor es de 940V y una potencia de 100 KVA.

3.2. DIMENSIONAMIENTO DE LOS FILTROS

En el diseño se usa un filtro de segundo orden, es decir que estará compuesto de un inductor y un capacitor por fase, con la ayuda de las gráficas de voltaje y corriente correspondiente a los filtros se calcula el valor de los mismos, los cálculos realizados son para determinar un valor mínimo de capacitor e inductor.

3.2.1. DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR

Para controlar la forma de la corriente que entrega el convertidor se usa un inductor que controla el tamaño del rizado que tendrá la corriente.

Para el análisis se asume la peor condición en la que operará el DVR el cual será cuando éste entregue el voltaje nominal que necesita la carga (460V rms), como el transformador tiene una relación de 1:1 se tiene el voltaje nominal en la salida del convertidor como se muestra en la Fig. 3.3.

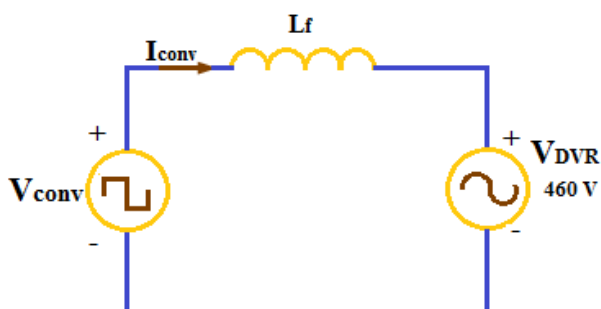


Fig. 3.3. Circuito equivalente para el cálculo del inductor.

Para determinar el valor del inductor se asume al convertidor como una fuente voltaje troceado, a continuación se conecta al inductor y después a una fuente de voltaje AC que es el voltaje nominal que necesita la carga, entonces se mide el voltaje del inductor el cual será un voltaje troceado.

$$V_L = V_{\text{conv}} - V_{\text{DVR}} \quad (3.2)$$

En la gráfica del voltaje del inductor (Fig. 3.4), se determinó el lugar en donde el área es mayor para definir el valor del inductor; entonces de la gráfica se puede decir que la mayor área bajo la curva esta dada en un tiempo aproximadamente de 0.0042 seg.

El integral del voltaje es el área de la curva, se determina el punto en el que el área es mayor (Fig. 3.5) para hallar un valor mínimo del inductor utilizando la fórmula de la corriente del inductor.

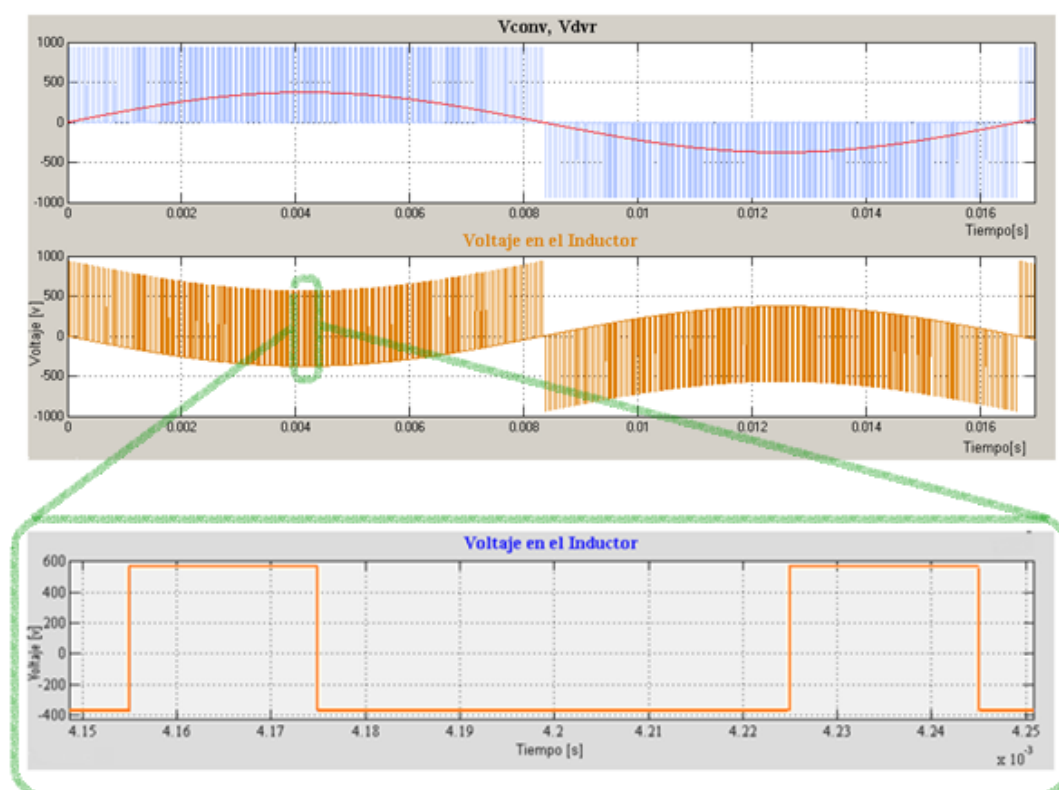


Fig. 3.4. Voltaje en el inductor.

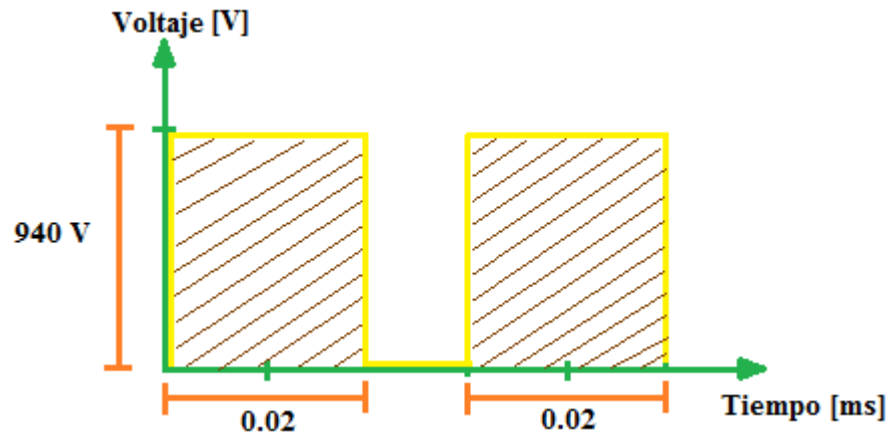


Fig. 3.5. Área bajo la curva de voltaje del inductor.

El valor del área es aproximadamente $0.0376 [V \times s]$ esta se la remplace en la siguiente ecuación:

$$\Delta_{i_{L_{\max}}} = \frac{1}{L_{\min}} \int_{t_0}^t v_L dt$$

$$\Delta_{i_{L_{\max}}} = \frac{1}{L_{\min}} \text{Area} \quad (3.3)$$

El sistema utilizado trabaja a una potencia trifásica de 100 KVA y un voltaje de 460 V que puede ser entregado por el DVR a la red, con las respectivas asunciones mencionadas anteriormente determinamos la corriente nominal del lado del convertidor.

Para hallar el rizado se necesita conocer la corriente nominal del sistema, aplicando la siguiente fórmula:

$$I_{\text{nominal}} = \frac{S_{3\phi}}{\sqrt{3} * V_{L-L}}$$

$$I_{\text{nominal}} = \frac{100000 \text{ VA}}{\sqrt{3} * 460V} \quad (3.4)$$

$$I_{\text{nominal}} = 125.511[A]$$

Con un rizado del 10% se tiene que $\Delta_{I_{L\text{máx}}} = 125.511 * 10\% = 12.55 \text{ [A]}$, despejando $L_{\text{mín}}$ de la ecuación tenemos:

$$L_{\text{mín}} = \frac{1}{\Delta_{I_{L\text{máx}}}} \text{Area}$$

$$L_{\text{mín}} = \frac{1}{12.55} (0.0376) \quad (3.5)$$

$$L_{\text{mín}} = 2.996 \times 10^{-3} \text{ [H]}$$

3.2.2. DIMENSIONAMIENTO DEL CAPACITOR

Para controlar el voltaje en la salida del convertidor se usa un capacitor, este se ubicará en el primario del transformador para filtrar directamente el voltaje que va al sistema de distribución y así mantener la calidad del voltaje que le llega a la carga.

Para determinar el valor del capacitor se realizó 3 análisis cuyos resultados fueron comparados y se eligió la mejor opción para el capacitor.

Método 1, ajustando la frecuencia de resonancia (f_{res}) entre el capacitor y el inductor.

El criterio que se escogió para ajustar el valor de la frecuencia de resonancia es el que la ganancia para el control de la corriente del capacitor es negativa, de esta manera que cada vez que la señal pasa por este lazo, esta es amortiguada; entonces según esto el valor de frecuencia de resonancia deberá ser menor a la frecuencia de conmutación (10 KHz) y se ajustará entre el intervalo de 1KHz – 10KHz.

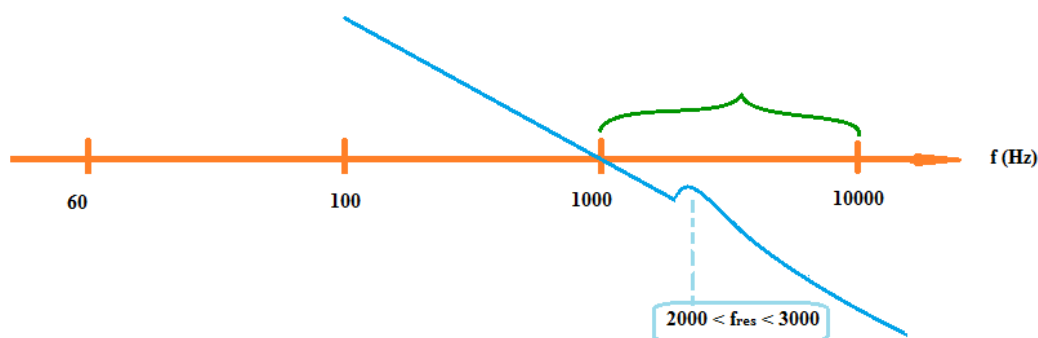


Fig. 3.6. Análisis de la frecuencia de resonancia en el filtro

Se procedió a calcular el capacitor utilizando la siguiente fórmula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

$$C = \frac{1}{L} * \left(\frac{1}{2\pi f_{res}} \right)^2 \quad (3.7)$$

Para una $f_{res} = 2\text{KHz}$, tenemos que $C = 2.11e - 6 [F]$

Método 2, ajustando la potencia reactiva que consume el capacitor ($I(xc)$).

Para este análisis se considera que la potencia reactiva absorbida por el capacitor debe ser mínima, la potencia reactiva que absorbe el capacitor esta dada por corriente que circula por el mismo, entonces se fija un valor de corriente que absorberá el capacitor.

El capacitor deberá absorber el rizado de la corriente que sale del inductor el cual será del 10% I_{sec} del transformador, entonces su valor será $I(xc) \cong 10\% \rightarrow I_{sec} = 0.1 * (125.511) = 12.55[A]$.

$$xc = \frac{V_{l-n}}{I(xc)} = \frac{460/\sqrt{3}}{12.55} = 21.16\Omega \quad (3.8)$$

Para una $f = 60\text{Hz}$, tenemos $C = 125.35 [\mu F]$

Método 3: ajustando el % de rizado del voltaje ($\% \Delta_{V_{C_{\max}}}$).

Una vez que ha quedado definido el valor del inductor, se mide la corriente que pasa a través de éste la cual será la corriente que irá a la carga.

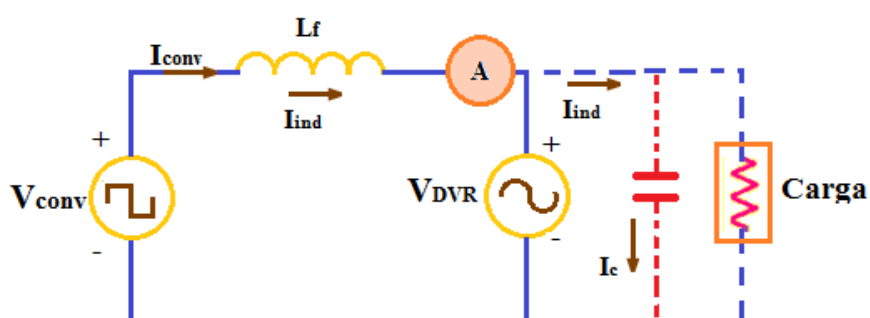


Fig. 3.7. Circuito equivalente para hallar el capacitor.

Al tener dos fuentes con fases y magnitudes en promedio iguales, no habrá flujo de potencia por lo que la magnitud de la corriente a través del inductor será cero, lo único que se observará es el rizado de la corriente; ésta corriente cuya magnitud es en promedio cero con rizado del 10%, será la que el capacitor deberá absorber.

Se midió la corriente que sale del inductor (Fig. 3.8) y de igual manera se buscó la parte del rizado en el que el área es mayor para determinar el valor mínimo del capacitor y se realizó el mismo análisis que se hizo para el cálculo del inductor.

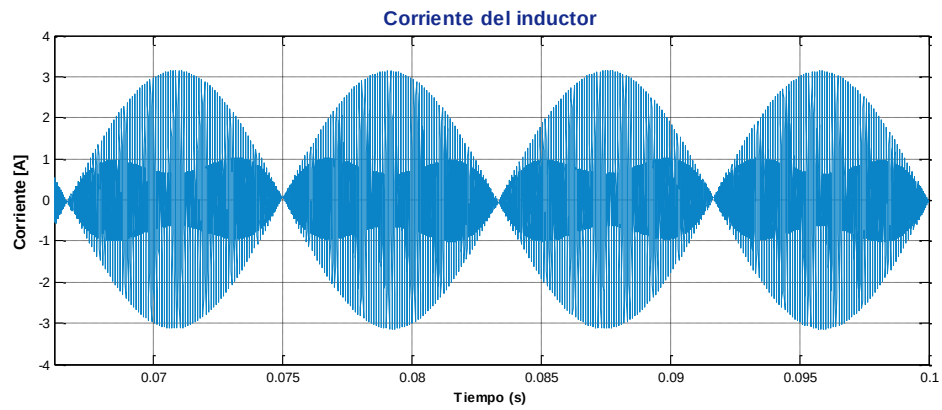


Fig. 3.8. Corriente en el inductor.

El área bajo la curva esta dada por la Fig. 3.9.:

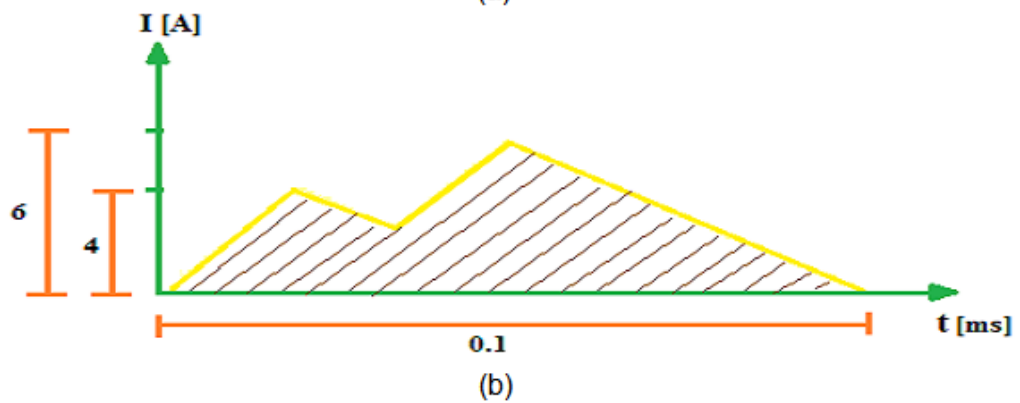
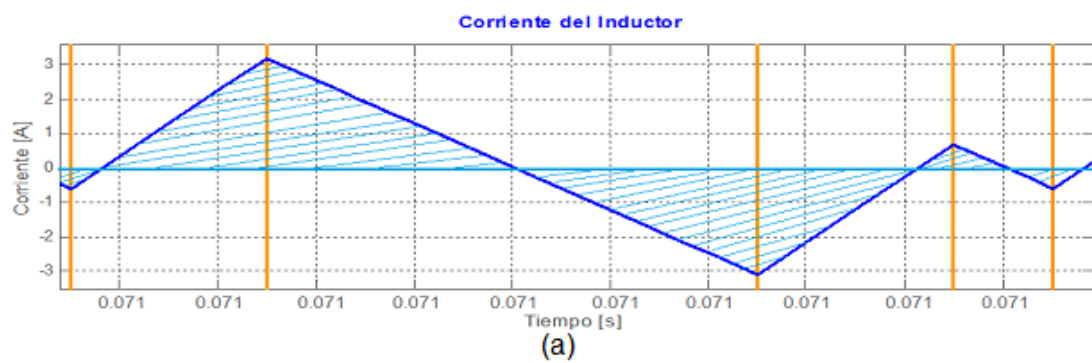


Fig. 3.9. (a) Área bajo la curva (b) Cálculo del área bajo la curva

Su valor es aproximadamente $0.3148 \times 10^{-3} [A \times s]$

$$\Delta_{v_{C_{\max}}} = \frac{1}{C_{\min}} \int_{t_0}^t i_C dt$$

$$\Delta_{v_{C_{\max}}} = \frac{1}{C_{\min}} \text{Area} \quad (3.9)$$

La $\Delta_{v_{C_{\max}}}$ no deberá ser mayor del 3%, entonces $\Delta_{v_{C_{\max}}} = 265.581 * 3\% = 7.96 [v]$. Despejando $C_{\min}$ de la ecuación:

$$C_{\min} = \frac{1}{\Delta_{v_{C_{\max}}}} \text{Area}$$

$$C_{\min} = \frac{1}{7.96} (0.131 \times 10^{-3}) \quad (3.10)$$

$$C_{\min} = 16.45 \times 10^{-6} [F] \text{ con rizado del } 3\%$$

Tabla 3.1. Valores de capacitor para los 3 métodos utilizados

Método	Criterio	$C_{\min} [\mu F]$
1	$f_{\text{res}} [2KHz]$	2.11
2	$I(xc) [10\%I]$	125.35
3	$\% \Delta_{v_{C_{\max}}} [3\%V]$	16.45

El valor de capacitor escogido se basa en el criterio de que lo más importante es el de regular el rizado del voltaje que sale del convertidor; según los resultados obtenidos el capacitor debe ser de $16.45e-6 [F]$ como valor mínimo.

Para comprobar que el valor calculado es el correcto se simuló el circuito con una carga para medir el voltaje en ésta (Fig. 3.10).

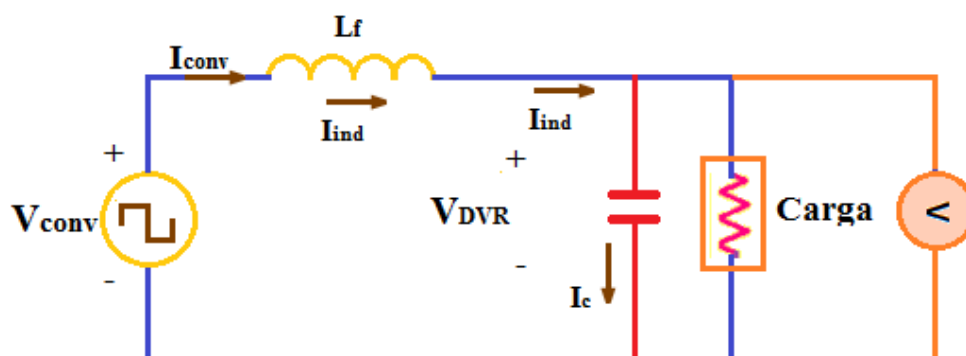


Fig. 3.10. Circuito equivalente con el capacitor.

En la Fig. 3.11 se muestra el voltaje en el capacitor, el voltaje es el esperado con un rizado pequeño.

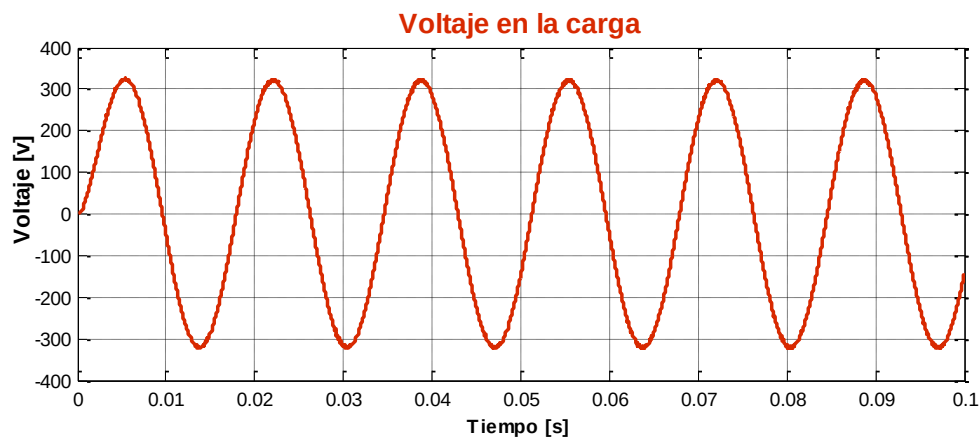


Fig. 3.11. Voltaje en el capacitor.

El rizado del voltaje en el capacitor se lo observa en la Fig. 3.12 el cual es de 3V y se mantiene entre los rangos aceptables.

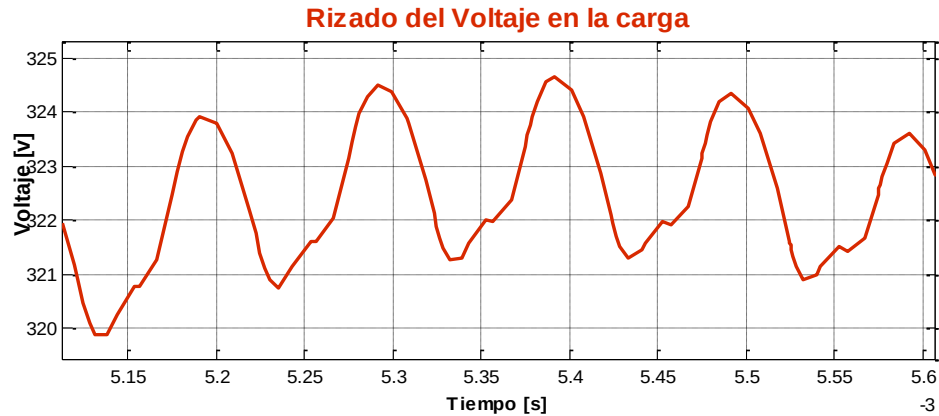


Fig. 3.12. Rizado del voltaje en el capacitor.

3.3. TRANSFORMADORES DE INYECCIÓN

Este bloque esta constituido por tres transformadores monofásicos (fig. 3.13) cuya relación esta dada por el nivel de voltaje que trabaja el convertidor y el nivel de voltaje red:

$$n = \frac{V_{conv}}{V_{grid}} = \frac{265.581}{265.581} = 1 \quad (3.11)$$

y la potencia de cada transformador será de:

$$S_T = \frac{100KVA}{3} = 33.33 KVA \quad (3.12)$$

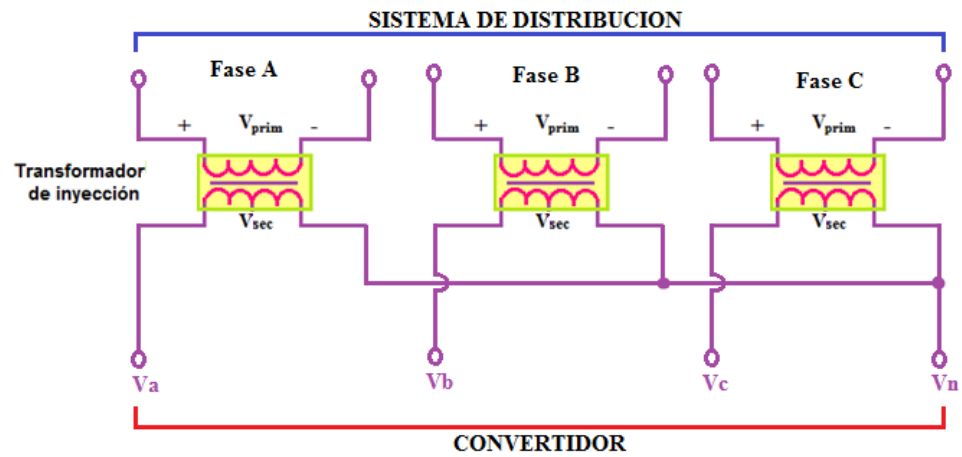


Fig. 3.13. Configuración de los transformadores de inyección.

En la tabla 3.2 se muestran los valores calculados para el diseño del DVR así también como datos de la carga y de la red.

Tabla 3.2. Valores calculados para el diseño del DVR

DISPOSITIVO	DESCRIPCIÓN	VALOR REAL
DVR	Potencia total	100 KVA
	Voltaje L-N máx	265.58 V
	Voltaje L-L máx	460 V
Convertidor Serie	Potencia Total	100 KVA
	Voltaje de L-N	265.58 V
	Voltaje de L-L	460 V
Filtro	Inductancia	2.996 mH
	Capacitancia	16.45 uF
Voltaje DC	Voltaje DC	940 Vdc
Transformador de inyección	Relación de vuelta	1:1
	Potencia 3 ϕ	100 KVA
Red y carga	Voltaje	460 V
	P _{Load}	76.6 KW
	Q _{Load}	64.28 KVAR
	Fp de la carga	0.76

CAPÍTULO IV

MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROLADOR

En el presente capítulo se abordará el diseño del control del sistema tanto de voltaje como de corriente para los cuales se asume condiciones que se especificarán en cada caso respectivamente. Se empezará planteando la estrategia de compensación, especificando la técnica de control usando la transformada de Park, el modelamiento matemático del sistema y finalmente el diseño del control.

4.1. ESTRATEGIA DE COMPENSACIÓN

La estrategia de compensación a usarse es la del método de inyección óptimo de energía, el cual consiste en inyectar solamente reactivo por medio del DVR, es decir, que el voltaje inyectado hacia la red deberá estar en cuadratura a la corriente de la carga.

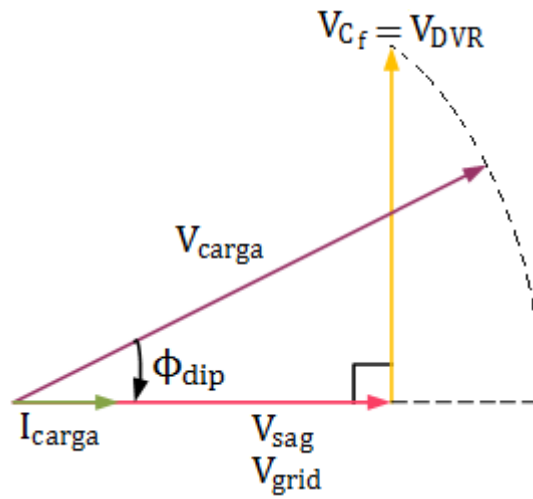


Fig. 4.1. Compensación por el mínimo de inyección de energía.

El objetivo principal del sistema de control es el de mantener la magnitud del voltaje de la carga o V_{load} constante, además en estado estable, la corriente y la potencia que consume la carga deberá ser constante [12].

$$V_{load} = constante \quad (4.1)$$

En estado estable:

$$I_{load}, P_{load}, Q_{load} = constante \quad (4.2)$$

4.2. ESTRATEGIA DE CONTROL

En la Fig. 4.2 se presenta un esquema en cual el controlador tiene señales de entrada medidas en diferentes puntos del sistema, la salida del controlador será la señal de modulación con la cual se generan los pulsos necesarios para regular un voltaje a la salida del convertidor dependiendo de las necesidades de la red.

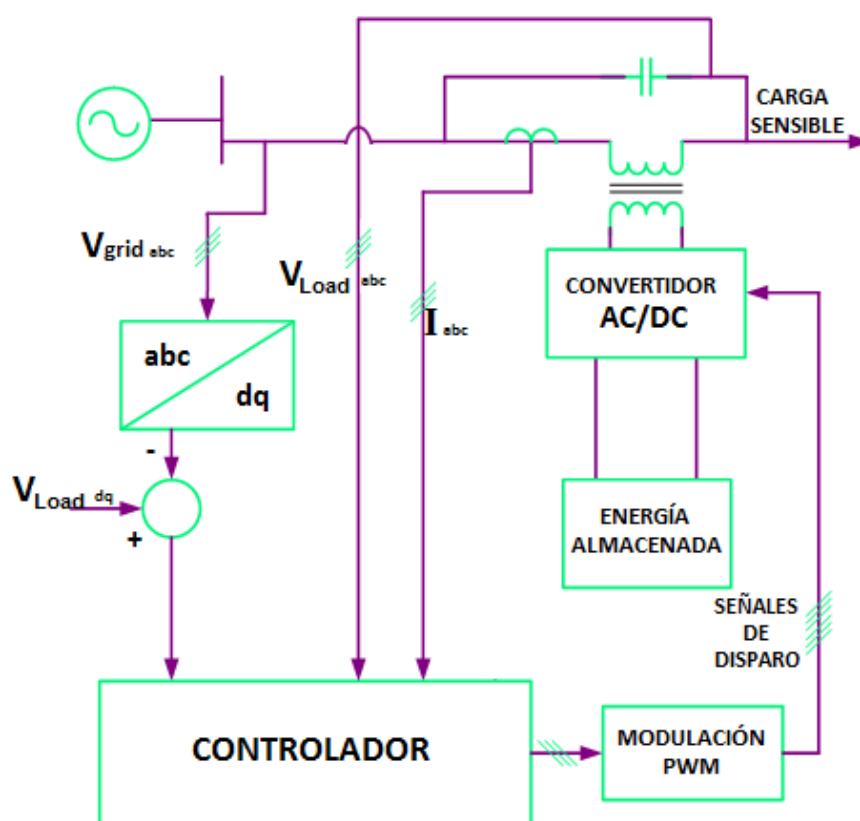


Fig. 4.2. Esquema del controlador del DVR.

Para el diseño del controlador se debe tener en cuenta que se necesita controlar tanto el voltaje que es inyectado a la red como la corriente que sale

del inversor, se diseñará un lazo de control para la corriente y un lazo de control para el voltaje, teniendo en cuenta que el lazo de corriente será mucho mas rápido que el lazo de voltaje; además al ser un sistema trifásico se hará uso de la transformada de Park para simplificar el análisis del cálculo del controlador. Por lo que previamente se hará referencia a dicha transformada.

Transformada de Park, también conocida como transformada dq0, consiste en llevar las coordenadas de un sistema trifásico estacionario a un sistema dq0 giratorio, esto se lo lleva a cabo en dos pasos:

Primero se hace una transformación de un sistema estacionario trifásico a un sistema estacionario $\alpha\beta$, después se transforma del sistema estacionario $\alpha\beta$ a un sistema rotatorio dq0 [13].

Combinando esta dos transformadas se deduce una transformada de un sistema estacionario ABC a un sistema rotatorio dq0, la cual es:

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(wt) & \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

A continuación en la Fig. 4.3 y 4.4 se muestra un ejemplo de la transformación de Park aplicado para un sistema trifásico ABC en el cual lo voltajes están definidos como:

$$v_a = 265.58 * \cos(\omega t) \quad (4.4)$$

$$v_b = 265.58 * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.5)$$

$$v_c = 265.58 * \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.6)$$

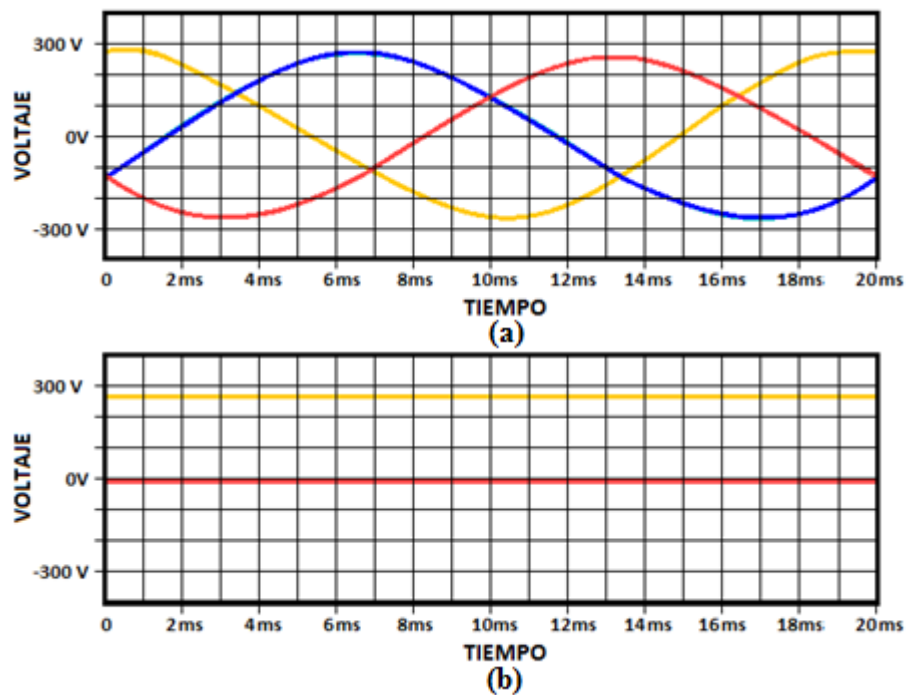


Fig. 4.3. (a) Voltaje de un sistema trifásico (b) Voltaje en un sistema dq0

El voltaje trifásico a sido transformado en dos componentes de voltaje dq con referencia a la fase a, entonces el V_d será la amplitud y V_q será cero.

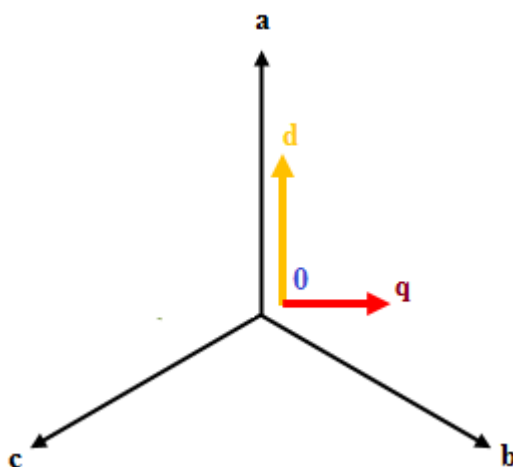


Fig. 4.4. Transformada dq0

Cuando se aplica la transformada de Park, se lleva el voltaje trifásico a dos componentes “d” y “q”, en donde la componente en “d” representa la componente activa del voltaje y la componente en “q” representa la componente reactiva; de esta manera se puede controlar el flujo de potencia activa y reactiva en el DVR.

Phase-Locked Loop (PLL), debido a que la señal de control debe ser de característica sinusoidal, para poder aplicar la transformada se necesita de un ángulo de referencia el cual estará presente al momento de transformar de dq0 a ABC, a esta señal de referencia se la conoce como PLL por sus siglas en inglés “phase-locked loop”.

La señal de referencia para el PLL del controlador será la corriente de la carga, debido a que el voltaje que el inversor inyectara deberá estar en cuadratura a la corriente de la carga.

El PLL consiste en un detector de fase cuya señal de salida varía entre los valores de 0 a 2π y esta señal oscila a una frecuencia igual a la frecuencia de la señal medida. La forma que tendrá la señal será:

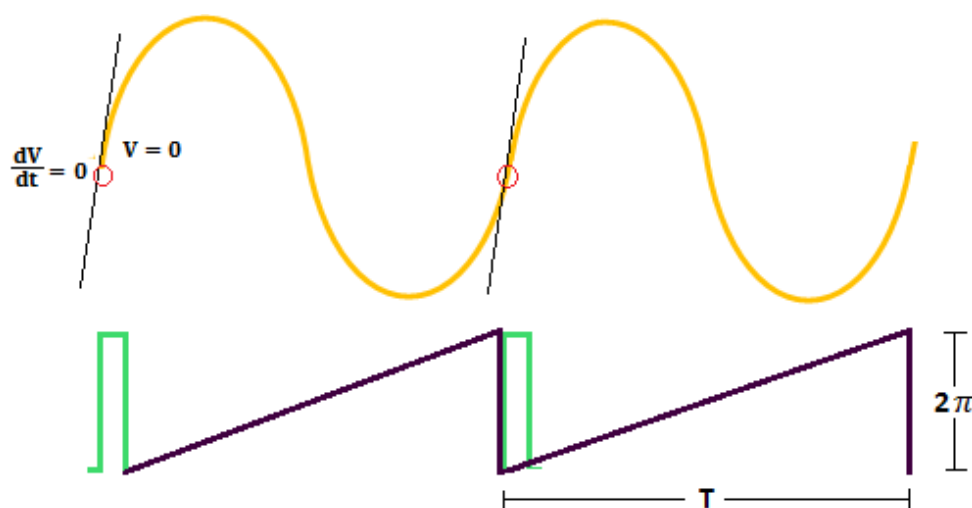


Fig. 4.5. Señal de referencia del PLL.

4.3. DISEÑO DEL CONTROL DEL DVR

Como se muestra en la Fig. 4.6, el método de control utilizado es el control en cascada en donde se tiene dos controladores, uno interno que es el de corriente y uno externo para el voltaje, para este tipo de control es necesario que el lazo

interno sea mucho más rápido que el lazo externo, así primero se estabiliza el lazo de corriente y después se estabiliza el lazo de voltaje; el lazo de voltaje ve al lazo de corriente como un valor fijo y estable y así nos asegura que el sistema sea estable; si el lazo interno no fuera lo suficientemente rápido, este sería como una perturbación para el lazo de voltaje y el sistema sería inestable.

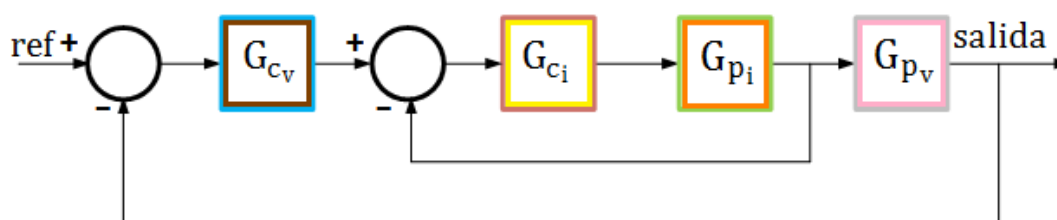


Fig. 4.6. Esquema sencillo del control.

Tanto en el lazo de corriente como en el lazo de voltaje, se tiene dos componentes, “d” y “q”, la componente “d”, es la del flujo de potencia activa, y la componente “q” controla el voltaje que se inyectará a la red. Se deberá hallar los controladores tanto para “d” como para “q” debido a que se los operará de manera individual.

4.4. MODELADO DE LA PLANTA

Para comenzar el análisis de la planta necesitamos hacer un circuito equivalente de está con cada uno de los elementos que la componen para posteriormente realizar el análisis matemático [14], el circuito equivalente de la planta se lo muestra en la Fig. 4.7.

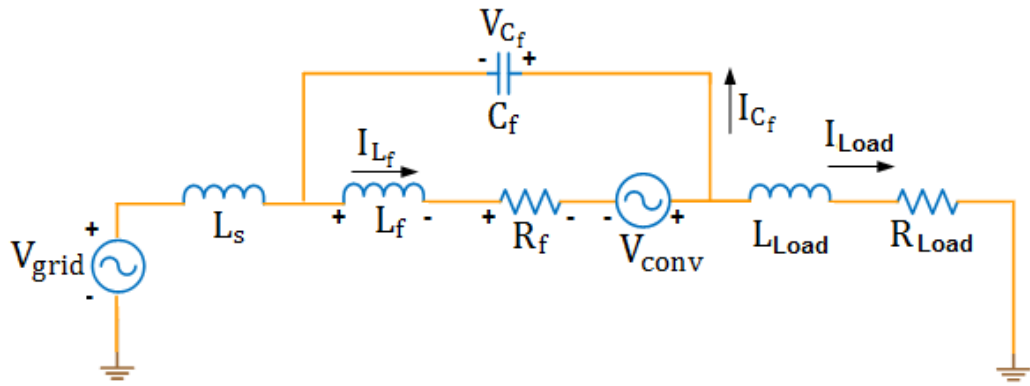


Fig. 4.7. Circuito equivalente de la planta.

Haciendo el análisis de voltaje de la Fig. 4.7

$$-v_{L_f} - v_{R_f} + v_{iny} - v_{C_f} = 0$$

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{1}{L_f} [v_{iny} - v_{C_f} - R_f i_{L_f}] \quad (4.7)$$

Haciendo el análisis de corriente

$$i_{L_f} = i_{C_f} + i_{carga}$$

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{L_f} - i_{carga}] \quad (4.8)$$

Antes de comenzar el análisis para hallar la ganancia de la planta primero definimos las variables.

$$i_{Lf_{abc}} = \begin{bmatrix} i_{Lf_a} \\ i_{Lf_b} \\ i_{Lf_c} \end{bmatrix} \quad i_{load_{abc}} = \begin{bmatrix} i_{load_a} \\ i_{load_b} \\ i_{load_c} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$v_{Cf_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{Cf_a} \\ v_{Cf_b} \\ v_{Cf_c} \end{bmatrix} \quad v_{CON_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{CON_a} \\ v_{CON_b} \\ v_{CON_c} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

De la Fig. 4.7 se obtienen las ecuaciones de voltaje y de la corriente para hallar la ganancia de la planta, estas son:

$$\frac{di_{Lf_{abc}}}{dt} = \frac{1}{L_f} [v_{CON_{abc}} - v_{Cf_{abc}} - R_f * i_{Lf_{abc}}] \quad (4.11)$$

$$\frac{dv_{Cf_{abc}}}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{Lf_{abc}} - i_{load_{abc}}] \quad (4.12)$$

Se comienza hallando la ganancia del lazo de corriente de la ecuación (4.11), se aplica la transformada de Park para simplificar el análisis:

$$X_{dq} = \bar{T} * X_{abc}$$

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(wt) & -\sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\bar{T} \frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{1}{L_f} [\bar{T} v_{CON} - \bar{T} v_{Cf_{abc}} - R_f * \bar{T} i_{Lf_{abc}}]$$

Primero se define el término $\bar{T} \frac{di_{Lf}}{dt}$, para esto comenzamos derivando la transformada:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{T} &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(wt) & -\sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\ \frac{dT}{dt} * i_{Lf} &= w \begin{bmatrix} -\sin(wt) & -\sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\cos(wt) & -\cos\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(wt - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} * i_{Lfabc} \quad (4.14) \\ \frac{dT}{dt} * i_{Lf} &= w \begin{bmatrix} i_{Lf_q} \\ -i_{Lf_d} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Se sabe que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf_d} \\ i_{Lf_q} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} [\bar{T} \bar{i}] = \bar{T} \frac{d}{dt} \bar{i} + \frac{d}{dt} \bar{T} \bar{i} \quad (4.15)$$

Entonces reemplazando (4.14) en (4.15) se tiene que

$$\bar{T} \frac{d}{dt} i_{Lf} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf_d} \\ i_{Lf_q} \end{bmatrix} - w \begin{bmatrix} i_{Lf_q} \\ -i_{Lf_d} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Ahora se reemplaza en la ecuación (4.13)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf_d} \\ i_{Lf_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \left(\begin{bmatrix} v_{CON_d} \\ v_{CON_q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cf_d} \\ v_{Cf_q} \end{bmatrix} - R_f \begin{bmatrix} i_{Lf_d} \\ i_{Lf_q} \end{bmatrix} \right) + w \begin{bmatrix} i_{Lf_q} \\ -i_{Lf_d} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Separamos las ecuaciones para d y q y desacoplamos y sumamos el voltaje del capacitor para que el controlador se haga independiente del mismo.

$$L_f \frac{di_{Lf_d}}{dt} = v_{CON_d} - v_{cf_d} - R_f i_{Lf_d} + w L_f i_{Lf_q} - w L_f i_{Lf_q} + v_{cf_d} \quad (4.18)$$

$$L_f \frac{di_{Lf_q}}{dt} = v_{CON_q} - v_{cf_q} - R_f i_{Lf_q} - w L_f i_{Lf_d} + w L_f i_{Lf_d} + v_{cf_q} \quad (4.19)$$

Entonces las funciones de transferencia para el lazo de corriente de d y q serán:

$$Gp_{id} = \frac{I_{Lf_d}(s)}{V_{CON_d}(s)} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (4.20)$$

$$Gp_{iq} = \frac{I_{Lf_q}(s)}{V_{CON_q}(s)} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (4.21)$$

Ahora se procede a determinar la funcion de transferencia para el lazo de voltaje de la ecuacion (4.12) y aplicamos la transformada de Park

$$\bar{T} \frac{dv_{cf_abc}}{dt} = \frac{1}{c_f} [\bar{T} i_{Lf_abc} - \bar{T} i_{load_abc}] \quad (4.22)$$

Aplicando la ecuacion (4.16) de la transformada para el Vcf tenemos que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cf_d} \\ v_{cf_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{c_f} \left(\begin{bmatrix} i_{Lf_d} \\ i_{Lf_q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{load_d} \\ i_{load_q} \end{bmatrix} \right) + w \begin{bmatrix} v_{cf_q} \\ -v_{cf_d} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Separamos las ecuaciones para d y q y desacoplamos y sumamos la corriente de la carga para que el controlador se haga independiente de la misma.

$$C_f \frac{dv_{cf_d}}{dt} = i_{Lf_d} - i_{load_d} + w C_f v_{cf_q} - w C_f v_{cf_d} + i_{load_d} \quad (4.24)$$

$$C_f \frac{dv_{cf_q}}{dt} = i_{Lf_q} - i_{load_q} - w C_f v_{cf_d} + w C_f v_{cf_q} + i_{load_q} \quad (4.25)$$

Entonces las funciones de transferencia para el lazo de voltaje de d y q serán:

$$Gp_{vd} = \frac{V_{cf_d}(s)}{I_{Lf_d}(s)} = \frac{1}{C_f s} \quad (4.26)$$

$$Gp_{vq} = \frac{V_{cf_q}(s)}{I_{Lf_q}(s)} = \frac{1}{C_f s} \quad (4.27)$$

Finalmente obtenemos el diagrama de bloque de nuestro sistema:

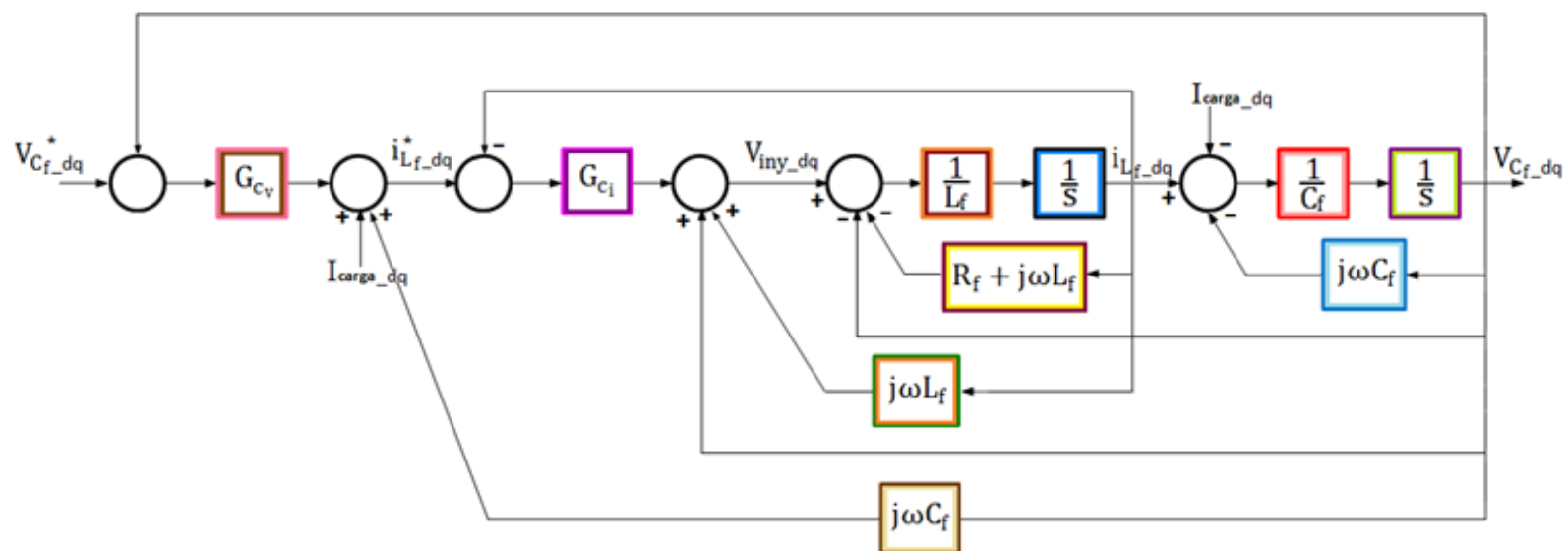


Fig. 4.8. Diagrama de bloque del controlador del DVR.

4.5. CÁLCULO DEL CONTROLADOR POR APROXIMACIÓN DEL FACTOR K

La aproximación del factor K es un método que permite hallar polos y ceros a un margen de fase y frecuencia de corte dado, mediante los cuales su controlador puede ser diseñado correctamente. Existen tres tipos de controladores los cuales se muestran en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Tipos de controladores

TIPO	GANANCIA	CONDICIÓN
I	$G_c(s) = \frac{k_c}{s}$	
II	$G_c(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)}$	$\omega_z < \omega_p$
III	$G_c(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)^2}{s (s + \omega_p)^2}$	$\omega_z < \omega_p$

Para hallar el controlador primero se calcula el ángulo con la siguiente fórmula:

$$\phi_{\text{boost}} = \text{MF} - \phi_{\text{sist}} - 90^\circ \quad (4.28)$$

Donde

ϕ_{boost} = ángulo que se inyecta para estabilizar el sistema

$\phi_{\text{sist}} = \text{ángulo del sistema}$

MF = *margen de fase deseado*

Para hallar el ángulo del sistema ϕ_{sist} se necesita graficar el Bode de la función de transferencia para el lazo de corriente de la ecuación (4.20).

$$G_{pi}(s) = \frac{1}{(2.996e - 3)s + 0.2} \quad (4.29)$$

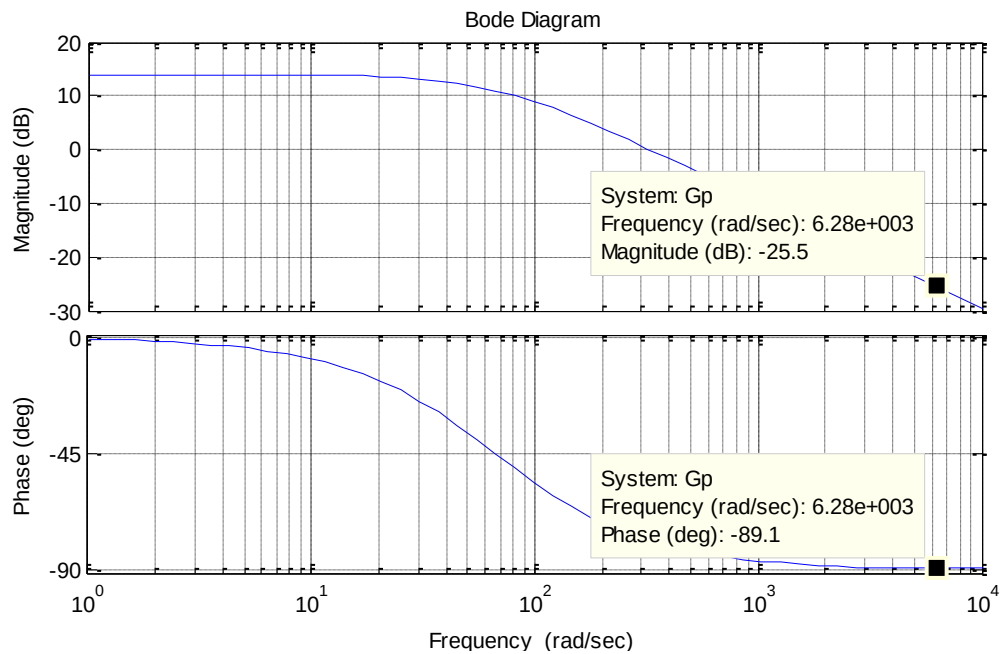


Fig. 4.9. Diagrama de Bode de la ganancia de la planta de corriente.

Como el ángulo hallado es -89.1 , reemplazando los valores en (4.28) se tiene:

$$\phi_{\text{boost}} = 60^\circ - (-89.1^\circ) - 90^\circ$$

$$\phi_{\text{boost}} = 59.1^\circ \quad (4.30)$$

Este ángulo es revisado en la tabla 4.2 que indica a que tipo de controlador pertenece.

Tabla 4.2. Selección del tipo de controlador

ÁNGULO REQUERIDO ϕ_{iny}	TIPO DE CONTROLADOR
0°	TIPO I
$< 90^\circ$	TIPO II
$> 90^\circ$	TIPO III

Se observa que el controlador es un TIPO II, por lo que se determinará el factor k para hallar los polos y los ceros.

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

$$k = \tan\left(\frac{59.1}{2} + 45^\circ\right)$$

$$k = 3.618 \quad (4.31)$$

Con el controlador TIPO II la ganancia de corriente es:

$$G_c(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)} \quad (4.32)$$

Para inyección máxima de fase la frecuencia de corte ω_c debería estar en el lugar geométrico de ω_z y ω_p , por tanto:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{k} \quad (4.33)$$

$$\omega_p = k\omega_c \quad (4.34)$$

4.5.1. OBTENCIÓN DE LOS POLOS Y CEROS PARA GANANCIA DE LAZO ABIERTO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE DEL INVERSOR.

En convertidores trifásicos se utiliza las siguientes frecuencias para voltaje y corriente.

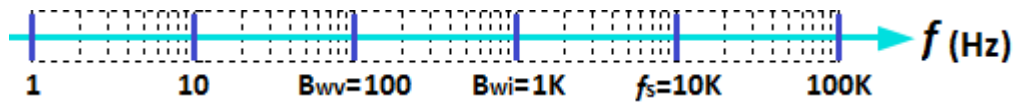


Fig. 4.10. Frecuencia de los lazos de control.

Partiendo del gráfico se asumirá una frecuencia $f_c = 1\text{KHz}$ para obtener la ganancia de corriente, con ese valor podemos calcular la frecuencia de corte como sigue:

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2\pi f_c \\ \omega_c &= 2\pi(1\text{KHz}) \\ \omega_c &= 6.283\text{e}3 \end{aligned} \quad (4.35)$$

Reemplazando el valor de ω_c en (4.33)

$$\begin{aligned} \omega_z &= \frac{6.283\text{e}3}{3.618} \\ \omega_z &= 1736.595 \end{aligned} \quad (4.36)$$

Ahora en (4.34)

$$\begin{aligned}\omega_p &= 3.618(6.283e3) \\ \omega_p &= 22731.894\end{aligned}\tag{4.37}$$

Para este controlador se cumple la condición que:

$$\begin{aligned}\omega_z &< \omega_p \\ 1736.595 &< 22731.894\end{aligned}$$

Para el análisis se asume que inicialmente $k_c = 1$, y los valores obtenidos de ω_z y ω_p son reemplazados en la fórmula general (4.32) para hallar la función de transferencia.

$$\begin{aligned}G_{ci}(s) &= \frac{1}{s} \left[\frac{s + 1736.595}{s + 22731.894} \right] \\ G_{ci}(s) &= \frac{s + 1736.595}{s^2 + 22731.894s}\end{aligned}\tag{4.38}$$

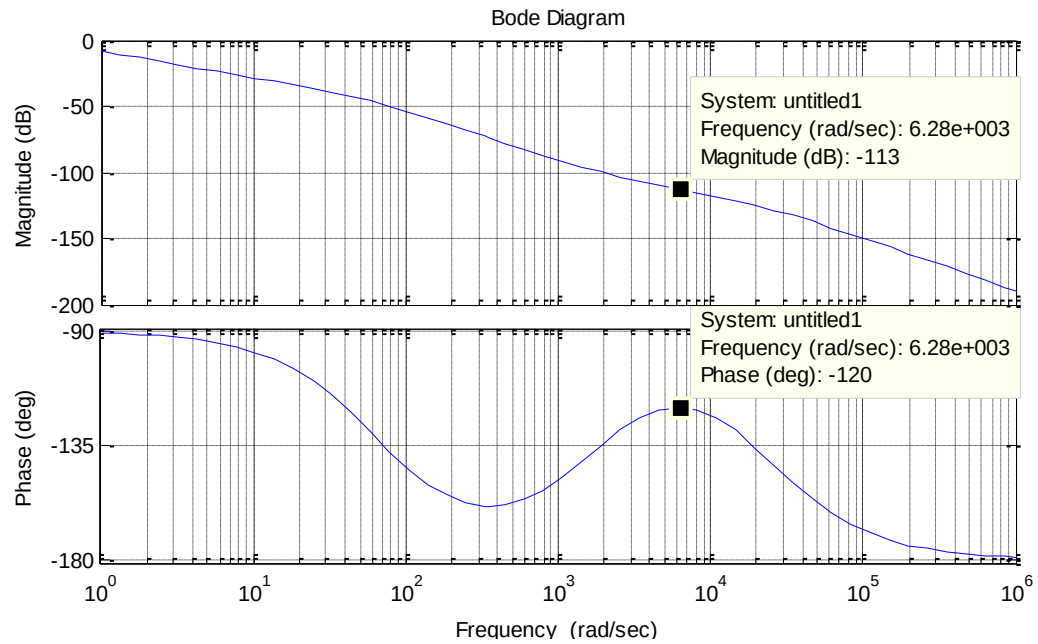


Fig. 4.11. Diagrama de Bode de la ganancia del controlador de corriente.

La magnitud de la frecuencia de corte hasta donde se desea analizar la señal promedio es de -113, con la cual se calcula el k_c

$$Db = 20 \log G$$

$$-113 = 20 \log G \quad (4.39)$$

$$G = 10^{\left(\frac{-113}{20}\right)}$$

$$G = 2.239e - 6$$

$$k_c = \frac{1}{G}$$

$$k_c = \frac{1}{2.239e - 6} \quad (4.40)$$

$$k_c = 446683.592$$

El nuevo valor de k_c se multiplica a la ganancia $G_{ci}(s)$ y se procede a graficar

$$k_c * G_{ci}(s) = 446683.592 \left[\frac{s + 1736.595}{s^2 + 22731.894s} \right] \quad (4.41)$$

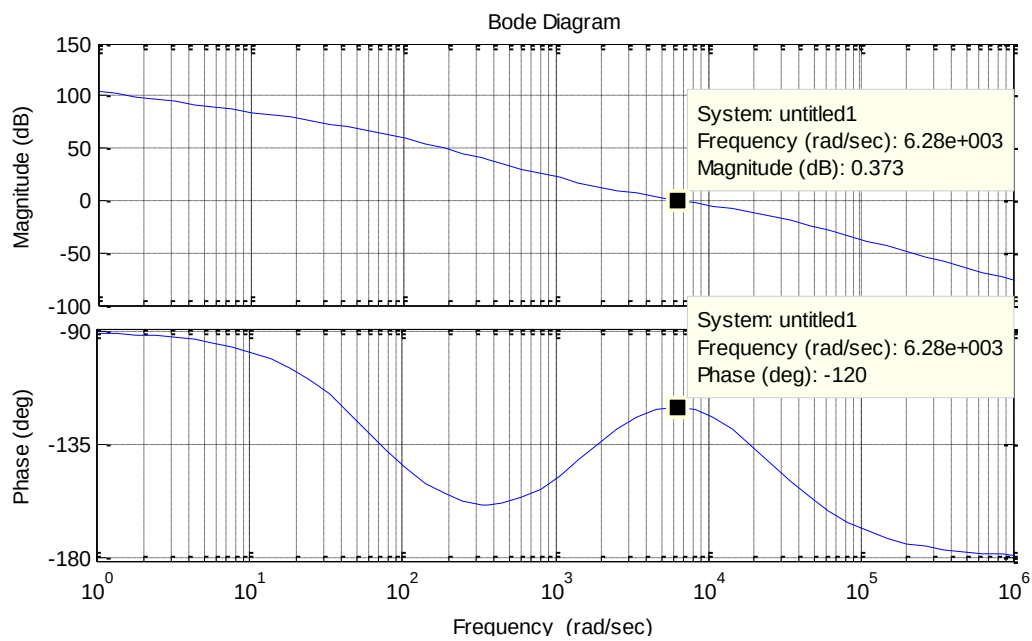


Fig. 4.12. Diagrama de Bode del lazo interno o de corriente.

4.5.2. OBTENCIÓN DE LOS POLOS Y CEROS PARA GANANCIA DE LAZO ABIERTO DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE DEL INVERSOR

Para hallar el ángulo del sistema ϕ_{sist} se necesita graficar el Bode de la función de transferencia para el lazo de voltaje con la ecuación (4.26).

$$G_{pv}(s) = \frac{1}{(1.645e - 5)s} \quad (4.42)$$

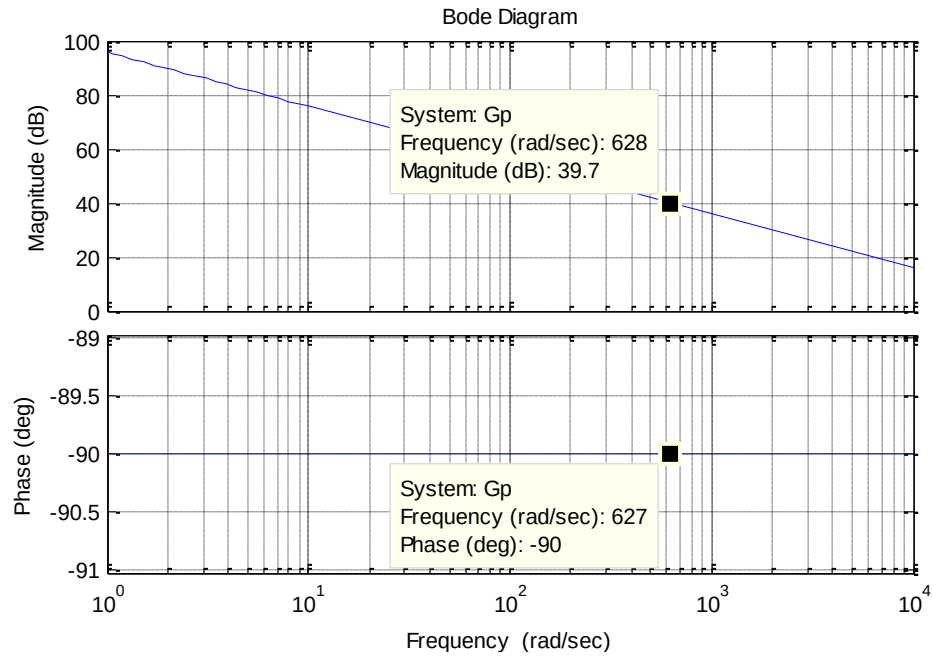


Fig. 4.13. Diagrama de Bode de la ganancia de la planta de voltaje.

Como el ángulo hallado es -90 , remplazando los valores en la ecuación (4.28) se tiene:

$$\begin{aligned} \phi_{\text{boost}} &= 60^\circ - (-90^\circ) - 90^\circ \\ \phi_{\text{boost}} &= 60^\circ \end{aligned} \quad (4.43)$$

Se determinará el factor k para hallar los polos y los ceros basados en la ecuación (4.31).

$$\begin{aligned} k &= \tan\left(\frac{60^\circ}{2} + 45^\circ\right) \\ k &= 3.732 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Partiendo del Fig. 4.10 se asume una frecuencia $f_c = 100$ Hz para obtener la ganancia de voltaje utilizando la ecuación (4.35), con ese valor se calcula la frecuencia de corte como sigue:

$$\begin{aligned}\omega_c &= 2\pi(100 \text{ Hz}) \\ \omega_c &= 628.318\end{aligned}\tag{4.45}$$

Reemplazando el valor de ω_c en (4.33)

$$\begin{aligned}\omega_z &= \frac{628.318}{3.732} \\ \omega_z &= 168.359\end{aligned}\tag{4.46}$$

Ahora en (4.34)

$$\begin{aligned}\omega_p &= 3.732(628.318) \\ \omega_p &= 2344.883\end{aligned}\tag{4.47}$$

Inicialmente $k_c = 1$, y con los valores obtenidos de ω_z y ω_p se reemplaza en la fórmula general (4.32) para hallar la función de transferencia.

$$\begin{aligned}G_{cv}(s) &= \frac{1}{s} \left[\frac{s + 168.359}{s + 2344.883} \right] \\ G_{cv}(s) &= \frac{s + 168.359}{s^2 + 2344.883s}\end{aligned}\tag{4.48}$$

La magnitud a la cual el ángulo de inyección ϕ_{boost} es -120 se la observa en la Fig. 4.14, con el cual se calcula el k_c de la ecuación (4.39).

$$-27.7 = 20 \log k_p$$

$$k_p = 10^{\left(\frac{-27.7}{20}\right)}$$

$$k_p = 0.0412$$

$$k_c = \frac{1}{k_p} \quad (4.49)$$

$$k_c = \frac{1}{0.0412}$$

$$k_c = 24.272$$

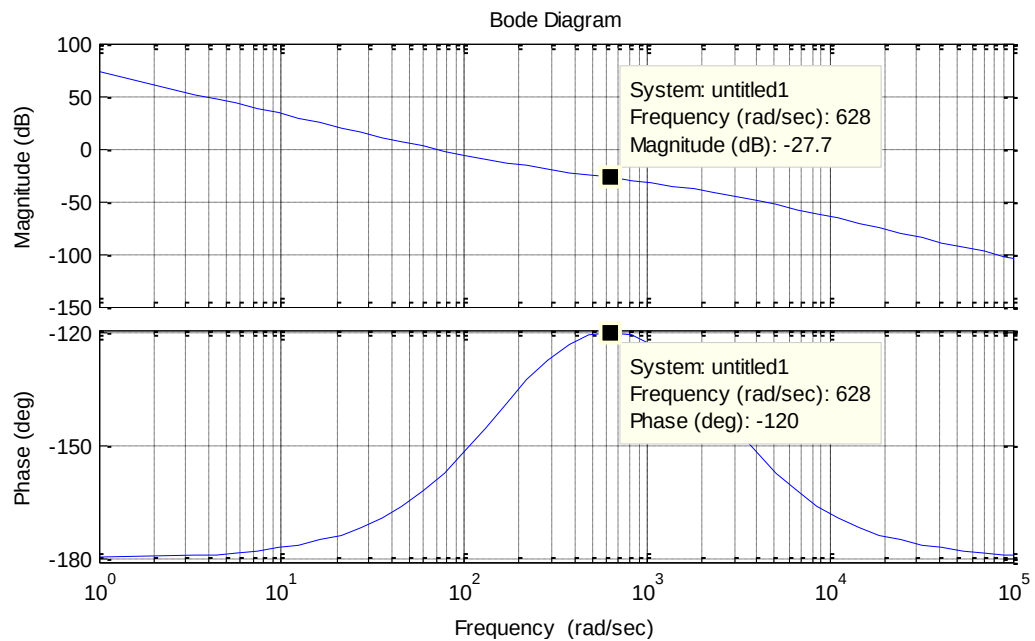


Fig. 4.14. Diagrama de Bode del controlador de voltaje.

El nuevo valor de k_c se multiplica a la ganancia $G_{cv}(s)$

$$k_c * G_{cv}(s) = 24.272 \left[\frac{s + 168.379}{s^2 + 2344.883s} \right]$$

$$k_c * G_{cv}(s) = \frac{24.272s + 4086.895}{s^2 + 2344.883s} \quad (4.50)$$

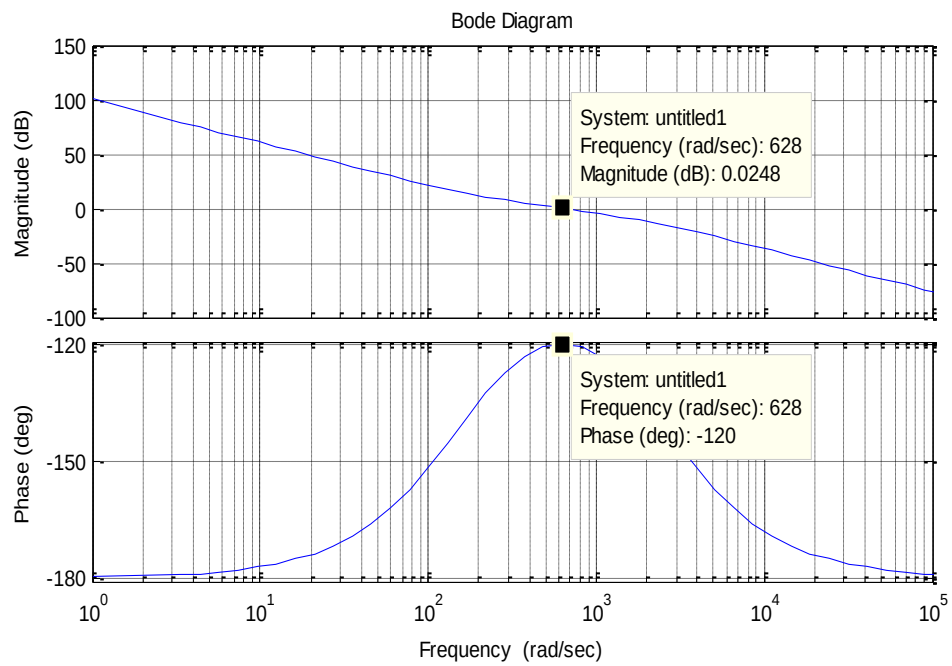


Fig. 4.15. Diagrama de Bode del lazo externo o de voltaje.

CAPÍTULO V

SIMULACIONES

En el siguiente capitulo se presenta el circuito implementado en simulink y se realizan algunas pruebas en donde se afecta al voltaje de la red para ver el comportamiento del DVR.

5.1. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN EN SIMULINK

La implementación de la planta en simulink s presentado en la fig. 5.1, a continuación se detalla cada bloque.

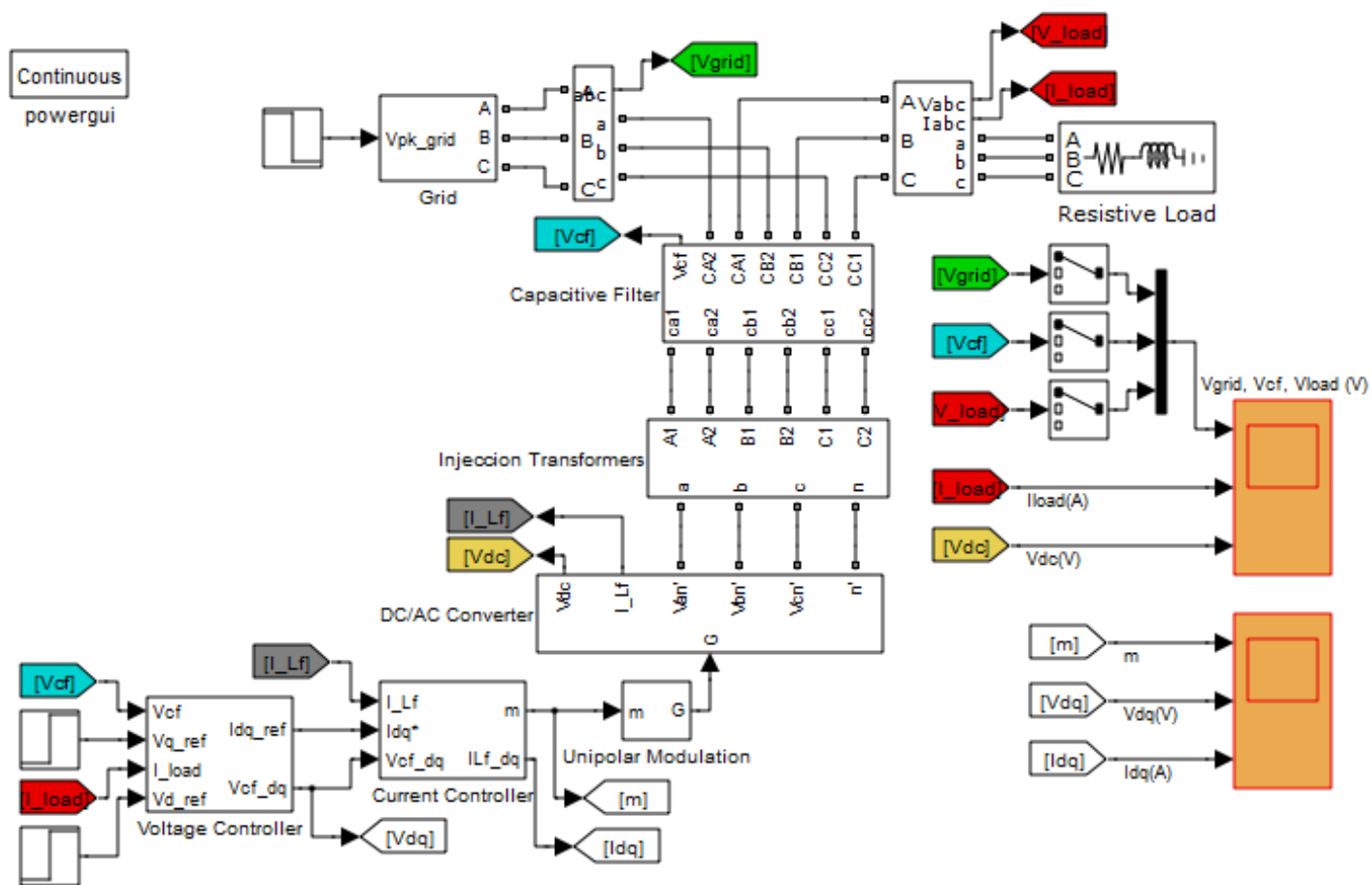


Fig. 5.1. Esquema del Restaurador Dinámico de Voltaje.

El diseño del DVR esta conformado por varios bloques los cuales son: Capacitive Filter, Injecction Transformers, DC/AC Converter, Current Controller y Voltage Controller. A continuación especificaremos el contenido de cada bloque.

Voltage Controller, en este bloque ingresan las señales medidas de Vcf e Iload en donde se transforman a dq0 y se usan de referencia de Vcf_dq que se necesitan para el diseño del controlador de voltaje que se inyecta a la red es decir el Vcf, la señal del PLL sigue a la señal de voltaje de la red.

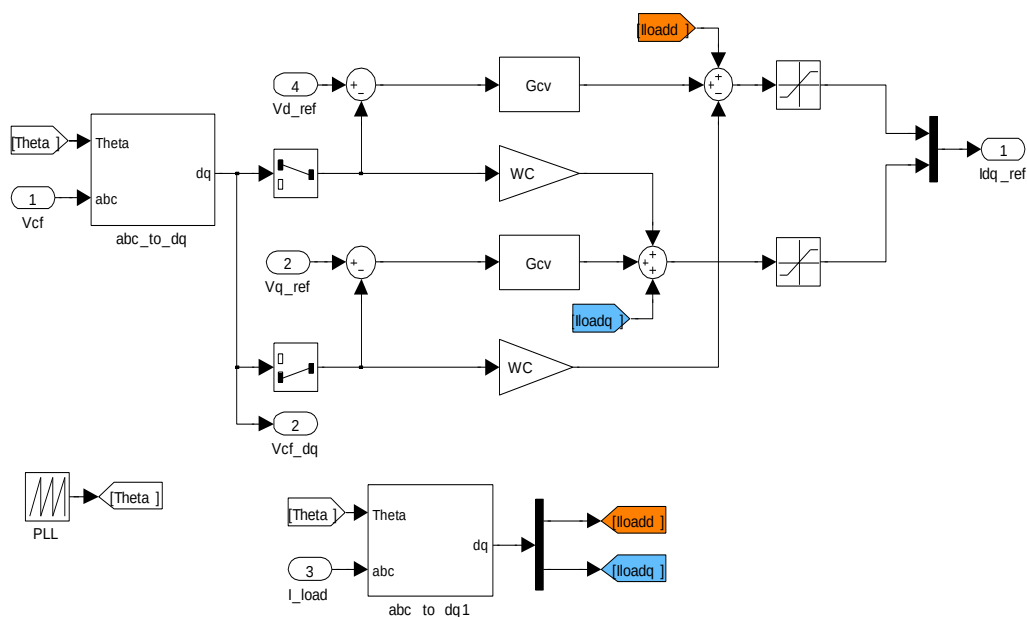


Fig. 5.2. Esquema del controlador de voltaje.

Current Controller: en este bloque ingresan las señales que se obtienen del controlador de voltaje la cuales son I_{Lf_dq} y se utilizan para el diseño del controlador de la corriente que sale del convertidor (Fig. 5.3).

DC/AC Converter: en este bloque se encuentra el convertidor DC/AC con una fuente de voltaje continuo en el lado DC de la cual se obtiene la potencia activa, en el lado AC del convertidor se encuentra conectado el filtro inductivo (Fig. 5.4).

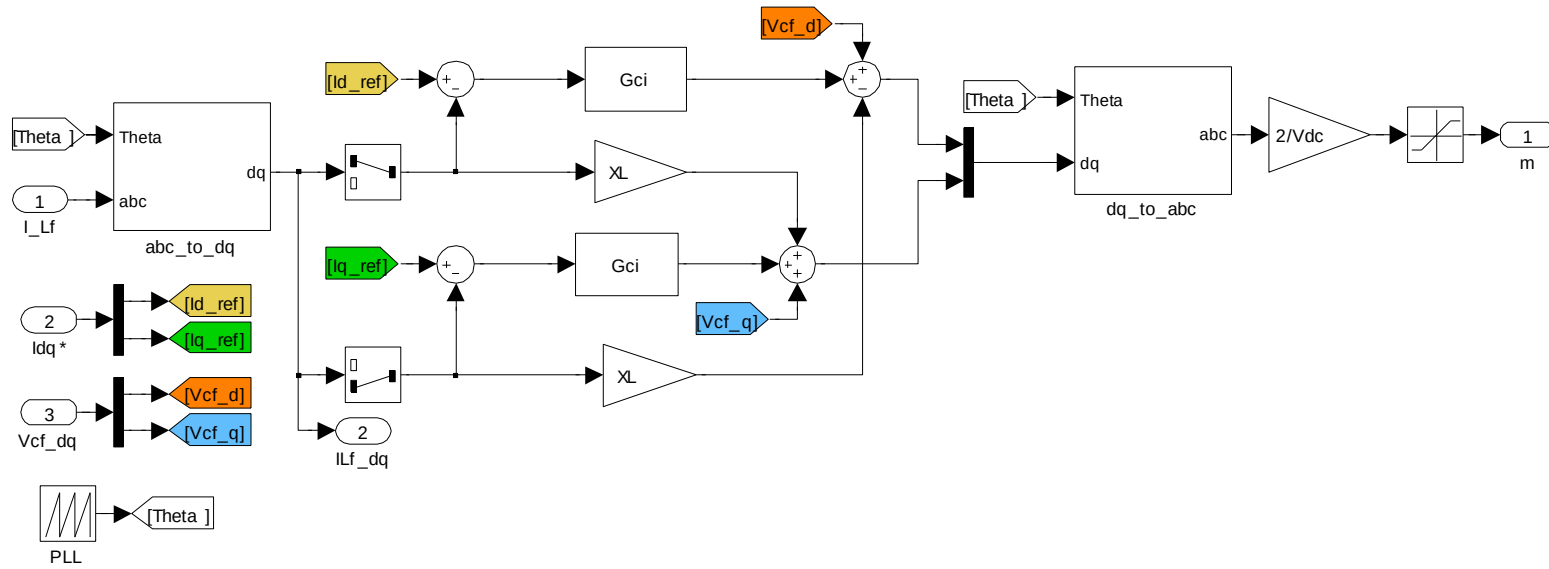


Fig. 5.3. Esquema del controlador de corriente.

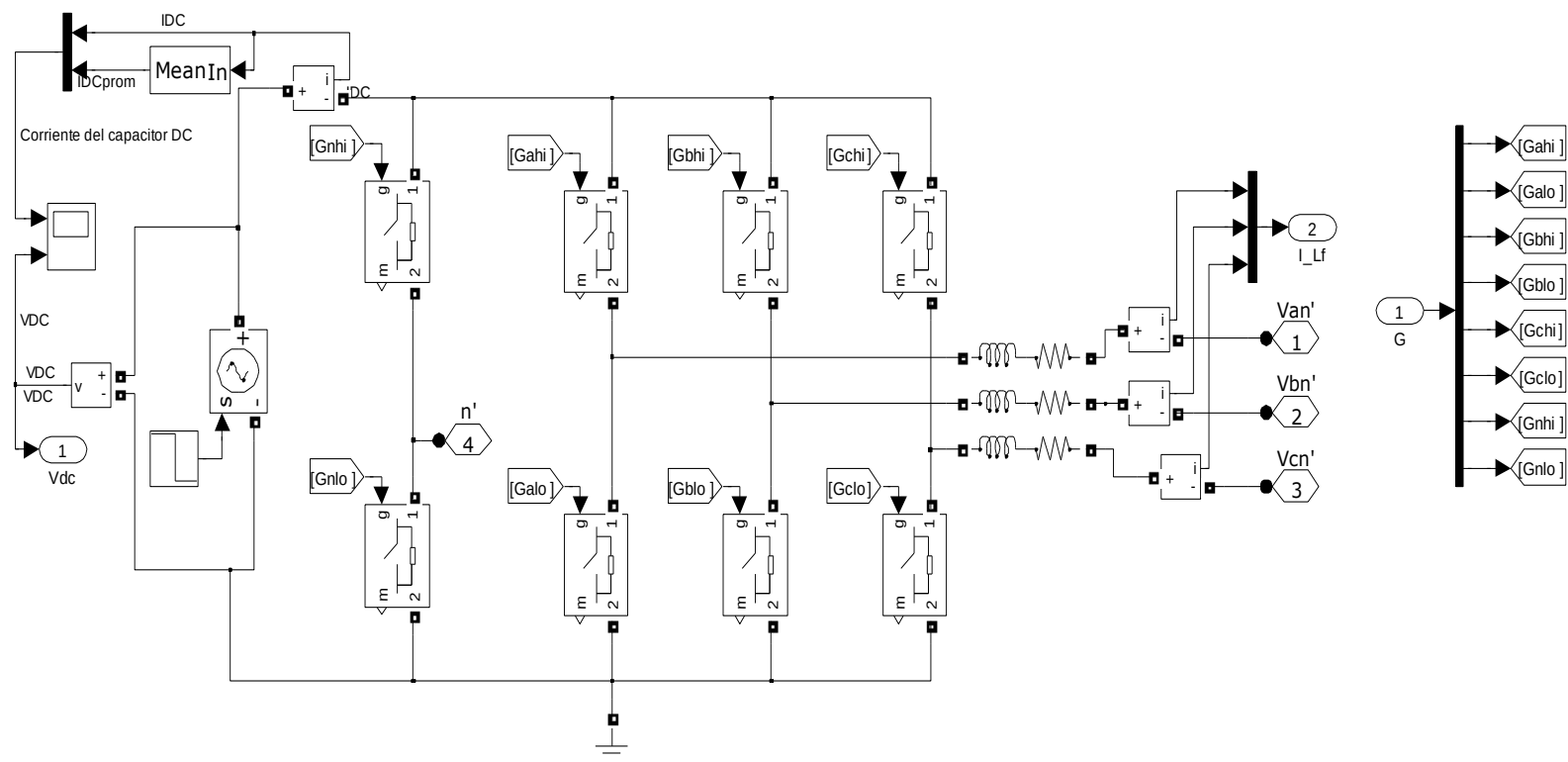


Fig. 5.4. Esquema del convertidor DC/AC.

Injeccion Transformers: este bloque se encuentra conformado por los 3 transformadores monofásicos cuyo secundario va conectado al convertidor en una conexión en estrella y el primario del transformador esta conectado en serie a la red.

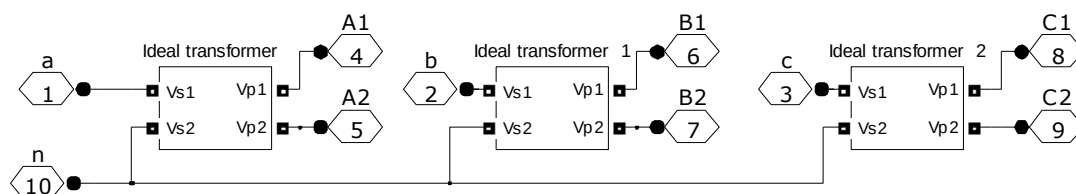


Fig. 5.5. Esquema del Transformador de Inyección.

Capacitive Filter: en este bloque se encuentran los filtros capacitivos conectados al lado primario del transformador

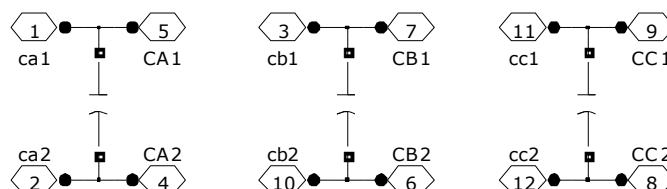


Fig. 5.6. Esquema del Filtro Capacitivo.

5.2. ANALISIS DE RESULTADOS DEL FUNCIONAMIENTO DEL DVR

Se simula el DVR para tres casos de carga:

- carga resistiva-inductiva
- carga de corriente constante
- carga de potencia constante

Se muestra el funcionamiento del DVR para cada caso cuando ocurre en la red un Sag del 30%, Swell del 30% y cuando cae el voltaje en el enlace DC.

5.2.1. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA (ZCONST)

En la Fig. 5.7 se muestra en el cuadro superior la señal de color azul es el V_{grid} , la de color verde es el voltaje V_{cf} y la señal de color rojo es el V_{load} , el voltaje V_{load} será la suma del voltaje $V_{grid} + V_{cf}$, al comienzo el $V_{load} = V_{grid}$ debido a que el V_{cf} es cero porque el DVR está inactivo.

En un tiempo de 0.15seg se produce un sag del 30% por lo que el voltaje de la red y de la carga disminuyen y debido a que es una carga de Z constante, la corriente de la carga también disminuye; a los 0.21seg actúa el DVR por lo que inyecta un voltaje V_{cf} , este voltaje sumado al V_{grid} nos da como resultado un V_{load} con valor nominal (375Vpk), por último a los 0.3seg cae el voltaje en el enlace DC es decir el V_{dc} y el DVR continúa compensando sin problemas.

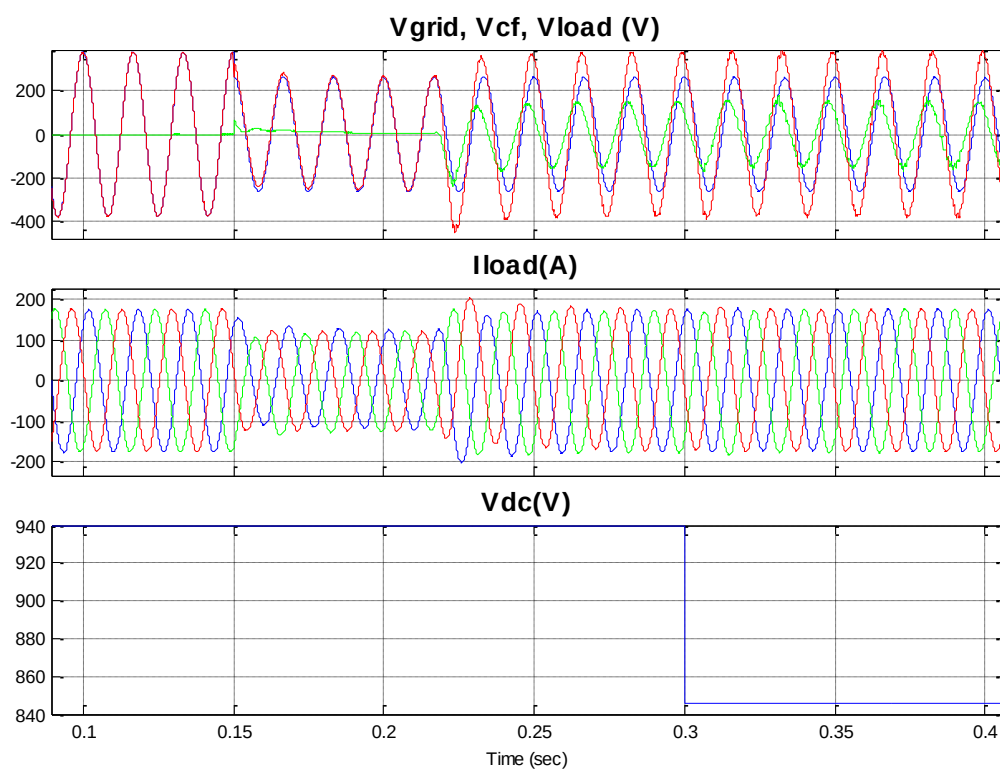


Fig. 5.7. Sag del 30% con carga Zconst.

En la Fig. 5.8 se pueden apreciar mejor las gráficas de voltaje y corriente, todas las señales de voltaje corresponden a la fase A, por lo que se la compara con la señal azul de corriente que corresponde a la fase A, se puede apreciar que el voltaje que inyecta el DVR es decir el Vcf no esta en cuadratura con la corriente de la carga, esto se debe a que el DVR entrega un voltaje a un ángulo fijo, por lo que cuando la corriente cambia de dirección, estos ya no quedan en cuadratura.

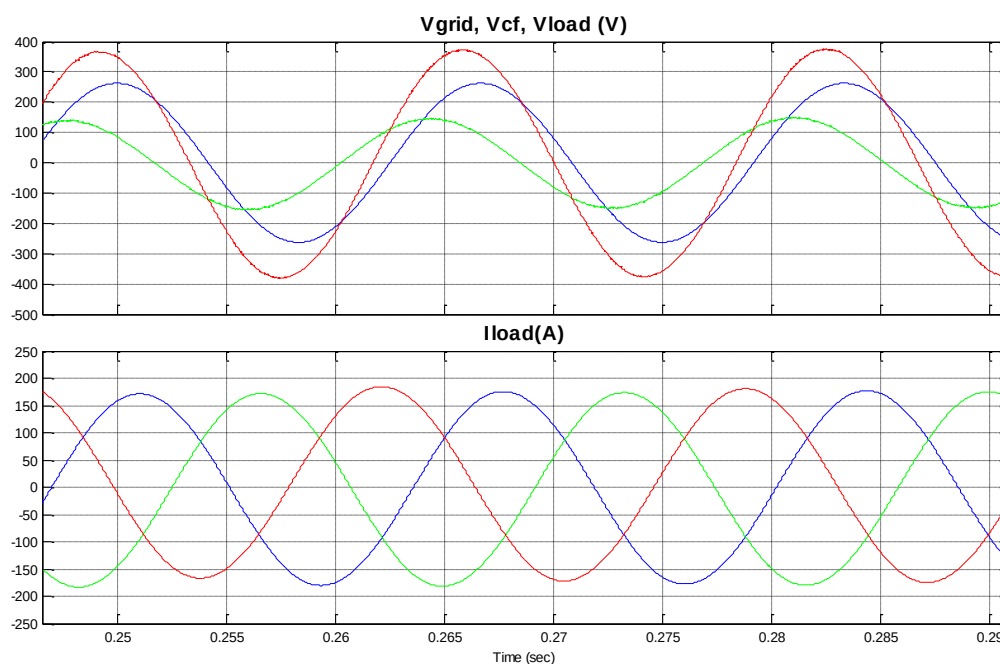


Fig. 5.8. Comparación del voltaje y la corriente de una carga Zconst.

Como se puede apreciar en la grafica 5.9, el voltaje Vcf es inyectado a un ángulo fijo, éste inicialmente está en cuadratura a la corriente de la carga, pero cuando este voltaje se suma al voltaje de la red, el voltaje de la carga cambia de magnitud y de dirección por lo que la corriente de la carga también cambia de dirección, esto hace que el Vcf y la Iload ya no estén en cuadratura por lo que hay una pequeña componente del Vcf que esta en fase a la corriente lo que indica que se está inyectando una pequeña cantidad de potencia activa a la red.

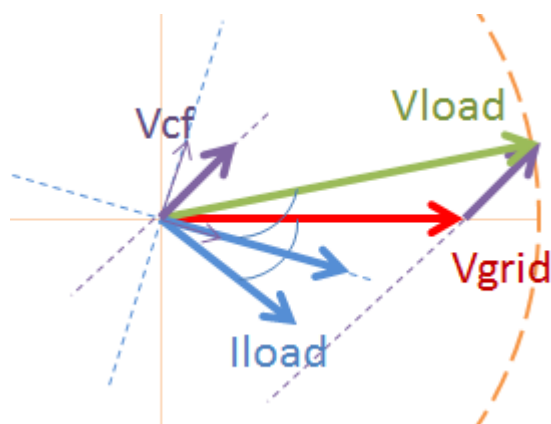


Fig. 5.9. Diagrama fasorial de voltajes y corrientes de una carga Z_{const} .

El voltaje del DVR al comienzo es cero, para lograr esto, el convertidor necesita entregar una corriente, como se puede observar en la fig. 5.10, para que el voltaje V_{cf} en el capacitor sea cero; a los 0.21seg, hay un voltaje que se inyecta el cual corresponde al que necesita la carga; la corriente del convertidor varía dependiendo de la corriente de la carga y el voltaje V_{cf} .

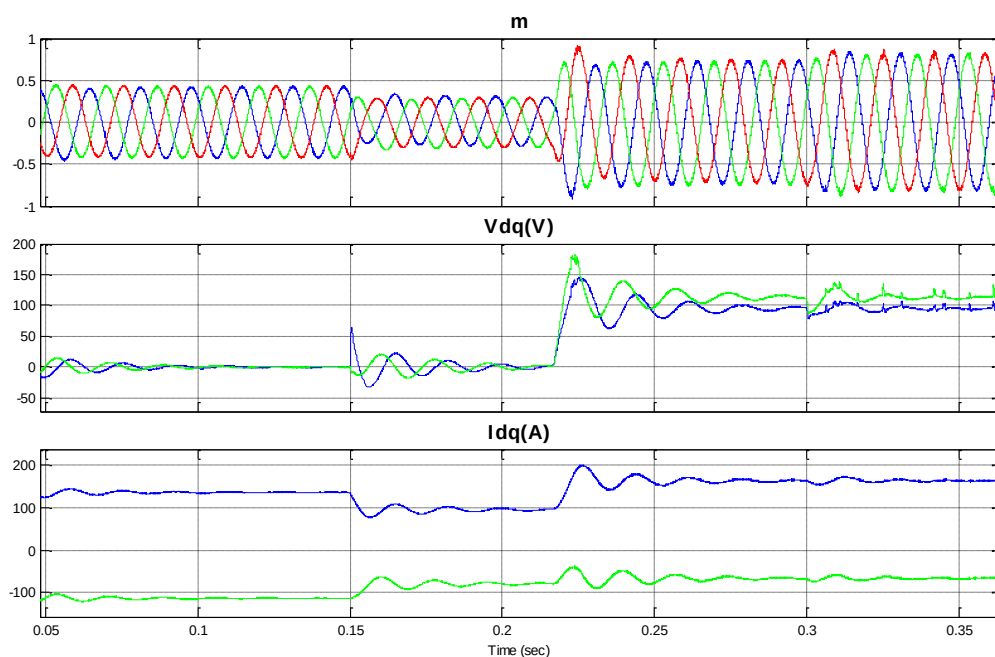


Fig. 5.10. Voltaje y corriente dq del DVR para sag en una carga Zconst.

5.2.2. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA

Ahora se muestra un caso de swell en el cual se observa que el voltaje se eleva y también se eleva la corriente de la carga, el DVR actúa a los 0.21seg sin problemas reduciendo el voltaje de la carga al valor nominal, aquí también se observa que el voltaje inyectado no está exactamente en cuadratura con la corriente de la carga por lo explicado en el caso anterior. A los 0.3seg. el voltaje decrece pero esto no afecta al voltaje que inyecta el DVR.

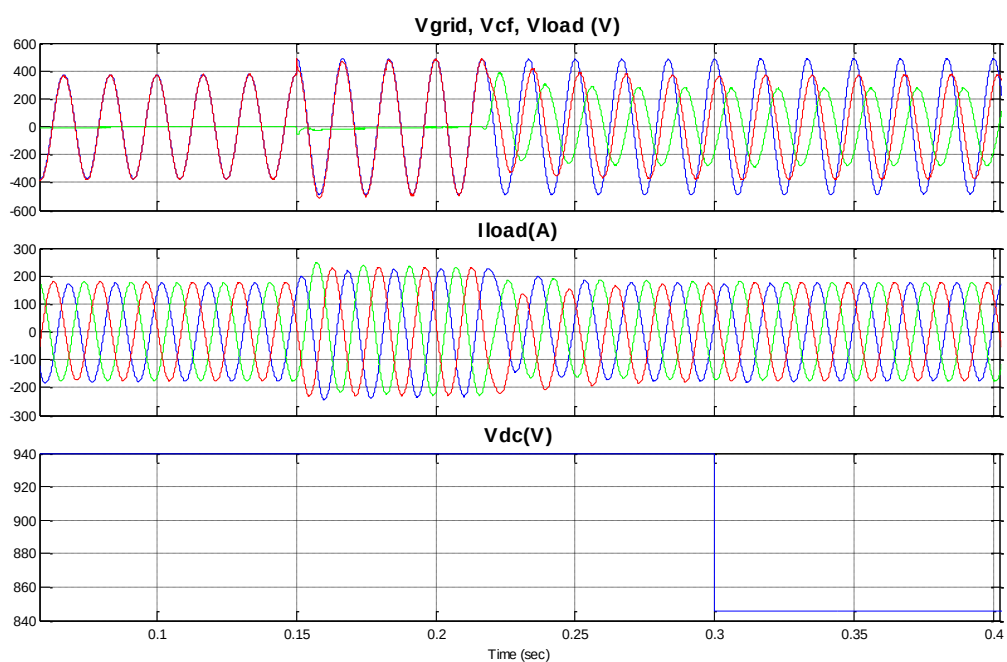


Fig. 5.11. Swell del 30% con carga Zconst.

Se observa en la Fig. 5.12 que el voltaje V_{cf} no está en cuadratura a la corriente de la carga, debido a que la dirección de la corriente cambia mientras que el voltaje inyectado del DVR se mantiene fijo.

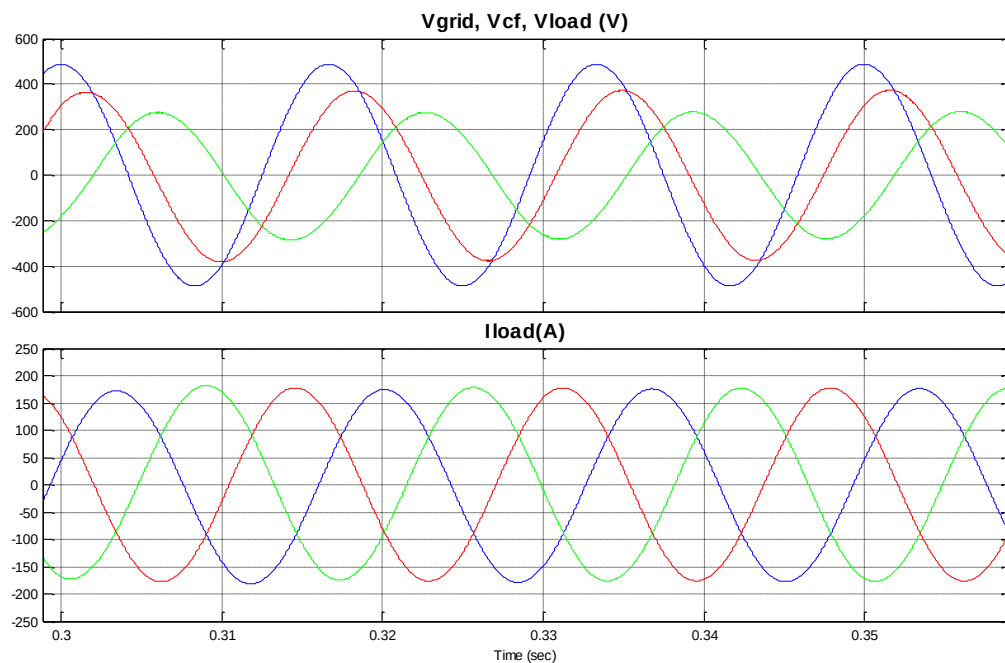


Fig. 5.12. Comparación del voltaje y la corriente de una carga Zconst.

Cuando se le suma Vcf a la Vgrid se obtiene el Vload y la corriente Iload se desfasa con respecto a la Vload por lo que ya no queda en cuadratura con Vcf, s observa que existe una componente del Vcf que esta en fase a la Iload lo que indica que se esta inyectando potencia activa.

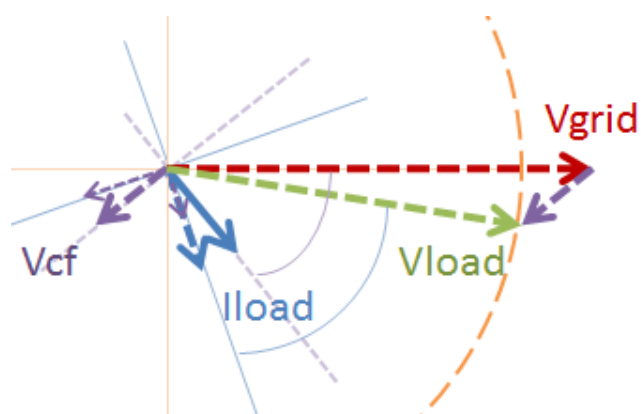


Fig. 5.13. Diagrama fasorial de voltajes y corrientes de una carga Zconst.

En la simulación en este caso, el convertidor trabajó a un 60% de su capacidad, se puede apreciar en la Fig. 5.14 que es necesaria una corriente I_{Lf} para mantener al principio un voltaje V_{cf} de cero.

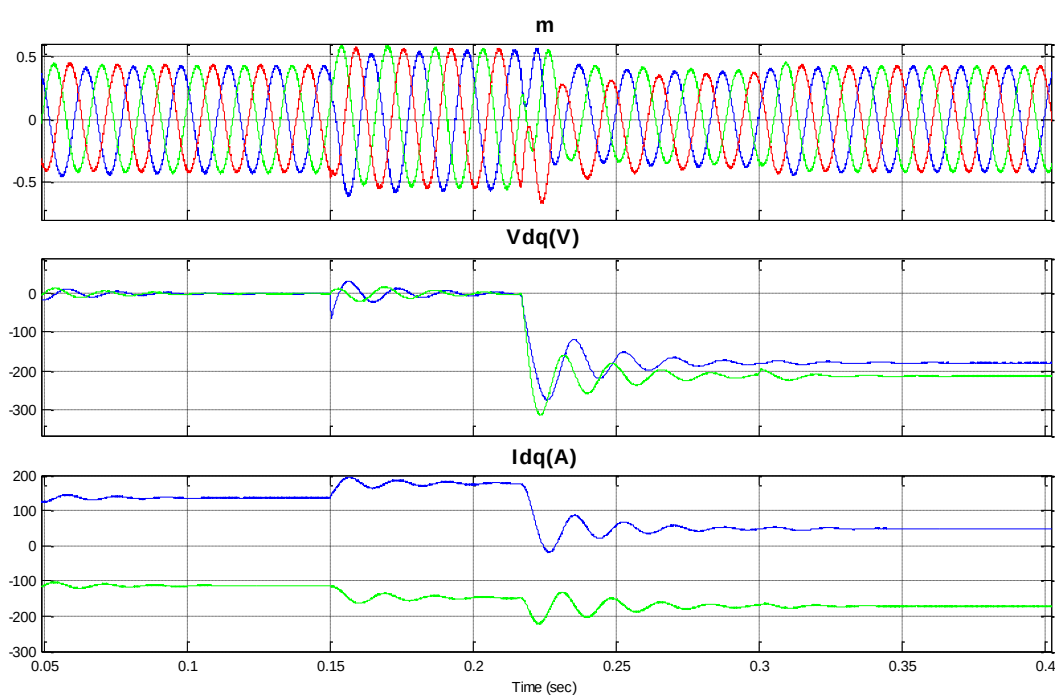


Fig. 5.14. Voltaje y corriente dq del DVR para swell en una carga Zconst.

5.2.3. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA DE CORRIENTE CONSTANTE (ICONST)

En este caso se tiene una carga de corriente constante, es por esto que la corriente de la carga no cambia en ningún momento, entonces cuando ocurre el sag, disminuye la potencia en la carga hasta que actúa el DVR y restablece la potencia que necesita la carga.

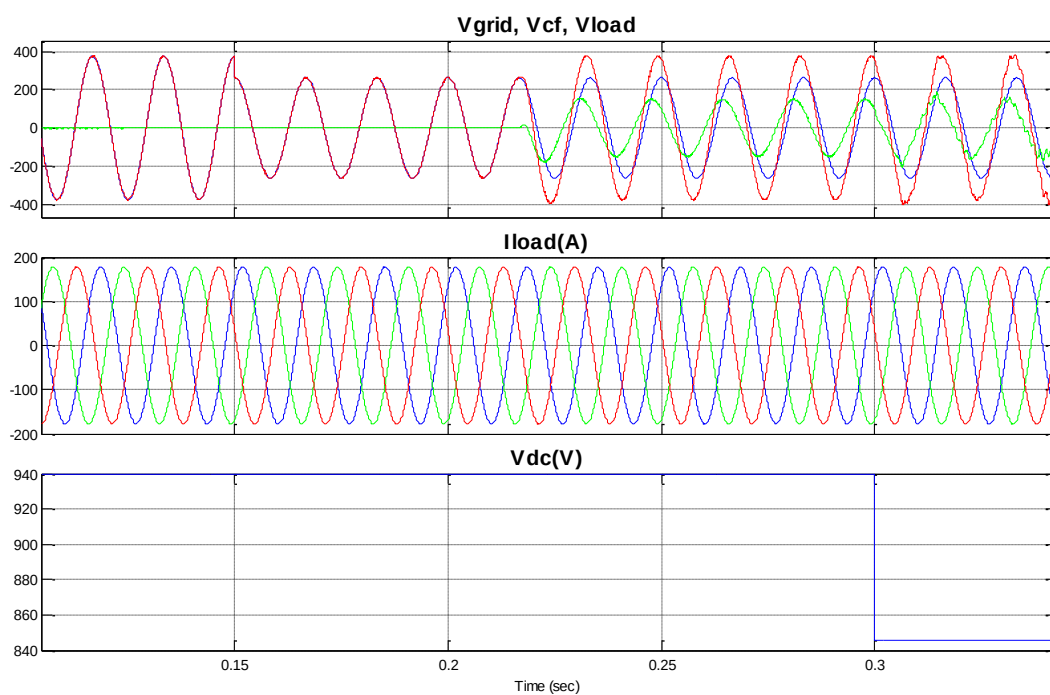


Fig. 5.15. Sag del 30% con carga de Iconst.

Al permanecer la corriente constante, el voltaje que inyecta el DVR esta en cuadratura a la corriente y así se mantendrá a lo largo de la simulación mientras el DVR esté inyectando voltaje.

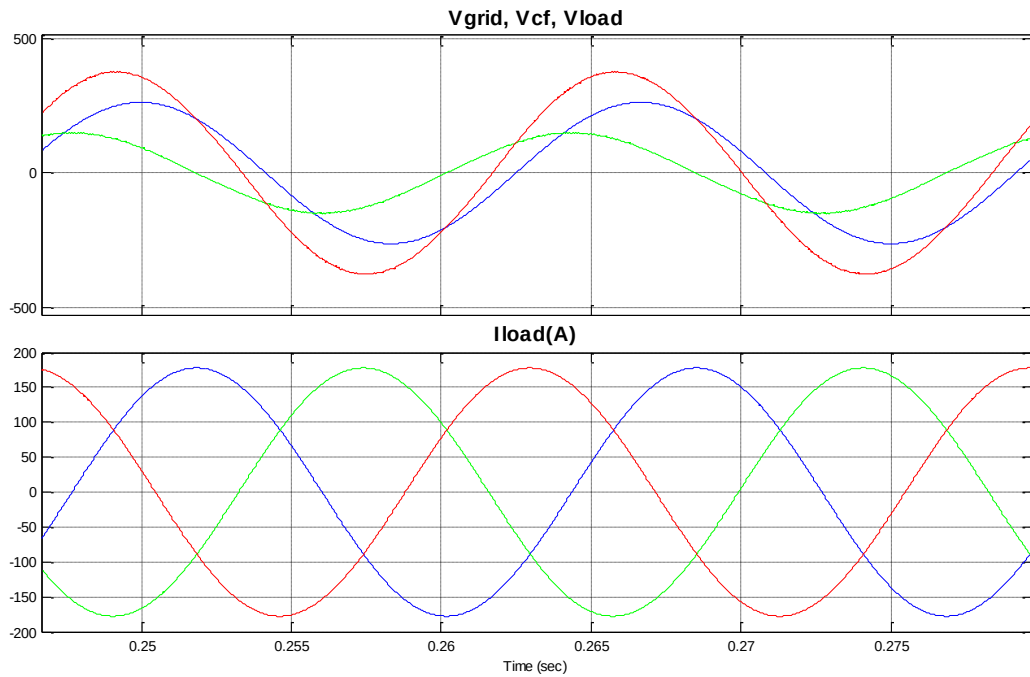


Fig. 5.16. Comparación del voltaje y la corriente de una carga de Iconst.

Como se observa en la Fig. 5.17 la corriente esta fija y al inyectar el voltaje, la corriente no cambia de dirección por lo que siempre se inyecta voltaje en cuadratura a la corriente de la carga.

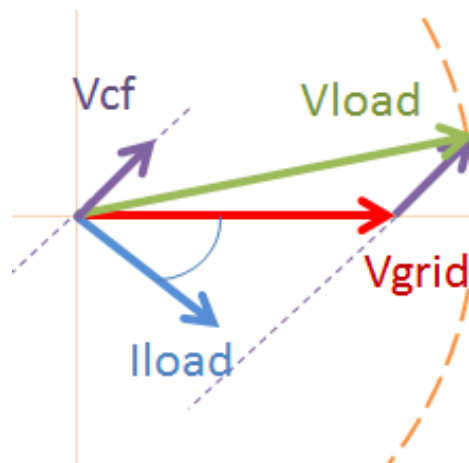


Fig. 5.17. Diagrama fasorial de sag en una carga de Iconst.

El funcionamiento del convertidor es el esperado debido a que al tener carga de corriente constante, el funcionamiento del convertidor no cambia hasta el momento en que necesita entregar voltaje a la red, cuando decrece el voltaje dc, se incrementa la amplitud de la señal moduladora (Fig. 5.18).

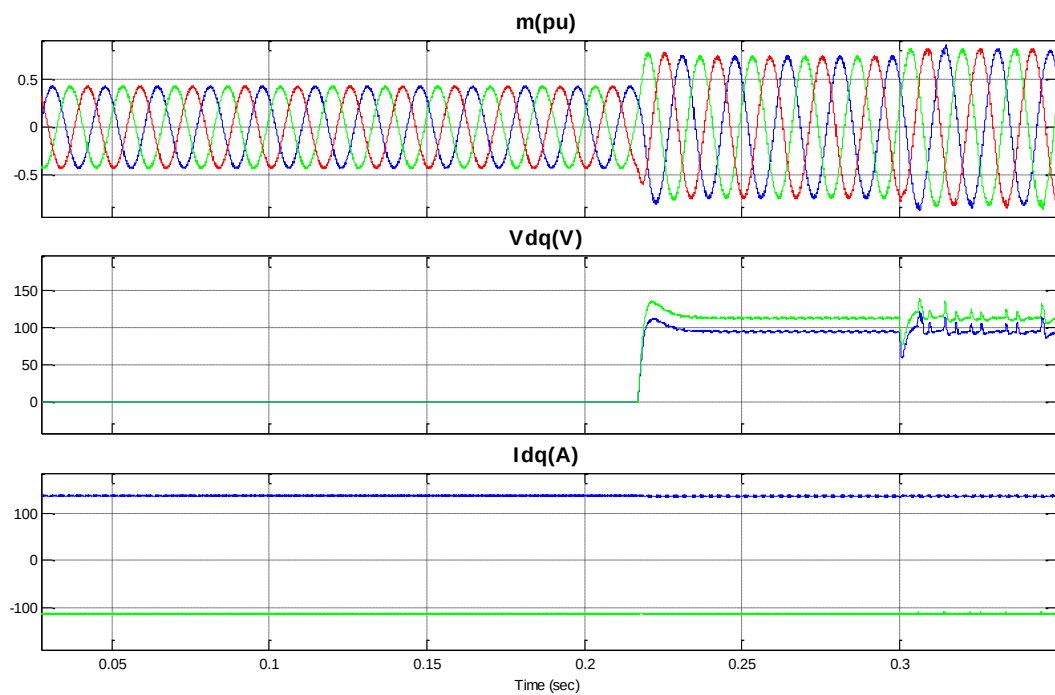


Fig. 5.18. Voltaje y corriente dq del DVR para sag en una carga de Iconst.

5.2.4. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA DE CORRIENTE CONSTANTE (ICONST)

En la Fig. 5.19 se comprueba que la corriente permanece siempre constante entonces, cuando ocurre el swell tenemos un exceso de potencia en la carga, cuando actúa el DVR, el voltaje de la carga disminuye por lo que la potencia vuelve al valor nominal.

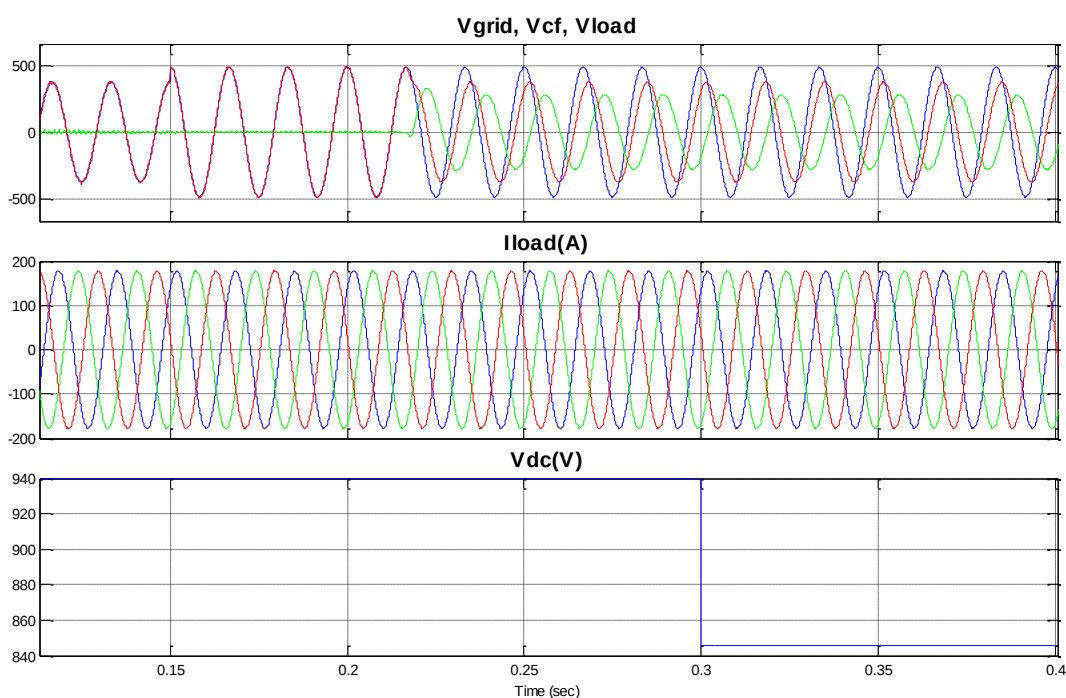


Fig. 5.19. Swell del 30% con carga de Iconst.

El voltaje que inyecta el DVR es a -90 grados para restarse con el voltaje de la red y así restablecer el voltaje en la carga (Fig. 5.20).

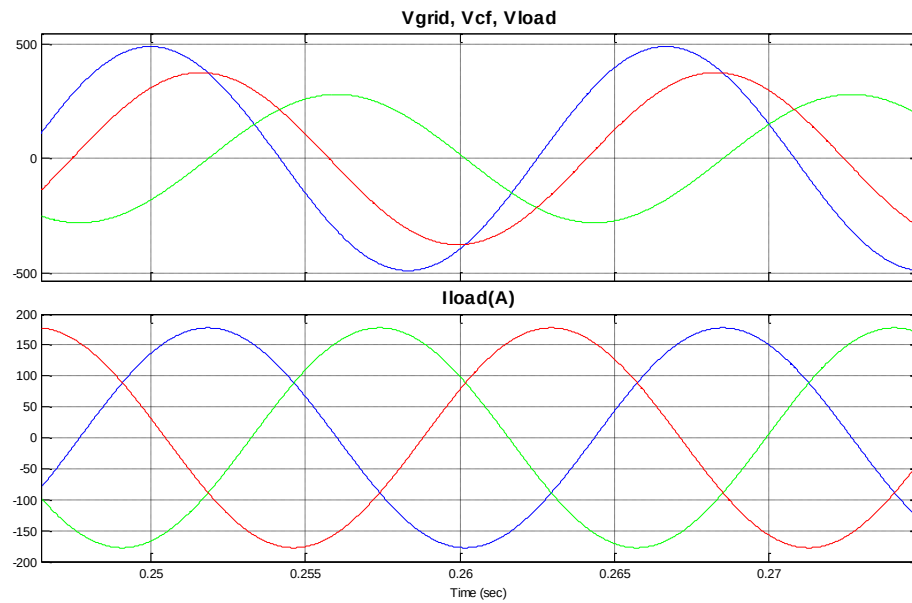


Fig. 5.20. Comparación del voltaje y la corriente de una carga de Iconst.

En la Fig. 5.21 se muestra de manera fasorial como el voltaje es compensado por el DVR y como el voltaje inyectado esta en cuadratura siempre a la corriente de la carga.

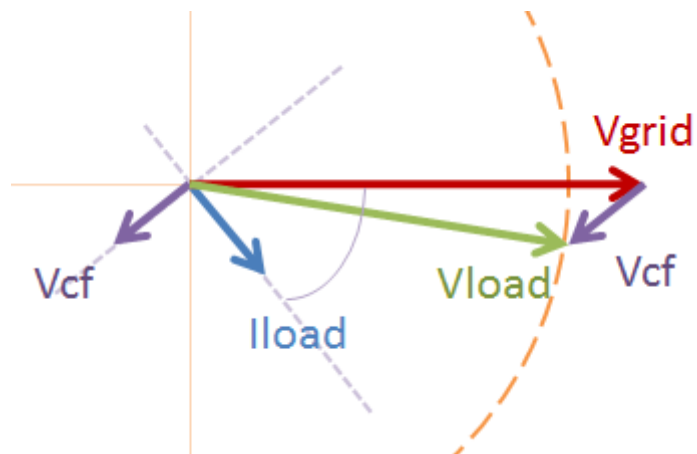


Fig. 5.21. Diagrama fasorial de swell en una carga de Iconst.

El comportamiento del convertidor solo cambia cuando el DVR inyecta el voltaje a la red, de igual manera cuando el V_{dc} disminuye (Fig. 5.22).

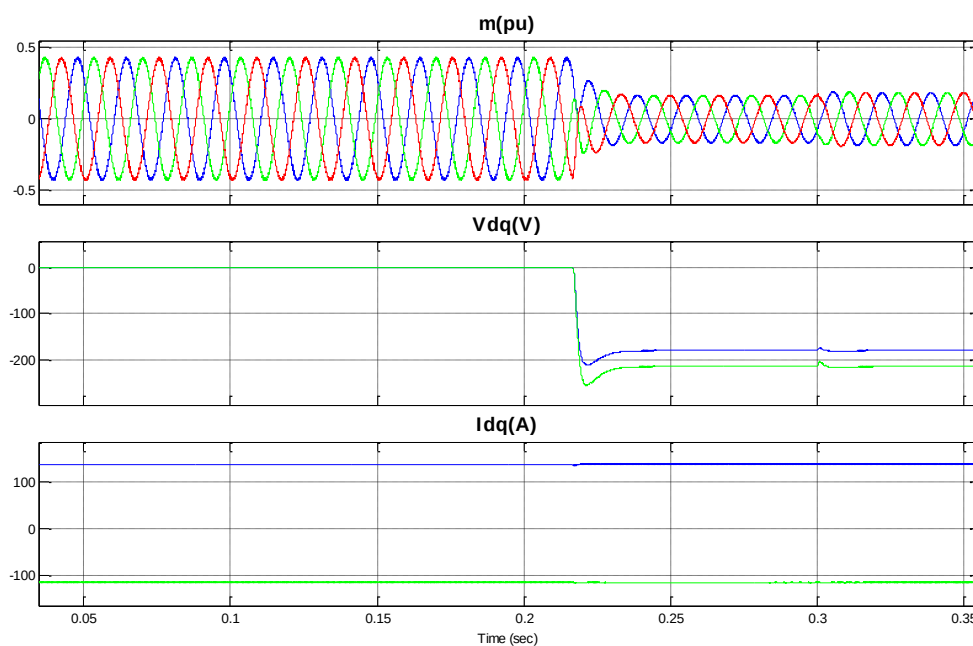


Fig. 5.22. Voltaje y corriente dq del DVR para swell en una carga de I_{const} .

5.2.5. SIMULACIÓN DE UN SAG DEL 30% CON UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE (PCONST)

La corriente en la carga aumenta cuando disminuye el voltaje de la red para mantener la potencia constante en la carga, cuando actúa el DVR, el voltaje se restablece y la corriente de la carga disminuye a su valor normal de operación (Fig. 5.23).

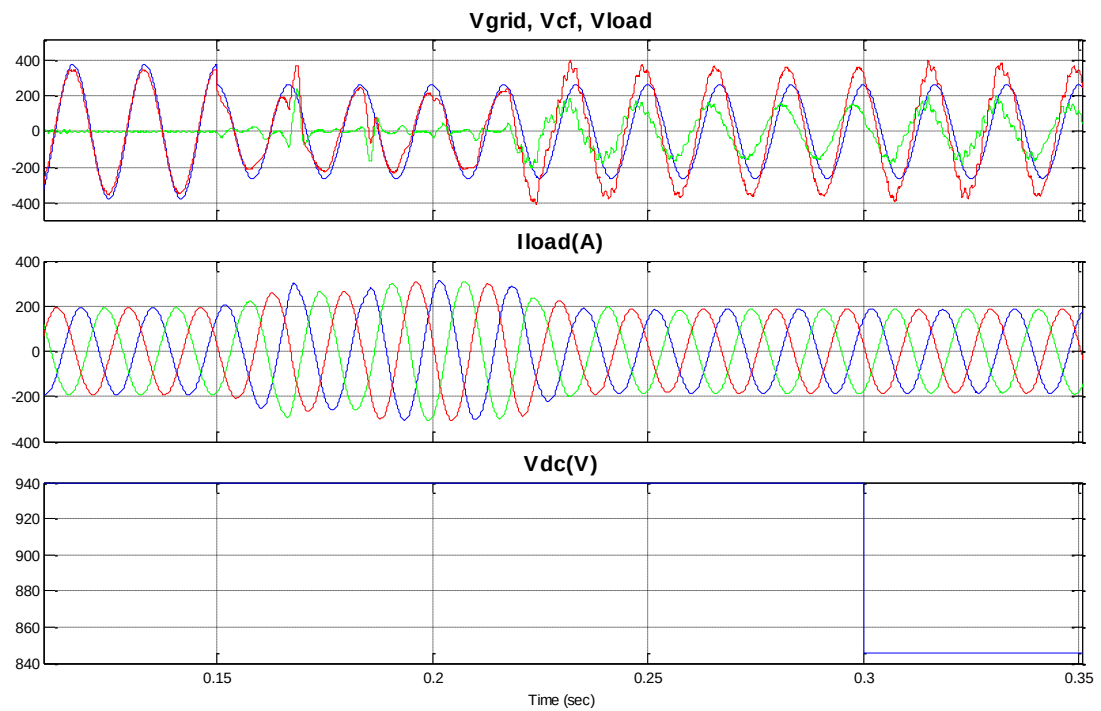


Fig. 5.23. Sag del 30% con carga de Pconst.

En la simulación la corriente solo cambia de magnitud y no de ángulo por lo que el voltaje que se inyecta esta ajustado para que siempre este en cuadratura a la corriente de la carga.

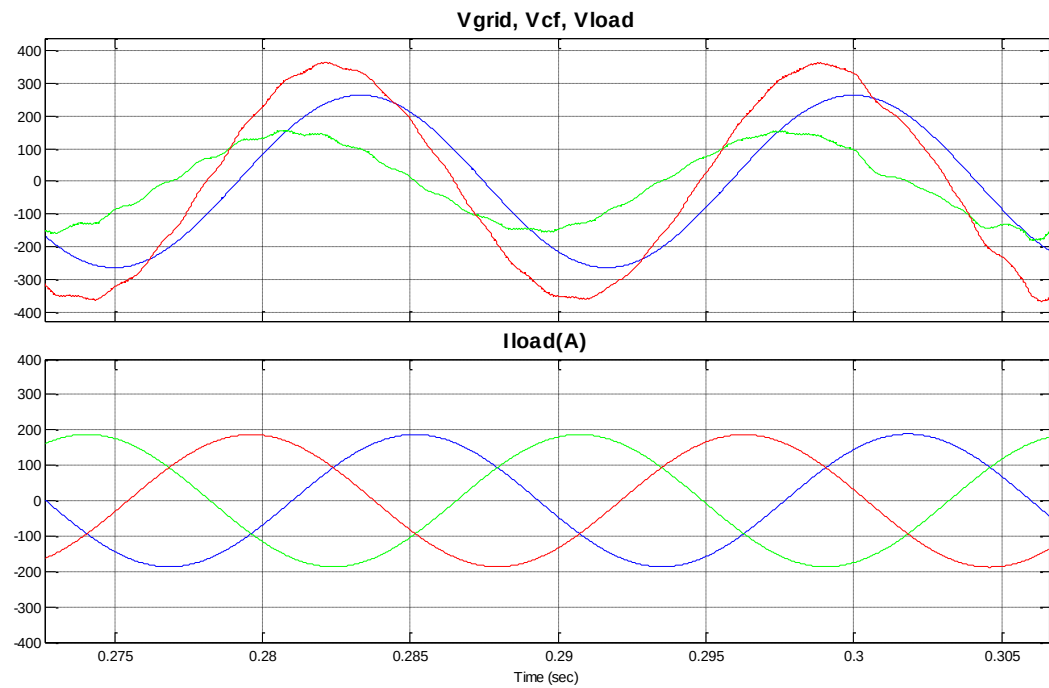


Fig. 5.24. Comparación del voltaje y la corriente de una carga de Pconst.

La señal de modulación del convertidor es sensible a los cambios de voltaje en la carga, debido a que cambia la I_{load} y el controlador actúa para mantener el $V_{cf} = 0$ hasta que tenga que actuar el DVR para restaurar el voltaje en la carga, en este caso las fase de la I_{load} no cambia debido a que así fue diseñada la carga (Fig. 5.25).

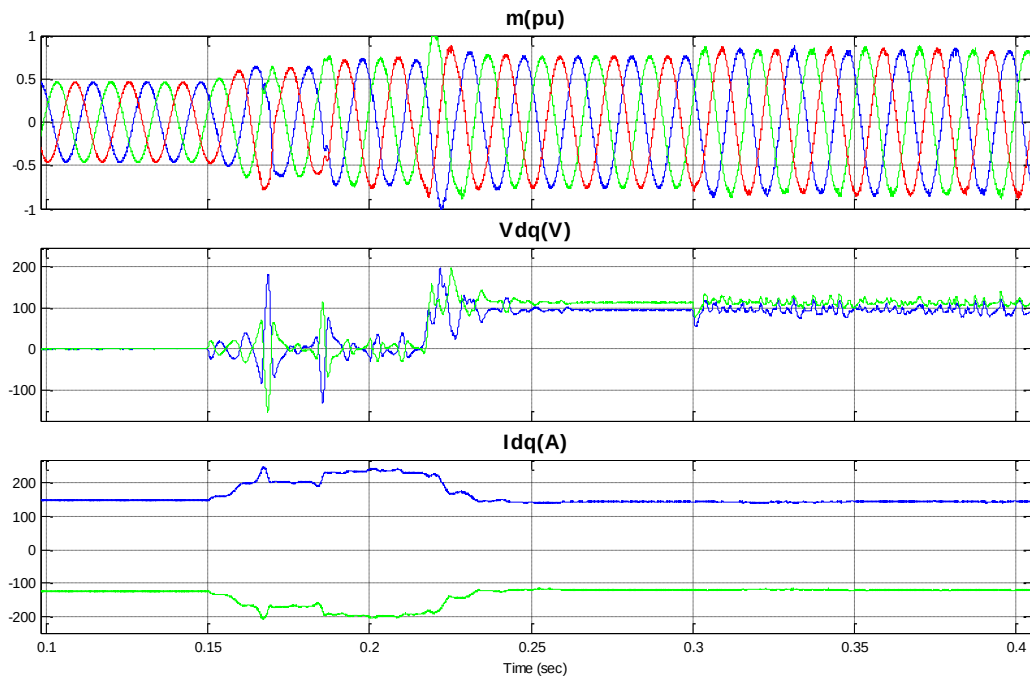


Fig. 5.25. Voltaje y corriente dq del DVR para sag en una carga de Pconst.

5.2.6. SIMULACIÓN DE UN SWELL DEL 30% CON UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE (PCONST)

Al aumentar el voltaje en la red, la corriente en la carga disminuye, la corriente vuelve a su valor normal cuando el DVR inyecta voltaje para restablecer el voltaje en la carga.

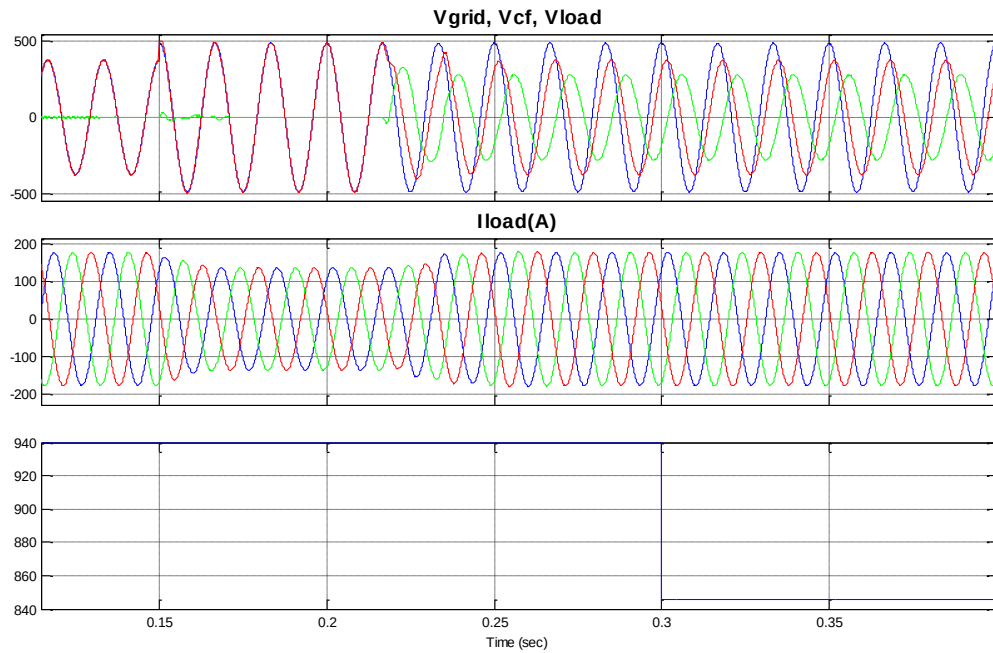


Fig. 5.26. Swell del 30% con carga de Pconst.

Como se observa en la Fig. 5.27 el voltaje que se inyecta a la red esta a -90 grados de la corriente de la carga, por lo que solo se inyecta voltaje reactivo a la red.

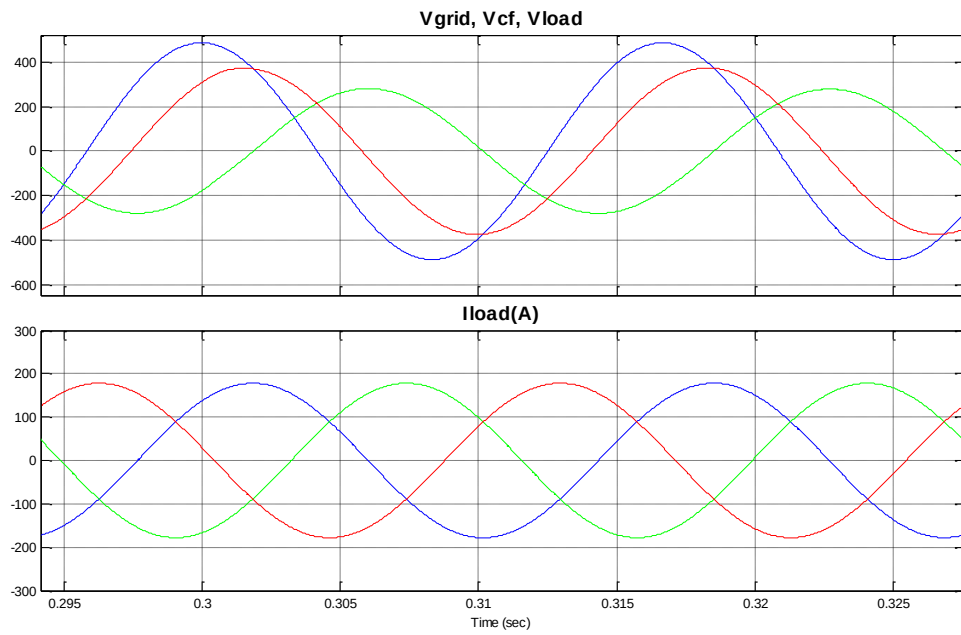


Fig. 5.27. Comparación del voltaje y la corriente de una carga de Pconst.

La de señal de modulación cambia con la corriente de la red y cuando el DVR inyecta voltaje a la red (Fig. 5.28).

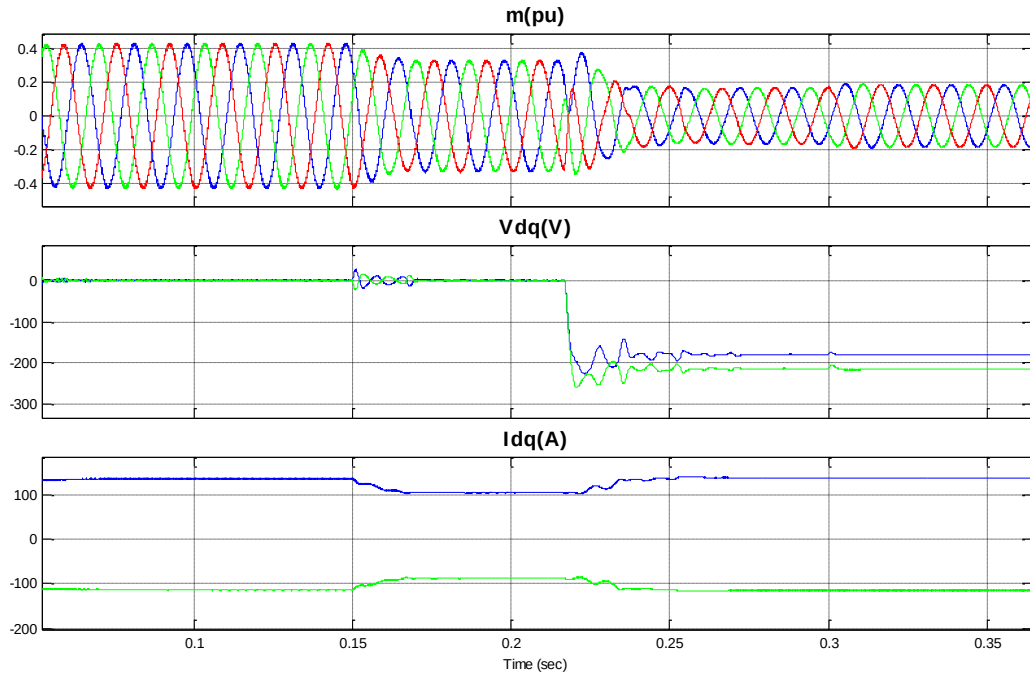


Fig. 5.28. Voltaje y corriente dq del DVR para swell en una carga de Pconst.

5.3. OBSERVACIONES

En las simulaciones se puede apreciar una distorsión en las ondas de voltaje de la carga y el que entrega el DVR, esto es debido a la frecuencia natural que se produce por efecto del filtro de segundo orden. Esta frecuencia estará dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2.99e-3)(16.45e-6)}} \quad (5.1)$$

$$f = 718.7 \text{ Hz} \quad (5.2)$$

Esto se lo comprueba calculando la frecuencia de la distorsión en la fig. 5.23 de la simulación con carga de potencia constante.

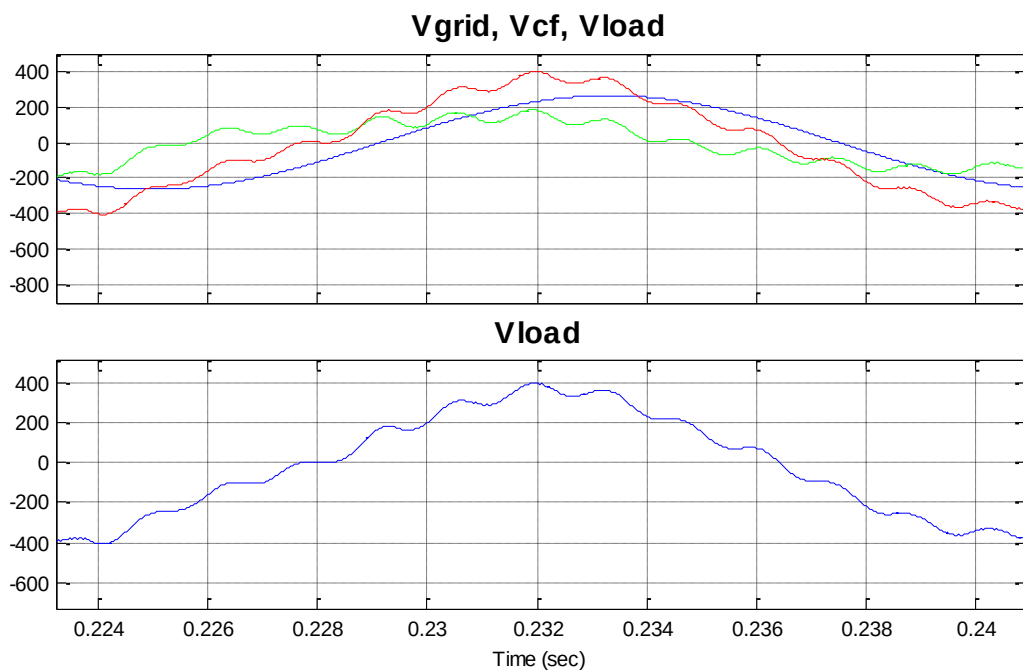


Fig. 5.29. Frecuencia natural en el convertidor

Como se puede apreciar en la figura el período de las pequeñas oscilaciones es de 0.001398 seg aproximadamente lo cual nos da una frecuencia de 715 Hz, la misma que coincide con la frecuencia natural del convertidor, esta se hace más notoria cuando el convertidor entrega una corriente muy elevada.

Otra observación se puede apreciar en las simulaciones el DVR, ya que este entrega una componente d y q de voltaje cuya suma vectorial esta en

cuadratura con la corriente de la carga, esto se debe a que nuestro PLL sigue la dirección del voltaje de la red.

El DVR está limitado para compensar un sag de hasta un 40% del voltaje de la red y un swell máximo 30% del voltaje de la red.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. El dimensionamiento de los filtros se lo realizó basado en las especificaciones de rizado de voltaje de 3% y rizado de corriente de 10%. Como se puede observar en las simulaciones correspondientes al capítulo 3, los voltajes y corrientes de los filtros están dentro de sus respectivos límites.
2. El controlador de voltaje y corriente se diseñaron para que sean estables sobre todo cuando funcionan en cascada. Esto se lo aseguró al fijar su margen de fase a 60° además de seleccionar frecuencias de ancho de banda con una década de diferencia. Este objetivo se cumplió satisfactoriamente tal como se

puede observar en las simulaciones del capítulo 4 las cuales muestran que los controladores de corriente y voltaje siguen sus respectivas referencias.

3. El DVR es capaz de compensar un sag de hasta 40%, y además un swell de hasta 30% de manera satisfactoria, como se demuestra en los resultados de las simulaciones del capítulo 5. Este comportamiento coincide con el funcionamiento teórico del DVR descrito en capítulo 2.
4. Un modo de operación del DVR es la de inyectar voltaje en cuadratura con respecto a la corriente de la carga para entregar solamente potencia reactiva. Este comportamiento se cumple satisfactoriamente en este proyecto, tal como se muestra en las simulaciones del capítulo 5.

RECOMENDACIONES

1. Cuando se usa un filtro de segundo orden se debe tener en cuenta que se forma una frecuencia natural de oscilación ocasionada por el propio filtro la cual no se puede eliminar, pero si se puede amortiguar mediante resistencias internas del sistema así como también por el controlador.
2. Para inyectar voltaje en cuadratura en la corriente con la carga es necesario tener una corriente de carga que no varíe con la magnitud del voltaje de la carga.

ANEXOS

ANEXO A

VALORES INGRESADOS EN MATLAB

```
% Diseño del controlador de un DVR trifásico

% Variables necesarias para simulación de la planta en simulink


clear all

clc


RL=0.1; % Inductor resistance in ohm

L=2.99e-3; % Inductance filter in H

C=16.45e-6; % Capacitance filter in F

Ron=1e-3; % Switch ON resistance in ohm

Rsnuubber=1e6; % Switch enubber resistance in ohm


Vdvr=375; % Full voltage that DVR supply

Vgrid=375;

Vdc=940; % Voltage in DC-Link


fs=10e3; % Switching freq in Hz

Ts=1/fs; % Switching period in s


f0=60; % Line frequency in Hz

w0=2*pi*f0; % Line frequency in rad/s

XL=w0*L; % Inductive reactance in ohm

WC=w0*C;
```

```
%% Controller Design
```

```
Gpi=tf(1,[L RL]); % Current gain
```

```
PMi=60; % Phase Margin in degrees
```

```
BWi=1000; % Bandwidth in Hz
```

```
Gci=K_Factor(Gpi,BWi,PMi); % Current Controller gain from K-Factor  
technique
```

```
Gpv=tf(1,[C 0]); %Voltage gain
```

```
PMv=60; % Phase Margin in degrees
```

```
BWv=100; % Bandwidth in Hz
```

```
Gcv=K_Factor(Gpv,BWv,PMv); % Voltage Controller gain from K-Factor  
technique
```

```
Vdc_ref=940;
```

```
Vload_ref=375;
```

```
Sload=100e3;
```

```
theta=40*(pi/180);
```

```
Pload=Sload*cos(theta);
```

```
Qload=Sload*sin(theta);
```

```
I_load=(2/3)*(Sload/Vgrid);
```

```

%% Calculate of voltage inyection

Sag_percent=-30; % SAG 40 - SWELL 30

if Sag_percent<0 % For SWELL Voltage
    a1=cos((pi/2)-theta);
    a=1;
    b=-2*a1*(Vgrid*(100-Sag_percent)/100);
    c=(Vgrid*(100-Sag_percent)/100)^2-Vload_ref^2;
    Vdq_ref=(-b-sqrt(b^2-4*a*c))/(2*a);
else % For SAG Voltage
    a1=cos((pi/2)+theta);
    a=1;
    b=-2*a1*(Vgrid*(100-Sag_percent)/100);
    c=(Vgrid*(100-Sag_percent)/100)^2-Vload_ref^2;
    Vdq_ref=(-b+sqrt(b^2-4*a*c))/(2*a);
end

Vq_ref=Vdq_ref*cos(theta); % Vq reference
Vd_ref=Vdq_ref*sin(theta); % Vd reference

```

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Pansini, Anthony J. , “Guide to electrical power distribution systems”, The Fairmont Press, Inc. sixth edition 2005
- [2] Sankaran, C. , “Power quality”, CRC Press LLC, 2002
- [3] Short, Tom. , “Electric power distribution handbook”, Electric power engineering series-Series Editor Leo L. Grigsby, 2004
- [4] Dugan, Roger C. ; McGranaghan, Mark F. , “Electrical Power Systems Quality”, McGraw Hill, Professional engineering, 2da Edición, 2003
- [5] Yebra Morón, Juan Antonio, “Compensación de potencia reactiva en sistemas eléctricos” McGRAW-HILL, 1987
- [6] Lozano García, José Merced, “DVR Basado en Convertidores CA-CA para mejorar la Calidad de Energía en Redes Eléctricas”, Centro de investigación y de estudios avanzados en IPN. Unidad Guadalajara, 2007
- [7] Daehler, Peter; Eichler, Markus, “Dispositivos de Calidad de la Energía Eléctrica: más estabilidad para los procesos de fabricación”, Revista ABB 1/2001.

- [8] Mago, Maria; Chourio, Rafael; Villegas, Angel; y Guillén, Francisco,
“Dispositivos para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica:
STATCON y DVR”, Revista Ciencia e Ingeniería. Vol. 29, No. 1, pp. 47-54,
ISSN 1316-7081 diciembre-marzo, 2008
- [9] Rashid, Muhammad H. , “Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones” Electrónica de
Potencia, Pearson Educación Tercera Edición, 2004
- [10] Hart, Daniel W. , “Electrónica de Potencia”, Pearson Educación S.A., Madrid
Primera Edición, 2001
- [11] Bishop, Robert H. ; Dorf, Richard C. , “Control de Sistemas Modernos” Control
Automático, Capítulo 8 (Métodos de Respuesta de frecuencia), 2005
- [12] Nielsen, John Godsk, “Design and Control of a Dynamic Voltage Restorer”,
PhD. Thesis Institute of Energy Technology Aalborg University, Denmark 2002.
- [13] Gonzalez-Longatt, Francisco M. , Miembro IEEE, “Entendiendo la
Transformación de Park”, Manuscrito elaborado el 9 de Junio de 2004.
- [14] Wang, Bingsen, Student Member, IEEE; Venkataramanan, Giri; and Illindala,
Mahesh Members, IEEE, “Operation and Control of a Dynamic Voltage Restorer
Using Transformer Coupled H-Bridge Converters”, IEEE TRANSACTIONS ON
POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 4, JULY 2006.
- [15] Ayyanar, Raja. , k-factor approach , EEE 572 Arizona State University, Spring
2009.