

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:
Dr. Luis A. Morán T.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:
Ingeniero Civil Electrónico

**Compensador de Potencia Reactiva basado
en Convertidores NPC Multinivel
Monofásicos**

Concepción, Abril de 2009

Christian Andrés Weishaupt Villouta

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Luis A. Morán T.

Compensador de Potencia Reactiva basado en Convertidores NPC Multinivel Monofásicos

Christian Andrés Weishaupt Villouta

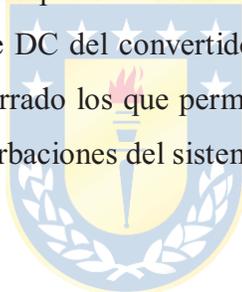
Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

Abril 2009

Resumen

En este trabajo se presenta un compensador de reactivos trifásico compuesto por convertidores NPC multinivel monofásicos operando de forma independiente en cada una de las fases. La topología propuesta cuenta con todas las ventajas de una topología multinivel convencional como son los menores voltajes de bloqueo en los semiconductores y el mayor número de niveles en la tensión de salida del convertidor. Además, esta topología permite realizar la compensación de forma independiente en cada fase, por lo cual ante desbalances provenientes de la tensión de alimentación o de la carga, el esquema se adecúa perfectamente. En comparación con la topología trifásica convencional, la exigencia del filtro de salida es mucho menor debido al aumento de 3 a 5 niveles en la tensión de salida del convertidor. Este trabajo abarca el control del desbalance del punto neutro utilizando la técnica de modulación SPWM modificada. También se revisa un esquema de control lineal que permita manipular de forma desacoplada tanto el factor de potencia en el PCC como la tensión total del enlace DC del convertidor. Se obtienen resultados de simulación del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado los que permiten corroborar la correcta operación del esquema propuesto ante diferentes perturbaciones del sistema.





Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mis padres, que me entregaron todas las herramientas necesarias para poder desarrollarme como persona en la vida. Siempre tuve el apoyo incondicional de ellos, y el término de esta etapa como estudiante se la debo principalmente a ellos.

Además, quiero agradecer especialmente a mi profesor guía Luis Morán T. por su buena disposición para orientarme en mi memoria de título y además por permitirme participar en diferentes proyectos relacionados con la industria que me hicieron crecer como estudiante. También quisiera agradecer al profesor José Espinoza C. ya que siempre tuvo el tiempo y excelente disposición para ayudarme en el desarrollo de mi trabajo.

Estos seis años de estudio no hubieran sido lo mismo sin mis amigos y compañeros que de alguna u otra forma ayudaron a que terminara con éxito los estudios. No puedo dejar de mencionar a mi querida polola Carolina que me acompañó y me aguantó durante toda la etapa universitaria.



Gracias a todos

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
NOMENCLATURA	X
ABREVIACIONES	XII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	3
1.2.1 <i>Calidad del Suministro Eléctrico</i>	3
1.2.2 <i>Convertidores Multinivel y topología NPC</i>	4
1.2.3 <i>Compensación basada en convertidores Multinivel</i>	5
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	6
1.4. OBJETIVOS	6
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	6
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	6
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	7
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	7
CAPÍTULO 2. CONVERTIDOR NPC MONOFÁSICO DE 5 NIVELES	9
2.1. INTRODUCCIÓN	9
2.2. CONVERTIDOR NPC MONOFÁSICO DE 5 NIVELES	9
2.2.1 <i>Descripción de la Topología</i>	9
2.2.2 <i>Estados del Inversor</i>	10
2.2.3 <i>Comparación con el convertidor NPC trifásico de 3 niveles</i>	11
2.2.4 <i>Función de Transferencia del Convertidor</i>	13
2.2.5 <i>Desbalance del Punto Neutro</i>	15
2.3. TÉCNICAS DE CONMUTACIÓN	16
2.3.1 <i>Técnica SPWM</i>	16
2.3.2 <i>Técnica SPWM Modificada</i>	18
2.3.3 <i>Modelación de las funciones de conmutación</i>	19
2.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	22
CAPÍTULO 3. COMPENSADOR PARALELO CON INVERSORES NPC MONOFÁSICOS MULTINIVEL	23
3.1. INTRODUCCIÓN	23
3.2. CONFIGURACIÓN DEL COMPENSADOR PARALELO	23
3.3. MODELACIÓN DEL COMPENSADOR PARALELO	24
3.3.1 <i>Modelación en ejes abc</i>	24
3.3.2 <i>Modelación en ejes dq0</i>	26
3.4. RESULTADOS	28
3.4.1 <i>Operación Nominal</i>	29
3.4.2 <i>Cambio en las entradas</i>	31
3.4.3 <i>Perturbaciones</i>	35
3.4.4 <i>Desbalance en el enlace DC</i>	36
3.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	37
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS ESTÁTICO	38
4.1. INTRODUCCIÓN	38
4.2. PUNTO DE EQUILIBRIO	38
4.3. LINEALIZACIÓN DEL MODELO	42
4.4. ESTABILIDAD EN LAZO ABIERTO	45
4.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	47

CAPÍTULO 5. ESTRATEGIA DE CONTROL.....	48
5.1. INTRODUCCIÓN	48
5.2. LAZOS DE CONTROL	48
5.2.2 <i>Control del Desbalance del Punto Neutro</i>	54
5.3. RESULTADOS	56
5.3.1 <i>Perturbaciones</i>	57
5.3.2 <i>Desbalance de los voltajes en los condensadores del enlace DC</i>	62
5.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	63
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....	64
6.1. SUMARIO	64
6.2. CONCLUSIONES	65
6.3. TRABAJO FUTURO	67
BIBLIOGRAFÍA	68
ANEXO A. TRANSFORMACIÓN A EJES SINCRÓNICOS.....	70
A.1. TRANSFORMADA <i>dq</i> TRIFÁSICA.....	70
A.2. TRANSFORMADA <i>dq</i> MONOFÁSICA	71
ANEXO B. SISTEMA EN POR UNIDAD.....	75
ANEXO C. EXPRESIÓN DEL ÁNGULO DE DESPLAZAMIENTO	77
ANEXO D. PUBLICACIONES	78
D.1. CONFERENCIAS	78



Lista de Tablas

<i>Tabla 2.1</i>	<i>Estados admisibles en una pierna del inversor de 5 niveles.....</i>	<i>11</i>
<i>Tabla 3.1</i>	<i>Parámetros del sistema para operación nominal.....</i>	<i>29</i>
<i>Tabla 4.1</i>	<i>Punto de Operación del sistema.....</i>	<i>41</i>
<i>Tabla 5.1</i>	<i>Parámetros de sintonización de los controladores.....</i>	<i>58</i>



Lista de Figuras

Fig. 1.1 Topología propuesta.....	2
Fig. 2.1 Inversor NPC de cinco niveles fuente de voltaje	10
Fig. 2.2 Obtención de los 3 niveles a la salida de cada pierna del inversor.....	11
Fig. 2.3 Topología NPC trifásica.....	12
Fig. 2.4 Forma de onda y espectro del voltaje de salida del inversor.....	13
Fig. 2.5 Voltaje de salida del inversor y corriente en el enlace DC.....	16
Fig. 2.6 Esquema modulador considerando técnica SPWM tradicional	17
Fig. 2.7 Formas de onda inversor de 5 niveles con técnica SPWM tradicional.....	17
Fig. 2.8 Esquema modulador considerando técnica SPWM modificada	18
Fig. 2.9 Técnica SPWM modificada.....	19
Fig. 3.1 Topología Propuesta	24
Fig. 3.2 Formas de onda de la topología propuesta en operación nominal.....	30
Fig. 3.3 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada M	32
Fig. 3.4 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada ϕ	33
Fig. 3.5 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada d	34
Fig. 3.6 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la perturbación v_{PCC}	35
Fig. 3.7 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en el factor de potencia de la carga.....	36
Fig. 3.8 Formas de onda de la topología propuesta ante un desbalance inicial de 3 [V] en v_n^a	36
Fig. 4.1 Región de Operación del compensador Paralelo.....	41
Fig. 4.2 Punto de Operación seleccionado	42
Fig. 4.3 Parte real de los valores propios.....	46
Fig. 5.1 Términos complementarios de la matriz del AGR.....	51
Fig. 5.2 Esquema de control para el ángulo de desplazamiento y el voltaje del enlace DC.....	53
Fig. 5.3 Término b_m en función de M y ϕ	55
Fig. 5.4 Esquema de control del punto neutro	56
Fig. 5.5 Cambio escalón en v_{PCC} (swell de un 15%).....	58
Fig. 5.6 Cambio escalón en v_{PCC} (sag de un 15%).....	59
Fig. 5.7 Cambio escalón en f_{pload} de 0.8 a 0.6 inductivo.....	61
Fig. 5.8 Desbalance inicial de 20% en el condensador inferior.	62

NOMENCLATURA

Matrices

A	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$.
B	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$.
C	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$.
D	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$.
E	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$.
F	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$.
$T_{abc-dq0}$: matriz de transformación de ejes abc a dq0.
H(s)	: matriz de transferencia. $\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D}$

Vectores

x	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
p	: vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
y	: vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
$\Delta \mathbf{x}$: variación del vector de estados \mathbf{x} en torno a \mathbf{x}_0 , $\Delta \mathbf{x} = [\Delta x_1 \ \Delta x_2 \ \dots \ \Delta x_n]^T$.
$\Delta \mathbf{u}$: variación del vector de estados \mathbf{u} en torno a \mathbf{u}_0 , $\Delta \mathbf{u} = [\Delta u_1 \ \Delta u_2 \ \dots \ \Delta u_p]^T$.
$\Delta \mathbf{p}$: variación del vector de estados \mathbf{p} en torno a \mathbf{p}_0 , $\Delta \mathbf{p} = [\Delta p_1 \ \Delta p_2 \ \dots \ \Delta p_m]^T$.
$\Delta \mathbf{y}$: variación del vector de estados \mathbf{y} en torno a \mathbf{y}_0 , $\Delta \mathbf{y} = [\Delta y_1 \ \Delta y_2 \ \dots \ \Delta y_q]^T$.

Parámetros del sistema

\mathbf{v}_{PCC}^{abc}	: vector de voltajes de fase en el PCC en ejes abc .
\mathbf{i}_{PCC}^{abc}	: vector de corrientes en el PCC en ejes abc .
\mathbf{i}_L^{abc}	: vector de corrientes de línea de la carga en ejes abc .
\mathbf{i}_{PCC}^d	: componente directa de la corriente del PCC en ejes sincrónicos.
\mathbf{i}_{PCC}^q	: componente de cuadratura de la corriente del PCC en ejes sincrónicos.
f_c	: frecuencia de conmutación de los switches.
f_{pload}	: factor de potencia fundamental en la carga.
f_{pPCC}	: factor de potencia fundamental en el PCC.
ϕ_{PCC}	: ángulo de desplazamiento en el PCC.

VARIABLES DEL SISTEMA

R_L	: valor de la resistencia de carga.
L_L	: valor de la inductancia de carga.
f_{red}	: frecuencia fundamental del sistema.
V_b	: voltaje base.
I_b	: corriente base.
Z_b	: impedancia base.

Parámetros del compensador paralelo

C_{dc}	: valor de capacitancia de los condensadores del enlace DC.
L_f	: valor de inductancia del filtro de salida.
R_f	: pérdidas asociadas al filtro de salida.

Variables del compensador paralelo

i_2^d	: corriente directa del compensador paralelo.
i_2^q	: corriente en cuadratura del compensador paralelo.
V_p^k	: voltaje del condensador superior para cualquier fase del sistema, donde $k = \{a, b, c\}$.
V_n^k	: voltaje del condensador inferior para cualquier fase del sistema, donde $k = \{a, b, c\}$.
i_p^k	: corriente DC que circula por el condensador superior en cada convertidor.
i_n^k	: corriente DC que circula por el condensador inferior en cada convertidor.
δv^k	: diferencia de tensión en el enlace DC.
v_{pn}^k	: voltaje total del enlace DC.
v_f^k	: voltaje de salida del convertidor.

Variables de modulación

m_{p1}	: moduladora para el switch superior de la pierna n°1 del convertidor.
m_{p2}	: moduladora para el switch superior de la pierna n°2 del convertidor.
m_{n1}	: moduladora para el switch inferior de la pierna n°1 del convertidor.
m_{n2}	: moduladora para el switch inferior de la pierna n°2 del convertidor.
m_{pn+}^k	: moduladora positiva resultante considerando la modulación SPWM modificada.
m_{pn-}^k	: moduladora negativa resultante considerando la modulación SPWM modificada.
M_k	: amplitud de las moduladoras resultantes.
d_k	: offset de las portadoras.
ϕ_k	: desfase de las moduladoras resultantes.

Abreviaciones

Mayúsculas

PCC	: Punto de Común Acoplamiento.
SVC	: Static Var Compensator.
FACTS	: Flexible AC Transmission systems.
NPC	: Neutral Point Clamped.
DC	: Corriente Continua.
AC	: Corriente Alterna.
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor.
PWM	: Pulse Width Modulation.
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
L.A.	: Lazo Abierto.
L.C.	: Lazo Cerrado.
IGBT	: Insulated Gate bipolar Transistor
THD	: Total Harmonic Distortion
RL	: Carga resistiva e inductiva
AGR	: Arreglo de Ganancias Relativas

Minúsculas

<i>abc</i>	: ejes abc
<i>dq0</i>	: ejes sincrónicos.
p.u.	: en por unidad.



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

Desde un tiempo a esta parte, la calidad del suministro eléctrico ha cobrado gran relevancia siendo de interés tanto para las grandes industrias como para los consumidores menores de energía eléctrica. Uno de los aspectos importantes de la calidad del suministro eléctrico se centra en el aprovechamiento de las líneas de transmisión, donde se busca transmitir la mayor cantidad de potencia eléctrica con la menor cantidad de pérdidas. Además, hoy en día la legislación obliga tanto al distribuidor de la energía eléctrica como al consumidor a mantener un nivel elevado de calidad del suministro eléctrico en el punto de común acoplamiento (PCC).

Uno de los primeros esquemas utilizados con el fin de corregir el factor de potencia se basa en la conexión y desconexión de bancos de condensadores en conexión paralela con el fin de mantener el flujo de potencia reactiva en los sistemas de distribución industrial dentro de valores aceptados por norma. Hoy día estos métodos siguen siendo muy utilizados en las plantas industriales ya que son de bajo costo y de efectividad probada. Sin embargo, al tener una conexión discretizada y acotada de los condensadores, el sistema puede quedar sobrecompensado o subcompensado dependiendo del consumo de potencia reactiva de las cargas.

Otro método utilizado en la práctica es el compensador estático de potencia reactiva (SVC), el cual está compuesto por condensadores e inductores que se conectan al sistema de distribución a través de tiristores. Este método responde de forma efectiva ante perturbaciones del sistema, sin embargo, su operación está restringida a cargas lineales.

Todo esto llevó a la creación de los FACTS (Flexible AC Transmission Systems), los que rompen con el esquema estático de los sistemas de distribución, incorporando diferentes tecnologías que permiten obtener la flexibilidad y la controlabilidad necesaria para mejorar la calidad en los sistemas de distribución. Los FACTS están basados en convertidores estáticos y permiten corregir perturbaciones provenientes tanto de la alimentación como de la carga. Por un lado se tiene la compensación paralela, que está encargada de corregir el factor de potencia y la distorsión de corriente armónica, y por otro lado se encuentra la compensación serie, que permite corregir sags y swells de voltaje provenientes de la tensión de alimentación.

El lugar de interés para realizar la conexión de estos convertidores corresponde al PCC. En los sistemas de distribución industrial, en este punto se tienen tensiones que superan los 23 [kV], por

lo tanto es necesario contar con convertidores estáticos que toleren esos niveles de tensión. Para llevar a cabo esta tarea, se pueden utilizar convertidores estáticos con semiconductores que admitan una gran capacidad de voltaje de bloqueo, sin embargo, hoy en día todavía existe una limitante tecnológica en cuanto a los voltajes de bloqueo que toleran estos semiconductores, llegando a valores máximos de 7.2[kV]. La solución más atractiva en la actualidad consiste en utilizar nuevas topologías de convertidores multinivel, que permiten elevar el número de niveles en la salida del convertidor en comparación con la topología tradicional fuente de voltaje de 2 niveles.

Una de las topologías más utilizadas hoy en día es la topología NPC trifásica fuente de voltaje, que permite obtener tres niveles en la salida del inversor. Esta topología ha sido utilizada en muchas aplicaciones industriales tanto como rectificador o inversor. Este trabajo propone una alternativa a esta topología la que reemplaza la actual topología trifásica por tres convertidores NPC monofásicos (figura 1.1). La topología propuesta permite obtener 5 niveles de tensión a la salida de cada inversor y por ende se puede reducir el tamaño del inductor de enlace ya que el contenido de baja frecuencia se verá altamente reducido. Además, esta configuración permite compensar de forma independiente cada una de las fases, por lo tanto la topología es atractiva al contar con sistemas desbalanceados.

Uno de los problemas inherentes a este tipo de topología es el desbalance que se produce en los voltajes de los condensadores del enlace DC. Para mitigar este problema se utiliza una modificación en el esquema modulador agregando un tercer grado de libertad a su operación y que permite mantener balanceado los voltajes en todo momento.

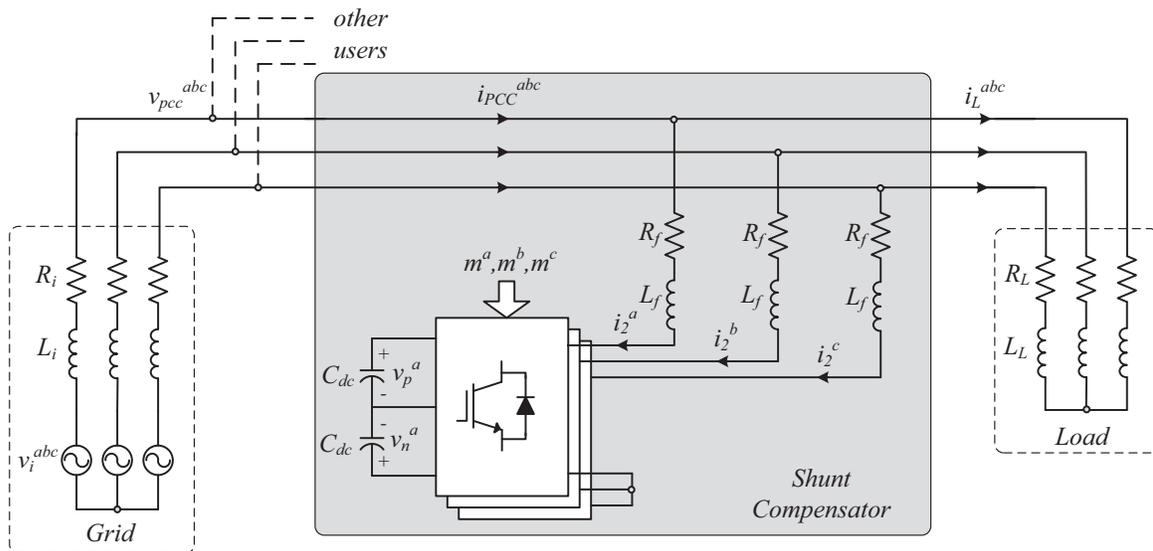


Fig. 1.1 Topología propuesta

1.2. Trabajos Previos

En esta sección se revisan diferentes trabajos que tienen relación con el tema tratado en esta Memoria de Título. Los trabajos presentados se dividen en 3 secciones: la primera corresponde a la calidad del suministro eléctrico donde se entrega una visión general de los problemas clásicos que se producen en los sistemas eléctricos de potencia y además de los diferentes métodos que existen para mitigarlos. En la segunda sección se revisan todos los trabajos que hace alusión a los convertidores multinivel, en particular la topología NPC que es la que se utiliza en este trabajo. Se muestran los diferentes esquemas de compensación existentes y las principales ventajas y desventajas de cada uno de ellos. Finalmente en la tercera sección se presentan los trabajos que describen y analizan los diferentes esquemas de compensación existentes y las principales ventajas y desventajas de cada uno de ellos, enfocándose principalmente a la compensación paralela con convertidores multinivel.

1.2.1 Calidad del Suministro Eléctrico

La calidad del suministro eléctrico es uno de los aspectos más importantes en procesos productivos industriales ya que los costos pueden aumentar considerablemente dependiendo de la calidad en la operación del sistema eléctrico de potencia. Es por esto que el tema ha sido en gran medida revisado y abordado con el fin de resolver los problemas más típicos en la operación de los sistemas eléctricos de potencia. En [1] y en [2] se presentan los problemas que afectan la operación de los sistemas de eléctricos y se revisan las diferentes formas de mitigar estas perturbaciones. Las perturbaciones pueden provenir tanto de la carga (corriente distorsionada y factor de potencia deficiente), como del suministro de energía (sag y swells de voltaje).

En [3] se refuerza el hecho de que ha habido un aumento considerable de las cargas no lineales y de carácter inductivo conectadas al sistema eléctrico que hacen circular armónicos de corrientes no deseados y reducen el factor de potencia respectivamente. Se ha trabajado mucho en equipos de compensación estáticos que permiten compensar adecuadamente las perturbaciones mencionadas anteriormente, sin embargo éstos poseen una flexibilidad muy reducida. Es por esto que nacen los llamados FACTS (Flexible AC Transmission Systems) [4], que rompen con los esquemas tradicionales de compensación y buscan mitigar las perturbaciones provenientes de la carga y de la alimentación obteniendo un voltaje altamente sinusoidal y en fase con la corriente producida por la carga.

1.2.2 Convertidores Multinivel y topología NPC

Como ya se mencionó en la sección anterior, la calidad del suministro es un tema no menor y debe ser analizado para evitar costos innecesarios en los procesos productivos industriales. Una de las formas más eficientes de lograr el objetivo de asegurar una correcta operación de los sistemas eléctricos de potencia es a través de los llamados FACTS. Dentro de este grupo se encuentran los convertidores estáticos conectados a la red, en particular los convertidores multinivel (más de 2 niveles a la salida) ya que éstos permiten reducir el contenido armónico presente en la salida. En [5] y [6] se revisan en detalle las topologías más competitivas en el mercado como son la Cascaded H-Bridge, Flying Capacitor y la topología NPC (Neutral Point Clamped) que se usa en este trabajo. Se entregan pautas de cómo opera el convertidor y de los diferentes esquemas que permiten realizar el disparo de los semiconductores.

En [7] se introduce la topología NPC trifásica con neutro enclavado. La propuesta de esta topología consistía en elevar el número de niveles en la salida de los inversores aumentando el número de semiconductores por pierna agregando diodos de enclavamiento para lograr el estado nulo en la salida. Con la popularidad de esta topología para operar con accionamientos en media y alta tensión nace un sin número de trabajos que estudian los esquemas de control centrados en la salida del inversor [8].

Uno de los problemas intrínsecos de la topología con diodo enclavado (NPC) es el desbalance natural que se produce entre los condensadores de la barra DC. Este problema es el gran cuello de botella de la topología y por eso todos los esfuerzos se han centrado en la compensación del desbalance a través de la modificación del punto neutro del enlace DC. Entre las técnicas más comunes se destaca la utilización de vectores espaciales (SV-PWM) [9][10], la que permite cargar o descargar los condensadores de la barra DC a través de la redundancia de estados del convertidor.

Una alternativa a las técnicas basadas en métodos por vectores espaciales, consiste en generar un offset en señales portadoras del esquema de modulación. Esta inyección de secuencia cero [11] modifica la amplitud de las señales moduladoras y permite cargar y descargar los condensadores de la barra DC a voluntad. En [12] y [13] se revisa en detalle la modelación del rectificador trifásico NPC incluyendo el modelo del esquema modulador considerando la adición de secuencia cero.

1.2.3 Compensación basada en convertidores Multinivel

La compensación de potencia reactiva es una de las mayores preocupaciones en la operación de los sistemas eléctricos de potencia. En [14] se revisa el estado del arte de los diferentes equipos que permiten llevar a cabo de forma efectiva la compensación de reactivos, revisando sus principios de operación y el diseño de cada uno de ellos. En las últimas décadas los compensadores estáticos de potencia reactiva fueron presentados como una buena alternativa para reemplazar los condensadores en conexión paralela. Algunas topologías basadas en tiristores y convertidores estáticos han sido utilizadas en aplicaciones industriales. En [15] se muestra un compensador estático de potencia reactiva implementado con un inversor de 3 niveles utilizando GTO. La principal ventaja de implementar los compensadores con convertidores estáticos es la rápida respuesta dinámica y el ajuste adecuado de la potencia reactiva requerida por la carga.

En [16] se revisa un compensador de potencia reactiva que está compuesto por un inversor NPC trifásico y que compensa el desbalance del punto neutro del enlace a través de la inyección de secuencia cero. Se revisa la modelación del sistema con el compensador incorporado y se analiza la respuesta dinámica de las variables de estado del sistema. En [17] se trabaja sobre un esquema de compensación unificado que realiza la compensación serie y paralela. Lo interesante de este trabajo radica en la selección de la estrategia de control para las variables del compensador paralelo. Se busca controlar tanto el factor de potencia como el voltaje total del enlace DC del inversor NPC trifásico en configuración back-to-back.

En [18] se trabaja con un esquema de compensación unificado pero a partir de celdas monofásicas puente H. La gran ventaja de operar con un sistema monofásico es su mayor flexibilidad en comparación con la topología trifásica ya que se puede analizar cada fase del sistema a compensar de forma independiente. En [19] se realiza un análisis de la transformación en ejes sincrónicos tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos. Se destaca de este trabajo que al utilizar la transformación para sistemas monofásicos existe un retardo intrínseco en el esquema de control ya que las variables sensadas deben pasar a través de un filtro pasabajo para realizar la transformada en ejes $dq0$. Finalmente en [20] se entrega toda la teoría relativa al acoplamiento de las variables en un sistema de múltiples entradas y salidas. Se utilizan diferentes herramientas matemáticas con el fin de verificar el acoplamiento entre las variables del sistema a controlar. A su vez, se entregan pautas de cómo seleccionar adecuadamente un esquema que desacople estas variables y permita utilizar controladores monovariabes.

1.3. Hipótesis de Trabajo

- Se puede modelar el inversor NPC de 5 niveles en ejes rotatorios $dq0$, incluyendo la técnica de modulación que permite mantener balanceado los voltajes del enlace DC.
- Es posible obtener los puntos de equilibrio del compensador paralelo a partir de las entradas definidas por las salidas deseadas.
- La implementación de inversores NPC monofásicos de 5 niveles es una alternativa que presenta ventajas en comparación con la topología trifásica.
- Es posible controlar de forma desacoplada el voltaje total del enlace DC y el factor de potencia en el PCC.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Estudiar el comportamiento dinámico y estático de un compensador paralelo compuesto por inversores NPC multinivel monofásicos de 5 niveles, que permite compensar factor de potencia en un sistema de distribución eléctrico. Se debe desarrollar un modelo dinámico de la topología propuesta indicando claramente los parámetros y variables, para luego definir una estrategia de control lineal que se comprobará mediante simulación computacional.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Mostrar las ventajas entre la topología NPC trifásica convencional y la topología compuesta por inversores multinivel monofásicos.
- Modelar el inversor NPC monofásico de 5 niveles.
- Modelar el modulador SPWM modificado para utilizar en el inversor monofásico.
- Encontrar un modelo dinámico de la topología propuesta (inversor conectado a la red).
- Llevar el modelo a los ejes sincrónicos $dq0$.
- Determinar las entradas necesarias para obtener las salidas deseadas.
- Proponer una estrategia de control para mantener balanceados los voltajes de los condensadores del enlace DC.

- Proponer una estrategia de control que permita actuar de forma desacoplada sobre el factor de potencia del PCC y el voltaje total del enlace DC del inversor.
- Demostrar la estabilidad del sistema.
- Evaluar el desempeño de la topología propuesta mediante simulación computacional.

1.5. Alcances y Limitaciones

- La modelación en ejes $dq0$ se realizará para la componente fundamental, por lo tanto sólo se considera la operación del equipo como compensador de potencia reactiva.
- Los semiconductores utilizados en el inversor serán ideales, sin embargo, las pérdidas por conducción pueden ser representadas a través de la resistencia conectada en el lado AC del inversor.
- Todo el análisis matemático se realiza considerando un sistema trifásico balanceado y con cargas de tipo lineal (RL).
- Los valores de inductancia y capacitancia del inversor NPC monofásico se asumen conocidos.
- La estrategia de control lineal se implementará a través de programación digital utilizando aproximación trapezoidal para los controladores proporcional integrativo.



1.6. Temario y Metodología

Este trabajo de Memoria Título está compuesto por 5 capítulos más un capítulo introductorio. En el primer capítulo se presenta la topología propuesta y se ubica el tema en el contexto general de la ingeniería eléctrica, realizando un estudio bibliográfico de diferentes trabajos publicados relacionados con el tema. Además, se detalla la hipótesis de trabajo, los objetivos, los alcances y las limitaciones a considerar en su desarrollo.

En el segundo capítulo se presenta el convertidor NPC monofásico de 5 niveles y se compara con la topología trifásica convencional de 3 niveles. También se revisa la función de transferencia del inversor y se introduce el problema del desbalance del punto neutro, inherente a las topologías con neutro enclavado. Otro aspecto que se analiza en este capítulo corresponde a la técnica de

modulación empleada. Para mitigar el efecto del desbalance del punto neutro, se utiliza la técnica de modulación SPWM modificada. Este esquema se modela incorporando un tercer grado de libertad a las señales moduladoras.

En el tercer capítulo se analiza el inversor NPC monofásico operando como compensador de reactivos conectado en paralelo a la red eléctrica. Se obtiene el modelo en ejes abc y ejes sincrónicos $dq0$. Se muestran los resultados obtenidos en lazo abierto (L.A.) para diferentes condiciones de operación, manipulando las entradas, las perturbaciones y los parámetros del sistema.

En base al modelo encontrado, en el capítulo 4 se obtiene la región de operación del sistema y se elige un punto de operación en particular, que servirá para realizar posteriormente la linealización en torno a ese punto de equilibrio. Además, para todo el barrido de puntos de equilibrio dado principalmente por las limitaciones propias del equipo, se estudia la estabilidad en lazo abierto.

Una vez obtenido el modelo linealizado, es posible diseñar una estrategia de control lineal desacoplada entre las distintas variables del sistema, como se exhibe en el capítulo 5. Se busca controlar de forma efectiva el desbalance del punto neutro, el ángulo de desplazamiento del PCC y el voltaje total del enlace DC. Los resultados de la estrategia de control seleccionada son corroborados a través de simulación computacional en el software PSIM.

Finalmente en el último capítulo se realiza un sumario del trabajo realizado y las conclusiones respectivas de acuerdo a los resultados encontrados.

Capítulo 2. Convertidor NPC Monofásico de 5 niveles

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta el análisis del inversor NPC monofásico de 5 niveles. Se realiza una descripción general de cómo opera la topología y del patrón de pulsos de disparo necesario para obtener los 5 niveles de tensión en la salida. Además, se realiza una comparación con el convertidor de 3 niveles verificando tanto sus ventajas como desventajas desde el punto de vista operacional. También se revisa el problema del desbalance del punto neutro y se estudia la incorporación de la técnica de modulación SPWM modificada. Esta técnica permite mitigar el problema de desbalance del punto neutro inherente de este tipo de topologías (NPC). Finalmente se obtiene el modelo matemático del esquema modulador, considerando la independencia en el análisis de cada fase a compensar.

2.2. Convertidor NPC Monofásico de 5 niveles

2.2.1 Descripción de la Topología



El inversor monofásico de 5 niveles NPC es considerado dentro de la familia de convertidores multinivel tipo fuente de voltaje ya que permite obtener en la salida del inversor una tensión escalonada (PWM) producto de una selección y configuración adecuada de los switches seleccionados. Los convertidores del tipo NPC se caracterizan por operar con 2 diodos de enclavamiento por pierna que van conectados al punto medio del enlace DC compuesto por dos capacitores. La forma de onda escalonada en el caso de una fase del inversor se obtiene agregando un tercer nivel de tensión nulo en la salida. Una de las ventajas de este tipo de topología es que permite reducir la tensión de bloqueo que deben tolerar los semiconductores al estar apagados ya que divide la tensión del enlace en dos barras independientes (superior e inferior). En particular, el convertidor monofásico está compuesto por 2 piernas y 4 switches en cada una de ellas. La tensión a la salida de cada pierna es de 3 niveles, pero entre líneas se puede obtener una tensión escalonada de hasta 5 niveles.

En resumen, como se muestra en la figura 2.1, cada inversor cuenta con 4 diodos de enclavamiento, 2 condensadores y 8 switches IGBT. Como la topología propuesta está enfocada a operar con sistemas trifásicos, será necesario utilizar 3 inversores NPC monofásicos. Al operar con

convertidores monofásicos, es posible realizar el análisis de forma independiente para cada una de las fases. Por lo tanto, en este trabajo se utilizará el subíndice $k=\{a,b,c\}$ con fines prácticos, ya que el desarrollo matemático es equivalente para cualquiera de las 3 fases del sistema.

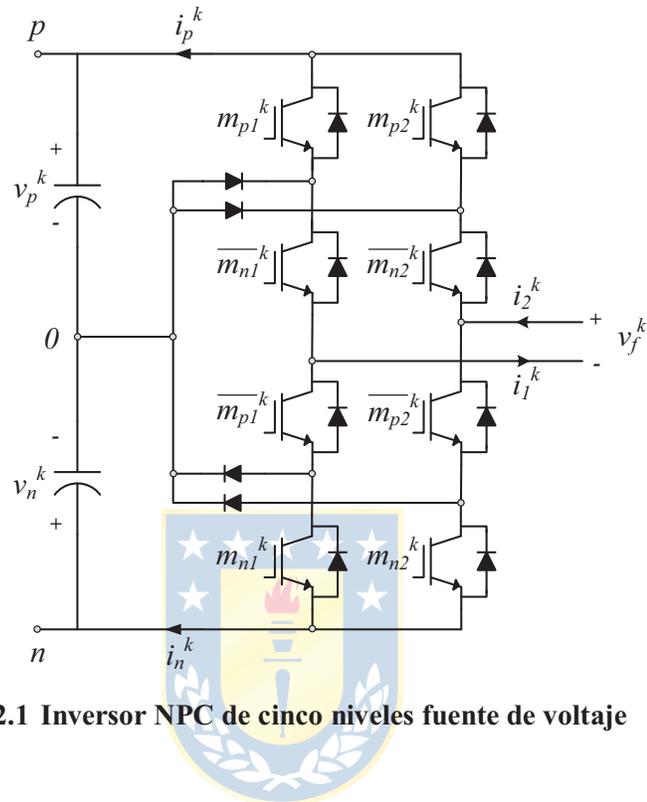


Fig. 2.1 Inversor NPC de cinco niveles fuente de voltaje

2.2.2 Estados del Inversor

Un aspecto importante de considerar en el esquema modulador son los estados admisibles para realizar la conmutación de los semiconductores. Tanto en los convertidores fuente de corriente como en los convertidores fuente de voltaje existen ciertas restricciones que limitan las combinaciones de encendido y apagado de los switches. En el caso de los convertidores fuente de voltaje nunca se debe seleccionar una combinación de pulsos de disparo que rompa las siguientes reglas:

- El enlace DC nunca debe estar cortocircuitado dada su característica capacitiva.
- En los terminales de salida del convertidor nunca debe generarse una tensión indeterminada.
- Siempre debe asegurarse un camino para la corriente proveniente del lado AC.

El patrón de pulsos de disparo seleccionado para este convertidor se muestra en la **TABLA 2.1**. Las reglas mencionadas anteriormente se cumplen rigurosamente con el fin de lograr los 3 niveles entre la fase y el neutro ficticio.

TABLA 2.1 Estados admisibles en una pierna del inversor de 5 niveles

Voltaje entre líneas v_f^k	m_{pl}^k	m_{nl}^k
v_p^k	1	0
0	0	0
v_n^k	0	1

Para obtener los 5 niveles entre líneas en el inversor monofásico es necesario desfazar las señales m_{p2}^k y m_{n2}^k en 180° respecto de las señales m_{p1}^k y m_{n1}^k respectivamente. Con los estados anteriores es posible obtener una tensión de 5 niveles entre líneas con valores peak que fluctúan entre $2v_p^k$ para el ciclo positivo y $2v_n^k$ para el ciclo negativo.

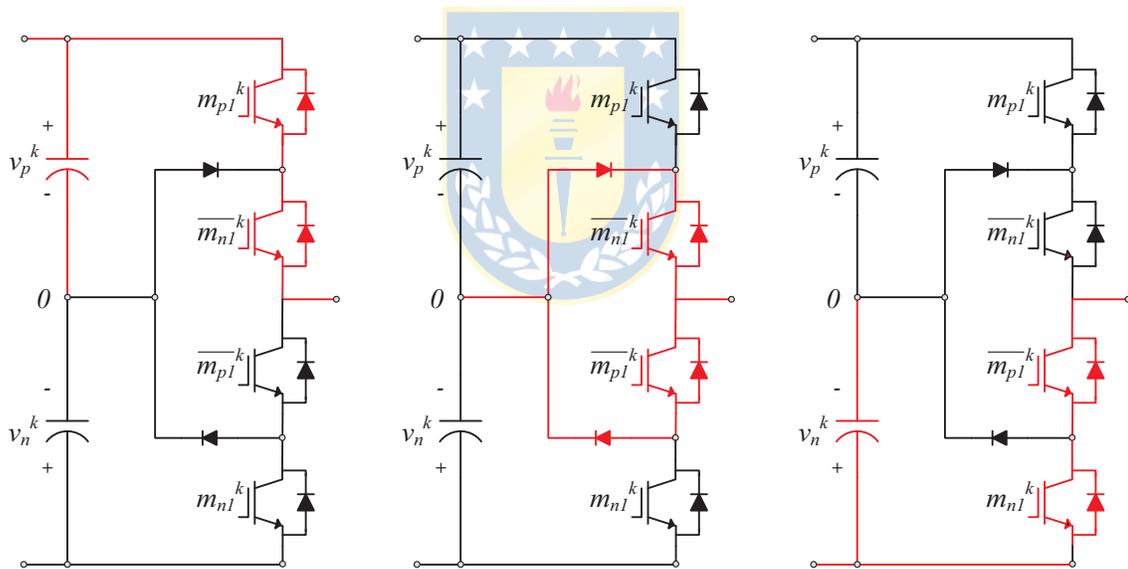


Fig. 2.2 Obtención de los 3 niveles a la salida de cada pierna del inversor

2.2.3 Comparación con el convertidor NPC trifásico de 3 niveles

Uno de los objetivos de este trabajo consiste en presentar una configuración alternativa respecto de las topologías más convencionales que se pueden ver en el mercado. En particular para este caso, resulta de interés realizar una comparación con el convertidor NPC trifásico de 3 niveles (figura 2.3), el cual pertenece a la misma familia de convertidores que el convertidor NPC

monofásico de 5 niveles. Realizar una comparación entre ambas topologías no resulta trivial ya que tanto sus ventajas como sus desventajas están dadas principalmente por las exigencias de la aplicación en la cual esté operando el inversor.

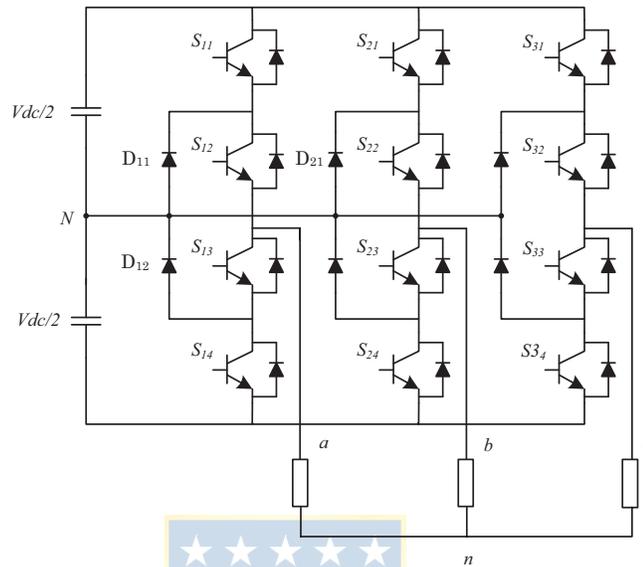


Fig. 2.3 Topología NPC trifásica

La topología monofásica permite incrementar la magnitud de la tensión de salida del inversor de 1 a 2 en por unidad con la misma tensión de bloqueo en cada semiconductor como se puede apreciar en la figura 2.4. Además el contenido armónico de la tensión reflejada en el punto de común acoplamiento se verá reducido considerablemente en el caso de la topología monofásica. En la figura 2.4 se muestra un ejemplo en el cual para un mismo índice de modulación de 0.9 se logra bajar el THD de voltaje desde un 55.2% en el caso de la topología trifásica a un 27.1% que corresponde al voltaje entre líneas de la topología monofásica. Este resultado es relevante desde el punto de vista del dimensionamiento del filtro inductivo necesario para obtener una forma de onda de voltaje sinusoidal. Al tener una tensión de salida con menor contenido armónico, los requerimientos para realizar el diseño del filtro serán menores.

Otra ventaja de la topología propuesta radica en la versatilidad e independencia que presentan los convertidores monofásicos ante fluctuaciones o desbalances en el sistema de distribución. Esto se debe a que cada convertidor posee su sistema de control independiente a diferencia de la topología trifásica.

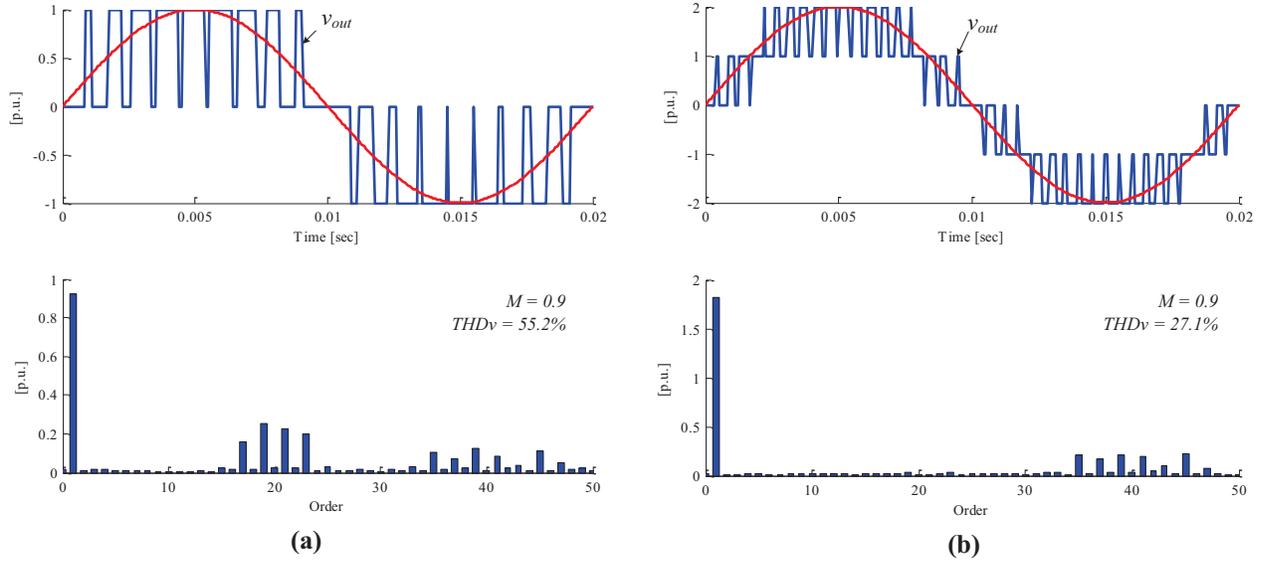


Fig. 2.4 Forma de onda y espectro del voltaje de salida del inversor

(a) voltaje de fase NPC trifásico. (b) voltaje entre líneas NPC monofásico.

Otro aspecto importante de destacar es que cada convertidor monofásico está compuesto por 8 semiconductores, 4 diodos de enclavamiento y 2 condensadores. En el caso de operar en un sistema trifásico, se debe multiplicar por 3 esta cantidad señalada. En cambio, el convertidor trifásico cuenta con 12 semiconductores, 6 diodos de enclavamiento y 2 condensadores, valor inferior al requerido por la configuración monofásica. Esto incide en un aumento de tamaño y costo de la topología propuesta.

2.2.4 Función de Transferencia del Convertidor

Para modelar el esquema propuesto lo primero es obtener la función de transferencia que relaciona las variables de entrada con las variables de salida del convertidor. Es decir, se busca obtener una relación entre el voltaje continuo en la barra DC y el voltaje de salida en el lado AC. Lo mismo ocurre en el caso de las corrientes, en el cual se busca obtener una relación entre la corriente que circula por el enlace DC y la corriente que circula por el del lado AC.

Las relaciones básicas que se pueden obtener a partir de la figura 2.1 son las siguientes:

$$v_f^k = \begin{bmatrix} m_{p2}^k - m_{p1}^k & m_{n2}^k - m_{n1}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p^k \\ v_n^k \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} i_p^k &= (m_{p2}^k - m_{p1}^k) i_2^k \\ i_n^k &= (m_{n2}^k - m_{n1}^k) i_1^k \end{aligned} \quad (2.2)$$

Las señales m_{p2}^k , m_{p1}^k , m_{n2}^k y m_{n1}^k corresponden a las moduladoras del inversor NPC monofásico. La forma de estas señales dependerá exclusivamente de la técnica de modulación empleada.

La primera consideración que debe hacerse para reducir la cantidad de variables del sistema es que la corriente que entra al convertidor es la misma que sale del convertidor, por lo tanto $i_2^k = i_1^k$. Además, para efectos del control del convertidor, las variables de interés corresponden al desbalance de los voltajes en los condensadores y el total del voltaje en la barra DC. Por lo tanto las nuevas variables auxiliares están definidas como,

$$\begin{aligned} \delta v^k &= v_p^k + v_n^k \\ v_{pn}^k &= v_p^k - v_n^k \end{aligned} \quad (2.3)$$

Reemplazando estas nuevas variables en la ecuación (2.1) se obtiene:

$$v_f^k = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} m_{pn+}^k & m_{pn-}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Donde las moduladoras resultantes están dadas por,

$$\begin{aligned} m_{pn+}^k &= (m_{p2}^k - m_{p1}^k) + (m_{n2}^k - m_{n1}^k) \\ m_{pn-}^k &= (m_{p2}^k - m_{p1}^k) - (m_{n2}^k - m_{n1}^k) \end{aligned} \quad (2.5)$$

La relación entre las variables de entrada y de salida es fundamental para definir posteriormente el modelo matemático del sistema.

2.2.5 Desbalance del Punto Neutro

El desbalance del punto neutro es uno de los problemas inherentes de las topologías con neutro enclavado. En el caso de la topología trifásica para analizar el desbalance se dividen los estados de conmutación en vectores activos (largos, medianos y cortos) y en vectores nulos. Los vectores nulos corresponden al cortocircuito de la carga ya que se conectan todas las fases simultáneamente al punto p, n o al neutro ficticio. Los vectores largos corresponden al máximo voltaje de salida del inversor. Tanto los vectores largos como los vectores nulos no afectan el corrimiento del punto neutro ya que no existe circulación de corriente por este punto.

Los vectores medianos corresponden a la distribución simétrica de la carga trifásica, por lo tanto la carga debe ser balanceada para que este desbalance no se vea reflejado en el enlace DC. Análogamente en el caso monofásico la conexión se realiza entre líneas del inversor conectado a una fase del sistema, es decir a una carga monofásica equivalente. Es por esto que una de las ventajas de la topología monofásica es que a pesar de tener cargas desbalanceadas en el sistema, esto no se ve reflejado en los convertidores ya que existe conexión independiente para cada fase.

Finalmente los vectores cortos corresponden al voltaje de cada condensador que se ve reflejado en la carga, es decir la carga puede tener un voltaje positivo y uno negativo en sus terminales en diferentes instantes de tiempo. Esto hace que la corriente del punto neutro circule en ambos sentidos y por ende bajo ciertas condiciones de operación se podrían producir desbalances en los voltajes del enlace DC. En el caso de existir asimetría en los pulsos de disparo del inversor producto de los tiempos muertos asociados al semiconductor seleccionado y además asumiendo que existe un desfase entre el voltaje y la corriente de salida del inversor producto de la característica inductiva de la carga, es posible que se produzcan asimetrías en el instante de carga y descarga de los condensadores. Esto haría que los voltajes de cada condensador fueran diferentes y por ende la corriente media que circularía por el enlace DC sería distinta de cero.

En la figura 2.5 se puede ver el comportamiento de la corriente que circula por el lado DC ante un desbalance forzado en los condensadores. En la figura 2.5 (b) se puede ver que la corriente media es distinta de cero y por ende el voltaje obtenido a la salida del inversor posee componentes de alta frecuencia indeseables en la operación del equipo.

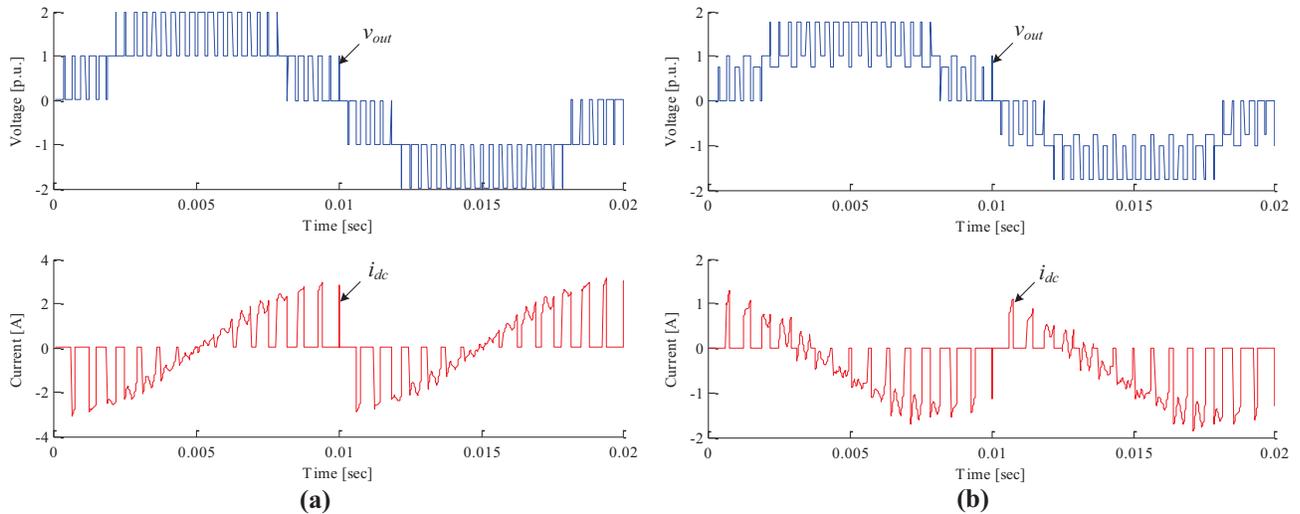


Fig. 2.5 Voltaje de salida del inversor y corriente en el enlace DC
(a) Sin desbalance en el enlace DC. (b) Con desbalance en el enlace DC.

2.3. Técnicas de Conmutación

2.3.1 Técnica SPWM

La técnica de modulación SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) es una de las técnicas más utilizada para determinar las señales de conmutación de los semiconductores debido a su simplicidad para ser implementada. Esta técnica se basa en comparar una señal moduladora del tipo sinusoidal (se desea obtener una señal sinusoidal a la salida del convertidor), con una señal portadora triangular. Al realizar la comparación entre ambas señales se puede obtener una forma de onda modulada por ancho de pulsos de amplitud variable entre 0 y 1 p.u que corresponde al apagado y al encendido del switch respectivamente. Considerando los estados admisibles del inversor mencionados en la sección 2.2.2 se puede obtener el esquema modulador para una pierna del convertidor como se muestra en la figura 2.6.

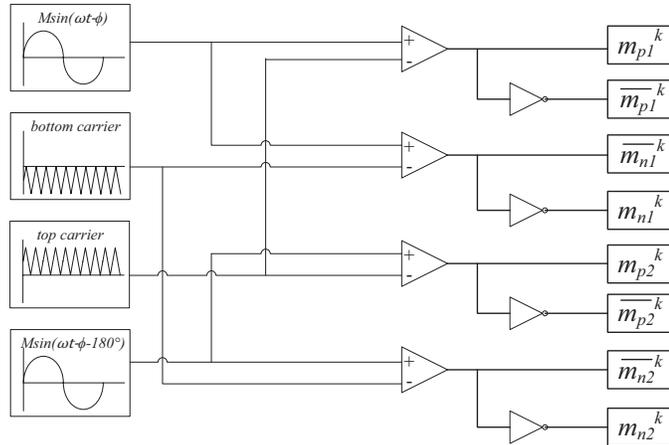


Fig. 2.6 Esquema modulador considerando técnica SPWM tradicional

A partir del patrón de pulsos de disparo determinado por el esquema modulador de la figura 2.3 se construyen las formas de onda de tensión en la salida del inversor como se muestra en la figura 2.7. Se considera un índice de modulación de $M = 0.9$ y una frecuencia de conmutación $f_c = 1$ [kHz].

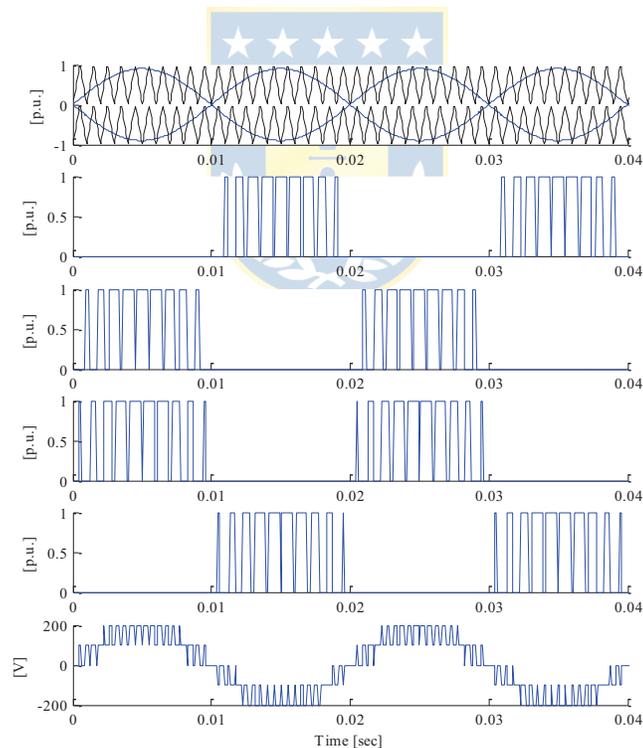


Fig. 2.7 Formas de onda inversor de 5 niveles con técnica SPWM tradicional

Como se puede apreciar en la figura 2.7 se logra una tensión entre líneas v_f escalonada a la salida del inversor NPC monofásico. Un aspecto importante de destacar es que los semiciclos (negativos y positivos) de las moduladoras representan las componentes fundamentales de las funciones de conmutación m_{p1} , m_{p2} , m_{n1} y m_{n2} .

2.3.2 Técnica SPWM Modificada

Cualquier configuración derivada de la topología NPC presenta desbalances en las tensiones del enlace DC del inversor como se mostró en la sección 2.2.5. Con el fin de mitigar este problema, en [11] se presenta una modificación al esquema SPWM tradicional, agregando un tercer grado de libertad al esquema de modulación a través de un offset d . Este offset define portadoras de amplitud variable (el esquema SPWM tradicional sólo permite modificar la amplitud y el desfase de las moduladoras).

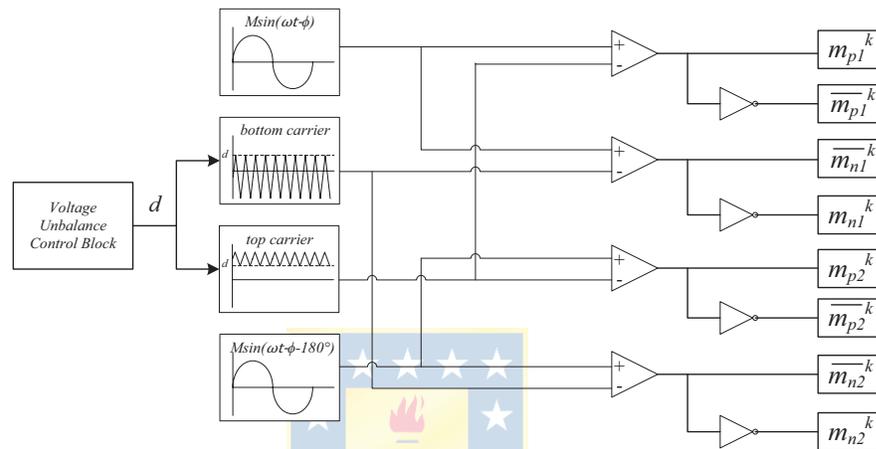


Fig. 2.8 Esquema modulador considerando técnica SPWM modificada

El objetivo de utilizar portadoras con amplitud variable es de compensar el desbalance a través del tamaño de los pulsos de disparo. En el caso de que el condensador superior tenga un voltaje superior al del condensador inferior, el offset d compensará el desbalance aumentando el tamaño del semiciclo inferior de las moduladoras tal como se muestra en la figura 2.9.

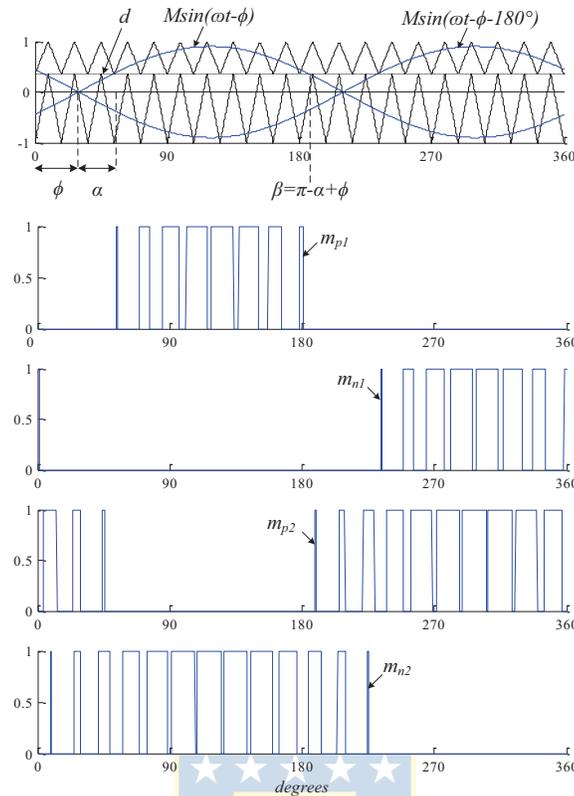


Fig. 2.9 Técnica SPWM modificada

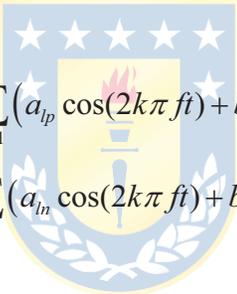
A partir de la figura 2.9 se puede apreciar que las componentes fundamentales de las funciones de conmutación ya no corresponden a los semiciclos positivo y negativo de las moduladoras como en el caso de la técnica SPWM tradicional. Para realizar la modelación matemática de las señales m_{p1} , m_{p2} , m_{n1} y m_{n2} es necesario redefinir las moduladoras en función del offset d . En [12] se presenta el análisis de estas funciones de conmutación para la topología NPC trifásica. Para el caso de la topología monofásica se realizará el mismo procedimiento de análisis para obtener las componentes fundamentales de las funciones de conmutación.

2.3.3 Modelación de las funciones de conmutación

A partir de las figura 2.9 se obtienen las nuevas señales moduladoras de la primera pierna del convertidor donde la amplitud y el corrimiento de ellas depende íntegramente del offset d .

$$\begin{aligned}
 m_{p1}^k &= \frac{M_k}{1-d_k} \sin(\omega t - \phi_k) - d_k \\
 m_{n1}^k &= \frac{-M_k}{1+d_k} \sin(\omega t - \phi_k) + d_k
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

Las nuevas señales moduladoras están compuestas por un término alterno y un término continuo dado por la suma o la resta del offset dependiendo de la señal moduladora que corresponda. Uno de los objetivos de este trabajo es utilizar un modelo en ejes dq estacionarios para el análisis de la topología, por lo tanto la componente continua de la señal moduladora se mapearía como una componente sinusoidal, lo cual es indeseable ya que toda la teoría de control lineal clásica está formulada para el uso de variables continuas. Es por esto que es necesario dejar expresada la función de conmutación dependiendo únicamente de una componente alterna. Para ello se realiza una descomposición en series de Fourier de las señales moduladoras. Así, las funciones de conmutación m_{p1}^k y m_{n1}^k se pueden representar como:



$$\begin{aligned}
 m_{p1}^k &= \frac{a_{0p}}{2} + \sum_{l=1}^{\infty} (a_{lp} \cos(2k\pi ft) + b_{lp} \sin(2l\pi ft)) \\
 m_{n1}^k &= \frac{a_{0n}}{2} + \sum_{l=1}^{\infty} (a_{ln} \cos(2k\pi ft) + b_{ln} \sin(2l\pi ft))
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

Si se considera para el análisis sólo la componente fundamental y además se desprecia la componente continua, las funciones de conmutación se pueden aproximar a:

$$\begin{aligned}
 m_{p1}^k &= a_{1p} \cos(\omega t) + b_{1p} \sin(\omega t) \\
 m_{n1}^k &= a_{1n} \cos(\omega t) + b_{1n} \sin(\omega t)
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

Donde los términos a_{1p} , b_{1p} , a_{1n} y b_{1n} están dados por:

$$\begin{aligned}
a_{1p} &= \frac{1}{\pi(1-d_k)} \int_{\alpha+\phi_k}^{\beta} (M_k \sin(\omega t - \phi_k) - d_k) \cos(\omega t) d\omega t \\
b_{1p} &= \frac{1}{\pi(1-d_k)} \int_{\alpha+\phi_k}^{\beta} (M_k \sin(\omega t - \phi_k) - d_k) \sin(\omega t) d\omega t \\
a_{1n} &= \frac{1}{\pi(1+d_k)} \int_{\beta}^{\gamma} (-M_k \sin(\omega t - \phi) + d_k) \cos(\omega t) d\omega t \\
b_{1n} &= \frac{1}{\pi(1+d_k)} \int_{\beta}^{\gamma} (-M_k \sin(\omega t - \phi) + d_k) \sin(\omega t) d\omega t
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Además, los límites de integración están definidos como:

$$\begin{aligned}
\alpha &= \sin^{-1} \left(\frac{d_k}{M_k} \right) \\
\beta &= \pi - \alpha + \phi_k \\
\gamma &= 2\pi + \alpha + \phi_k
\end{aligned} \tag{2.10}$$

La segunda pierna del convertidor está definida por las funciones de conmutación m_{p2}^k y m_{n2}^k . Para obtener su descomposición en series de Fourier basta con desfasar en 180° las señales m_{p1}^k y m_{n1}^k respectivamente.

Finalmente, considerando la ecuación (2.5), el desarrollo de los términos en series de Fourier y que

$\cos(\alpha) = \frac{\sqrt{M_k^2 - d_k^2}}{M_k}$, se obtiene:

$$m_{pn+}^k = -2 \cdot \frac{M_k^2 \pi d_k - 2M_k^2 \sin^{-1} \left(\frac{d_k}{M_k} \right) - 2d_k \sqrt{M_k^2 - d_k^2}}{M_k \pi (-1 + d_k)(1 + d_k)} \sin(\omega t - \phi_k) \tag{2.11}$$

$$m_{pn-}^k = -2 \cdot \frac{M_k^2 \pi - 2M_k^2 \sin^{-1} \left(\frac{d_k}{M_k} \right) d_k - 2d_k^2 \sqrt{M_k^2 - d_k^2}}{M_k \pi (-1 + d_k)(1 + d_k)} \sin(\omega t - \phi_k) \tag{2.12}$$

Las expresiones (2.11) y (2.12) definen la suma y resta de las funciones de conmutación seleccionadas con el fin de trabajar de forma conveniente el modelo matemático. Una condición importante de destacar es que la amplitud de la señal periódica queda en función del offset d y de la amplitud de las señales moduladoras originales. En cambio, la parte sinusoidal de las nuevas expresiones depende exclusivamente del desfase de las señales moduladoras. De esta forma, las expresiones 2.11 y 2.12 se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} m_{pn+}^k &= P(d_k, M_k) \sin(\omega t - \phi_k) \\ m_{pn-}^k &= N(d_k, M_k) \sin(\omega t - \phi_k) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Estas funciones de conmutación están sincronizadas con el voltaje de alimentación, por ende si el convertidor se conecta a la fase b o c del sistema, se debe agregar un desfase de -120° y $+120^\circ$ respectivamente.

2.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se presentó el convertidor NPC monofásico de 5 niveles realizando una descripción funcional de la topología y además explicando la forma en la cual es posible obtener los 5 niveles deseados a la salida de cada inversor. Se realizó una comparación con el inversor NPC trifásico indicando tanto sus ventajas como desventajas, destacando la flexibilidad de la topología seleccionada. Luego, se desarrollaron las ecuaciones matemáticas que definen la función de transferencia del convertidor, es decir que relaciona las variables continuas con las variables alternas, con el fin de incorporar posteriormente estas relaciones al modelo matemático del sistema en conjunto con el compensador. En cuanto a la técnica de modulación empleada, se revisó el esquema tradicional de modulación SPWM y el esquema modificado que agrega una componente continua (secuencia cero) a las señales portadoras. Para la topología seleccionada el esquema SPWM modificado se adapta perfectamente ya que permite, además de obtener el patrón de pulsos necesario para realizar la conmutación de los semiconductores, compensar adecuadamente el desbalance en los voltajes de los condensadores de la barra DC, inherente de las topologías del tipo NPC. Además, se realizó el modelo matemático de las funciones de conmutación con el fin de que sean incorporadas al modelo final de la topología analizada.

Capítulo 3. Compensador Paralelo con Inversores NPC Monofásicos Multinivel

3.1. Introducción

En este capítulo se muestra el análisis del inversor NPC monofásico de 5 niveles operando como compensador de potencia reactiva en un sistema trifásico balanceado. Se desarrolla la modelación matemática de la topología tanto en ejes abc como en ejes $dq0$. Se realizan simulaciones del sistema operando en lazo abierto y se verifica el comportamiento ante diferentes variaciones en las condiciones de operación del sistema. Estos resultados preliminares permitirán obtener conclusiones preliminares respecto del esquema de control del convertidor.

3.2. Configuración del Compensador Paralelo

En la figura 3.1 se presenta la topología del compensador paralelo utilizada en este trabajo. Como ya se había mencionado, la topología propuesta tiene la particularidad de compensar de forma independiente cada una de las fases ya que está compuesta por inversores NPC monofásicos. Para el análisis posterior se considerará el subíndice k para denotar cualquiera de las fases con $k = \{a, b, c\}$.

El compensador se conecta en paralelo al sistema entre la alimentación y la carga en el PCC. El compensador paralelo está encargado de compensar reactivos y absorber los armónicos de corriente (en el caso de utilizar cargas no lineales), todo esto manteniendo un voltaje constante en el enlace DC. La configuración propuesta permite agregar en serie más celdas monofásicas para una misma fase si es que fuese necesario conectar un sistema de mayor potencia o si la tensión requerida en terminales de salida del inversor fuera elevada. Además, para simplificar el modelo matemático del sistema, la impedancia de la línea se desprecia. La carga corresponde a una carga lineal tipo RL la cual se determina según el factor de potencia seleccionado.

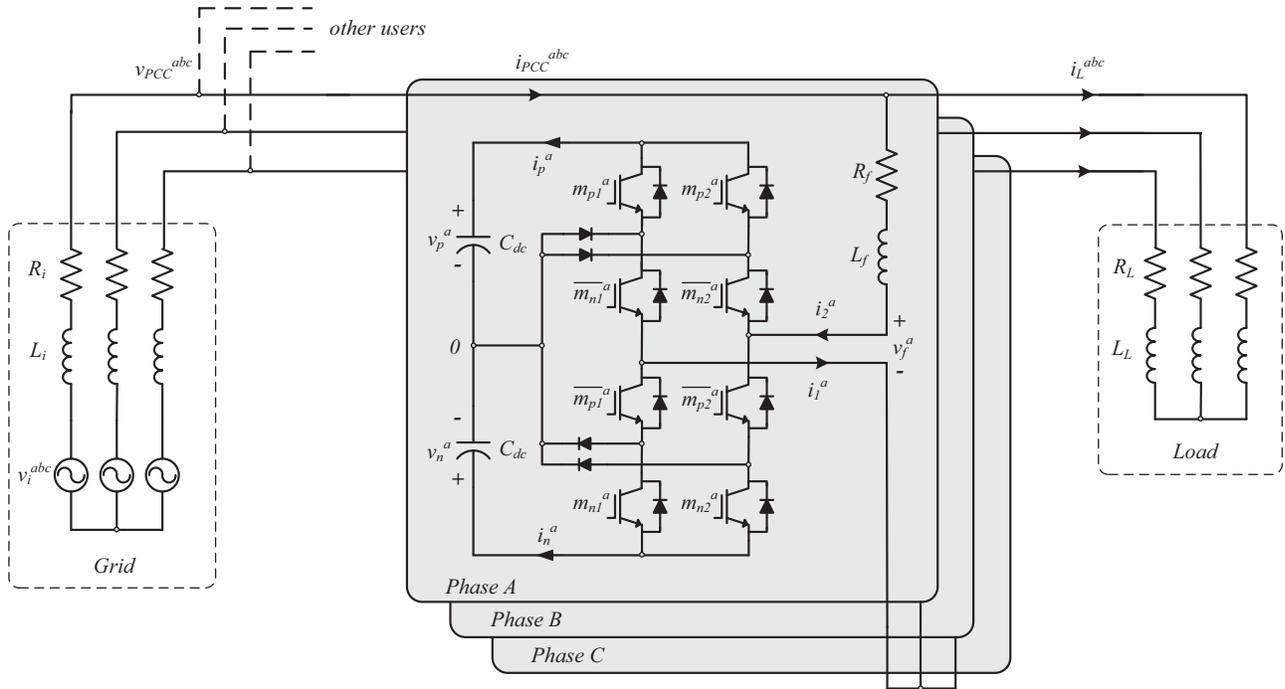


Fig. 3.1 Topología Propuesta

3.3. Modelación del Compensador Paralelo

3.3.1 Modelación en ejes abc

Para modelar matemáticamente el sistema se utilizan las leyes de voltaje y corriente de Kirchoff, las que definen las ecuaciones de estado del sistema. Estas ecuaciones no son más que las ecuaciones diferenciales del sistema (según la cantidad de elementos almacenadores de energía) y describen el comportamiento dinámico de las variables de estado. Utilizando la ley de voltaje de kirchoff se obtiene:

$$v_{PCC}^k = L_f \frac{di_2^k}{dt} + R_f i_2^k + v_f^k \quad (3.1)$$

Utilizando la ecuación (2.4), la expresión (3.1) queda de la siguiente forma:

$$v_{PCC}^k = L_f \frac{di_2^k}{dt} + R_f i_2^k + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} m_{pn+}^k & m_{pn-}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Además, aplicando ley de nodo en el lado DC y considerando las expresiones (2.2) y (2.3) se obtiene:

$$\begin{aligned} C_{dc} \frac{d\delta v^k}{dt} &= i_p^k + i_n^k = m_{pn+}^k i_2^k \\ C_{dc} \frac{dv_{pn}^k}{dt} &= i_p^k - i_n^k = m_{pn-}^k i_2^k \end{aligned} \quad (3.3)$$

Finalmente, despejando los términos diferenciales de las ecuaciones (2.13) y (2.14), el set de ecuaciones que describe el modelo de la topología propuesta está dado por:

$$\begin{aligned} \frac{di_2^k}{dt} &= \frac{v_{PCC}^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_2^k - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} m_{pn+}^k & m_{pn-}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \\ \frac{d\delta v^k}{dt} &= \frac{m_{pn+}^k i_2^k}{C_{dc}} \\ \frac{dv_{pn}^k}{dt} &= \frac{m_{pn-}^k i_2^k}{C_{dc}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Donde,

- i_2^k : Corriente en el compensador paralelo para una fase cualquiera.
- δv^k : Diferencia de tensión entre los voltajes de los condensadores del enlace DC.
- v_{pn}^k : Tensión total en el enlace DC.
- v_{PCC}^k : Voltaje RMS en el PCC en condiciones normales de operación.
- m_{pn+}^k : Señal moduladora equivalente (relacionada con δv^k).
- m_{pn-}^k : Señal moduladora equivalente (relacionada con v_{pn}^k).

Como se había mencionado, la expresión (3.4) equivale al modelo de cualquiera de las fases de la configuración propuesta, donde $k = \{a, b, c\}$. Las dinámicas que se muestran en el modelo son las de i_2^k , δv^k y v_{pn}^k que corresponden a la corriente que se desvía hacia el compensador paralelo, la suma de los voltajes del enlace DC y la resta de los voltajes del enlace DC respectivamente.

De forma independiente la dinámica de la corriente de carga está definida como:

$$\frac{di_L^k}{dt} = \frac{v_{PCC}^k}{L_L} - \frac{R_L}{L_L} i_L^k \quad (3.5)$$

Esta dinámica no está incluida en el modelo matemático ya que su comportamiento no es afectado por ninguna otra dinámica del sistema y sólo depende de parámetros constantes. Sin embargo, para conocer su comportamiento, es necesario conocer la estructura matemática de esta variable.

3.3.2 Modelación en ejes $dq0$

Con las ecuaciones de estado del sistema ya definidas, se procede a encontrar una representación en ejes de referencia sincrónicos $dq0$. Es necesario realizar esta transformación ya que toda la técnica del control lineal está orientada a trabajar con señales continuas (estacionarias). En el caso de trabajar con sistemas trifásicos el cambio de referencia a ejes $dq0$ se puede realizar utilizando una matriz de transformación invariante en potencia. Sin embargo, en este trabajo el modelo matemático de la topología está definido de forma independiente para cada una de las fases, por lo tanto es necesario utilizar una transformación monofásica en el marco de referencia sincrónico $dq0$. Para ello se utiliza la transformación propuesta en [19] donde se encuentra una relación constante entre la transformación $dq0$ trifásica y $dq0$ monofásica. El detalle de este análisis se presenta en el Anexo A.

Luego, considerando un sistema trifásico balanceado, la componente 0 se anula y el modelo en el marco de referencia sincrónico queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \frac{d(i_2^d)^k}{dt} &= \omega(i_2^q)^k + \frac{(v_{pcc}^d)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f}(i_2^d)^k - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} (m_{pn+}^d)^k & (m_{pn-}^d)^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \\ \frac{d(i_2^q)^k}{dt} &= -\omega(i_2^d)^k + \frac{(v_{pcc}^q)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f}(i_2^q)^k - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} (m_{pn+}^q)^k & (m_{pn-}^q)^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \\ \frac{d\delta v^k}{dt} &= \frac{(m_{pn+}^d)^k (i_2^d)^k + (m_{pn+}^q)^k (i_2^q)^k}{C_{dc}} \\ \frac{dv_{pn}^k}{dt} &= \frac{(m_{pn-}^d)^k (i_2^d)^k + (m_{pn-}^q)^k (i_2^q)^k}{C_{dc}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Considerando la transformación dq del anexo A para sistemas monofásicos las señales moduladoras

quedan representadas como:

$$\begin{bmatrix} (m_{pn+}^d)^a \\ (m_{pn+}^d)^b \\ (m_{pn+}^d)^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(d_a, M_a) \cos(-\phi_a) \\ P(d_b, M_b) \cos(-\phi_b - 120) \\ P(d_c, M_c) \cos(-\phi_c + 120) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} (m_{pn+}^q)^a \\ (m_{pn+}^q)^b \\ (m_{pn+}^q)^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(d_a, M_a) \sin(-\phi_a) \\ P(d_b, M_b) \sin(-\phi_b - 120) \\ P(d_c, M_c) \sin(-\phi_c + 120) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} (m_{pn-}^d)^a \\ (m_{pn-}^d)^b \\ (m_{pn-}^d)^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N(d_a, M_a) \cos(-\phi_a) \\ N(d_b, M_b) \cos(-\phi_b - 120) \\ N(d_c, M_c) \cos(-\phi_c + 120) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} (m_{pn-}^q)^a \\ (m_{pn-}^q)^b \\ (m_{pn-}^q)^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N(d_a, M_a) \sin(-\phi_a) \\ N(d_b, M_b) \sin(-\phi_b - 120) \\ N(d_c, M_c) \sin(-\phi_c + 120) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

El modelo del sistema descrito por las ecuaciones diferenciales (3.6) es altamente no lineal producto de la multiplicación entre las variables de estado y las entradas del sistema. El número de ecuaciones del modelo en ejes dq aumenta en una ecuación ya que la única variable de estado sinusoidal corresponde a la corriente del compensador paralelo, y para describir su comportamiento en señales continuas es necesario utilizar dos ecuaciones en el marco de referencia sincrónico.

Con el fin de estandarizar el modelo obtenido, las variables de estado se denotan por \mathbf{x} , las entradas por \mathbf{u} y las perturbaciones por \mathbf{p} , donde $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p})$. Luego, las variables en su forma estándar quedan agrupadas como:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x} &= \begin{bmatrix} (i_2^d)^k & (i_2^q)^k & \Delta v^k & v_{pn}^k \end{bmatrix} \\
\mathbf{u} &= [M_k \quad \phi_k \quad d_k] \\
\mathbf{p} &= \begin{bmatrix} (v_{pcc}^d)^k & (v_{pcc}^q)^k & (i_L^d)^k & (i_L^q)^k \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Una vez definida las variables de estado, las entradas y las perturbaciones, sólo resta por determinar las salidas del sistema. El objetivo de la topología es mantener el factor de potencia del sistema en un valor deseado y además mantener constante el voltaje total del enlace DC. Por otro lado, también se busca mantener balanceado los voltajes de los condensadores en el enlace. Por lo tanto, las salidas están definidas como:

$$\begin{aligned}
y_1 = \phi_{PCC} &= \tan^{-1} \left(\frac{(i_{PCC}^q)^k}{(i_{PCC}^d)^k} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{(i_2^q + i_L^q)^k}{(i_2^d + i_L^d)^k} \right) \\
y_2 &= v_{pn}^k \\
y_3 &= \delta v^k
\end{aligned} \tag{3.12}$$

En las expresiones (3.12) se definió como salida al ángulo de desplazamiento en el PCC (ϕ_{PCC}) en vez del factor de potencia. Esto se debe a que el factor de potencia se calcula como el coseno del ángulo de desplazamiento, y al ser una función par, la información del signo se pierde y por lo tanto no se puede distinguir entre un factor de potencia inductivo o capacitivo. El desarrollo para obtener la expresión del ángulo de desplazamiento se revisa en el Anexo C.

3.4. Resultados

Para mostrar la evolución de las variables de estado del sistema se simula el compensador de potencia reactiva conectado a la red a partir de las condiciones mostradas en la **TABLA 3.1**. Se muestran las formas de onda de la topología propuesta en lazo abierto realizando diferentes cambios escalonados tanto en las entradas como en las perturbaciones con el fin de verificar el comportamiento dinámico de las variables de estado del sistema. También se analiza el efecto del desbalance del punto neutro por medio de un desbalance forzado en el enlace DC.

TABLA 3.1 Parámetros del sistema para operación nominal

Parámetro	valor	Valor Normalizado
f_{red}	50 Hz	-
f_c	1500 Hz	-
V_{PCCrms}	220 V	1 [p.u.]
S	3000 VA	1 [p.u.]
fp_{load}	0.8 (i)	-
R_L	24.781 Ω	0.512 [p.u.]
L_L	59 mH	0.383 [p.u.]
R_f	1 Ω	0.0207[p.u.]
L_f	20 mH	$X_{L_f} = 0.13$ [p.u.]
C_{dc}	150 mF	$X_{C_{dc}} = 4.384e^{-4}$ [p.u.]
v_{pn}	400 V	-
fp_{PCC}	0.93 (i)	-
M	0.822	
ϕ	0.00913	
d	0	

3.4.1 Operación Nominal

A partir de la figura 3.2 se puede ver que las variables del sistema se encuentran dentro del punto de operación seleccionado. El factor de potencia de la carga es de 0.8 (i), sin embargo con el compensador de potencia reactiva conectado se llega a un valor promedio de 0.93 (i). Este valor varía levemente producto del contenido armónico de la corriente de salida (figura 3.2 (c)) del convertidor multinivel. El voltaje tiene los 5 niveles deseados a la salida como se puede ver en la figura 3.2 (b). Además, producto de las condiciones iniciales seleccionadas y el tamaño de los condensadores, el voltaje total del enlace DC se mantiene prácticamente constante en los 400 V deseados (figura 3.2 (d)), y la diferencia de tensión entre ambos condensadores es prácticamente despreciable (figura 3.2 (e)).

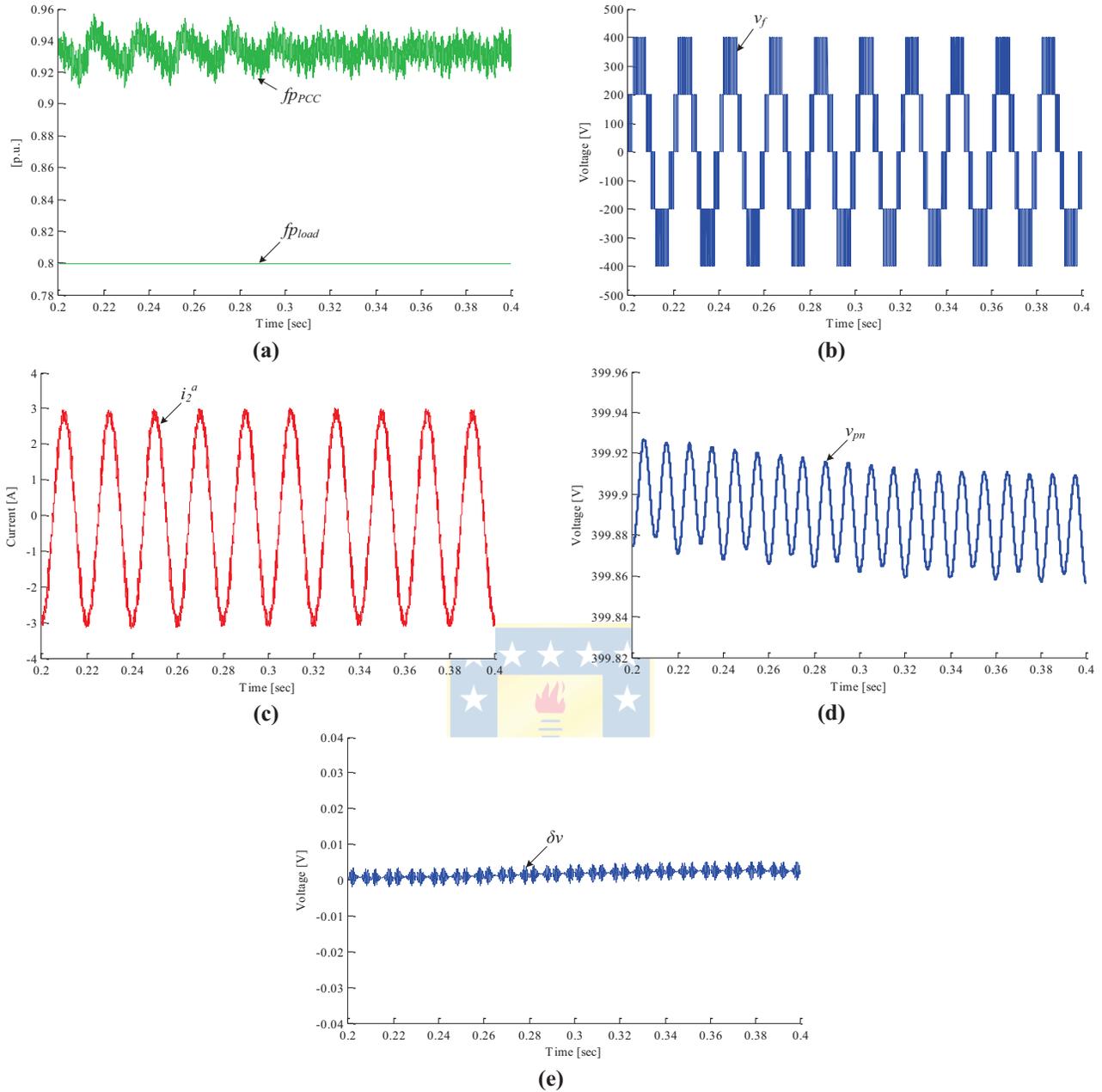


Fig. 3.2 Formas de onda de la topología propuesta en operación nominal.

(a) factor de potencia en el PCC $f_{p_{PCC}}$ y factor de potencia en la carga $f_{p_{load}}$ (b) Voltaje entre líneas inversor monofásico v_f^a (c) Corriente del compensador paralelo i_a^2 (d) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (e) Diferencia de tensión en el enlace DC δv .

3.4.2 Cambio en las entradas

Las entradas del sistema, que corresponden a la amplitud, desfase y offset de las moduladoras, son los grados de libertad que permiten manejar a voluntad la operación del equipo. Es por esto que el comportamiento de estas variables será decisivo a la hora de elegir una estrategia de control para lograr los objetivos del compensador paralelo. En esta sección se realizan diferentes cambios escalonados en las entradas para verificar el comportamiento dinámico de las demás variables.

En la figura 3.3 se puede apreciar el comportamiento de las variables ante un cambio escalonado en la amplitud M de la señal moduladora (figura 3.3 (e)) a los 0.25 segundos. El factor de potencia cambia de su valor en estado estacionario desde 0.93 (i) hasta 0.57 (i) en aproximadamente 0.1 segundos. Se puede apreciar de la figura 3.3 (b) que la corriente a partir de los 0.25 segundos eleva su amplitud llegando hasta los 8 [A] aproximadamente. A pesar de existir un gran cambio en el factor de potencia al manipular la amplitud M_a de la señal moduladora, se puede ver que el voltaje v_{pn}^a varía sólo 1[V] en todo el instante de medición. El desbalance se mantiene prácticamente inalterable en todo momento.

Otra de las entradas del sistema corresponde al desfase ϕ de las señales moduladoras. En la figura 3.4 se muestran los resultados al realizar un cambio escalonado en el ángulo ϕ_a de aproximadamente 0.34 radianes (equivalente a 20°). El factor de potencia llega aproximadamente a 0.63 (i), valor levemente superior al caso anterior. Sin embargo, el voltaje total del enlace DC v_{pn}^a disminuye 14 [V] en toda la ventana de medición, valor muy superior en comparación con el caso anterior.

Estos resultados dan una idea intuitiva de cómo deberá realizarse el control, y como será el pareamiento de las variables de entrada y salida. A simple vista se puede constatar que para manipular el voltaje v_{pn} será necesario controlar el desfase ϕ , en cambio para manipular el factor de potencia en el PCC, será necesario controlar la amplitud M de la señal moduladora de cada inversor.

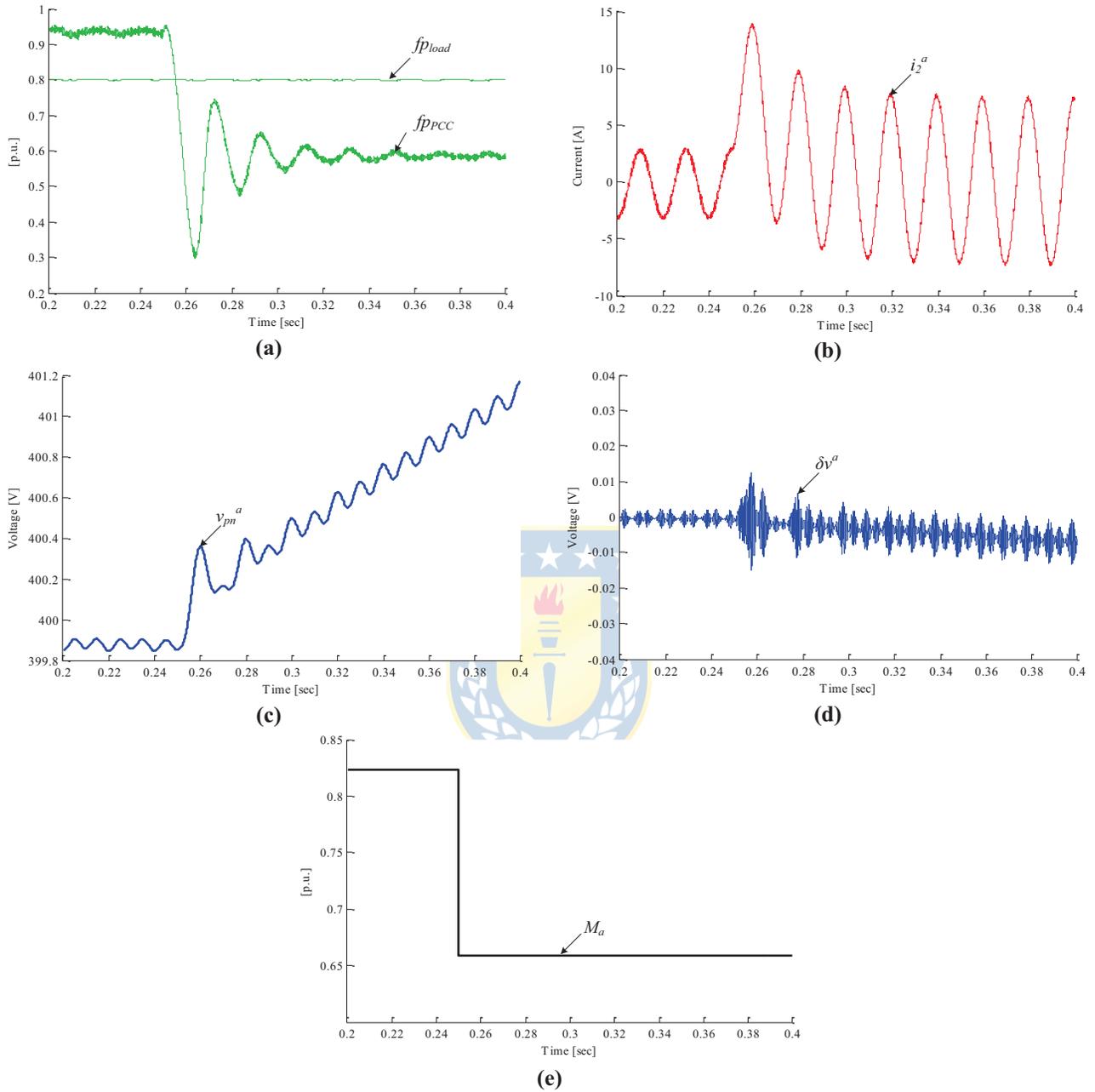


Fig. 3.3 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada M

- (a) factor de potencia en el PCC fp_{PCC} y factor de potencia en la carga fp_{load} (b) Corriente del compensador paralelo i_a^2
 (c) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (d) Diferencia de tensión en el enlace DC δv (e) Cambio en la entrada M_a .

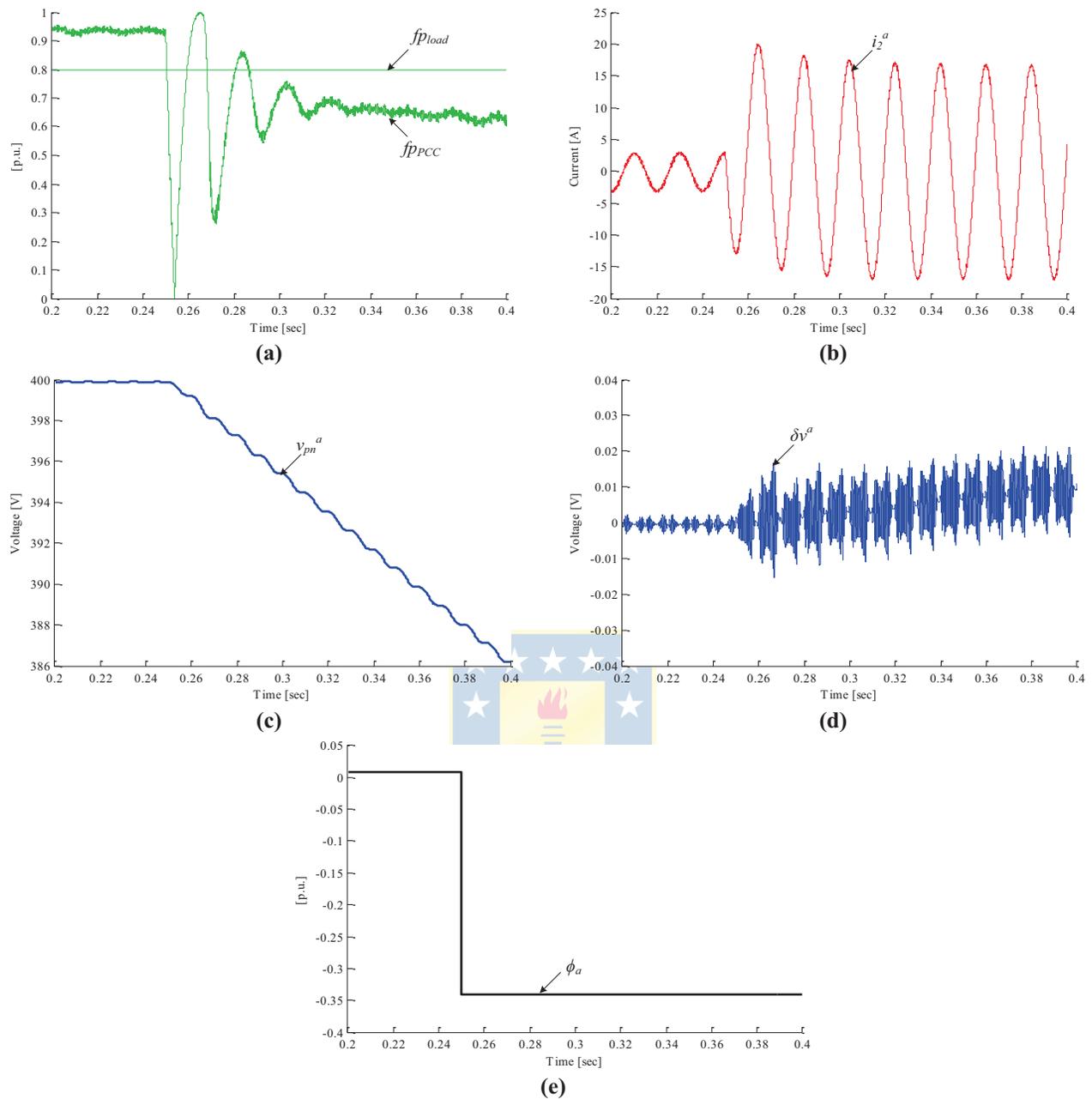


Fig. 3.4 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada ϕ

- (a) factor de potencia en el PCC f_{PCC} y factor de potencia en la carga f_{load} (b) Corriente del compensador paralelo i_a^2
 (c) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (d) Diferencia de tensión en el enlace DC δv (e) Cambio en la entrada ϕ_a .

En la figura 3.5 se puede apreciar el comportamiento de las variables al realizar un cambio escalonado en el offset d de las portadoras desde 0 (en estado estacionario) a 0.3 [p.u.]. En los demás casos, el desbalance de los voltajes de los condensadores representado por la variable δv , se mantenía prácticamente inalterable en todo el instante de tiempo y oscilaba en torno al valor cero. En cambio al realizar el cambio escalonado en la entrada d , δv se aleja lentamente del valor nulo. Mientras el offset d sea distinto de cero, la variable δv aumentará en forma constante a través del tiempo.

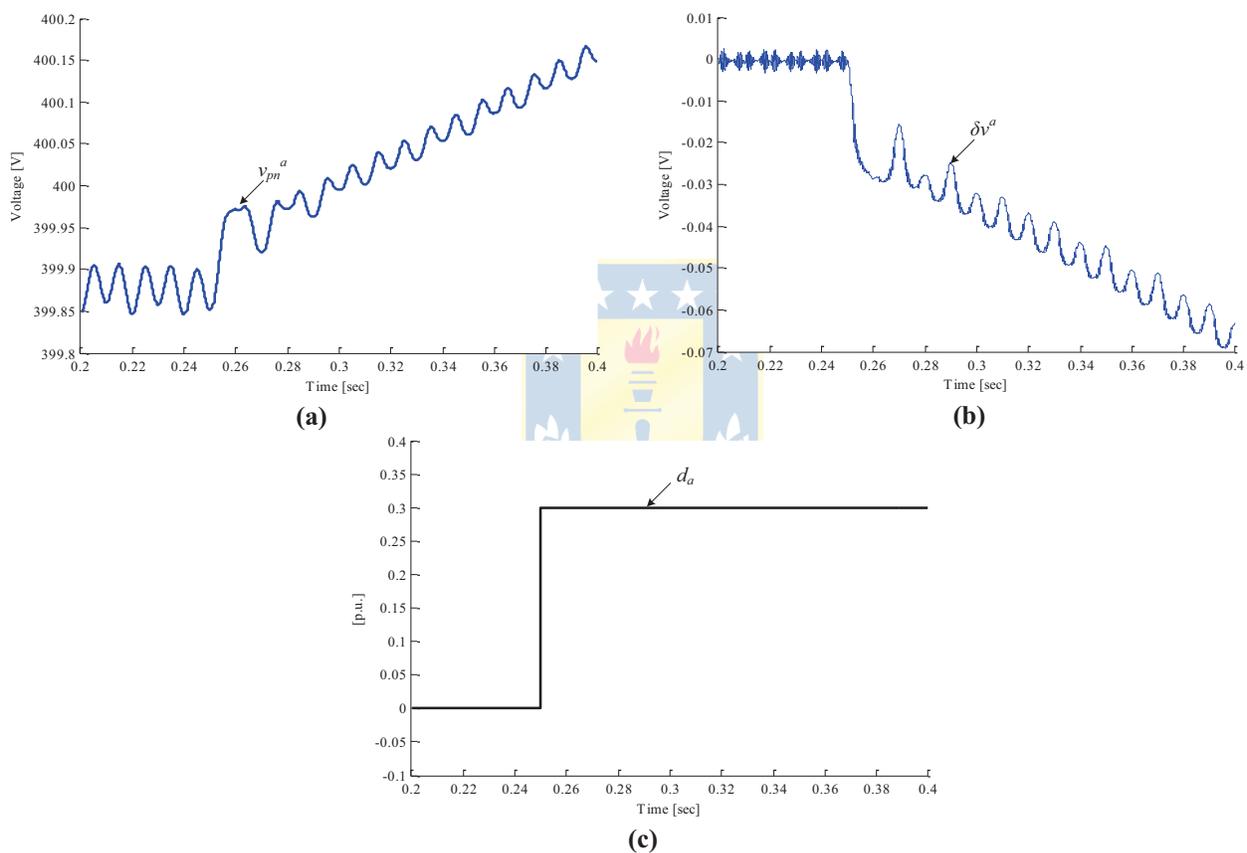


Fig. 3.5 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la entrada d

(a) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (b) Diferencia de tensión en el enlace DC δv (c) Cambio en la entrada d_a .

3.4.3 Perturbaciones

Otra prueba que se realizó para verificar el comportamiento de las variables es a través del cambio de las perturbaciones en el tiempo. En la fig. 3.6 se realiza un cambio de un 10% en el voltaje de alimentación v_{PCC} . El factor de potencia en el PCC cambia considerablemente ya que el convertidor no posee ningún esquema de control que se adapte a las nuevas condiciones del sistema. De la misma forma en la figura 3.7 se realiza un cambio escalonado en el factor de potencia de la carga RL. A los 0.25 segundos se produce un peak en f_{pload} ya que el cambio en el factor de potencia se realizó a través de conexión y desconexión de cargas RL. La corriente inyectada por el compensador paralelo sigue siendo la misma, sin embargo al verse reducido el factor de potencia de la carga, el nivel de compensación alcanzado no es suficientemente grande para lograr un factor de potencia de 0.93 (i) en el PCC.

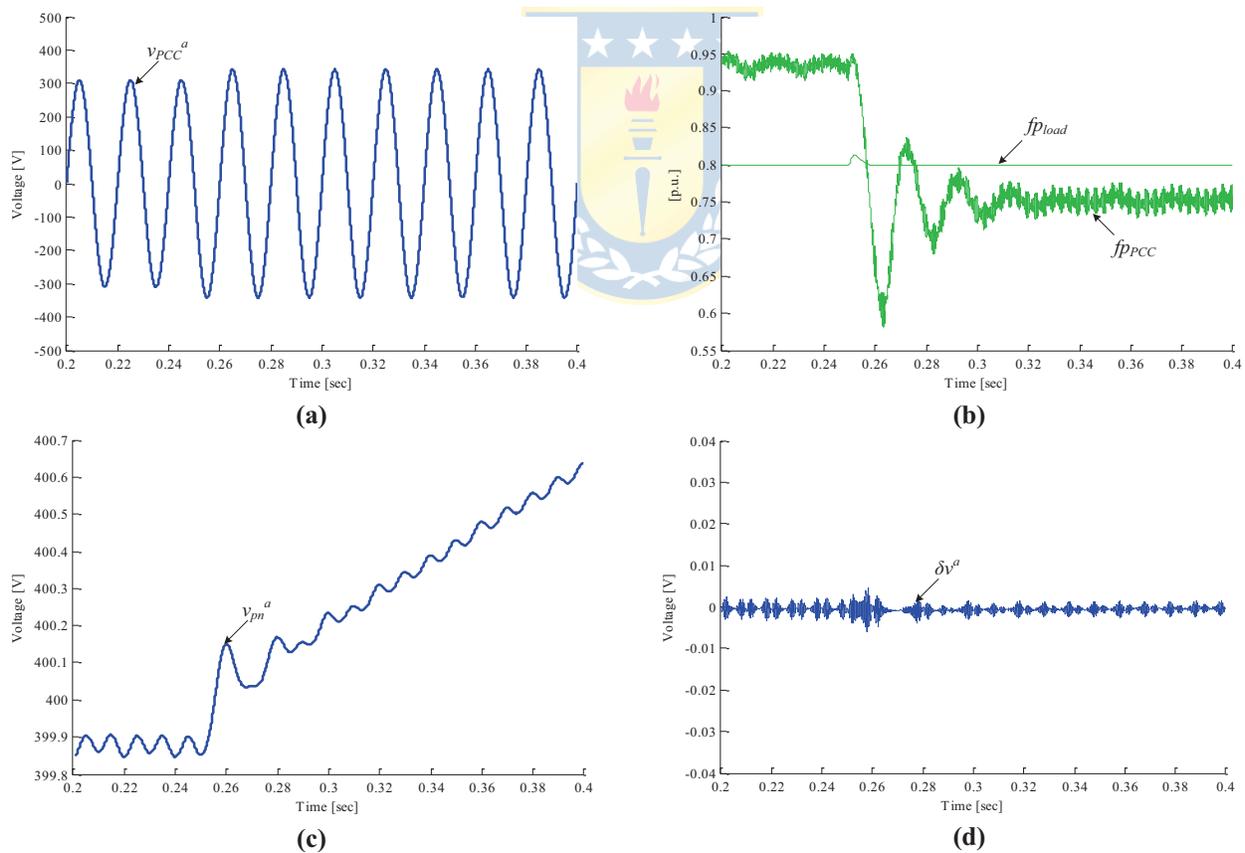


Fig. 3.6 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en la perturbación v_{PCC}

- (a) Cambio en la perturbación v_{PCC} (b) factor de potencia en el PCC f_{pPCC} y factor de potencia en la carga f_{pload} (c) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (d) Diferencia de tensión en el enlace DC δv

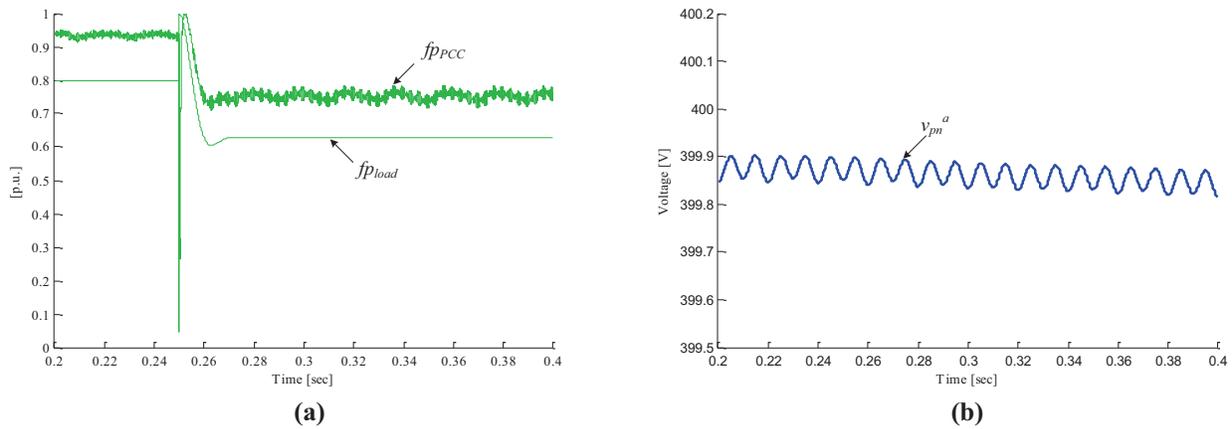


Fig. 3.7 Formas de onda de la topología propuesta ante un cambio en el factor de potencia de la carga

(a) factor de potencia en el PCC fp_{PCC} y factor de potencia en la carga fp_{load} (b) Voltaje total del enlace DC v_{pn}

3.4.4 Desbalance en el enlace DC

Para verificar el comportamiento ante un desbalance en el voltaje de los condensadores, en la figura 3.8 se define una condición inicial para el voltaje del condensador inferior de 197 [V]. Se puede apreciar que en todo instante de tiempo el desbalance se mantiene constante. Como se mencionó en capítulos anteriores, el efecto del desbalance es perjudicial para la operación del inversor. Es por esto que se requiere un lazo de control que mantenga los niveles de tensión de los dos condensadores de la barra DC en valores similares.

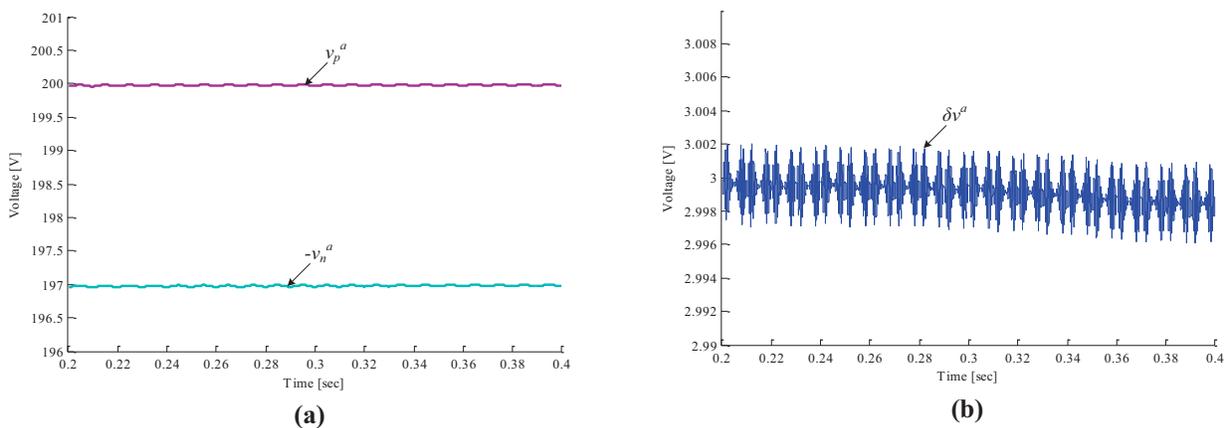
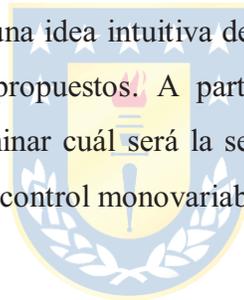


Fig. 3.8 Formas de onda de la topología propuesta ante un desbalance inicial de 3 [V] en v_n^a

(a) factor de potencia en el PCC fp_{PCC} y factor de potencia en la carga fp_{load} (b) Voltaje total del enlace DC v_{pn}

3.5. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se revisó por completo la estructura del compensador de potencia reactiva formado por convertidores multinivel monofásico NPC, centrándose en las ventajas de la topología propuesta. Se realizó la modelación del esquema compensador conectado a la red en ejes abc a través de las ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento de las variables del sistema. A través de la transformada en ejes sincrónicos para sistemas monofásicos, se obtuvo el modelo para la componente fundamental, con el cual se puede analizar el comportamiento estático y dinámico de las variables continuas (diferencia y suma de los voltajes en los condensadores) y de las variables alternas (corriente del compensador en eje directo y sincrónico). Una vez definido el modelo matemático, es posible seleccionar un punto de operación y mostrar los resultados en lazo abierto. Se realizaron diferentes pruebas para ver la evolución de las variables del sistema: cambio en las diferentes entradas del sistema, cambio en las perturbaciones provenientes de la carga y de la alimentación y finalmente un desbalance forzado en los condensadores del enlace DC. A partir de los resultados en lazo abierto, se tiene una idea intuitiva de cómo será necesario definir el esquema de control para lograr los objetivos propuestos. A partir del acoplamiento existente entre las variables a controlar, es posible determinar cuál será la selección más adecuada de pares entrada-salida para implementar la estrategia de control monovariante.



Capítulo 4. Análisis Estático

4.1. Introducción

A partir del modelo no-lineal encontrado en el capítulo anterior, se revisan los posibles puntos de equilibrios que puede alcanzar el sistema, aún cuando existan ciertas restricciones impuestas por el propio convertidor. Luego se realiza la linealización en torno a un punto de equilibrio seleccionado. También se revisa la estabilidad de los puntos de equilibrio y el grado de acoplamiento que existe entre las variables de entrada y salida del sistema, realizando un barrido de datos en ambos casos.

4.2. Punto de Equilibrio

La búsqueda de los puntos de equilibrio del sistema consiste en determinar las entradas necesarias para obtener las salidas deseadas en estado estacionario. Para llevar a cabo esta tarea, se debe resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} 0 &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{p}_0) \\ \mathbf{y}_0 &= \mathbf{h}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{p}_0) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Esto quiere decir que las variables de estado del sistema son forzadas a encontrar su condición de equilibrio haciendo las derivadas igual a cero, y además el vector de salidas del sistema queda igualado con las salidas deseadas. Luego, el set de ecuaciones a resolver para encontrar el punto de equilibrio está dado por:

$$0 = \omega (i_2^q)^k + \frac{(v_{pcc}^d)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} (i_2^d)^k - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} (m_{pn+}^d)^k & (m_{pn-}^d)^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$0 = -\omega (i_2^d)^k + \frac{(v_{pcc}^q)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} (i_2^q)^k - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} (m_{pn+}^q)^k & (m_{pn-}^q)^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v^k \\ v_{pn}^k \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$0 = \frac{(m_{pn+}^d)^k (i_2^d)^k + (m_{pn+}^q)^k (i_2^q)^k}{C_{dc}} \quad (4.4)$$

$$0 = \frac{(m_{pn-}^d)^k (i_2^d)^k + (m_{pn-}^q)^k (i_2^q)^k}{C_{dc}} \quad (4.5)$$

$$\phi_{PCC\ deseado} = \tan^{-1} \left(\frac{(i_2^q + i_L^q)^k}{(i_2^d + i_L^d)^k} \right) \quad (4.6)$$

$$v_{pn\ deseado}^k = v_{pn}^k \quad (4.7)$$

$$0 = \Delta v^k \quad (4.8)$$

Analizando el set de ecuaciones (4.2)-(4.8) se puede observar que la dinámica de δv es un integrador puro (4.4), y por ende posee infinitos puntos de equilibrio. La única forma de lograr que la variable alcance su valor en estado estacionario es a través de una excitación nula (esto se podrá apreciar con mayor claridad en la sección 4.3), es decir haciendo el offset $d = 0$. Por lo tanto, la diferencia de tensión en el enlace DC ahora depende exclusivamente de la carga inicial de los condensadores. Luego, el set de ecuaciones que define un único punto de equilibrio para las salidas deseadas se reduce a:

$$0 = \omega (i_2^q)^k + \frac{(v_{pcc}^d)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} (i_2^d)^k - \frac{1}{L_f} M_k \cos(\phi_k) v_{pn\ deseado}^k \quad (4.9)$$

$$0 = -\omega (i_2^d)^k + \frac{(v_{pcc}^q)^k}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} (i_2^q)^k + \frac{1}{L_f} M_k \sin(\phi_k) v_{pn\ deseado}^k \quad (4.10)$$

$$0 = (i_2^d)^k \cos(\phi_k) - (i_2^q)^k \sin(\phi_k) \quad (4.11)$$

$$\phi_{PCC\ deseado} = \tan^{-1} \left(\frac{(i_2^q + i_L^q)^k}{(i_2^d + i_L^d)^k} \right) \quad (4.12)$$

Se obtienen 4 ecuaciones con 4 incógnitas, y por ende existe una única solución, es decir un único punto de equilibrio que resuelve el sistema de ecuaciones planteado.

Si se analizan exclusivamente las expresiones que definen la corriente del compensador paralelo (4.9) y (4.10), se puede construir la región de compensación posible para diferentes valores de M y ϕ . La solución de las ecuaciones que tienen como incógnitas las variables i_2^d e i_2^q corresponde a:

$$\begin{aligned} i_{20}^d &= \frac{\omega L_f v_{PCC0}^q + \omega L_f M_0 \sin(\phi_0) v_{pn0} + v_{PCC0}^d R_f - M_0 \cos(\phi_0) v_{pn0} R_f}{\omega^2 L_f^2 + R_f^2} \\ i_{20}^q &= \frac{-\omega L_f v_{PCC0}^d + R_f M_0 \sin(\phi_0) v_{pn0} + v_{PCC0}^q R_f + \omega L_f M_0 \cos(\phi_0) v_{pn0}}{\omega^2 L_f^2 + R_f^2} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Se omite el subíndice k con el fin de simplificar las expresiones algebraicas. Estas expresiones definen todos los puntos de equilibrio que puede alcanzar el equipo. Sin embargo, interesa conocer el rango de compensación más que la evolución de las corrientes. Para llevar a cabo esta tarea, es necesario desarrollar las ecuaciones que definen las corrientes en ejes sincrónicos de la carga:

$$\begin{aligned} i_{L0}^d &= \frac{\omega L_L v_{PCC0}^q + v_{PCC0}^d R_L}{\omega^2 L_L^2 + R_L^2} \\ i_{L0}^q &= \frac{-\omega L_L v_{PCC0}^d + v_{PCC0}^q R_L}{\omega^2 L_L^2 + R_L^2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Con las expresiones (4.4) y el ángulo de desplazamiento que está definido por:

$$\phi_{PCC0} = \arctan \left(\frac{i_{L0}^q + i_{20}^q}{i_{L0}^d + i_{20}^d} \right) \quad (4.15)$$

Es posible construir la región de operación del compensador paralelo. Esta región está acotada por la amplitud M de la señal moduladora con el fin de que no exista sobremodulación, es decir $0 < M < 1$.

Además el desfase de la moduladora que permite obtener todos los puntos de operación está en el rango $-\pi < \phi < \pi$.

La región de operación se muestra en la figura 4.1. Se puede ver en la figura 4.1 (a) todos los valores que puede tomar el ángulo de desplazamiento en función de las entradas del sistema. Los valores encontrados son tanto positivos como negativos, lo que quiere decir que el factor de potencia puede estar ya sea en atraso o en adelanto en el PCC. En la figura 4.1 (b) se muestra el factor de potencia que corresponde a la función coseno del ángulo de desplazamiento. El rango de compensación va desde un factor de potencia nulo hasta un factor de potencia unitario en el PCC, donde el voltaje y la corriente pueden quedar perfectamente en fase.

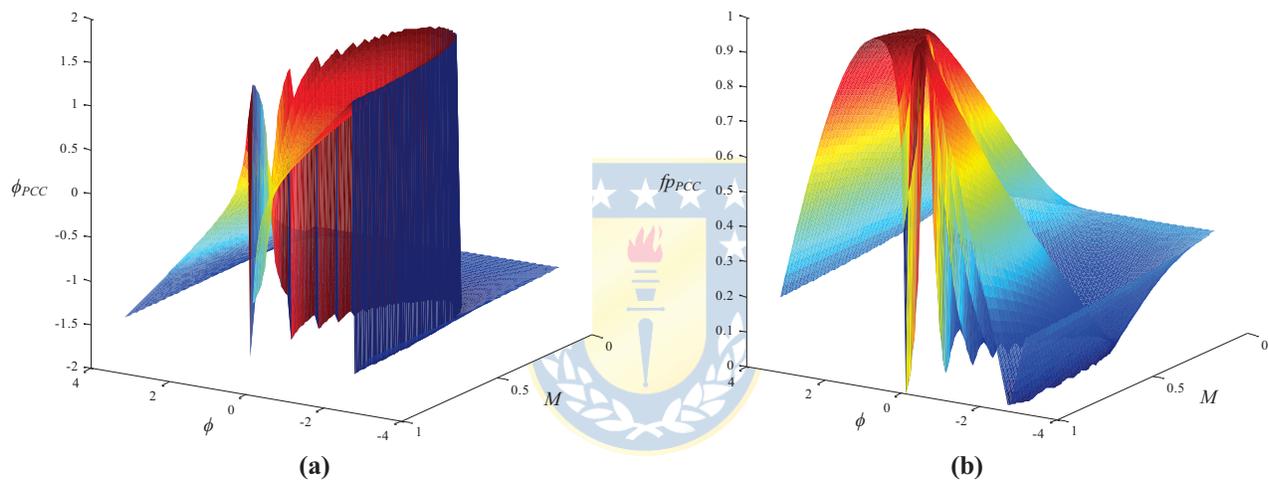


Fig. 4.1 Región de Operación del compensador Paralelo

(a) En función del ángulo de desplazamiento ϕ_{PCC} (b) En función del factor de potencia $f_{p_{PCC}}$

En la figura 4.2 se muestra la elección del punto de equilibrio en el gráfico correspondiente al comportamiento del factor de potencia en función de M y ϕ . El color rojo indica que se está compensando para lograr un factor de potencia casi unitario en el PCC. Mientras más azul sea el color más deficiente será la compensación en el PCC. El punto de operación seleccionado se muestra en la **TABLA 4.1**. Este punto se encuentra cercano a la zona en rojo ya que el factor de potencia deseado en el PCC es de 0.93 (i).

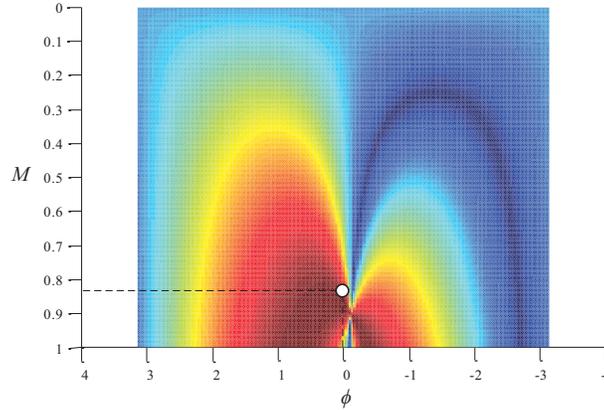


Fig. 4.2 Punto de Operación seleccionado

TABLA 4.1 Punto de Operación del sistema

Parámetro	valor
fP_{load}	0.8 (i)
v_{pn}	400 V
fP_{PCC}	0.93 (i)
M	0.822
ϕ	0.00913
d	0

4.3. Linealización del Modelo

El sistema de ecuaciones (3.4) que describe el comportamiento dinámico de una de las fases de la topología propuesta, puede ser reescrito como:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_2^d}{dt} &= \omega i_2^q + \frac{v_{pcc}^d}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_2^d - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} P(d, M) \cos(-\phi) & N(d, M) \cos(-\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v \\ v_{pn} \end{bmatrix} \\
 \frac{di_2^q}{dt} &= -\omega i_2^d + \frac{v_{pcc}^q}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_2^q - \frac{1}{2L_f} \begin{bmatrix} P(d, M) \sin(-\phi) & N(d, M) \sin(-\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v \\ v_{pn} \end{bmatrix} \\
 \frac{d\delta v}{dt} &= \frac{P(d, M) \cos(-\phi) i_2^d + P(d, M) \sin(-\phi) i_2^q}{C_{dc}} \\
 \frac{dv_{pn}}{dt} &= \frac{N(d, M) \cos(-\phi) i_2^d + N(d, M) \sin(-\phi) i_2^q}{C_{dc}}
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

El sistema de ecuaciones (4.16) tiene la forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p})$, donde el vector \mathbf{x} representa las variables de estado del sistema ($i_2^d, i_2^q, \delta v, v_{pn}$), el vector \mathbf{u} las entradas (M, ϕ, d) y el vector \mathbf{p} las

perturbaciones $(v_{pcc}^d, v_{pcc}^q, i_L^d, i_L^q)$. A partir del modelo de ecuaciones de estado, es posible construir un modelo linealizado en torno a un punto de equilibrio seleccionado. El nuevo sistema de ecuaciones tiene la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} + \mathbf{E}\Delta \mathbf{p} \\ \Delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u} + \mathbf{F}\Delta \mathbf{p}\end{aligned}\quad (4.17)$$

Donde, las matrices **A**, **B**, **C**, **D**, **E** y **F** están dadas por los Jacobianos de las funciones no lineales evaluados en el punto de operación. Una de las condiciones necesarias para lograr el equilibrio es hacer el offset $d = 0$. Además, siempre será conveniente tener una variación de tensión $\delta v = 0$ entre los voltajes de los condensadores del enlace DC. Realizando estas consideraciones, las matrices que caracterizan las ecuaciones de estado linealizadas son:

$$\mathbf{A} = \left. \frac{\partial f(x, u, p)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \omega_s & 0 & \frac{-M_0 \cos(\phi_0)}{L_f} \\ \omega_s & \frac{-R_f}{L_f} & 0 & \frac{M_0 \sin(\phi_0)}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2M_0 \cos(\phi_0)}{C_{dc}} & \frac{-2M_0 \sin(\phi_0)}{C_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{B} = \left. \frac{\partial f(x, u, p)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} \frac{-\cos(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & \frac{M_0 \sin(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & 0 \\ \frac{\sin(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & \frac{M_0 \cos(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2(M_0\pi - 4)}{\pi C_{dc}} \cos(-\phi_0)i_{20}^d + \\ & & \frac{2(M_0\pi - 4)}{\pi C_{dc}} \sin(-\phi_0)i_{20}^q \\ \frac{-2\sin(\phi_0)i_{20}^q}{C_{dc}} + \frac{-2M_0 \sin(\phi_0)i_{20}^d}{C_{dc}} & & 0 \\ \frac{2\cos(\phi_0)i_{20}^d}{C_{dc}} & \frac{2M_0 \cos(\phi_0)i_{20}^q}{C_{dc}} & \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{E} = \frac{\partial f(x, u, p)}{\partial p} \Big|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Las matrices **C**, **D** y **F** serán definidas posteriormente, ya que la elección de las salidas dependerá íntegramente de la estrategia de control seleccionada para el compensador paralelo.

A partir de las matrices anteriores correspondientes al sistema linealizado, se puede apreciar que el comportamiento dinámico de la diferencia de tensión en el enlace DC sólo depende de la entrada d ya que el resto de términos asociados a esa variable de estado (tercera fila) son nulos. Además, se puede apreciar que la entrada d no incide en el comportamiento dinámico de ninguna otra variable de estado del sistema. Es por esto que se pueden formar dos subsistemas desacoplados de forma natural a partir de los elementos de las matrices originales, es decir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \\ \Delta v_{pn} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{24} \\ A_{41} & A_{42} & A_{44} \end{bmatrix}}_{A_x} \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \\ \Delta v_{pn} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \\ B_{41} & B_{42} \end{bmatrix}}_{B_x} \begin{bmatrix} \Delta M \\ \Delta \phi \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} \Delta v_{pcc}^d \\ \Delta v_{pcc}^q \\ \Delta i_L^d \\ \Delta i_L^q \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\frac{d}{dt} [\Delta \delta v] = [B_{33}] [\Delta d] \quad (4.22)$$

A partir de estos resultados se pueden distinguir dos subsistemas desacoplados que deben ser controlados de forma independiente. En particular para el control de δv sólo se utilizará la entrada d que corresponde al offset de las señales moduladoras. En cambio para controlar el voltaje total del enlace DC y el factor de potencia (combinación de i_2^d e i_2^q) será necesario evaluar el acoplamiento entre las variables de entrada y salida con el fin de independizar la sintonización de los lazos de control basado en controladores monovariantes.

4.4. Estabilidad en Lazo Abierto

Para determinar la estabilidad del sistema no lineal se utilizará un método basado en la teoría de Lyapunov. En particular para este caso se busca asegurar la estabilidad local y asintótica de los puntos de equilibrio seleccionados. Un punto de equilibrio es localmente asintóticamente estable, si además de ser estable, su solución permanece acotada en las cercanías del punto de equilibrio y tiende al equilibrio a medida que el tiempo tiende a infinito.

Para asegurar la estabilidad local y asintótica se utiliza el método de linealización de Lyapunov. Este método asegura que el punto de equilibrio del sistema es localmente asintóticamente estable si es que todos los valores propios del sistema linealizado se encuentran en el semiplano izquierdo del plano complejo, es decir que tienen parte real negativa. Los valores propios se obtienen a partir de la matriz A resolviendo el siguiente polinomio:

$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}| = 0 \quad (4.23)$$

Reemplazando la matriz A se tiene:

$$\begin{vmatrix} \lambda + \frac{R_f}{L_f} & -\omega_s & 0 & \frac{M_0 \cos(\phi_0)}{L_f} \\ \omega_s & \lambda + \frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{-M_0 \sin(\phi_0)}{L_f} \\ 0 & 0 & \lambda & 0 \\ \frac{-2M_0 \cos(\phi_0)}{C_{dc}} & \frac{2M_0 \sin(\phi_0)}{C_{dc}} & 0 & \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (4.24)$$

Desarrollando la expresión (4.24),

$$\lambda \left[\lambda^3 L_f^2 C_{dc} + 2\lambda^2 L_f C_{dc} R_f + \lambda(2L_f M_0^2 + C_{dc} R_f^2 + \omega_s^2 L_f^2 C_{dc}) + 2R_f M_0^2 \right] = 0 \quad (4.25)$$

De este resultado es importante destacar que los valores propios sólo dependen de la entrada M . Además, el polinomio está compuesto por un valor propio nulo y una ecuación de tercer orden. Esto quiere decir que independiente de la solución del polinomio de tercer orden, el sistema linealizado a lo más puede ser marginalmente estable ya que tiene un valor propio situado sobre el eje imaginario y por ende no se puede concluir nada respecto de los puntos de equilibrio.

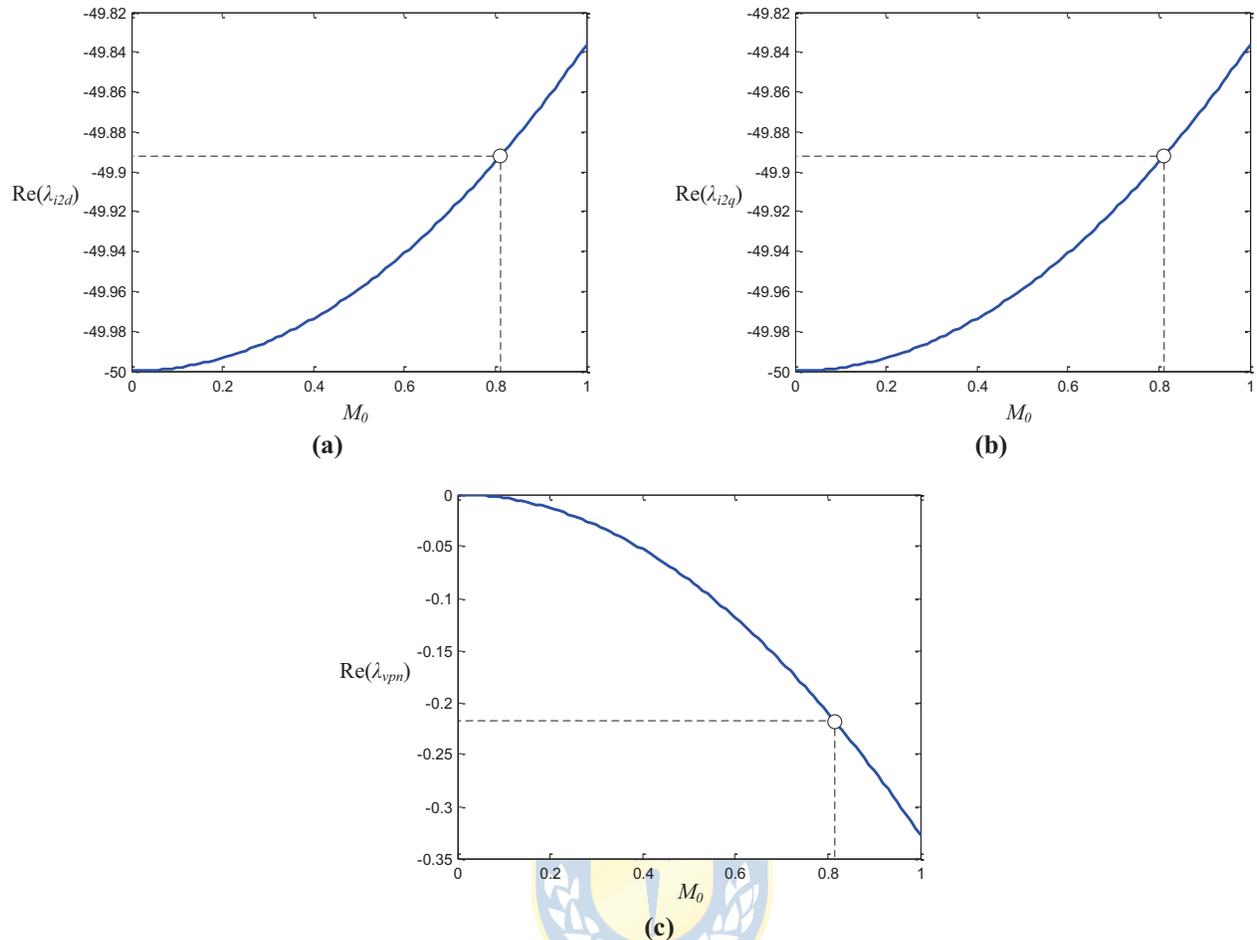


Fig. 4.3 Parte real de los valores propios

(a) Valor propio de i_2^d (b) Valor propio de i_2^q (c) Valor propio de v_{pn}

Realizando un barrido de datos para diferentes valores de M , en la figura 4.3 se muestra el comportamiento de la parte real de los valores propios del sistema (excluyendo al valor propio nulo). Estos valores propios son siempre estables para los diferentes puntos de equilibrio acotados por el rango de valores admisible de la entrada M . Por lo tanto, si se considera sólo el subsistema dado por la matriz \mathbf{A}_n (valores propios dados por el polinomio de tercer orden) se puede asegurar la estabilidad local y asintótica, siempre y cuando no exista variación de tensión en el enlace DC ($d = 0$).

En particular para el punto de operación seleccionado los valores propios corresponden a:

$$\lambda_{i2dq} = -49.889 \pm j314.858$$

$$\lambda_{vpn} = -0.22163$$

$$\lambda_{dv} = 0$$

4.5. Discusión y Conclusiones

A partir del modelo en ejes dq obtenido en las secciones anteriores se encontró el punto de equilibrio del sistema. Para llevar a cabo esta tarea fue necesario definir previamente un valor para las salidas del sistema. Se estableció el factor de potencia deseado en el PCC de 0.93 (i) y voltaje total del enlace DC igual a 400 V. Además, como se busca compensar el desbalance en los condensadores del enlace DC, esta variable se iguala a 0 para que la diferencia de tensión sea nula en estado estacionario. Otro aspecto importante de destacar respecto de las moduladoras es que para lograr el estado estacionario de las variables que definen el sistema, es necesario hacer el offset de estas señales igual a cero. Con esto, la diferencia de tensión en el enlace DC dependerá exclusivamente de la carga inicial de los condensadores.

Si se realiza una generalización de las expresiones que definen el punto de equilibrio, es posible obtener la región de operación del compensador paralelo, que corresponde a todo el rango admisible de compensación, acotado por la sobremodulación de las señales moduladoras. Se realizó la linealización en torno a un punto de equilibrio de la región de operación del compensador paralelo, y a partir de las matrices obtenidas se pueden obtener dos subsistemas desacoplados entre sí y que permitirán simplificar el esquema de control seleccionado en capítulos posteriores. Al analizar la estabilidad del sistema en lazo abierto, se puede destacar que los valores propios en todo el rango de operación se encuentran en el semiplano izquierdo. Sin embargo al tener un valor propio en el origen, producto del subsistema que describe el desbalance de tensión en el enlace DC, la estabilidad local y asintótica no se puede asegurar si la excitación es distinta de cero ($d \neq 0$).

Capítulo 5. Estrategia de Control

5.1. Introducción

En este capítulo se estudia todo lo referente al control del compensador de potencia reactiva. En base a los resultados obtenidos anteriormente se definen los esquemas de control a utilizar para cumplir los objetivos de la topología que son mantener el factor de potencia en el valor deseado, mantener constante el voltaje total del enlace DC y controlar los desbalances producidos de forma natural en esta familia de topologías. Además, se realiza un análisis dinámico de las variables acopladas con el fin de proponer el diseño de un desacoplador estático que permita mantener desacopladas las variables en estado estacionario. Para verificar el acoplamiento se utiliza el arreglo de Bristol, también llamado arreglo de ganancias relativas. Finalmente se realizan pruebas de simulación en lazo cerrado para comprobar el funcionamiento del equipo y el cumplimiento de los objetivos planteados.



5.2. Lazos de Control

A continuación se realiza la descripción de los lazos de control implementados en este trabajo. En el caso del control del primer subsistema que corresponde al ángulo de desplazamiento en el PCC y el voltaje total en el enlace DC, es necesario realizar un análisis más detallado principalmente debido al acoplamiento que existe entre sus variables a controlar.

A. Definición de Salidas

Como se mencionó anteriormente, el control del ángulo de desplazamiento en el PCC y voltaje total en el enlace DC se realiza sobre el subsistema dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \\ \Delta v_{pn} \end{bmatrix} = A_x \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \\ \Delta v_{pn} \end{bmatrix} + B_x + E \begin{bmatrix} \Delta v_{pcc}^d \\ \Delta v_{pcc}^q \\ \Delta i_L^d \\ \Delta i_L^q \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$y = \begin{bmatrix} \phi_{PCC} & v_{pn} \end{bmatrix}^T$$

Sin embargo, es claro que la dinámica del voltaje total del enlace DC es mucho más lenta que la de las corrientes, por lo tanto se propone utilizar una configuración en cascada que tenga como lazo maestro al voltaje v_{pn} y como lazo esclavo una de las corrientes del compensador. Además, al utilizar controladores monovariantes es necesario contar con el mismo número de entradas que de salidas para realizar el pareamiento adecuado de las variables. Es por esto que la salida correspondiente al voltaje v_{pn} pasa a ser la corriente i_2^d , que en la práctica es la que más influye sobre el voltaje DC del compensador.

Por lo tanto, el nuevo subsistema de ecuaciones linealizado corresponde a:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \end{bmatrix} = \mathbf{A}_n \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_n \begin{bmatrix} \Delta M \\ \Delta \phi \end{bmatrix} + \mathbf{E}_n \begin{bmatrix} \Delta v_{pcc}^d \\ \Delta v_{pcc}^q \\ \Delta i_L^d \\ \Delta i_L^q \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Con las matrices \mathbf{A}_n , \mathbf{B}_n y \mathbf{E}_n dadas por:

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \omega_s \\ -\omega_s & \frac{-R_f}{L_f} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} \frac{-\cos(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & \frac{M_0 \sin(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} \\ \frac{\sin(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} & \frac{M_0 \cos(\phi_0)v_{pn0}}{L_f} \end{bmatrix} \quad \mathbf{E}_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Una vez determinadas las salidas que se utilizarán en el lazo de control, es posible obtener el vector de salidas del modelo linealizado en torno al punto de equilibrio, es decir:

$$\Delta \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \Delta \phi_{pcc} \\ \Delta i_2^d \end{bmatrix} = \mathbf{C}_n \begin{bmatrix} \Delta i_2^d \\ \Delta i_2^q \end{bmatrix} + \mathbf{D}_n \begin{bmatrix} \Delta M \\ \Delta \phi \end{bmatrix} + \mathbf{F}_n \begin{bmatrix} \Delta v_{pcc}^d \\ \Delta v_{pcc}^q \\ \Delta i_L^d \\ \Delta i_L^q \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Con las matrices \mathbf{C}_n , \mathbf{D}_n y \mathbf{F}_n dadas por:

$$\mathbf{C}_n = \left. \frac{\partial h_n(x, u, p)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} \frac{-(i_{20}^q + i_{L0}^q)}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \left[1 + \frac{(i_{20}^q + i_{L0}^q)^2}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \right] & \frac{1}{(i_{20}^d + i_{L0}^d) \left[1 + \frac{(i_{20}^q + i_{L0}^q)^2}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \right]} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{D}_n = \left. \frac{\partial h_n(x, u, p)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{F}_n = \left. \frac{\partial h_n(x, u, p)}{\partial p} \right|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0 \\ p=p_0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(i_{20}^q + i_{L0}^q)}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \left[1 + \frac{(i_{20}^q + i_{L0}^q)^2}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \right] & \frac{1}{(i_{20}^d + i_{L0}^d) \left[1 + \frac{(i_{20}^q + i_{L0}^q)^2}{(i_{20}^d + i_{L0}^d)^2} \right]} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Luego, la matriz de transferencia $H_n(s)$ del sistema, que relaciona las variables de entrada con las variables de salida se obtiene a partir de las matrices del sistema linealizado de la siguiente forma:

$$\mathbf{H}_n(s) = \mathbf{C}_n (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} h_{11}(s) & h_{12}(s) \\ h_{21}(s) & h_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

B. Grado de Acoplamiento

A partir de las ecuaciones que describen al sistema no lineal y de las simulaciones realizadas en lazo abierto se pudo concluir que existe acoplamiento entre las variables de entrada M y ϕ respecto de las variables de salidas. Para obtener el grado de acoplamiento se utiliza el arreglo de ganancias relativas (AGR), el cual entrega el pareamiento entrada salida más adecuado para utilizar en los lazos de control monovariantes.

El AGR se calcula como el producto elemento a elemento de la matriz de transferencia $H_n(0)$ con la matriz $(H_n(0)^{-1})^T$, es decir:

$$\mathbf{\Lambda} = H_n(0) \times (H_n(0)^{-1})^T = \begin{bmatrix} \Lambda_{1,1} & \Lambda_{1,2} \\ \Lambda_{2,1} & \Lambda_{2,2} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Si se realiza el desarrollo de esta expresión simbólicamente, se puede constatar que el AGR sólo queda en función del valor de ϕ_0 . Por lo tanto, se grafica una fila del AGR para distintos valores de ϕ_0 como se muestra en la figura 5.1. Se puede apreciar que el comportamiento de un elemento del AGR es sinusoidal y es complementario respecto del otro elemento ya que la suma debe ser igual a 1. Mientras mayor sea la magnitud del elemento del AGR mayor será la incidencia en la salida al variar la entrada.

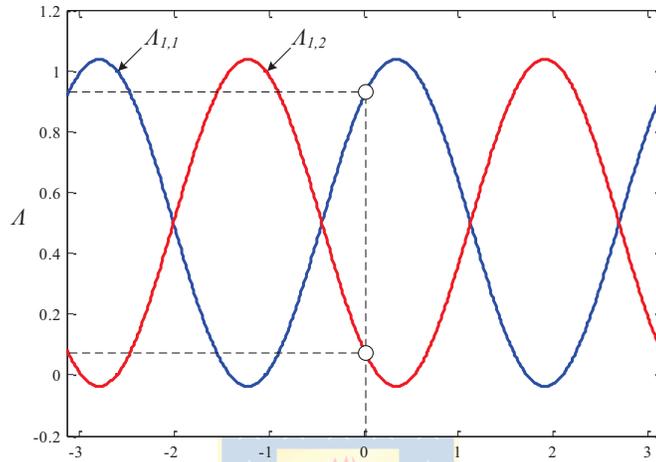


Fig. 5.1 Términos complementarios de la matriz del AGR

Para el punto de operación seleccionado, como se muestra en la figura 5.1, el AGR corresponde a:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0.921 & 0.079 \\ 0.079 & 0.921 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Este resultado indica que el mejor pareamiento entrada-salida está dado por los pares $\Delta M - \Delta \phi_{PCC}$ y $\Delta \phi - \Delta i_2^d$. A pesar que el acoplamiento en estado estacionario no es significativamente alto, ya que el término $\Lambda_{1,1}$ está bastante cercano a uno y el término $\Lambda_{1,2}$ es cercano a 0, es recomendable la incorporación de un desacoplador estático para el punto de operación seleccionado.

C. *Diseño de Desacopladores*

De acuerdo al análisis del grado de acoplamiento entre las variables de entrada y salida, se determinó la necesidad de incorporar un desacoplador que permita sintonizar de forma independiente cada lazo de control y por ende lograr el desacoplo adecuado de las variables en

estado estacionario. Para encontrar el desacoplador estático se calcula la inversa de la matriz original evaluada para frecuencia cero, es decir:

$$H(0)^{-1} = \begin{bmatrix} 0.147 & -0.008531 \\ 0.027 & 0.018 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Luego, si se multiplica la matriz de coeficientes constantes (5.11) por la matriz original se obtiene una nueva matriz de transferencia (5.12).

$$G(s) = H_n(s)H(0)^{-1} \quad (5.12)$$

Si se calcula el AGR para esta nueva matriz de transferencia se obtiene el siguiente resultado:

$$\Lambda(0) = G(0) \times (G(0)^{-1})^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Se puede ver que el desacoplador estático cumple la función de desacoplar las variables en estado estacionario ya que un elemento de la primera fila (primera salida) del AGR es igual a 1 y su complemento es igual a 0. Lo mismo ocurre para los elementos del AGR de la segunda fila.

D. Esquema de control

Como ya se mencionó anteriormente la estrategia de control aplicada al subsistema analizado tiene la función de controlar el factor de potencia total en el PCC y además de mantener constante el voltaje total del enlace DC de cada convertidor. En el caso particular del factor de potencia se prefiere controlar el ángulo de desplazamiento ya que esta variable permite discriminar adecuadamente entre un factor de potencia inductivo o capacitivo.

En el caso del control del factor de potencia, el esquema es bastante simple ya que se realiza sobre una única variable que corresponde al factor de potencia fundamental del sistema. Si se considera un sistema balanceado se puede agregar un único controlador que entrega su salida para ser utilizada en conjunto con la estrategia de control del voltaje DC. El lazo de control consiste en la comparación de la señal de referencia, que corresponde al ángulo de desplazamiento deseado en el

PCC, con el ángulo de desplazamiento sentido. A partir de esta resta se obtiene el error que es compensado a través de un único controlador PI, que entrega como resultado la salida deseada.

Para la estrategia de control del voltaje total del enlace DC se utiliza un mayor número de controladores ya que es necesario agregar tantos controladores como enlaces DC tenga la topología. Además, la dinámica del voltaje DC es excesivamente lenta, por lo tanto se utiliza una configuración en cascada en la cual el lazo maestro está dado por el voltaje V_{pn} y el lazo esclavo por la corriente directa del compensador paralelo i_2^d , la cual tiene mayor incidencia en el voltaje total del enlace DC. En este caso se tiene un convertidor conectado en paralelo a cada fase del sistema por ende se utilizarán 3 controladores maestros y 3 controladores esclavos para lograr los objetivos planteados. El esquema de control está compuesto por una única señal de referencia V_{pn} (fijada arbitrariamente y que define la región de operación del convertidor) que se resta con el voltaje sentido, obteniendo el error de voltaje en el enlace DC para cada convertidor. Estos errores a su vez buscan ser compensados a través de controladores maestros tipo PI que entregan la señal de referencia a los controladores esclavos que compensan a su vez la corriente directa de cada compensador. Es necesario sumar la corriente i_2^d definida en el punto de equilibrio ya que el controlador esclavo tiene como punto de partida ese valor de corriente.

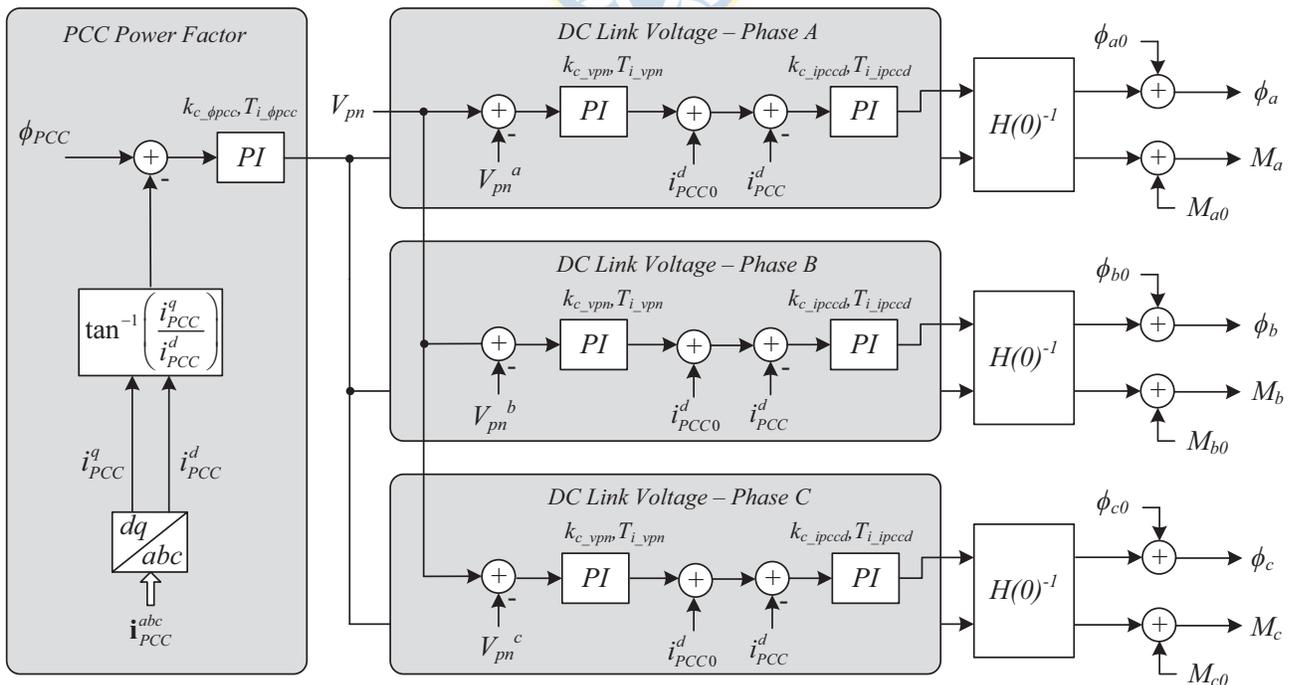


Fig. 5.2 Esquema de control para el ángulo de desplazamiento y el voltaje del enlace DC

Tanto la salida del controlador del ángulo de desplazamiento (o en su defecto el factor de potencia) como la salida de los controladores de voltaje pasan a través de un desacoplador estático debido al acoplamiento existente entre sus variables de control. El desarrollo matemático para obtener las ganancias asociadas al desacoplador en estado estacionario, fueron obtenidas en la sección anterior. Finalmente a las variables de salida resultante se les suma su valor en estado estacionario ya que se realizó la linealización del sistema entorno a un punto de equilibrio específico. El esquema de control incluyendo cada una de las etapas mencionadas anteriormente se muestra en la figura 5.2.

5.2.2 Control del Desbalance del Punto Neutro

En el capítulo anterior se pudo observar que el subsistema que define el desbalance del punto neutro del enlace DC es desacoplado respecto del resto de las variables del sistema, y por ende puede ser controlado únicamente y de forma independiente a través de la entrada Δd . El subsistema está dado por la siguiente expresión:

$$\frac{d}{dt}[\Delta \delta v] = \left[\frac{2(M_0\pi - 4)}{\pi C_{dc}} (\cos(-\phi_0)i_{20}^d + \sin(-\phi_0)i_{20}^q) \right] [\Delta d] \quad (5.14)$$

A partir de la ecuación (5.14) se pueden definir las matrices del subsistema linealizado de la siguiente forma:

$$a_m = 0 \quad b_m = \frac{2(M_0\pi - 4)}{\pi C_{dc}} (\cos(-\phi_0)i_{20}^d + \sin(-\phi_0)i_{20}^q) \quad c_m = 1 \quad (5.15)$$

Luego, su función de transferencia está dada por:

$$H_m(s) = c_m(s - a_m)^{-1} b_m = \frac{1}{s} \left[\frac{2(M_0\pi - 4)}{\pi C_{dc}} (\cos(-\phi_0)i_{20}^d + \sin(-\phi_0)i_{20}^q) \right] \quad (5.16)$$

Se puede ver en la expresión (5.16) que la función de transferencia del subsistema analizado está compuesta por un integrador puro, es decir un polo en el origen, y una ganancia que depende

del punto de operación seleccionado para el compensador. Como el sistema resultante es de tipo 1, al tener un polo en el origen basta sólo una ganancia para controlar adecuadamente el desbalance y lograr cero error en estado estacionario. Sin embargo, es importante destacar que en la práctica este condensador tiene asociado una resistencia parásita, por ende para lograr el error nulo en estado estacionario sería necesario incluir la parte integrativa en el controlador.

Utilizando el concepto del lugar geométrico de las raíces se puede determinar los polos del sistema en lazo cerrado a partir de la función de transferencia en lazo directo del sistema (multiplicación de la función de transferencia del controlador por la función de transferencia de la planta). Para este caso en particular, si la ganancia que acompaña al integrador puro es mayor o igual a 0 el sistema es marginalmente estable en lazo cerrado. En cambio, si la ganancia es menor que 0 el sistema se torna inestable.

Por lo tanto resta averiguar bajo qué condiciones de operación la ganancia de la función de transferencia $H_m(s)$ hace que el sistema se vuelva inestable. En la figura 5.3 se muestra el término b_m en función de M y ϕ acotados por el rango de operación del equipo. Se puede apreciar que independiente del valor de M , para valores negativos de ϕ el término b_m es negativo. Por lo tanto para la implementación del controlador es necesario discriminar entre una u otra condición y seleccionar adecuadamente el signo de la ganancia para asegurar la estabilidad en la operación del sistema.

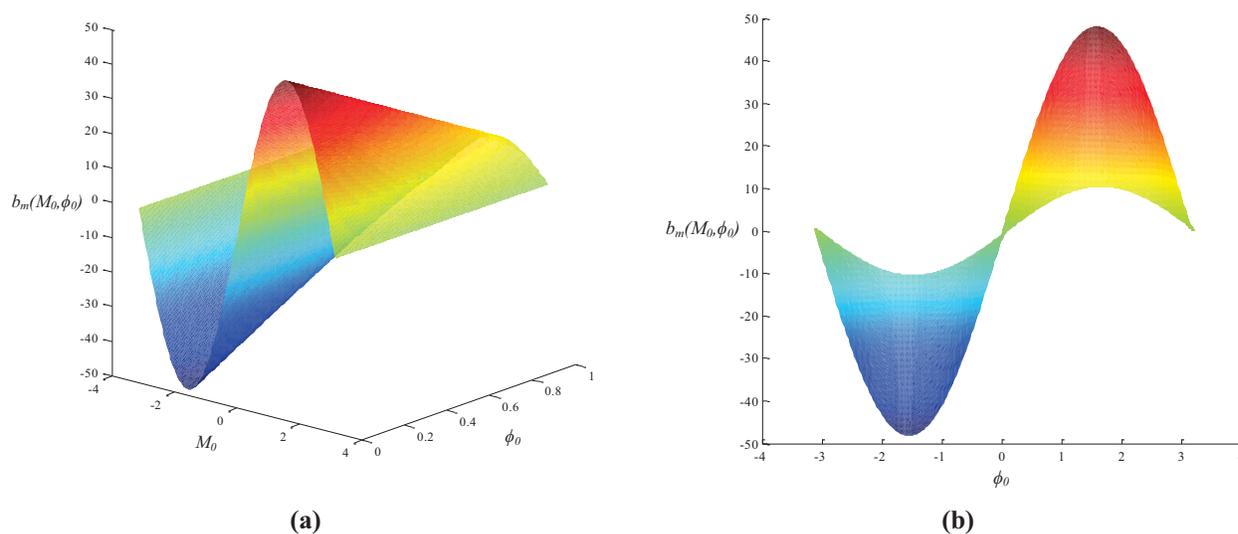


Fig. 5.3 Término b_m en función de M y ϕ

(a) Vista 3D (b) Vista en 2D dependiente de ϕ

El esquema de control resultante se muestra en la figura 5.4. El objetivo de este esquema es mantener balanceados los voltajes de los condensadores del enlace DC. Para llevar a cabo esta tarea se compara una señal de referencia nula (desbalance nulo) con el desbalance sentido a partir de la diferencia entre el voltaje superior e inferior. Luego este error es compensado a través de controlador proporcional que entrega como salida el offset a aplicar en las portadoras del esquema de modulación.

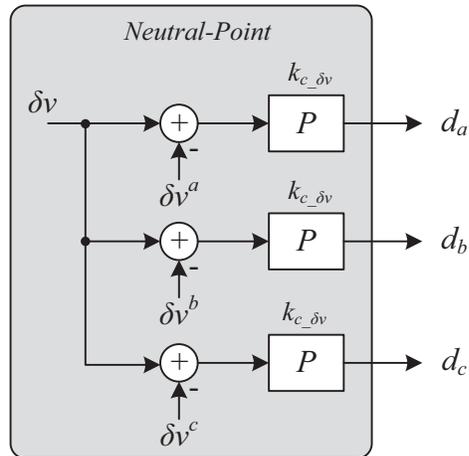


Fig. 5.4 Esquema de control del punto neutro

5.3. Resultados

A continuación se muestran los resultados obtenidos en L.C. con el fin de verificar la efectividad de los diferentes lazos de control propuestos. La sintonización se realizó de forma independiente para cada lazo, sin embargo es imperativo revisar el esquema de control operando en su conjunto ya que podrían producirse ciertos problemas, principalmente ante perturbaciones transientes. El resumen de los parámetros seleccionados para cada uno de los controladores se especifica en la **TABLA 5.1**.

Las simulaciones de la topología propuesta fueron realizadas en el software PSIM 6.0. Sin embargo todo el esquema del control se realizó en bloques .dll discretos programados en C++ para otorgarle mayor realismo a las simulaciones. La tasa de muestreo es de 10 [kHz] y los controladores se implementaron considerando una aproximación del tipo trapezoidal.

TABLA 5.1 Parámetros de sintonización de los controladores

Ganancia	Valor
$k_{c_\phi pcc}$	0.6
$T_{i_\phi pcc}$	0.06
$k_{c_v pn}$	1
$T_{i_v pn}$	0.6
$k_{c_i pccd}$	0.6
$T_{i_i pccd}$	0.06
$k_{c_ \delta v}$	0.5

En la primera sección se revisan las diferentes perturbaciones que pueden afectar la operación del sistema. Se muestra el comportamiento del equipo en lazo cerrado ante variaciones en la tensión de alimentación y en el factor de potencia de la carga. Finalmente, en la sección 5.3.2 se muestra la compensación del desbalance del punto neutro al incorporar el lazo de control que regula la diferencia de tensión entre ambos condensadores. Todos estos test permitirán corroborar el cumplimiento de los objetivos de control propuestos.



5.3.1 Perturbaciones

A. *Sag y Swell de Voltaje*

Para probar la efectividad de los lazos de control el primer test que se realiza es tanto un aumento (swell) como una disminución (sag) en la tensión del PCC. Se muestra el comportamiento dinámico de las variables del sistema ante un cambio escalón de la perturbación en $t = 0.185$ [s].

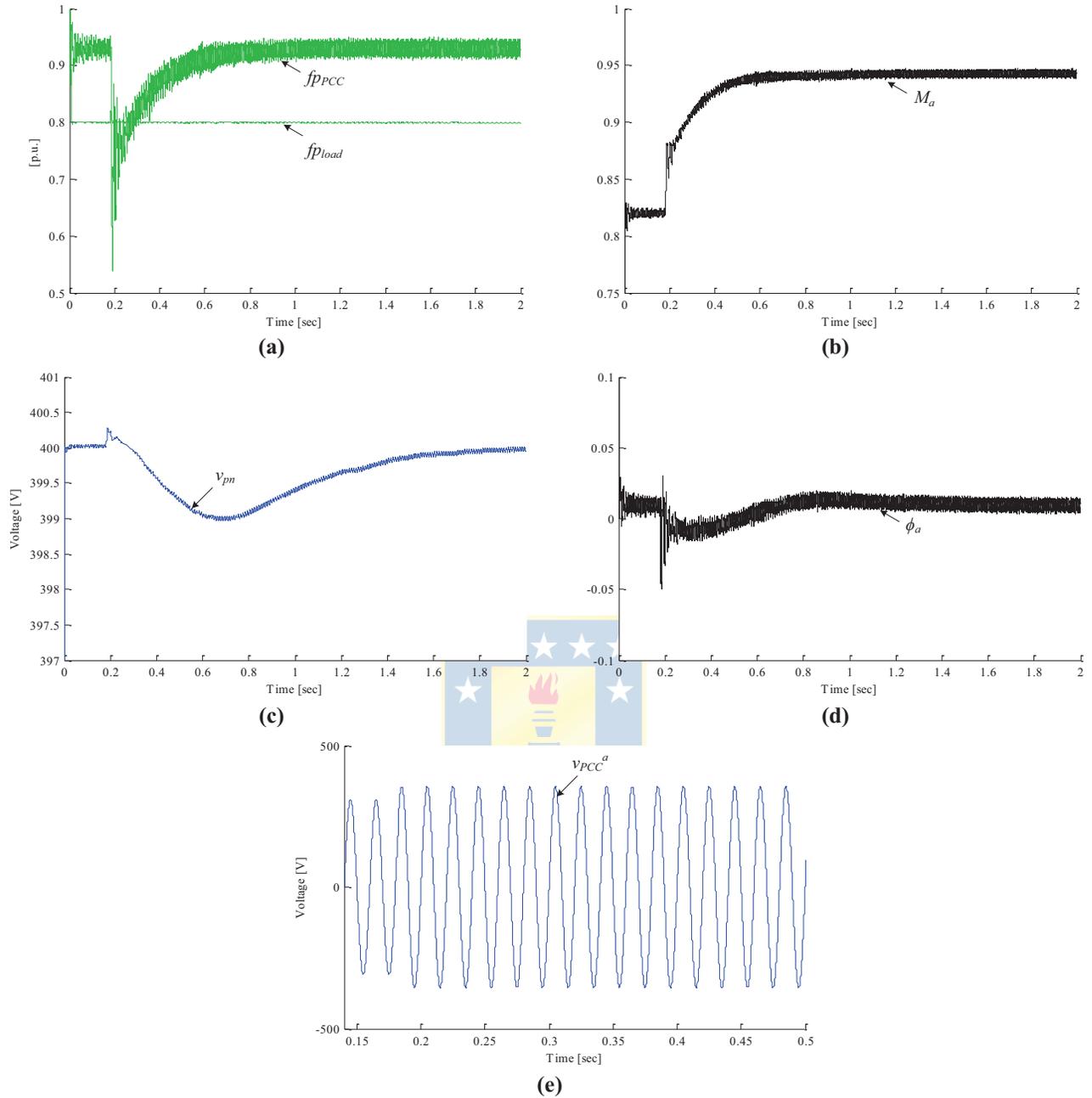


Fig. 5.5 Cambio escalón en v_{PCC} (swell de un 15%)

- (a) factor de potencia en el PCC $f_{p_{PCC}}$ y factor de potencia en la carga $f_{p_{load}}$ (b) Amplitud M_a de la moduladora (c) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (d) Desfase ϕ_a de la moduladora (e) Voltaje v_{PCC}^a

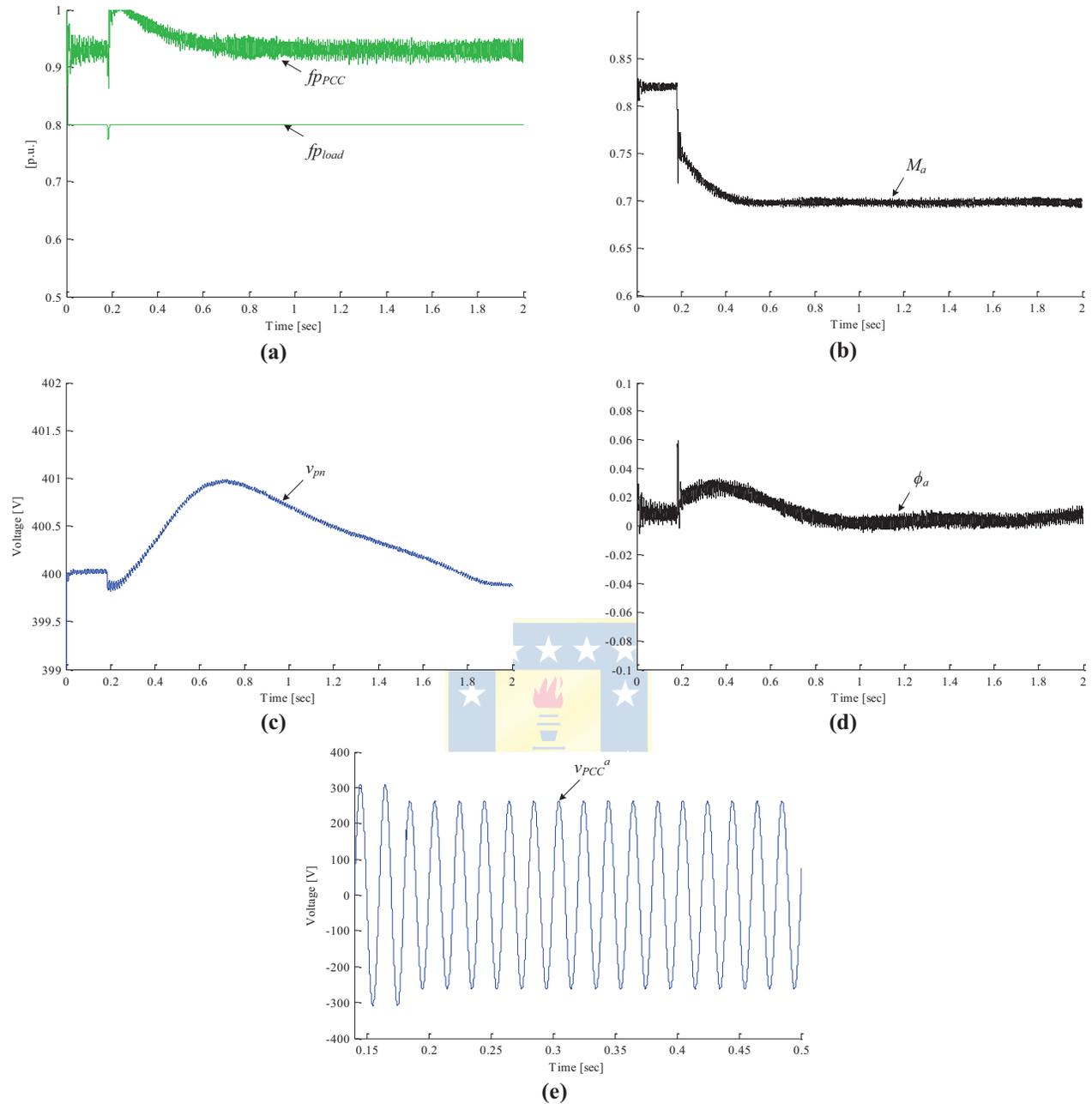


Fig. 5.6 Cambio escalón en v_{PCC} (sag de un 15%)

(a) factor de potencia en el PCC $f_{p_{PCC}}$ y factor de potencia en la carga $f_{p_{load}}$ (b) Amplitud M_a de la moduladora (c) Voltaje total del enlace DC v_{pm} (d) Desfase ϕ_a de la moduladora (e) Voltaje v_{PCC}^a

El primer ensayo que se realiza es un aumento en tensión de alimentación de un 15% (figura 5.5 (e)), donde el compensador de reactivos debe adecuarse a este nuevo punto de operación. Se puede ver en la figura 5.5(b) que la amplitud de la señal moduladora trata de ajustarse a la nueva condición de operación cambiando su valor de 0.822 a 0.935 en estado estacionario para mantener el factor de potencia en 0.93 inductivo. El factor de potencia (figura 5.5(a)) se logra estabilizar en aproximadamente 0.6 segundos desde la ocurrencia del evento hasta que llega nuevamente a su valor en estado estacionario. La variación en la tensión de la barra DC es mínima (figura (c)) y una vez que el sistema llega al estado estacionario, su valor nuevamente alcanza los 400 V deseados.

En el caso de tener una caída de tensión en v_{PCC} , se puede ver que el comportamiento dinámico de todas las variables es similar al caso anterior (figuras 5.6(a)-(e)). La única diferencia es que en este caso el cambio en la amplitud de la señal moduladora debe ser en sentido inversor, es decir disminuye de 0.822 a 0.7 en estado estacionario. Los resultados encontrados en este caso permiten demostrar que ante perturbaciones en la tensión de alimentación, la compensación de reactivos se lleva a cabo de forma efectiva.



B. Factor de Potencia de la carga

Uno de los objetivos principales de este trabajo, y en particular de la topología propuesta, es de compensar dinámicamente los reactivos que circulan en el PCC producto de las cargas inductivas que se conectan al sistema. Para verificar la flexibilidad del equipo, se realiza un cambio escalón en $t = 0.185$ [s] en el factor de potencia de la carga, acompañado de un aumento en la corriente de entrada.

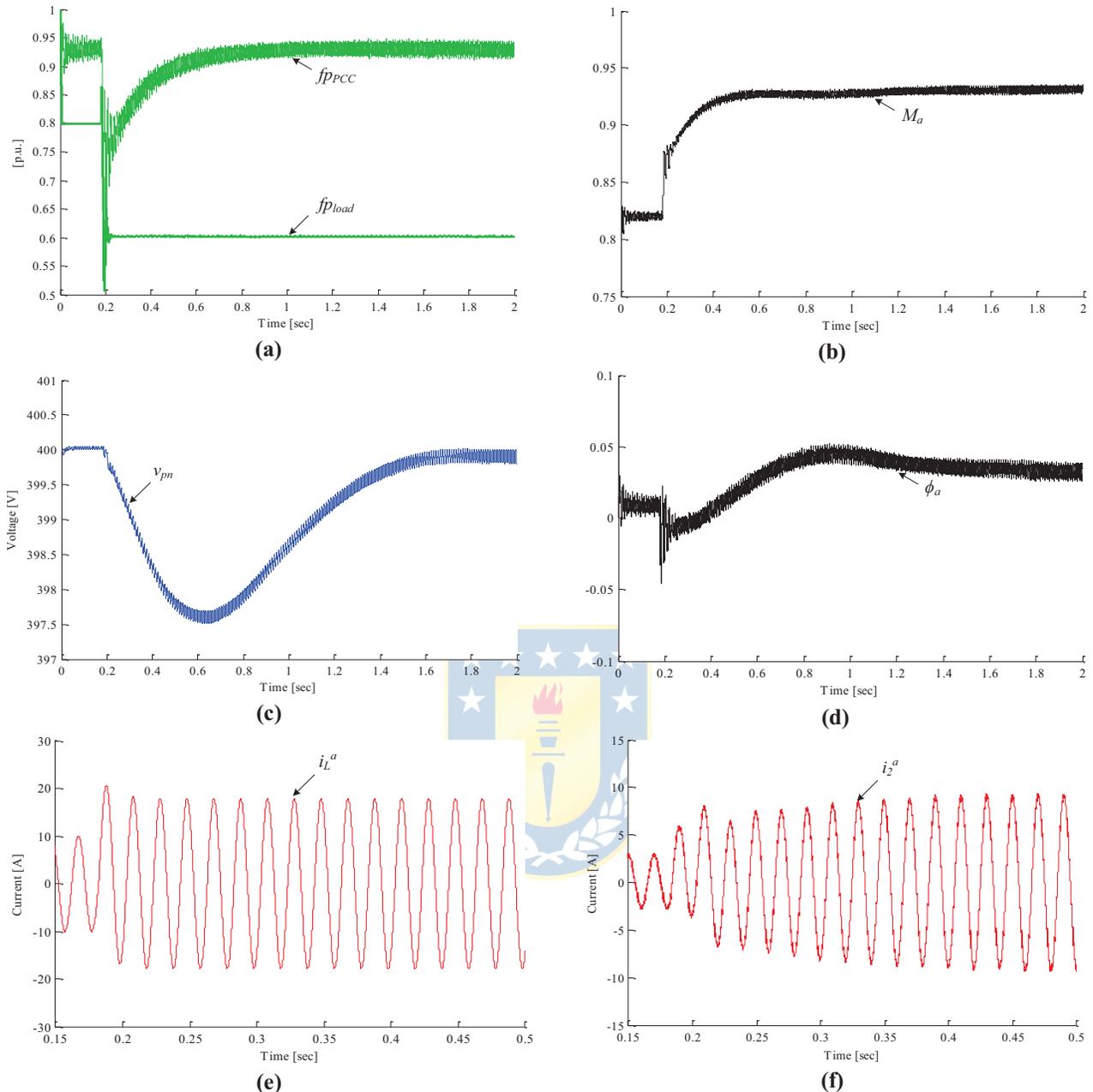


Fig. 5.7 Cambio escalón en f_{pload} de 0.8 a 0.6 inductivo

(a) factor de potencia en el PCC f_{PCC} y factor de potencia en la carga f_{pload} (b) Amplitud M_a de la moduladora (c) Voltaje total del enlace DC v_{pn} (d) Desfase ϕ_a de la moduladora (e) Corriente i_L^a de la carga (f) Corriente i_2^a del compensador paralelo.

Se puede ver en la figura 5.7(a) que el factor de potencia de la carga (f_{pload}) cambia a 0.6(i), sin embargo, el compensador de reactivos se encarga de compensar esta perturbación a través de un aumento en la amplitud de la señal moduladora (figura 5.7(b)). A su vez, el desfase de la señal moduladora (figura 5.7(d)) actúa de forma efectiva para mantener el voltaje de la barra DC en los 400 V deseados (figura 5.7(c)). En las figuras 5.7(e) y 5.7(f) se muestra la evolución de la corriente

en la carga y la corriente inyectada por el compensador paralelo respectivamente. Se puede ver que la corriente en la carga aumenta su valor peak de 10 a 18 [A], por lo tanto el compensador paralelo también debe aumentar el valor de la corriente que inyecta de 3 a 8[A] peak con el fin de compensar adecuadamente las perturbaciones provenientes de la carga. Los resultados encontrados en esta sección demuestran que los lazos de control se comportan de acuerdo a lo esperado ante un cambio en el factor de potencia de la carga.

5.3.2 Desbalance de los voltajes en los condensadores del enlace DC

Finalmente, queda por corroborar la efectividad del lazo que controla el desbalance del voltaje de los condensadores del enlace DC. Se realiza un test que consiste en generar como condición inicial un desbalance de un 20% en el voltaje del condensador inferior. Los resultados se muestran en la figura 5.8.

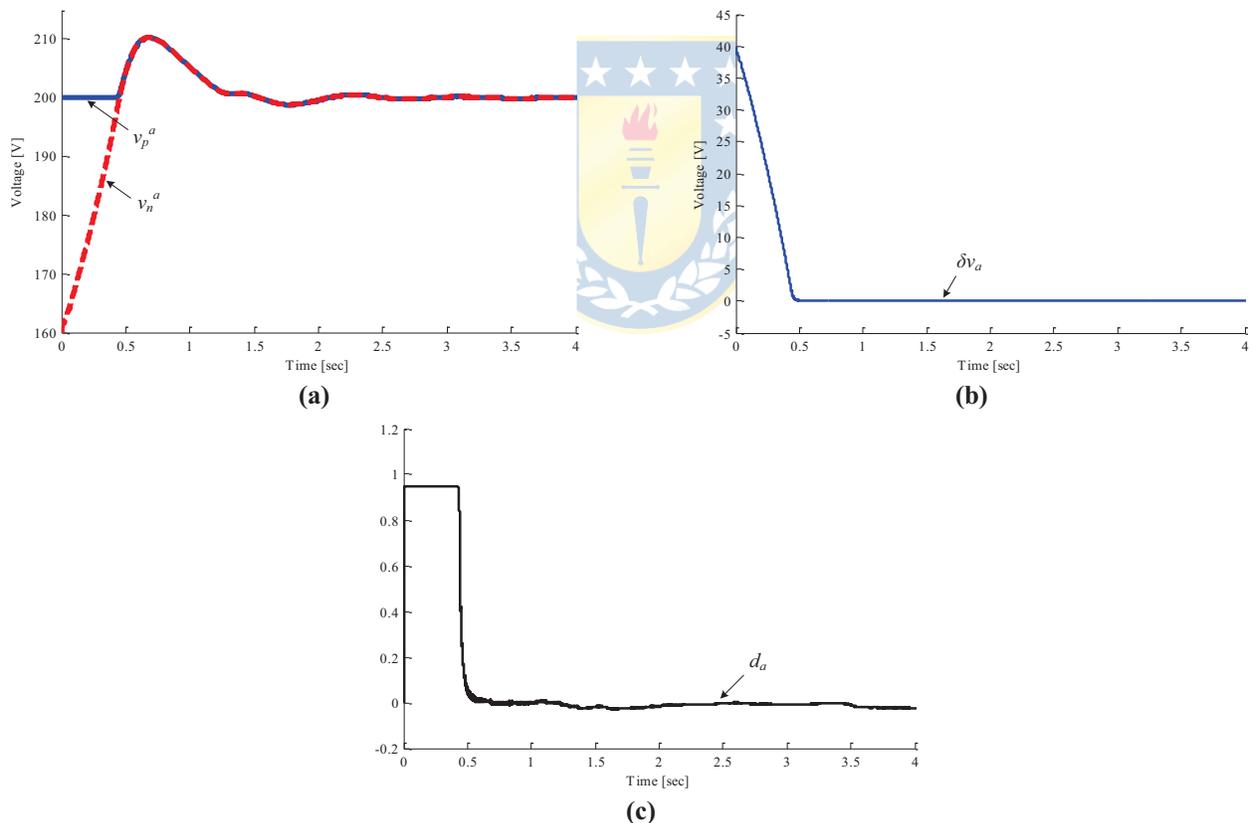


Fig. 5.8 Desbalance inicial de 20% en el condensador inferior.

(a) Voltaje superior e inferior (v_p^a y v_n^a) (b) Desbalance de tensión DC δv_a (c) Offset d_a de la señal moduladora

En la figura 5.8(a) se puede ver que el voltaje del condensador inferior parte en 160 [V] e inmediatamente comienza a operar el lazo de control igualando las tensiones en aproximadamente

0.5 segundos. Este resultado se corrobora a partir de la diferencia de tensión δv_a entre ambos condensadores como se puede apreciar en la figura 5.8 (b). En la figura 5.8 (c) se muestra el comportamiento dinámico del offset d_a . Se fijaron ciertos límites de saturación con el fin de no perjudicar la forma de onda en la salida del inversor. Inicialmente el controlador satura la entrada d_a hasta que los voltajes se hacen relativamente iguales para luego volver a su estado de operación normal con $d_a = 0$ en estado estacionario.

5.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se revisó todo lo referente a las estrategias de control seleccionadas para el equipo y se mostraron los resultados que permitían corroborar la teoría planteada. Primero fue necesario redefinir las salidas para el control del factor de potencia y del voltaje en la barra DC, con el fin de trabajar con variables que presentaran respuestas dinámicas similares. Por lo tanto se utilizó un esquema de control en cascada que dejaba como lazo maestro al voltaje de la barra DC debido a su respuesta lenta, y como lazo esclavo a la corriente i_{PCC}^d que es la que más incide sobre el voltaje. Luego se determinó mediante el AGR la existencia de acoplamiento entre las variables de entrada y salida del sistema y que la mejor elección de los pares de entrada- salida, para utilizar controladores monovariantes, dependerá íntegramente del punto de operación seleccionado. En particular para este caso, los mejores pares corresponden a $\Delta M - \Delta \phi_{PCC}$ y $\Delta \phi - \Delta i_2^d$. A partir de estos resultados se propuso un desacoplador estático que permite asegurar un desacoplo de las variables a manipular en estado estacionario.

Luego, se analizan los lazos de control explicando su operación y justificando el esquema de control propuesto. Para el subsistema dado por el desbalance del enlace DC se realiza un análisis de estabilidad donde se concluye que la ganancia asociada a este lazo dependerá exclusivamente del signo del coeficiente que acompaña al integrador puro en la F. de T.

Finalmente se sintonizan los parámetros de los controladores y se realizan diferentes pruebas escalón en las variables que puedan perturbar la operación del equipo. Se puede concluir a través de la simulación en lazo cerrado que el esquema de control propuesto permite compensar adecuadamente las perturbaciones, y en particular mantener controlado el aporte de reactivos de la carga en el punto de común acoplamiento. Además, el desbalance natural que se produce en los condensadores de la barra DC de las topologías NPC, puede ser controlado de forma efectiva a través del esquema de modulación y el controlador seleccionado.

Capítulo 6. Conclusiones

6.1. Sumario

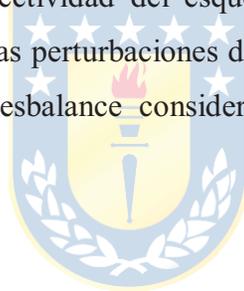
En este trabajo se presentó el estudio de un compensador de potencia reactiva compuesto por convertidores multinivel monofásico de 5 niveles tipo NPC. Se explica en detalle cómo opera el convertidor y cómo es posible generar los 5 niveles en la salida considerando los 8 semiconductores que posee el convertidor conectado a cada fase del sistema. Se realizó una comparación de la topología propuesta con el inversor NPC trifásico de 3 niveles revisando tanto las ventajas como las desventajas de ambas topologías. También se revisó la técnica de modulación SPWM modificada aplicada al convertidor y cómo se debe generar el patrón de pulsos de disparo para lograr los 5 niveles a la salida. Se utiliza la técnica de modulación SPWM modificada con el fin de compensar el desbalance propio de las topologías con neutro enclavado (NPC). Este problema también se analiza y se explica en detalle tanto en la forma que se produce como también la forma de mitigarlo. Una vez seleccionada la técnica de modulación se procedió a modelar este esquema para poder incluirlo en el modelo matemático final del compensador.

Una vez analizado el convertidor se analizó el esquema completo conectando el compensador al sistema. Se realizó la modelación matemática tanto en ejes abc como en ejes dq monofásicos para la componente fundamental y considerando cargas lineales. Se seleccionó arbitrariamente un punto de equilibrio, se simuló en lazo abierto y se realizaron diferentes pruebas con el fin de verificar el comportamiento transiente y en estado estacionario de las variables del sistema. Estas pruebas consistieron en cambios escalonados en las entradas, las perturbaciones y en un desbalance forzado de los condensadores del enlace DC.

A partir del modelo matemático en ejes dq se hicieron las variables de estado igual a cero y se obtuvo el punto de equilibrio del sistema. Además, generalizando las expresiones del punto de operación, es posible obtener la región de compensación en función de las entradas M y ϕ en un rango de operación acotado por exigencias que aseguren la correcta operación del convertidor. También a partir del modelo linealizado se revisó la estabilidad del equipo, en particular se utilizó la teoría de Lyapunov que permite revisar y asegurar la estabilidad en un rango de operación acotado.

Finalmente, se seleccionan las diferentes estrategias de control en función de los resultados y los análisis realizados durante el trabajo. Para el primer subsistema dado por las dinámicas de las corrientes en ejes sincrónicos y el voltaje total del enlace DC se redefinen las salidas con el fin de lograr los objetivos de control planteados. Además es necesario evaluar el acoplamiento de sus variables ya que utilizando el arreglo de ganancias relativas y realizando pruebas en lazo abierto se determinó que existía dependencia entre las variables de entrada y salida. A partir de los resultados obtenidos se propone el diseño de un desacoplador estático que permite realizar la síntesis de los controladores de forma independiente para cada lazo de control involucrado en el subsistema. Para el control del desbalance del voltaje DC se analiza la función de transferencia del subsistema haciendo especial hincapié en los rangos de estabilidad definidos por la ganancia de la función de transferencia en lazo directo.

Una vez realizada la síntesis de los controladores se procede a realizar pruebas de simulación en lazo cerrado para comprobar la efectividad del esquema de control propuesto. Para ello se realizan diferentes pruebas escalón en las perturbaciones del sistema. En el caso del desbalance del enlace DC es necesario forzar este desbalance considerando una asimetría en las condiciones iniciales de los condensadores.



6.2. Conclusiones

A partir del estudio del compensador de potencia reactiva realizado en este trabajo se pudo analizar en detalle la operación de este equipo, en particular como se generan los 5 niveles de voltaje en la salida del inversor. De la comparación efectuada con el convertidor trifásico convencional se puede destacar que la topología compuesta por inversores NPC monofásicos a pesar de tener un mayor número de componentes de potencia, es altamente recomendable para aplicaciones con cargas desbalanceadas ya que cada convertidor conectado a cada fase del sistema puede operar en forma independiente, y además el contenido armónico presente en la salida de cada inversor se reduce debido al aumento en los niveles de la tensión de salida (más cercano a una forma de onda sinusoidal). Se modeló el esquema de modulación SPWM agregando un tercer grado de libertad correspondiente al offset de las portadoras, el cual permite mitigar el desbalance que se produce en los condensadores del enlace DC de la topología NPC.

Con los resultados anteriores, en particular con la modelación matemática del esquema modulador, se puede encontrar el modelo completo de la topología. Se pudo obtener el modelo del sistema tanto en ejes abc como en ejes dq monofásicos para la componente fundamental, y se comprobó que estas ecuaciones describen adecuadamente las dinámicas involucradas en la topología propuesta. Además, a partir de un punto de equilibrio arbitrario se realizaron diferentes pruebas de simulación en lazo abierto para verificar el comportamiento estático y dinámico de las variables de interés. A partir de cambios escalonados en las entradas se pudo determinar que existía un evidente acoplamiento entre las variables de entrada y de salida del sistema, y además cual de las entradas tenía mayor incidencia sobre esas salidas. También se realizaron cambios escalonados en las perturbaciones que corresponde al voltaje de alimentación y a la corriente de carga, en ambos casos se puede ver que la compensación de reactivos no se puede llevar a cabo sin un lazo de control que regule y sitúe al sistema en una nueva condición de equilibrio. También se pudo ver que a partir de un desbalance forzado en los condensadores del enlace DC y además considerando que los condensadores no tienen asociadas resistencia parásitas conectadas en paralelo (en la teoría), los voltajes se mantienen asimétricos en el transcurso del tiempo.

Con el modelo en ejes dq monofásicos fue posible obtener tanto un punto de equilibrio específico como la región de compensación completa del compensador acotada por los valores de amplitud y desfase máximos admitidos. Con el resultado de la modelación se linealizó el sistema en torno a un punto de equilibrio específico obteniéndose 2 subsistemas desacoplados, lo que permite simplificar la elección futura de la estrategia de control a utilizar. Utilizando la teoría de estabilidad de Lyapunov se analizó la estabilidad en lazo abierto del equipo en todo el rango de operación. Se constató que el sistema tiene todos sus valores propios en el semiplano izquierdo excepto por un valor propio que siempre es nulo. Este valor propio en el origen dado por el desbalance de tensión en el enlace DC no asegura la estabilidad local y asintótica cuando la excitación es distinta de cero.

Por último se pudieron sintetizar adecuadamente los controladores a utilizar para el compensador de potencia reactiva. Mediante el arreglo de Bristol, o también llamado arreglo de ganancias relativas se pudo determinar que existía acoplamiento entre las variables de entrada y salida del primer subsistema analizado, y además que los pares de entrada y salida más idóneos para utilizar controladores monovariantes corresponden a $M-\phi_{PCC}$ y a $\phi-i_2^d$. Las diferentes estrategias de control planteadas fueron corroboradas a partir de diferentes pruebas realizadas en lazo cerrado. En

el caso del desbalance se debió forzar la asimetría en los voltajes del enlace DC a partir de sus condiciones iniciales. Para todo el esquema de control propuesto se obtienen resultados de simulación en lazo cerrado que ratifican la correcta selección de los controladores y la operación adecuada del equipo.

6.3. Trabajo Futuro

- Extender el análisis realizado para la componente fundamental al análisis del sistema considerando cargas no lineales, con el fin de compensar además de potencia reactiva, contenido armónico presente en la carga.
- Realizar un análisis al conectar cargas desbalanceadas, en particular verificar la incidencia en el sistema al tratar de corregir el desbalance de corrientes.
- Verificar como sincronizar el esquema de control con el sistema de potencia (PLL, cruce por cero y otros métodos).
- Evaluar la operación del equipo conectando más convertidores en cascada para elevar el número de niveles del voltaje reflejado en cada fase.
- Implementar la topología propuesta en un prototipo de menor potencia para verificar los resultados de simulación encontrados.

Bibliografía

- [1] Mark F. Mc Granaghan, Roger C. Dugan and H. Wayne Bety, “Electrical Power systems Quality”, McGraw-Hill, 1996.
- [2] Tom. A. Short, “Electric Power Distribution Handbook”, CRC Press, 2004.
- [3] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, Academic Press USA, 2001.
- [4] Yong-Hua Song and Allan T. Johns, “Flexible AC Transmission Systems (FACTS)”, IET, 1999.
- [5] J.S. Lai and F.Z. Peng, “Multilevel converters – a new breed of power converters”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no.3, pp. 509-517, May/Jun 1996.
- [6] J. Rodríguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug 2002.
- [7] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral-point-clamped pwm inverter,” *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. IA, no. 5, pp. 518-523, September/October 1981.
- [8] P.N. Enjeti and R. Jakkli, “Optimal power control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 558–566, 1992.
- [9] N. Celanovic and D. Boroyevich, “ A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 242-249, March 2000.
- [10] J. Seo and C.H. Choi, “Compensation for the neutral-point potential variation in three-level space vector pwm,” in Conference Record IEEE APEC, Anaheim, CA, USA, Mar.2001, vol. CDROM.
- [11] C. Newton and M. Summer, “Neutral point control for multi-level inverters: Theory, design and operational limitations,” in *Industry Applications Conference*, 1997. 32nd IAS Annual Meeting, IAS '97, Conference Record of the 1997 IEEE, 1997, vol. 2, pp. 1336-1343.

- [12] F. Hernández, L. Morán, J. Espinoza, and J. Dixon, "A generalized control scheme for active frontend multilevel converters," in Conference Record IEEE IECON'01, Denver, CO, USA, Nov.2001, vol. CDROM.
- [13] J. E. Espinoza, J.R. Espinoza, and L.A. Morán, "A systematic controller design approach for neutral-point-clamped three-level inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1589-1599, December 2005.
- [14] J. Dixon, L. Morán, J. Rodriguez, R. Domke, "Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, issue 12, pp. 2144-2164, December 2005.
- [15] G. Cho, G. Jung and N. Choi, "Analysis and controller design of static VAR compensator using three-level GTO inverter," *IEEE Transaction Industrial Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 57-65, January 1996.
- [16] F. Hernández, L. Morán, J. Espinoza, and J. Dixon, "A multilevel active front-end rectifier with current harmonic compensation capability," *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004*, vol.2, pp. 1447 – 1451, November 2004.
- [17] I. Rubilar, J. Espinoza, J. Muñoz and L. Morán "DC link Voltage Unbalance Control in Three-Phase UPQCs base don NPC Topologies," *IEEE Industry Applicatons Conference, 42nd IAS Annual Meeting*, Conference record of the 2007, pp. 597-602, September 23-27, 2007.
- [18] J. Muñoz, J. Reyes, J. Espinoza, I. Rubilar and L. Morán, "A Novel Multi-Level Three-Phase UPQC Topology based on Full-Bridge Single-Phase Cells", *IECON 2007, 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp 1787-1792, 5-8 November 2007.
- [19] Jerson R. Reyes, José R. Espinoza, Cristian A. Sepúlveda, "Operating Region of Single-Phase UPQCs", in Conf. Rec. PESC'05, Recife, Brazil, June 12 – 16, 2005.
- [20] E.H. Bristol, "On a new measure of interaction for multivariable process control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-11, pp. 133–134, 1966.

Anexo A. Transformación a Ejes sincrónicos

A.1. Transformada dq trifásica

Con el fin de utilizar técnicas de control convencionales se utiliza una transformación que permite describir una señal sinusoidal a través de diferentes variables continuas. La transformación se conoce como la transformada de Park y está definida a través de una matriz que multiplicada al vector de señales trifásicas permite obtener un vector resultante de parámetros constantes. La matriz de transformación está dada por:

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

La componente cero se anula ya que se considera un sistema trifásico balanceado. Luego, considerando el vector trifásico (A.2), se obtiene como resultado de la multiplicación por la matriz de transferencia el vector de componentes en ejes sincrónicos (A.3).

$$V^{abc} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t + \phi) \\ V \sin(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ V \sin(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$v^{dq} = \begin{bmatrix} v^d \\ v^q \end{bmatrix} = T_{abc-dq} V^{abc} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} V \cos(\phi) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} V \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Para obtener la amplitud y la fase a partir de las expresiones en ejes sincrónicos se realiza lo siguiente:

$$(V^d)^2 + (V^q)^2 = \frac{3}{2}V^2 \cos^2(\phi) + \frac{3}{2}V^2 \sin^2(\phi) = \frac{3}{2}V^2 \quad (\text{A.3})$$

Finalmente, se obtiene:

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(v^d)^2 + (v^q)^2} \quad (\text{A.4})$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{v^q}{v^d} \right) \quad (\text{A.5})$$

Donde,

v^d : Componente d de la transformación dq monofásica.

v^q : Componente q de la transformación dq monofásica.



A.2. Transformada dq Monofásica

En un sistema monofásico es posible encontrar una transformación que permite representar una variable de estado sinusoidal a través de variables de estado continuas. Una señal sinusoidal está dada por:

$$s(t) = A \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{A.6})$$

Utilizando la siguiente identidad trigonométrica (A.7), se obtiene:

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) + \sin(\beta) \cos(\alpha) \quad (\text{A.7})$$

$$s(t) = \underbrace{A \cos(\phi)}_{A_d} \sin(\omega t) + \underbrace{A \sin(\phi)}_{A_q} \cos(\omega t) \quad (\text{A.8})$$

Donde,

A_d : Componente d de la transformación dq monofásica.

A_q : Componente q de la transformación dq monofásica.

Realizando el mismo procedimiento de (A.3) se puede obtener la señal original expresada en función de sus componentes sincrónicas.

$$A = \sqrt{(A_d)^2 + (A_q)^2} \quad (\text{A.9})$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{A_d}{A_q} \right) \quad (\text{A.10})$$

Para obtener utilizar la estrategia de control del compensador es necesario obtener las componentes en ejes sincrónicos a partir de señales sinusoidales monofásicas. Existen dos formas de abordar este problema.

La primera consiste en multiplicar funciones senoidales a la misma frecuencia de las señales originales de la siguiente forma:

$$s'(t) = s(t) \begin{bmatrix} 2 \sin(\omega t) \\ 2 \cos(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2A \sin^2(\omega t) \cos(\phi) \\ 2A \cos^2(\omega t) \sin(\phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A[1 - \cos(2\omega t)] \cos(\phi) \\ A[1 + \cos(2\omega t)] \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

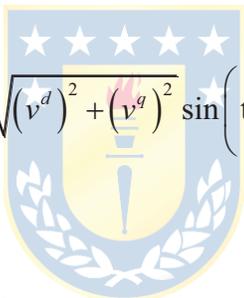
Si la señal resultante se filtra a baja frecuencia se puede obtener la siguiente señal filtrada compuesta sólo por términos constantes:

$$s_{dq} = \begin{bmatrix} A \cos(\phi) \\ A \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Se concluye que a partir de una multiplicación de señales y un filtro pasabajo se puede obtener las componentes d y q de una señal sinusoidal. Lamentablemente, esta solución involucra la etapa de filtrado que puede traer problemas en la etapa de control ya que incide directamente en la velocidad de respuesta del lazo.

La segunda solución para obtener las componentes d y q de una señal sinusoidal cualquiera se realiza a través de la transformada dq trifásica, evitando de esta forma la etapa de filtrado y asegurando una respuesta rápida al menos en la etapa de sensado. Por lo tanto, para sistemas trifásicos balanceados es posible obtener una relación entre las componentes trifásicas y monofásicas combinando las expresiones (A.12), (A.4) y (A.5).

$$(v^d)^k = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(v^d)^2 + (v^q)^2} \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{v^q}{v^d} \right) \right) \quad (\text{A.13})$$



$$(v^q)^k = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(v^d)^2 + (v^q)^2} \sin \left(\tan^{-1} \left(\frac{v^q}{v^d} \right) \right) \quad (\text{A.14})$$

Donde,

$(v^d)^k$: Componente d de la transformación dq monofásica para la fase k .

$(v^q)^k$: Componente q de la transformación dq monofásica para la fase k .

v^d : Componente d de la transformación dq trifásica.

v^q : Componente q de la transformación dq trifásica.

A partir de las expresiones (A.13) y (A.14) se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$\frac{v_a^q}{v_a^d} = \frac{v^q}{v^d} \quad (\text{A.16})$$

$$\left[(v^d)^k \right]^2 + \left[(v^q)^k \right]^2 = \frac{2}{3} \left[(v^d)^2 + (v^q)^2 \right] \quad (\text{A.17})$$

Combinando las expresiones (A.16) y (A.17) se obtiene la siguiente expresión:

$$(v^d)^k = \sqrt{\frac{2}{3}} v^d \quad (\text{A.18})$$

$$(v^q)^k = \sqrt{\frac{2}{3}} v^q \quad (\text{A.19})$$

Las expresiones (A.18) y (A.19) relacionan las variables trifásicas y monofásicas en ejes sincrónicos para cualquiera de las fases, evitando de esta forma la incorporación de la etapa de filtrado. Es importante destacar que esta relación es sólo aplicable a sistemas trifásicos balanceados. Sin embargo, si fuese necesario trabajar con una variable sinusoidal que no permite ser representado a través de un vector trifásico, la única solución sería utilizar el filtro pasabajo en la etapa de sensado.



Anexo B. Sistema en por unidad

Para tener una idea más clara de la magnitud de los componentes de potencia de la topología analizada, se utiliza la transformación a un sistema en por unidad. De esta forma es mucho más simple comprobar si los componentes del sistema eléctrico de potencia están bien dimensionados.

El valor en por unidad corresponde al valor normalizado entre 0 y 1. Para obtener el valor en por unidad de una variable del sistema se utiliza la siguiente relación:

$$[p.u.] = \frac{\text{Unidad}}{\text{Unidad}_{base}} \quad (\text{B.1})$$

En el caso de sistemas eléctricos, convenientemente el valor base puede corresponder a la potencia aparente y el voltaje de alimentación. Para un sistema trifásico con carga equilibrada se tiene que:



$$S_b = 3V_b I_b \quad (\text{B.2})$$

Donde,

- S_b : Potencia Aparente de la carga (valor conocido)
- V_b : Voltaje de fase en terminales de la carga (valor conocido)
- I_b : Corriente de fase (valor a determinar)

Además, se sabe que:

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (\text{B.3})$$

Despejando I_b de (B.2) y reemplazando en (B.3) se obtiene la impedancia base del sistema:

$$Z_b = \frac{3V_b^2}{S_b} \quad (\text{B.4})$$

Para obtener las variables eléctricas, es decir el voltaje y la corriente en valores en por unidad, se realiza lo siguiente:

$$\begin{aligned} i_{[p.u.]}^{abc} &= \frac{i^{abc}}{I_b} \\ v_{[p.u.]}^{abc} &= \frac{v^{abc}}{V_b} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Para el caso de las resistencias, inductancias y capacitancias del sistema el equivalente a en por unidad se obtiene a partir de:

$$\begin{aligned} R_{[p.u.]} &= \frac{R}{Z_b} \\ L_{[p.u.]} &= \frac{L}{Z_b} \Rightarrow X_{L[p.u.]} = \frac{L\omega}{Z_b} \\ C_{[p.u.]} &= \frac{1}{Z_b C} \Rightarrow X_{C[p.u.]} = \frac{1}{Z_b C\omega} \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Anexo C. Expresión del ángulo de desplazamiento

Para obtener el ángulo de desplazamiento ϕ se asume un juego de voltajes y corrientes trifásicas definidas de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}^{abc} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t) \\ V \sin(\omega t - 120^\circ) \\ V \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

$$\mathbf{i}^{abc} = \begin{bmatrix} I \sin(\omega t - \phi) \\ I \sin(\omega t - \phi - 120^\circ) \\ I \sin(\omega t - \phi + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

El ángulo de desplazamiento como se puede apreciar corresponde al desfase entre el voltaje y la corriente para cualquiera de las fases. En este caso se tiene un sistema trifásico balanceado y por ende el desfase es el mismo para todas las fases.

Luego, utilizando la transformada dq trifásica que se muestra en el anexo A y realizando la multiplicación de (A.3) pero esta vez con el vector de corrientes trifásicas, se obtienen las componentes d y q del vector de corrientes trifásicas.

$$\mathbf{i}^{dq} = \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix} = T_{abc-dq} \mathbf{i}^{abc} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} I \cos(\phi) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

Luego, para obtener el ángulo de desplazamiento se divide i_q en i_d ,

$$\frac{i^q}{i^d} = \frac{-\sin(\phi)}{\cos(\phi)} = -\tan(\phi) \Rightarrow \phi = \tan^{-1} \left(-\frac{i^q}{i^d} \right) \quad (\text{C.4})$$

Es importante señalar que este ángulo de desplazamiento equivale a un factor de potencia en atraso.

Anexo D. Publicaciones

Como resultado del desarrollo de esta Memoria de Título se generó la siguiente publicación enviada a revisión:

D.1. Conferencias

- “ *A Reactive Power Compensator implemented with Single Phase Multilevel NPC Converters*”, publicación enviada a revisión al IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2009), San José, California, USA, Sept 2009.

