



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS  
POTOSÍ**

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN  
Y ESTUDIOS DE POSGRADO  
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO PARA  
CONVERTIDORES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
OPCIÓN: CONTROL AUTOMÁTICO**

**PRESENTA:**

**ING. CLAUDIA ESTHEFANIE GÓMEZ MONTES**

**ASESORES:**

**DR. HOMERO MIRANDA VIDALES  
DR. CÉSAR F. FCO. MÉNDEZ BARRIOS**

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

ENERO DE 2017



---



Universidad Autónoma  
de San Luis Potosí

20 de octubre de 2016

**AL ING. CLAUDIA ESTHEFANIE GÓMEZ MONTES  
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Homero Miranda Vidales y César Fernando Francisco Méndez Barrios**, Asesor y Co-asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 20 de octubre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**“Estrategias de Control Predictivo para Convertidores de Electrónica de Potencia”**

Introducción.

1. Convertidor Punto Neutral de Enclavamiento (NPC): Modelado y Características.
  2. Estrategias de Control para el Convertidor NPC
  3. Aplicación del Control Predictivo a un Convertidor NPC
- Conclusiones.  
Apéndices.  
Referencias.

**“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”**

**ATENTAMENTE**



**M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ**  
**DIRECTOR.**  
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA  
DE SAN LUIS POTOSÍ  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DIRECCION



**FACULTAD DE  
INGENIERÍA**

Av. Manuel Nava 8  
Zona Universitaria • CP 78290  
San Luis Potosí, S.L.P.  
tel. (444) 826 2330 al39  
fax (444) 826 2336  
www.uaslp.mx

Copia. Archivo.  
\*etn.

“190 Años de Educación Pública Superior en San Luis Potosí”

---



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado**

**Posgrado en Ingeniería Eléctrica**

Los firmantes, Dr Homero Miranda Vidales y Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios, profesores investigadores de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

**HACEN CONSTAR**

Que la tesis que tiene por título:

**“Estrategias de Control Predictivo para Convertidores de Electrónica de Potencia”**

Presentada por la Srita. Claudia Esthefanie Gómez Montes

Para optar por el grado de:

Maestra en Ingeniería Eléctrica

Ha sido realizada bajo nuestra dirección.

San Luis Potosí, S.L.P. a 14 de febrero de 2017

Dr. Homero Miranda Vidales

Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios

---



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

### Aclaración

El presente trabajo que lleva por título

**“Estrategias de Control Predictivo para Convertidores de Electrónica de Potencia”**

se realizó en el periodo Marzo de 2015 a Febrero de 2017 bajo la dirección del Dr. Homero Miranda Vidales y la codirección del Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios.

### Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este documento y asume la responsabilidad total del mismo.

Este documento no ha sido sometido como tesis a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento de Tesis para fines académicos.

Nombre y Firma del autor

---

Claudia Esthefanie Gómez Montes

---

# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado  
de la Facultad de Ingeniería

*Estrategias de Control Predictivo para Convertidores  
de Electrónica de Potencia*

Presenta:

---

**Ing. Claudia Esthefanie Gómez Montes**

Sinodales:

---

**Dr. Homero Miranda Vidales (Asesor)**

---

**Dr. César Fernando Fco. Méndez Barrios (Co-asesor)**

---

**Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo (Sinodal)**

---

**Dr. Mario Arturo González García (Sinodal)**

---

**Dr. Juan Segundo Ramírez (Suplente)**

---

---

## RESUMEN

EN la actualidad se han reportado un gran número de estructuras de control con aplicación a sistemas de electrónica de potencia (EP). Uno de los principales componentes que conforman a la EP son los convertidores, cuyas aplicaciones van desde dispositivos de gran escala para conversión de energía, control de motores, hasta aplicaciones de tamaño reducido como alimentadores de alta eficiencia para microprocesadores, cargadores de celulares entre otros.

Dentro de los convertidores de electrónica de potencia, una topología que ha cobrado importancia en los últimos años es el rectificador de frente activo (AFE), el cual sustituye al rectificador convencional, ya que cuenta con la ventaja de tener control sobre la corriente de entrada, alcanzando de esta manera un factor de potencia elevado. Además, cuenta con la capacidad de operar con funciones extendidas realizando compensación armónica.

Se han reportado diversas técnicas para el control de convertidores AFE, que van desde estructuras de control clásico basadas en compensadores P, PI y PID, hasta estructuras de control modernas basadas en redes neuronales, modos deslizantes, lógica difusa entre otras.

Una de las nuevas técnicas que no se encuentra en su totalidad explorada en el control de convertidores de electrónica de potencia, son los controles predictivos basados en modelo (MPC), los cuales a través de métodos de optimización numérica estiman las futuras salidas de la planta, con fin de seleccionar la mejor ruta de la variable a controlar para lograr los objetivos de control. Además, dichos controladores pueden incorporar restricciones, desde el punto de vista de electrónica de potencia se asocian a los máximos límites de operación en corriente o tensión, el incremento en la tasa de cambio del control, entre otros.

Como ya se mencionó, los controladores predictivos se basan en cálculos nu-

---

---

méricos que se realizan a cada periodo de muestreo, por lo cual conllevan una gran carga computacional. Sin embargo, el aumento en la capacidad de procesamiento de sistemas orientados al control embebido como lo son: DSP, micro-controladores, FPGA, ha causado que dichos sistemas sean una opción viable para el control de convertidores de electrónica de potencia.

Una ventaja de la incorporación de restricciones por parte del control predictivo, es lograr que el sistema a controlar opere dentro de los límites establecidos, agregando un factor de seguridad. Además, estos controladores poseen una sintonización la cual no requiere conocimiento especializado de sistemas de control, convirtiéndolo en una opción atractiva para su implementación. En la actualidad posee una buena aceptación en procesos petroquímicos, refinerías de aceite y plantas químicas.

El objetivo del trabajo de investigación es realizar una comparativa de diversos controladores para un convertidor NPC de tres niveles, operando como un rectificador de frente activo con capacidad de compensación de armónicos en corriente, con el fin de estudiar el desempeño de estrategias de control predictivo basado en modelo, con respecto a estrategias de control clásico de estructura en cascada con compensadores PI, cuantificando diversos parámetros de desempeño para su evaluación.

En el presente trabajo se presenta el dimensionamiento de los elementos pasivos del convertidor, así como el estudio del modelo matemático el cual se utilizará para la sintonización de controladores clásicos y predictivos, los cuales se someterán a diferentes pruebas; con el fin de comparar los desempeños bajo diferentes parámetros de desempeño.

## *Agradecimientos*

A Dios por acompañarme y permitirme llegar a este momento.

A mi familia por estar a mi lado, en especial a mi abuelita Concha por todo el apoyo que me ha brindado en esta etapa de mi vida.

A mi novio Jorge Almaguer por todo el apoyo incondicional.

A mi asesores el Dr. Homero Miranda Vidales y el Dr. César F. Fco. Méndez Barrios por el apoyo para desarrollar este trabajo de tesis, así como a los Dres. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y Mario Arturo González García por el conocimiento compartido y consejos para la revisión del mismo.

A mis compañeros y amigos de generaciones pasadas y actuales en el CIEP, especialmente a Francisco Vélez por sus palabras de aliento y consejos en momentos difíciles, Jorge Marín, Ubaldo Martínez, Carlos Luna por compartir sus experiencias conmigo durante sus estudios en maestría y apoyo. A Alejandro Aganza e Isaac Gonzáles por mostrarme que con un trabajo constante finalizarás cualquier proyecto.

A las personas que se encuentran en el LABCEEEM por las facilidades y la mejor disposición para el desarrollo de la tesis, en especial a Ana Cecilia Rivera e Ignacio Rodríguez.

A CONACYT por haberme brindado apoyo económico para realizar mis estudios de posgrado.



## Lista de Símbolos y Acrónimos

$\delta$	Factor de peso para errores futuros
$\delta_i^n$	Variable discreta de conmutación hacia el nodo n
$\delta_i^p$	Variable discreta de conmutación hacia el nodo p
$\lambda$	Factor de peso para futuros incrementos de control
$\omega$	Frecuencia angular de la red eléctrica
$\theta$	Ángulo asociado a la señal moduladora
$\Delta V_{CD}$	Desbalance en el bus de CD
$\Delta u$	Control incremental ( $u[n] - u[n - 1]$ )
abc	Sistema eléctrico abc
AFE	Rectificador de Frente Activo
APOD	Modulación por disposición de fase alternada
CD	Corriente directa
CF	Convertidor con condensador Flotante
CFE	Comisión Federal de Electricidad
$dq0$	Marco síncrono de referencia dq0
DMC	Control por Matriz Dinámica
$f$	Respuesta libre
$\mathbf{f}$	Vector de predicción de la respuesta libre
$FP$	Factor de potencia
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación
$\mathbf{g}$	Vector de almacenamiento
$\mathbf{G}$	Matriz dinámica G
GPCR	Control Predictivo Generalizado con Restricciones
H	Instantes hacia el futuro
$H_c$	Horizonte de control
$H_p$	Horizonte de predicción
$\mathbf{I}$	Matriz identidad
IGBT	transistor bipolar de puerta aislada
$J$	Función objetivo
$k$	Pasos hacia al futuro
K	Relación de transformación de potencia
LV	Baja tensión
$m_n$	Número de niveles
$im_a$	Índice de modulación en amplitud
$im_f$	Índice de modulación en frecuencia
MPC	Control predictivo basado en modelo
MV	Media tensión
N	Nodo de tierra

<i>NPC</i>	Convertidor punto neutral de enclavamiento
<b>Z</b>	Matriz de transformación de Park
PD	Modulación por disposición de fase
POD	Modulación por disposición de fase opuesta
PS	Modulación de corrimiento de fase
PWM	Modulación por ancho de pulso
RMS	Valor eficaz
PV	Panel fotovoltaico
$S_i$	Estado de conmutación de acuerdo al interruptor
$S_i^*$	Estado de conmutación complemento de acuerdo al interruptor
SISO	Una entrada una salida
THD	Distorsión armónica total
$u$	Valor de la moduladora
<b><math>u</math></b>	Vector de incrementos de control futuros
$u[n]$	Entrada actual
$u[n+k]$	Señal de control futura calculada en el instante actual
$V_{CD}$	Tensión promedio en el bus de CD
$V_{cn}$	Tensión en el condensador n
$v_{pwm}$	Tensión asociada a la conmutación del convertidor
$v_{pwm_i}$	Tensión asociada a la conmutación del convertidor asociado a la rama $i$
VSC	Convertidor fuente de tensión
$w$	Referencia
<b><math>w</math></b>	Vector de referencias futuras
$y[n]$	Salida actual
<b><math>y</math></b>	Vector de salidas predichas

---

# ÍNDICE GENERAL

Lista de Símbolos y Acrónimos	xv
Índice de Figuras	xxi
Índice de Tablas	xxv
<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
I.    Problemas de la calidad de la energía eléctrica . . . . .	2
I.0.1.    Rectificadores de frente activo (AFE) . . . . .	4
II.   Revisión de técnicas de control . . . . .	5
II.1.   Esquemas clásicos de control para AFE . . . . .	6
II.1.1.   Control orientado a tensión ( <i>VOC</i> ) . . . . .	6
II.1.2.   Control directo de potencia ( <i>DPC</i> ) . . . . .	6
II.1.3.   Control orientado de flujo ( <i>FOC</i> ) . . . . .	7
II.1.4.   Control directo de potencia basado en flujo <i>VF-DPC</i>	8
II.2.   Esquemas modernos de control para AFE . . . . .	8
III.  Convertidores multinivel . . . . .	11
III.1.  Técnicas de modulación multinivel . . . . .	15
III.1.1.  PWM Sinusoidal . . . . .	15
IV.  Objetivo general de la tesis . . . . .	17

---

V.	Objetivos particulares . . . . .	17
VI.	Distribución de la tesis . . . . .	17
<b>1.</b>	<b>Convertidor Punto Neutral de Enclavamiento (NPC): Modelado y Características</b>	<b>19</b>
1.1.	Análisis de la topología NPC . . . . .	20
1.1.1.	Modelo matemático en $abc$ . . . . .	20
1.1.2.	Modelo matemático en el marco $dq0$ . . . . .	24
1.2.	Dimensionamiento del convertidor . . . . .	26
1.2.1.	Cálculo del inductor . . . . .	26
1.2.2.	Cálculo del condensador . . . . .	27
1.3.	Región de operación del convertidor . . . . .	28
1.4.	Operación en lazo abierto . . . . .	29
1.4.1.	Caso trifásico . . . . .	31
1.5.	Comprobación del modelo matemático . . . . .	34
1.5.1.	Modelo en $dq0$ . . . . .	34
1.5.1.1.	Discusión de resultados . . . . .	36
<b>2.</b>	<b>Estrategias de Control para el Convertidor NPC</b>	<b>37</b>
2.1.	Esquemas clásicos de control . . . . .	37
2.1.1.	Controladores clásicos con estructura en cascada . . . . .	37
2.1.1.1.	Control de lazos en cascada de la tensión de CD . . . . .	38
2.1.1.1.1.	Lazos internos de corriente . . . . .	38
2.1.1.1.2.	Lazo externo de tensión . . . . .	40
2.1.1.1.3.	Sintonización de los lazos de control . . . . .	41
2.1.1.2.	Control directo de potencia (DPC) . . . . .	42
2.1.1.2.1.	Lazos de potencia . . . . .	43
2.1.1.2.2.	Sintonización de los lazos de control . . . . .	44
2.2.	Control predictivo basado en modelo (MPC) . . . . .	46
2.2.1.	Control por matriz dinámica . . . . .	47

2.2.1.1.	Modelado del sistema . . . . .	48
2.2.1.2.	Obtención de la señal de control . . . . .	51
2.2.2.	Algoritmo DMC: caso MIMO . . . . .	53
2.2.3.	Algoritmo del control predictivo generalizado (GPC) . . . . .	54
2.2.3.1.	Modelado del sistema para el caso SISO . . . . .	55
2.2.3.2.	Obtención de la ley de control . . . . .	60
2.2.3.2.1.	Caso: sin restricciones . . . . .	61
2.2.3.2.2.	Caso: con restricciones . . . . .	61
2.2.3.3.	Modelado del sistema caso MIMO . . . . .	67
2.2.3.4.	Obtención de la ley de control MIMO con restricciones	70
2.2.3.5.	Optimización . . . . .	71
<b>3.</b>	<b>Aplicación de Control Predictivo a un Convertidor NPC</b>	<b>73</b>
3.1.	Control para el convertidor NPC como AFE . . . . .	73
3.1.1.	Control de lazos en cascada de la tensión de CD . . . . .	73
3.1.2.	Estructura de control directo de potencia . . . . .	77
3.1.3.	Control DMC para el convertidor NPC . . . . .	80
3.1.4.	Control GPCR para el convertidor NPC . . . . .	82
3.2.	Discusión de resultados . . . . .	84
	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>87</b>
I.	Aportaciones generadas . . . . .	88
II.	Trabajo a futuro . . . . .	88
III.	Trabajos derivados de la tesis . . . . .	89
	<b>Apéndices</b>	<b>91</b>
<b>A.</b>	<b>Modelo de Transferencia Promedio</b>	<b>91</b>
<b>B.</b>	<b>Pruebas Extendidas de los Controladores</b>	<b>95</b>
I.	Esquema de control directo de potencia (DPC) . . . . .	95
II.	Esquema de control predictivo con restricciones (GPCR) . . . . .	96

III.	Discusión de resultados . . . . .	99
<b>C.</b>	<b>Ejemplos de Aplicación del Control DMC-SISO</b>	<b>101</b>
I.	Control DMC para un sistema estable . . . . .	101
II.	Esquemas de control de convertidores CD-CD . . . . .	102
II.I.	Convertidores CD-CD elevadores . . . . .	103
II.I.1.	Convertidor <i>boost</i> . . . . .	106
II.I.2.	Convertidor <i>flyback</i> . . . . .	106
II.I.3.	Convertidor cuadrático . . . . .	106
<b>D.</b>	<b>Ejemplos de Aplicación del Control DMC-MIMO</b>	<b>113</b>
I.	Comprobación del algoritmo de control a una columna de destilación	113
	<b>Referencias</b>	<b>117</b>

---

# ÍNDICE DE FIGURAS

1.	Problemas de la calidad de energía. . . . .	4
2.	Estructuras de control clásicas para AFE. . . . .	6
3.	Control VOC para AFE. . . . .	7
4.	Control DPC para AFE. . . . .	7
5.	Control FOC para AFE. . . . .	8
6.	Control VF-DPC para AFE. . . . .	9
7.	Tensión multinivel. . . . .	11
8.	Inversores multinivel a)Puente H, b) Punto neutral de enclavamiento, c) Condensador flotante. . . . .	12
9.	Convertidor monofásico NPC de tres niveles. . . . .	13
10.	Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión positiva. . . . .	14
11.	Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión 0. . . . .	14
12.	Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión negativa. . . . .	15
13.	Técnicas de modulación multinivel. . . . .	16
1.1.	Convertidor NPC trifásico. . . . .	20
1.2.	Rama monofásica de un convertidor NPC. . . . .	21
1.3.	Circuito equivalente de las corrientes en el bus de CD. . . . .	23

---

1.4.	Esquema monofásico del NPC de tres niveles como rectificador de frente activo. . . . .	31
1.5.	Resultados de simulación del circuito conmutado como rectificador de frente activo monofásico. . . . .	32
1.6.	Resultados de simulación del circuito conmutado como rectificador de frente activo trifásico. . . . .	33
1.7.	Comparativa entre el circuito conmutado transformado a $dq0$ y modelo en $dq0$ . . . . .	35
2.1.	Esquema de control por lazos en cascada. . . . .	38
2.2.	Esquema de control de lazos en cascada de la tensión CD para el convertidor NPC. . . . .	41
2.3.	Diagrama de bode de los lazos de control. . . . .	43
2.4.	Diagrama de bode de los lazos externos de regulación de potencia. . .	45
2.5.	Esquema de control directo de potencia para el convertidor NPC. . .	46
2.6.	Funcionamiento del esquema de control. . . . .	46
2.7.	Estructura general del control MPC. . . . .	47
2.8.	Respuesta al escalón. . . . .	48
2.9.	Esquema general del control DMC con el convertidor NPC. . . . .	55
2.10.	Diagrama generalizado del modelo CARIMA. . . . .	57
2.11.	Estructura general MPC con restricciones. . . . .	62
2.12.	Esquema general del control GPC con el convertidor NPC. . . . .	72
3.1.	Espectro de corriente por fase de la carga no lineal. . . . .	74
3.2.	Control de lazos en cascada de la tensión de CD con el convertidor NPC. . . . .	75
3.3.	Resultados de simulación para el control de lazos cascada de regulación directa de CD. . . . .	76
3.4.	Control DPC con el convertidor NPC. . . . .	78
3.5.	Resultados de simulación del control DPC. . . . .	79
3.6.	Esquema del control DMC con el convertidor NPC. . . . .	80
3.7.	Resultados del muestreo del sistema. . . . .	81

3.8. Resultados del control DMC con el convertidor NPC. . . . .	83
3.9. Esquema del control GPCR con el convertidor NPC. . . . .	84
3.10. Resultados del control GPCR con el convertidor NPC. . . . .	85
A.1. Modelo de transferencia promedio trifásico. . . . .	91
A.2. Modelo de transferencia para la rama <i>a</i> . . . . .	92
B.1. Control DPC con el convertidor NPC. . . . .	97
B.2. Resultados del esquema de control directo de potencia. . . . .	98
B.3. Esquema del control GPCR con el convertidor NPC. . . . .	99
B.4. Resultados del control de GPCR. . . . .	100
C.1. Simulación del algoritmo DMC. . . . .	102
C.2. Topologías CD-CD elevadoras a) Convertidor <i>boost</i> , b) Convertidor <i>flyback</i> , c) Convertidor cuadrático. . . . .	104
C.3. Control PWM de los convertidores CD-CD. . . . .	105
C.4. Resultado de simulación topología <i>boost</i> . . . . .	107
C.5. Resultado de simulación topología <i>flyback</i> . . . . .	108
C.6. Resultado de simulación topología cuadrática. . . . .	109
D.1. Resultado de la toma de muestras. . . . .	114
D.2. Resultado de simulación del esquema MIMO. . . . .	115



---

# ÍNDICE DE TABLAS

1.	Problemas de la calidad de la energía eléctrica más comunes. . . . .	5
2.	Esquemas modernos de control. . . . .	10
3.	Topologías multinivel monofásicas. . . . .	13
4.	Niveles de tensión. . . . .	14
1.1.	Niveles de tensión. . . . .	21
1.2.	Parámetros del convertidor. . . . .	29
1.3.	Parámetros de simulación. . . . .	30
1.4.	Parámetros de simulación. . . . .	34
3.1.	Parámetros de simulación. . . . .	77
3.2.	Recopilación de resultados. . . . .	86
B1.	Parámetros de simulación. . . . .	96
C1.	Parámetros de simulación. . . . .	105
C2.	Recopilación de resultados de los convertidores CD-CD. . . . .	110

---



---

# INTRODUCCIÓN

EL control automático es una rama de la ingeniería que ha cobrado una gran importancia en la vida moderna, surgió como la necesidad de la mejora progresiva de la vida productiva de la sociedad. Los sistemas de control van desde sistemas básicos como contadores, temporizadores y fueron avanzando con el tiempo hasta lograr la interconexión de diversos sistemas que en conjunto pueden llevar la automatización de fábricas con la mínima interacción humana, logrando un alto nivel de calidad y tiempos de operación reducidos. El inicio de los controladores surgió con dispositivos mecánicos y con el paso del tiempo los avances de la electrónica contribuyeron al desarrollo de controladores con estructuras de mayor complejidad.

En la actualidad un gran campo de aplicación de leyes de control es el control de convertidores de electrónica de potencia, dichos convertidores poseen un papel primordial dentro de la sociedad, sus aplicaciones van desde el control de velocidad de motores, el control de trayectoria de brazos robóticos, además se encuentran en una gran cantidad de aplicaciones domésticas.

Por otro lado, un área de utilidad para los convertidores y el control de los mismos es en la distribución de la energía eléctrica, ya que son de beneficio en la solución de problemas presentados en la red eléctrica, los cuales afectan directamente la vida cotidiana debido a que cualquier actividad humana precisa del consumo de electricidad.

En México uno de los principales consumidores de energía es el sector industrial; el cual, para finales del 2014 requirió el 58.2% del total de ventas por parte de la Comisión Federal de Electricidad (CFE), correspondientes a 121,129.6 GWh de la producción [1], donde el principal consumidor es la industria de manufactura.

Debido a que la modernización de la operación de la industria ha llevado consigo el uso de equipo especializado para el desarrollo de sus actividades, entre los cuales

---

destacan: transformadores de acoplamiento, hornos de arco, equipos de soldadura, motores y rectificadores de potencia. Sin embargo, el uso de dichos sistemas entre otros origina problemas en la calidad del servicio eléctrico; esto se debe al tipo de corriente que demandan. Desde el punto de vista de la red este tipo de equipos son conocidos como cargas *no lineales*. Las cuales incrementan las pérdidas de potencia, y además afectan el suministro de la energía eléctrica; pudiendo ocasionar daños a las cargas que se encuentran conectadas a la red, afectando de esta manera a los consumidores a un nivel industrial, residencial y comercial, siendo un problema para la correcta operación del sistema eléctrico moderno.

Dentro de la electrónica de potencia existen un gran número de convertidores aplicados para la mejora de la calidad del suministro eléctrico, teniendo en sistemas de baja tensión la mayor área de aplicación de los mismos. Dentro de las topologías más reportadas se encuentran los bancos capacitivos, UPS, y filtros activos su aplicación varía de acuerdo al problema de la calidad de la energía y el nivel de tensión donde se presente.

## I. Problemas de la calidad de la energía eléctrica

Desde un punto de vista teórico una apropiada calidad de la energía eléctrica sucede cuando la tensión suministrada para el consumo se encuentra dentro de los rangos preestablecido, considerando que posee una forma de tensión similar a una onda senoide con frecuencia fija sin distorsiones. En la práctica se suele definir como la compatibilidad entre un punto de conexión eléctrico y la carga que se interconecta al mismo [2]. Por lo tanto cualquier variación dentro de los parámetros del suministro eléctrico se define como un problema de la calidad de la energía eléctrica; algunos de los principales son:

*Reducciones en la tensión de la red:* También llamados Sags, es la reducción que varía desde el 10 al 90 % de la amplitud de tensión con una duración de medio ciclo de red a algunos segundos [3], los cuales son usualmente generados por la conexión de cargas con una demanda elevada en potencia, fallas a tierra y grandes motores de inducción. En general estos problemas son clasificados en cuatro tipos dependiendo de sus características [4]. Adicionalmente estos se pueden presentar en redes de baja y media tensión, se ilustra dicho fenómeno en la figura 1(a).

*Sobretensiones:* Ilustrado en la figura 1(b), son aumentos en magnitud de la tensión de corta duración los cuales son efectos transitorios, sin embargo cuando su efecto se propaga durante un periodo de un ciclo a varios son denominados *Swells*. Usualmente se originan cuando salen de operación cargas cuya demanda en corriente es elevada, pudiendo ocurrir en media y baja tensión.

---

*Ruido eléctrico:* Surge cuando señales en alta frecuencia interfieren a la tensión a frecuencia nominal, son ocasionados generalmente por equipos como: hornos de micro-ondas, máquinas de arco eléctrico, equipo electrónico o bien, por una mala instalación de la puesta a tierra. La presencia de este fenómeno puede ocasionar problemas en sistemas de procesamiento de datos; su comportamiento se ilustra en la figura 1(c).

*Distorsión armónica:* Se origina principalmente por cargas no lineales, dicha distorsión causa pérdidas en el sistema eléctrico para cada armónico del espectro de la corriente de la carga. La figura 1(d) muestra la distorsión armónica en corriente de una red monofásica con contaminación de un armónico de tercer orden al 9 % y del quinto orden al 6 % con un ángulo de fase cero.

*Parpadeo:* También llamado *flicker* es el efecto visible en las cargas lumínicas del sistema principalmente en baja tensión, estas se deben a las variaciones cíclicas y continuas en tensión. Generalmente se presentan a partir de variaciones desde 0.5 % de la tensión RMS nominal con una frecuencia de 6 a 8 Hz.

Existen un gran número de soluciones reportadas en la literatura para lidiar con los problemas antes mencionados en media tensión, las soluciones basadas en convertidores de electrónica de potencia son reducidas por causa de la limitante física de la tensión máxima que pueden manejar los dispositivos semiconductores, por lo cual; son usualmente implementados sistemas de compensación en tensión basados en dispositivos mecánicos. Sin embargo, el uso de convertidores en redes de baja tensión se encuentra ampliamente reportado, la Tabla 1 muestra algunos de los problemas que pueden surgir en el suministro eléctrico y sus posibles soluciones en media y baja tensión (MV y LV, respectivamente) [5]. Cabe mencionar que típicamente uno de los problemas más comunes en la red eléctrica moderna es la contaminación armónica tanto en MV y LV. Los daños asociados a la operación bajo armónicos son variables, en el caso de luces incandescentes y dispositivos basados en resistencias térmicas no se ven perjudicados en su operación. Sin embargo, diversos aparatos electrónicos y en un caso particular motores de inducción son afectados debido a que se genera sobrecalentamiento y afectación del aislamiento.

Una de las cargas no lineales más comunes en la red eléctrica, son los rectificadores de diodos con condensadores, donde sus aplicaciones son muy variadas desde: hornos de inducción, controladores de velocidad para motores, aplicaciones domésticas, entre otras, sin embargo representan una opción económica y no requieren de estructuras de control para su operación. El uso de dichos rectificadores presenta un problema en la calidad del suministro eléctrico a través de la generación de corrientes no sinusoidales, afectando el factor de potencia y la distorsión armónica total de la línea; por lo cual suelen aplicarse filtros pasivos sintonizados para la atenuación de los armónicos generados, sin embargo presentan frecuencias de resonancia pudiendo

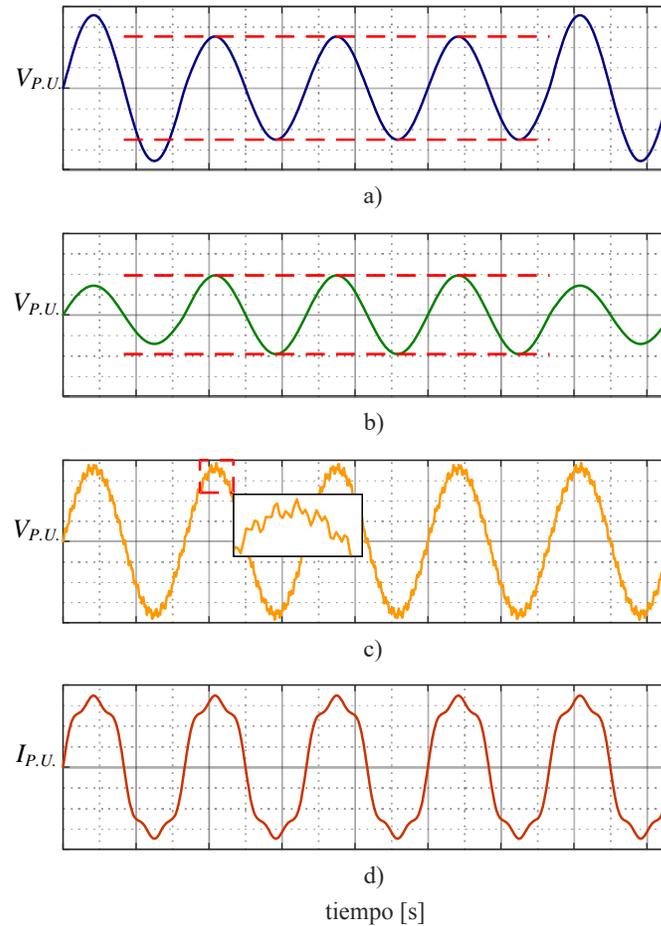


Figura 1. Problemas de la calidad de energía.

ocasionar problemas a través de la interacción con otras cargas no lineales [6]. Una solución práctica para evitar el uso de rectificadores convencionales es la implementación de rectificadores de frente activo (AFE por sus siglas en inglés), debido a que no generan armónicos en su operación, alcanzando un elevado factor de potencia ( $FP$ ).

### I.0.1. Rectificadores de frente activo (AFE)

Los convertidores AFE son estructuras donde se sustituyen los diodos del rectificador pasivo por dispositivos de conmutación controlada. A través del encendido y apagado de los mismos es posible moldear la corriente de entrada del rectificador, por lo cual se tendrá una distorsión armónica total en corriente reducida ( $THD_i$ ) a la entrada en comparación con rectificadores convencionales, además poseen la capacidad de regeneración.

Tabla 1. Problemas de la calidad de la energía eléctrica más comunes.

Problema	Solución MV	Solución LV
Disminución de la tensión	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Restaurador dinámico de tensión</li> <li>● Compensador estático (STATCOM)</li> <li>● Condensador conmutado por tiristor (TSC)</li> <li>● Compensador estático de distribución (DSTATCOM)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Acondicionador de línea</li> <li>● Fuente de alimentación ininterrumpida</li> <li>● Filtros activos</li> </ul>
Sobretensión	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Restaurador dinámico de tensión</li> <li>● Limitador de corriente de falla</li> <li>● Supresores de sobretensión transitoria</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Acondicionador de línea</li> <li>● Regulador de tensión</li> <li>● Fuente de alimentación ininterrumpida</li> </ul>
Distorsión armónica	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Filtros pasivos</li> <li>● Condensador estático</li> <li>● Restaurador dinámico de tensión</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Acondicionador de línea</li> <li>● Filtros activos y pasivos</li> <li>● Fuente de alimentación ininterrumpida</li> </ul>
Ruido eléctrico		<ul style="list-style-type: none"> <li>● Puesta a tierra aislada</li> <li>● Acondicionador de línea</li> <li>● Filtros activos y pasivos</li> <li>● Fuente de alimentación ininterrumpida</li> </ul>

La principal ventaja de los AFE es lograr un  $FP$  cercano a la unidad, además se puede operar con capacidades extendidas de compensación de armónicos en corriente, teniendo la posibilidad de brindar servicios auxiliares en el control de corrientes no lineales en la red eléctrica.

## II. Revisión de técnicas de control

Como ya se mencionó los convertidores AFE cuentan con grandes ventajas en comparación con rectificadores convencionales, sin embargo precisan de esquemas de control para lograr la regulación del bus de CD y el control de la forma de onda de la corriente de entrada.

A continuación se presenta una revisión de estado del arte de estructuras clásicas de control reportadas en la literatura especializada para dichos convertidores.

## II.1. Esquemas clásicos de control para AFE

Para el control de rectificadores AFE se han propuesto diferentes métodos de control, sin embargo entre los más comunes destacan los esquemas basados en técnicas de control lineal con modulación PWM. En [7] se clasifican las estructuras clásicas del control como se muestra en la figura 2.

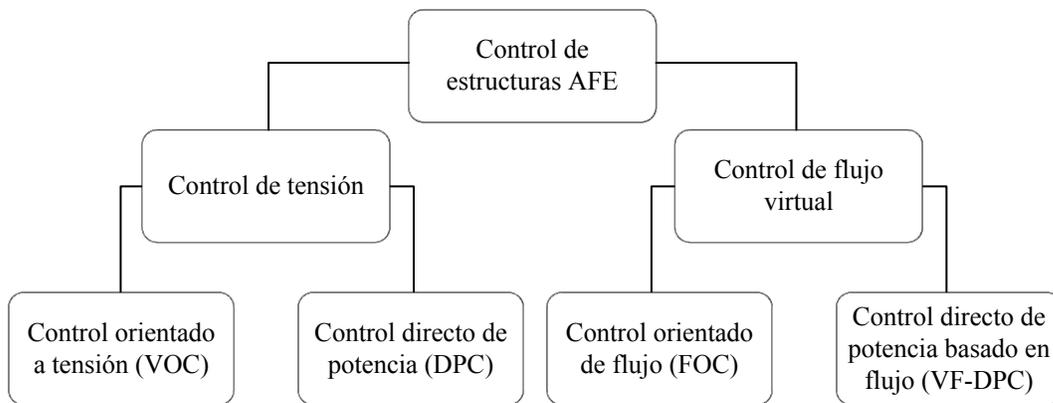


Figura 2. Estructuras de control clásicas para AFE.

### II.1.1. Control orientado a tensión (VOC)

Como un primer caso la estructura basada en control orientado a tensión (VOC por sus siglas en inglés), presenta una estructura simple ilustrada en la figura 3. Se basa en la idea de dos lazos de control en el marco de referencia  $dq$  y la técnica de modulación de espacio vectorial.

La estructura de control VOC se encuentra reportada para dinámicas rápidas; sin embargo el desempeño global de la estrategia depende en mayor manera de la correcta operación del lazo interno.

### II.1.2. Control directo de potencia (DPC)

La figura 4 presenta el control directo de potencia basado en tensión, el objetivo es lograr el control de la potencia activa y reactiva [8].

El control se realiza a través del cálculo de la potencia activa y reactiva, a través de las corrientes del sistema, los estados de conmutación y la tensión  $V_{CD}$ ,

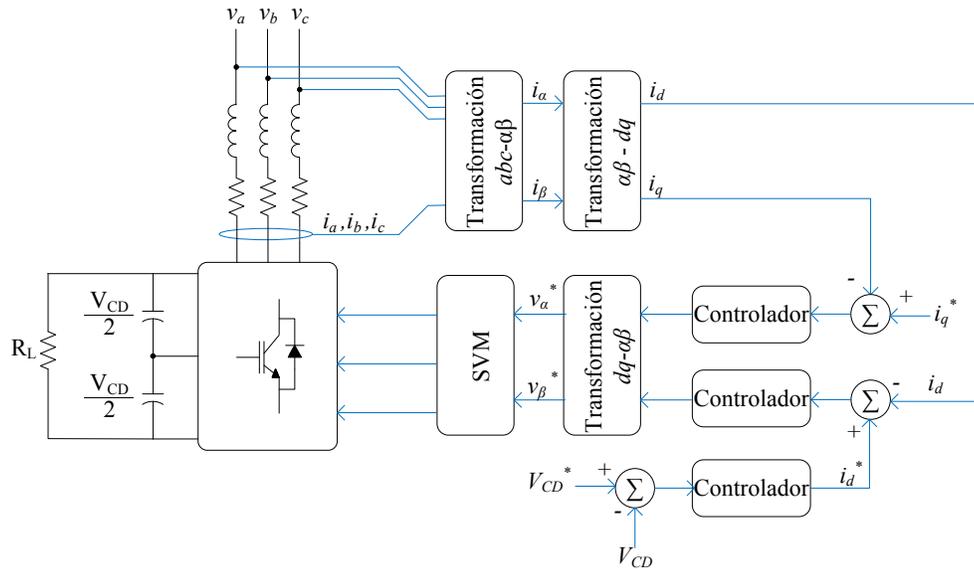


Figura 3. Control VOC para AFE.

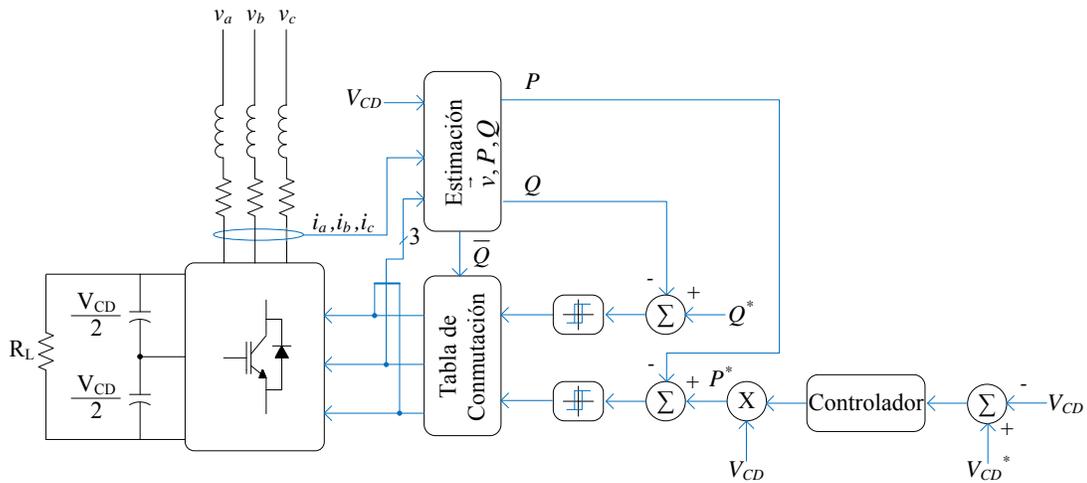


Figura 4. Control DPC para AFE.

la variable  $\bar{Q}$  indica en que cuadrante opera el rectificador. La estructura emplea además controladores por histéresis, y la conmutación se genera a través de tablas. Posee la ventaja de prescindir de sensores de tensión de línea y no requerir ninguna transformación de las componentes del sistema.

### II.1.3. Control orientado de flujo (FOC)

La figura 5 presenta el control orientado de flujo, dicha estructura de control se basa en la estimación del flujo  $\gamma$ , este concepto ha sido empleado para el control de

rectificadores activos mejorando la estructura de control VOC, al ser robusto ante tensiones de línea distorsionadas [9], [7]; se basa en el cálculo de un vector de flujo, en el cual sus componentes representan transferencia de potencia y la compensación reactiva, además el cálculo del vector de tensión  $\bar{V}$ , posee una estructura similar al control VOC pero solo es necesario la medición de las tensiones de línea.

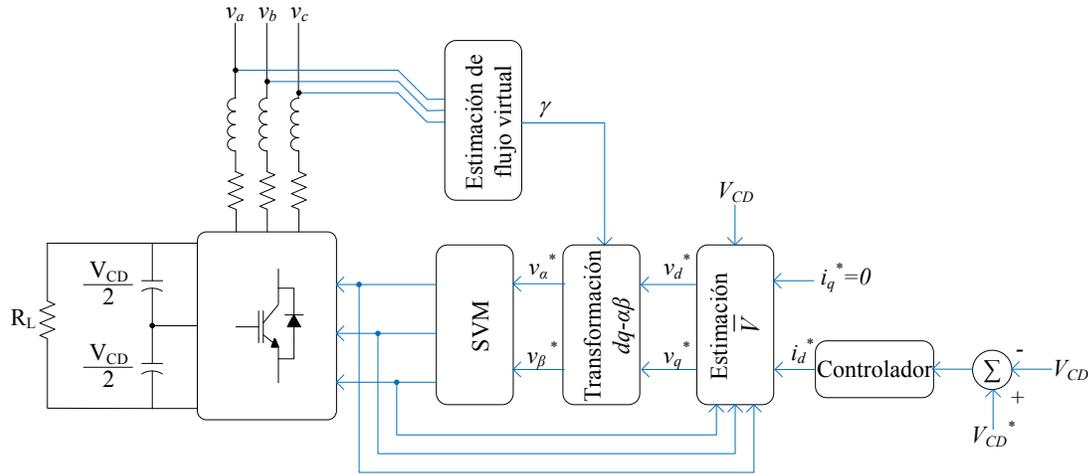


Figura 5. Control FOC para AFE.

#### II.1.4. Control directo de potencia basado en flujo *VF-DPC*

La estructura del control directo de potencia basada en la estimación del flujo se presenta en la figura 6, la cual posee una estructura similar a la del control *DPC*, de la misma manera solo es necesaria la medición de la corriente de entrada, y se implementa un paso intermedio de cálculo del flujo para la estimación de la potencia, los algoritmos de estimación son simples y de fácil implementación en un DSP, además estudios comparativos demuestran que dentro de las estructuras ya presentadas posee la menor distorsión armónica en la corriente de entrada en el caso de sistemas trifásicos desbalanceados [7].

## II.2. Esquemas modernos de control para AFE

Con el surgimiento de la computación en 1960 fue posible realizar la formulación de técnicas de control de mayor complejidad, basadas principalmente en la síntesis de variables de estado, teniendo ventajas en sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, por sus siglas en inglés), dando origen a las estructuras de control moderno [10]. Se reportan para el control de AFE entre ellos: controladores de lógica difusa, [11, 12], controladores basados en modos deslizantes [13–15], así

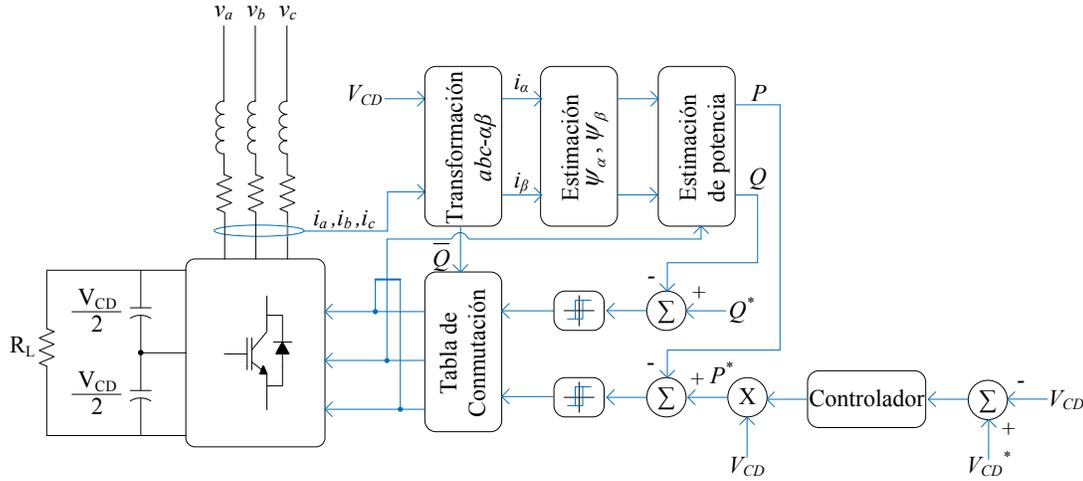


Figura 6. Control VF-DPC para AFE.

como controladores basados en redes neuronales [16, 17]. La Tabla 2 muestra algunas de las técnicas de control modernas y sus características [18].

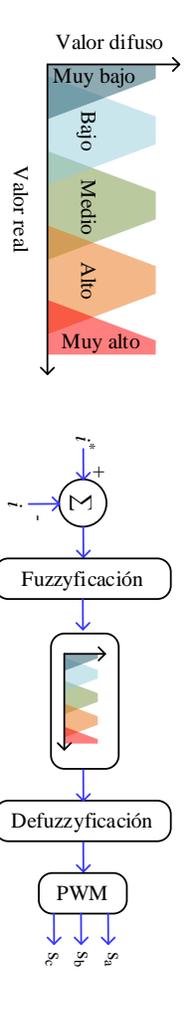
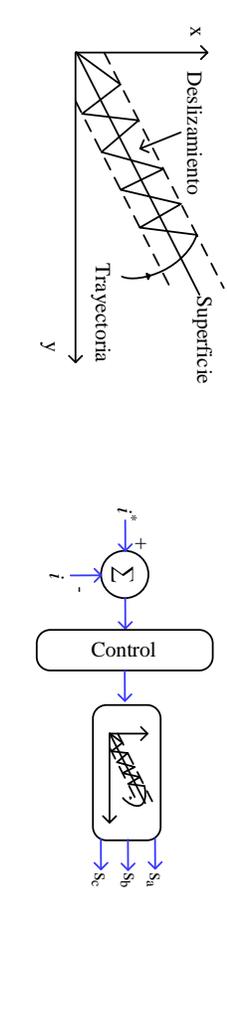
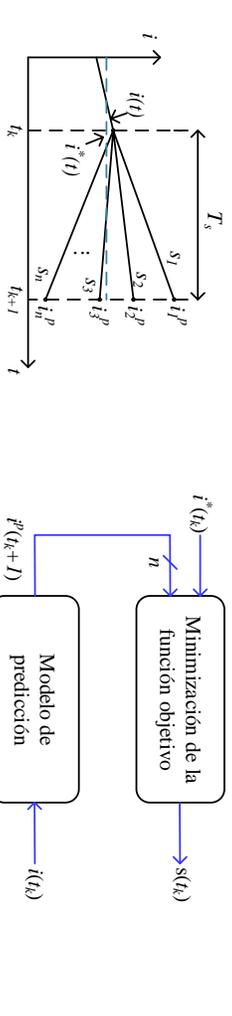
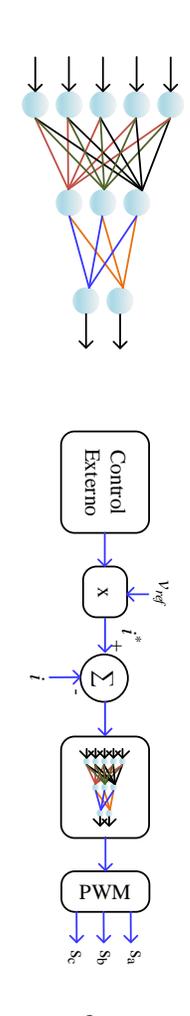
Una de las técnicas de control moderno que ha cobrado importancia dentro de la electrónica de potencia es el control predictivo basado en modelo (MPC por sus siglas en inglés), donde se ha incrementado su uso debido al sencillo manejo de sistemas multivariable y restricciones dentro del algoritmo de control. En [19–21] se reporta para el control de topologías AFE, y para filtros activos de corriente en [22, 23].

Una de las limitantes que presenta el control predictivo es el alto costo computacional, sin embargo debido al avance en la capacidad de computo de los dispositivos orientados al control (DSP, FPGA, etc); se ha logrado que el control MPC tenga un mayor nivel de penetración.

Cabe mencionar que existen diversas alternativas para lidiar con el costo computacional, en [24] se reporta algoritmos de resolución fuera de línea por programación multi-paramétrica y tablas; sin embargo una alternativa es el uso de técnicas predictivas dando origen al control predictivo generalizado (GPC por sus siglas en inglés); dicho control provee una solución en línea a la optimización sin incrementar en gran medida el costo computacional [25].

Otro controlador dentro de los esquemas MPC que ha tomado impulso es el control por matriz dinámica (DMC por sus siglas en inglés), debido a que ofrece todas las ventajas de los controladores MPC con la característica principal de no requerir conocimiento de la planta a controlar con antelación, posee una sintonización simple y no es necesario el tener conocimiento especializado para la operación del esquema de control con el proceso, por lo cual ha tomado un gran auge en diversos procesos

Tabla 2. Esquemas modernos de control.

Principio de control	Diagrama general	Ventajas	Desventajas
Control difuso		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Control no lineal</li> <li>• Variables lingüísticas</li> <li>• Control análogo al pensamiento humano</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Diseño Heurístico</li> <li>• Problemas de defuzzyficación</li> </ul>
Control deslizante		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Aplicación directa a convertidores conmutados</li> <li>• Robustez</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Oscilaciones "Chattering"</li> </ul>
Control predictivo		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Control no lineal</li> <li>• Incluye restricciones</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Costo computacional</li> <li>• Diseño heurístico de los factores de peso</li> </ul>
Redes neurales		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Control no lineal</li> <li>• No requiere conocimiento del sistema</li> <li>• Manejo de variaciones paramétricas</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Entrenamiento de la red complejo</li> <li>• Dependencia de las condiciones iniciales</li> </ul>

industriales.

### III. Convertidores multinivel

Como ya se mencionó el uso de los convertidores AFE presenta una solución para los problemas de la calidad de la energía; sin embargo, si mayores niveles de corriente y/o tensión son requeridos, convertidores convencionales presentan una limitante en la capacidad del manejo de los mismos.

Una solución son los convertidores multinivel a través de los cuales se logra la distribución de mayores niveles de tensión repartidos entre diversas estructuras, sintetizando una forma sinusoidal escalonada de tensión como se muestra en la figura 7.

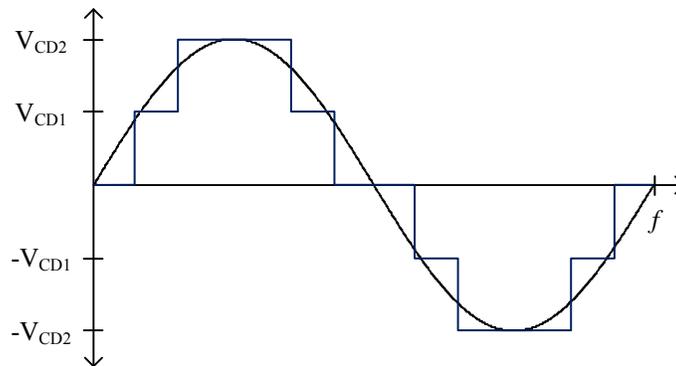


Figura 7. Tensión multinivel.

En la literatura se reportan varias topologías multinivel, dentro de las tres más implementadas se encuentran el convertidor Puente H en cascada/serie, el de condensador flotante, y el de punto neutral de enclavamiento [26]. Dichas topologías se ilustran en la figura 8 para 5 niveles.

La figura 8(a) presenta el convertidor multinivel basado en estructura Puente H monofásico, consiste en 8 interruptores distribuidos entre dos celdas; cada una de las celdas puede generar tres niveles, suponiendo que  $\{V_{CD1} = V_{CD2} = V_{CD}\}$  los tres niveles que pueden ser sintetizados son:  $\{V_{CD}, 0, -V_{CD}\}$ . A través de la combinación de dichos niveles es posible generar las combinaciones  $\{2V_{CD}, V_{CD}, 0, -V_{CD}, -2V_{CD}\}$ , además posee un número reducido de componentes en comparación con las otras dos topologías, sin embargo es necesario para su operación que las fuentes de tensión sean independientes entre ellas. En el caso trifásico es necesario la incorporación de cuatro celdas más a la configuración, las cuales al igual que en el caso monofásico, se requieren de fuentes independientes para cada fase.

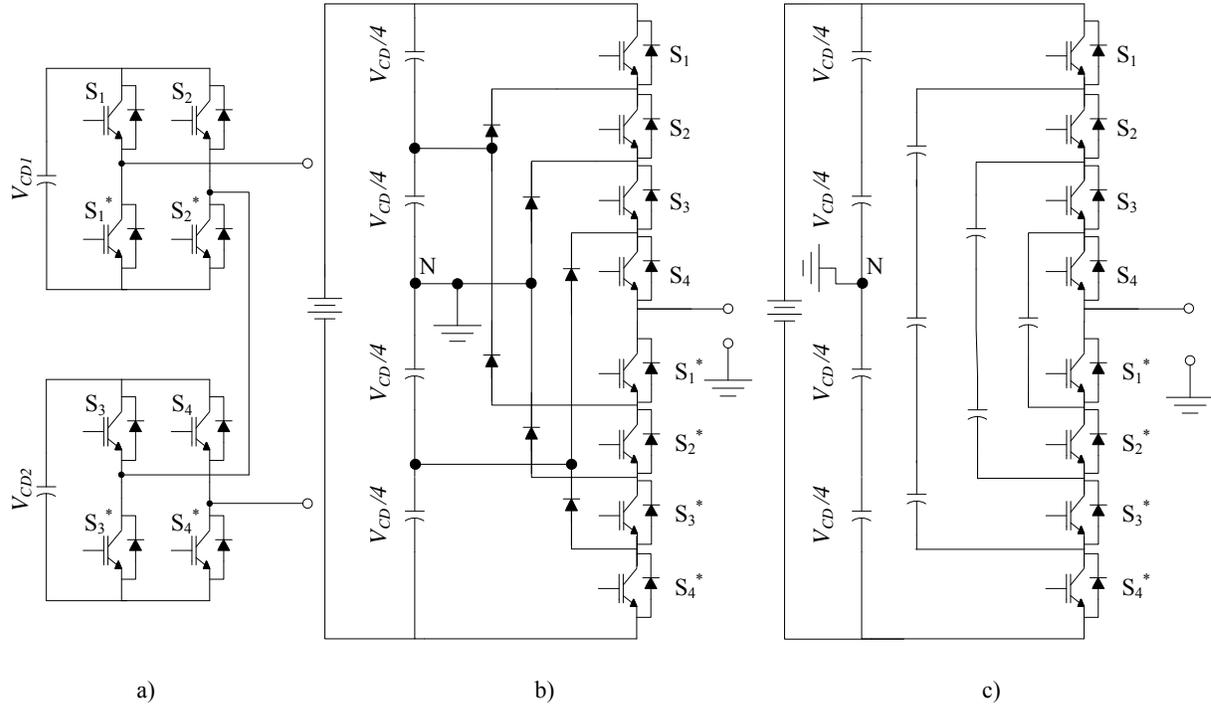


Figura 8. Inversores multinivel a) Puente H, b) Punto neutral de enclavamiento, c) Condensador flotante.

En la figura 8(b) se muestra el caso monofásico de un convertidor multinivel de punto neutral de enclavamiento clásico (NPC por sus siglas en inglés); a diferencia de la topología basada en el puente H, posee la ventaja de que no requiere fuentes independientes para su funcionamiento, además cada dispositivo sólo tiene que bloquear  $\frac{V_{CD}}{m_n-1}$  veces la tensión del bus de CD donde  $m_n$  es el número de niveles, teniendo la capacidad de manejar un único bus de CD con tensiones más elevadas. La extensión a una configuración trifásica consiste en incorporar dos ramas extras al arreglo compartiendo el mismo bus de CD.

En la figura 8(c) se ilustra el convertidor de condensador flotante (CF). Al igual que en el NPC requiere de una sola fuente de CD, sin embargo dicha topología no es tan implementada debido al uso excesivo de condensadores, cuyo costo es directamente proporcional a su capacidad; posee un elevado número de combinaciones para poder sintetizar la salida deseada. Para un elevado número de niveles la cantidad de condensadores requeridos hace impráctica su aplicación física, además el precargado de los condensadores incrementa la complejidad para el control y operación de la topología. De la misma manera que el caso trifásico, para el NPC sólo es necesaria una fuente de tensión en CD para lograr la salida trifásica.

La Tabla 3 [27] muestra el número de componentes necesarios y algunas características para la operación de las topologías multinivel ya mencionadas, para una

estructura generalizada de  $m_n$  niveles.

Tabla 3. Topologías multinivel monofásicas.

Componente	Puente H	NPC	CF
Fuentes de CD	$\frac{m_n - 1}{2}$	1	1
Interruptores	$2m_n - 2$	$2m_n - 2$	$2m_n - 2$
Tensión max bloqueo <sup>1</sup>	$V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{m_n - 1}$	$\frac{V_{CD}}{m_n - 1}$
Condensadores	$\frac{m_n - 1}{2}$	$m_n - 1$	$\frac{m_n^2 - 3m_n + 2}{2} + (m_n - 1)$
Diodos de bloqueo	0	$2m_n - 4$	0

<sup>1</sup>Se considera que  $V_{CD}$  corresponde a la tensión individual del condensador que posee cada celda en el caso del convertidor de Puente H

La topología seleccionada para este trabajo de investigación es la topología NPC de tres niveles, debido a las ventajas antes mencionadas. El esquema de una sola rama se ilustra en la figura 9.

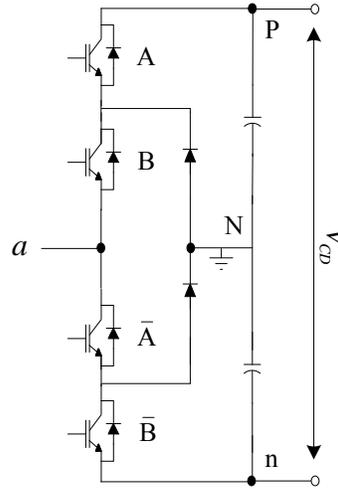


Figura 9. Convertidor monofásico NPC de tres niveles.

Los diferentes niveles de tensión  $V_{aN}$  para el convertidor de la figura 9 se muestran en la Tabla 4, donde es posible tener tres combinaciones generadas por los interruptores y sus complementos.

La combinación uno se obtiene cuando los interruptores A y B son accionados mientras que  $\bar{A}$  y  $\bar{B}$  se encuentran abiertos, logrando que la tensión diferencial entre los nodos  $a$  y  $N$  sea  $V_{CD}/2$  como se muestra en la figura 10.

La segunda combinación se genera cuando los interruptores B y  $\bar{A}$  se encuentran cerrados y A,  $\bar{B}$  se encuentran abiertos, logrando que la tensión diferencial entre los nodos  $a$  y  $N$  sea nula como se ilustra en la figura 11.

Tabla 4. Niveles de tensión.

Combinación	A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$	$V_{aN}$
Uno	1	1	0	0	$V_{CD}/2$
Dos	0	1	1	0	0
Tres	0	0	1	1	$-V_{CD}/2$

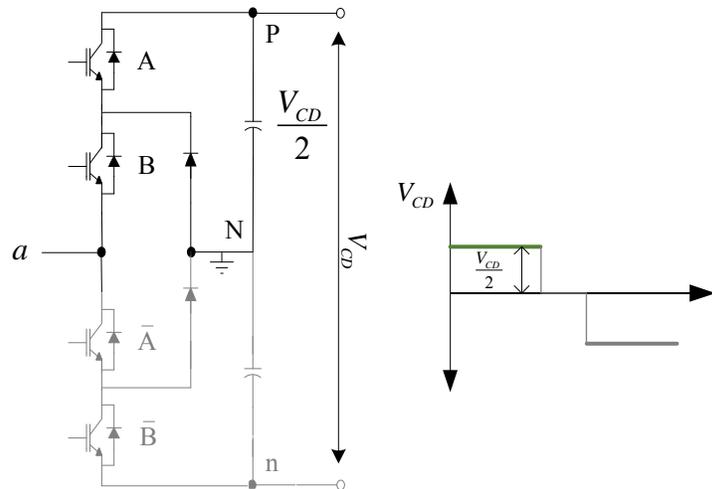


Figura 10. Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión positiva.

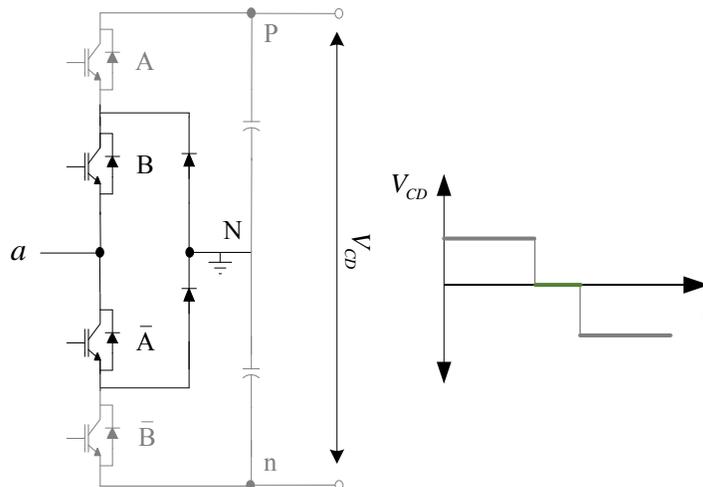


Figura 11. Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión 0.

La tercera combinación se presenta cuando los interruptores  $\bar{A}$  y  $\bar{B}$  están cerrados mientras que A y B se encuentran abiertos, el comportamiento de la tensión de salida corresponde a una tensión negativa como se ilustra en la figura 12.

La generación de las señales correspondientes para lograr los distintos estados

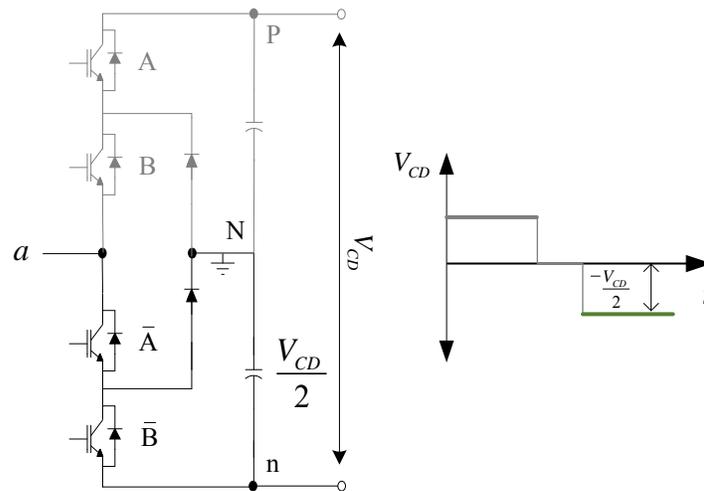


Figura 12. Convertidor monofásico NPC de tres niveles con salida de tensión negativa.

de conmutación se realiza por medio de técnicas de modulación, las cuales se encargan de generar la activación de los interruptores alcanzando los tres niveles de tensión ya descritos.

### III.1. Técnicas de modulación multinivel

En la literatura se reportan diferentes técnicas de modulación para el caso de convertidores multinivel, donde la conmutación puede ser dada a frecuencia fundamental o en alta frecuencia. Algunas de las técnicas de modulación más implementadas se muestran en la figura 13.

En el caso particular para este trabajo de investigación se opta por la aplicación de técnicas de modulación sinusoidal.

#### III.1.1. PWM Sinusoidal

La modulación sinusoidal por ancho de pulso, es una técnica ampliamente estudiada y utilizada, ya que posee una forma simple para su aplicación, la cual se puede implementar de forma analógica a través de amplificadores operacionales.

La técnica de modulación PWM sinusoidal puede ser clasificada en dos casos:

- Modulación por disposición de nivel.
- Modulación por disposición de fase.

En todos los casos el principio es el mismo, el cual consiste en la comparación de

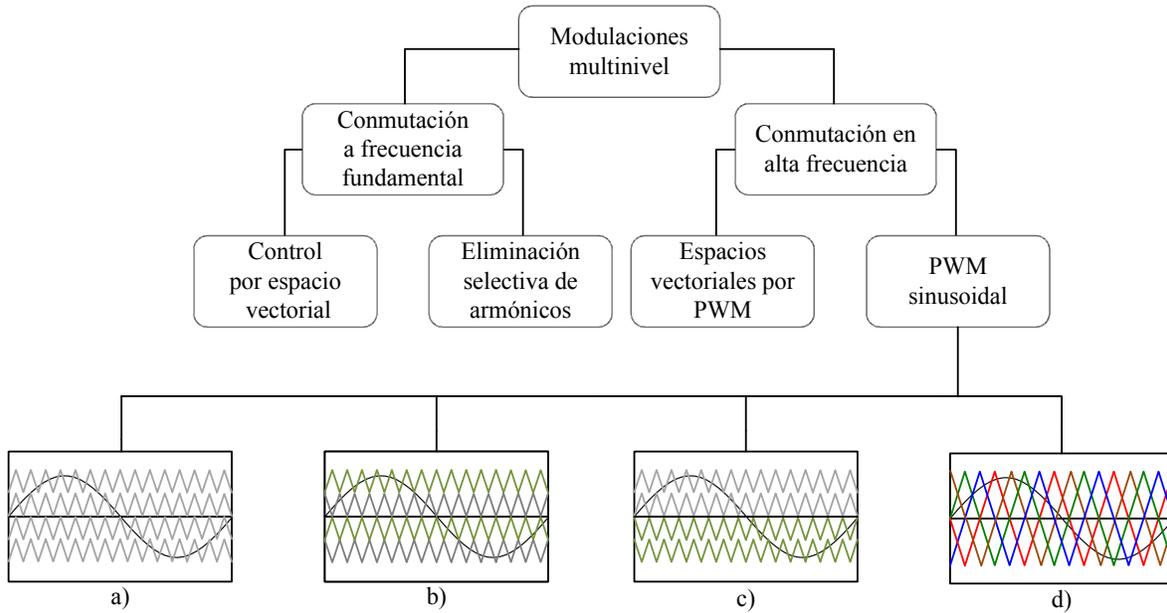


Figura 13. Técnicas de modulación multinivel.

una señal moduladora sinusoidal respecto a  $(m_n - 1)$  señales portadoras triangulares. La figura 13 muestra las técnicas de modulación PWM sinusoidales, en todos los casos el patrón corresponde a un esquema de modulación de un convertidor de cinco niveles. En la figura 13(a) muestra la técnica de modulación por disposición de fase (PD por sus siglas en inglés) en la cual, las portadoras triangulares se agregan un nivel de CD a cada uno quedando como se muestra en esa misma figura. La figura 13(b) presenta la técnica de modulación por disposición de fase alternada (APOD) en la cual se desfasan las portadoras de la misma manera que en el caso anterior, pero se invierten los patrones pares contando de la portadora superior a la inferior. En la figura 13(c) se exhibe la técnica de modulación por disposición de fase opuesta (POD), teniendo la característica que las portadoras triangulares por debajo del eje cero se invierten, por último en la figura 13(d) se ilustra la técnica de corrimiento de fase (PS), en la cual las señales triangulares se extienden cruzando el nivel cero, dichas poseen la misma amplitud y frecuencia, sin embargo se encuentran desfasadas  $360^\circ / (m_n - 1)$  cada una respecto a la portadora más cercana.

En todas las modulaciones anteriores es posible definir dos indicadores de suma importancia: el primero se asocia a la relación que guarda la frecuencia de la portadora triangular  $f_{sw}$  con respecto a la frecuencia de la moduladora sinusoidal  $f$ , la cual es llamada *índice de modulación en frecuencia* y está dado por  $im_f = \frac{f_{sw}}{f}$ . Por otro lado, para las técnicas PD, POD y APOD, la relación que guarda entre el máximo valor alcanzado por la portadora superior ( $V_t$ ) y la amplitud de la moduladora ( $V_a$ ) define al *índice de modulación en amplitud* definido como  $im_a = \frac{V_a}{V_t}$ . En el

caso de la modulación PS,  $im_a$  queda directamente establecido por el valor pico de la moduladora entre el valor pico de la portadora.

La comparación de cada una de las señales triangulares corresponde al control de un interruptor y su conjugado. La posición es determinada por el orden que ocupa la portadora de la parte superior a la inferior en el caso de las modulaciones PD, POD y APOD. Para la modulación PS el orden se encuentra dado por el desfase de la señal comenzando por la portadora localizada en cero grados.

Una restricción que posee la modulación por PWM-sinusoidal es que el valor de  $im_a$  no debe superar la unidad, cuando se supera dicha cota el convertidor opera en la región de sobremodulación la cual posee un comportamiento no lineal.

Tomando en cuenta el análisis mostrado en [28], en donde se realiza la comparación directa de las diferentes técnicas de modulación para un inversor NPC de cinco niveles, se concluye que dentro de las técnicas de modulación PWM sinusoidales la que posee un mejor desempeño en lo que respecta a la distorsión armónica (THD) de la onda de salida es la técnica PD, por lo cual se opta por dicha técnica para el presente trabajo de investigación.

## IV. Objetivo general de la tesis

El objetivo del presente trabajo de investigación reside en la aplicación de algoritmos de control predictivo y estructuras clásicas de control en convertidores de electrónica de potencia, para su evaluación de desempeño ante distintos escenarios.

## V. Objetivos particulares

- Aplicar el control predictivo y control clásico al convertidor NPC de tres niveles operando como rectificador de frente activo con capacidad extendida de filtro activo de corriente (En este trabajo se asumirá que el sistema trifásico está balanceado).

## VI. Distribución de la tesis

En el Capítulo 1 se presenta el análisis de la topología seleccionada, partiendo del funcionamiento básico del esquema se realiza el modelado matemático  $dq0$ , y el cálculo de la región lineal de operación. Además se presenta el análisis para el

---

funcionamiento de la topología en lazo abierto, y la validación del modelo matemático en  $dq0$ .

En el Capítulo 2 se analizan diversas estrategias de control para la operación de la topología, tanto las basadas en control clásico y en control predictivo, para subsecuentemente aplicarlas al esquema propuesto.

En el Capítulo 3 se implementan las estrategias de control del Capítulo 2, a través de simulaciones, y la discusión de los resultados obtenidos.

En la última sección se presenta en las conclusiones, el trabajo a futuro, apéndices y la bibliografía.

---

---

# CAPÍTULO 1

## CONVERTIDOR PUNTO NEUTRAL DE ENCLAVAMIENTO (NPC): MODELADO Y CARACTERÍSTICAS

EL presente capítulo tiene como finalidad realizar un análisis de la estructura NPC; con el fin de encontrar el modelo matemático que será usado para la deducción de algunas estrategias de control mostradas en el Capítulo 2; además de ello, se presenta el análisis para el dimensionamiento de los elementos pasivos de la topología, los cuales impactan de manera directa al desempeño del convertidor.

La figura 1.1 muestra el arreglo trifásico del convertidor NPC para una estructura de tres niveles. La configuración se compone por tres ramas operando en paralelo, las cuales se encargan de procesar la energía de manera independiente para cada una de las tres fases.

La topología opera bajo un principio de convertidor fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés), y tiene la característica de operar en un modo bidireccional pudiendo transferir potencia de la red al bus de CD y viceversa.

---

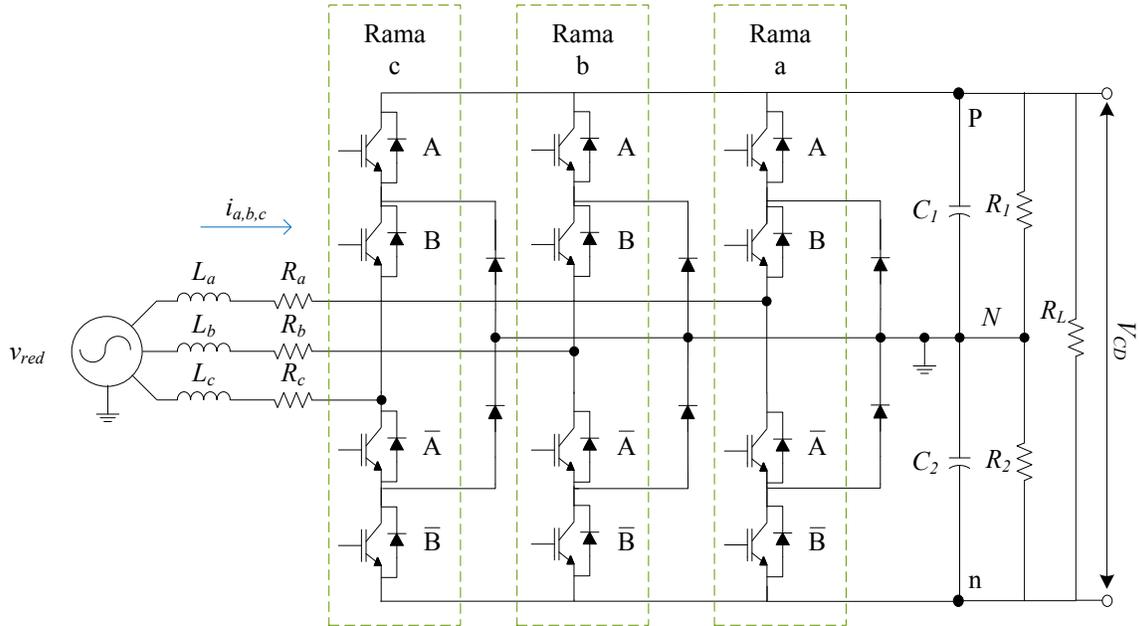


Figura 1.1. Convertidor NPC trifásico.

## 1.1. Análisis de la topología NPC

Debido a que la configuración en su arreglo trifásico se compone de tres ramas operando en paralelo, es posible realizar el análisis de una rama y extenderlo para el caso trifásico, ya que el punto neutral de enclavamiento  $N$  se aterriza a tierra, con el fin de analizar el circuito eléctrico como tres sistemas monofásicos. El análisis de la operación de la topología parte del sistema operando como un rectificador trifásico, es decir cuando la red suministra energía para mantener la tensión del bus de CD regulado.

### 1.1.1. Modelo matemático en $abc$

Para la obtención del modelo matemático se considera que los dispositivos de conmutación son ideales, es decir, que no poseen pérdidas en potencia asociadas a la operación de los mismos. Además se asume el caso en que la red es un sistema trifásico balanceado libre de armónicos u otra perturbación. En el Apéndice A se presenta un estudio que describe la interacción del convertidor NPC con la red.

La figura 1.2 representa la rama monofásica del convertidor NPC, en donde la tensión  $v_{pwma}$  es resultado de la conmutación del convertidor dada en el nodo  $a$  y el punto neutral de enclavamiento  $N$ . Además el término  $R_a$  es la resistancia asociada al inductor  $L_a$ .

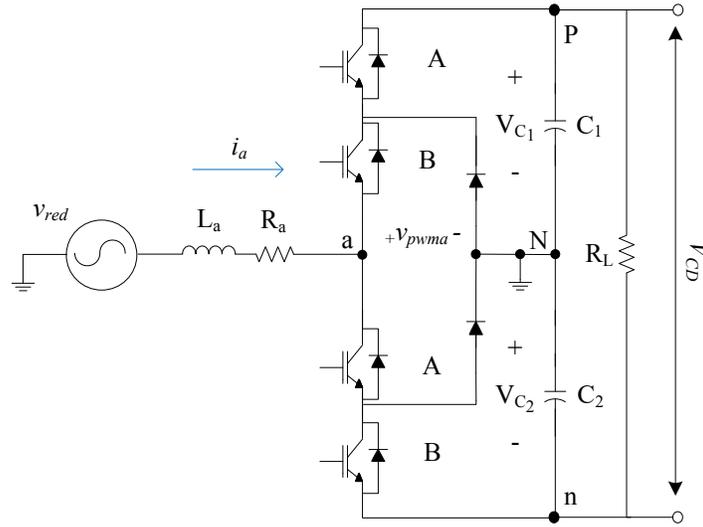


Figura 1.2. Rama monofásica de un convertidor NPC.

La tensión  $v_{pwm}$  se obtiene a partir de los posibles estados de los interruptores del convertidor NPC, con los cuales se logran conseguir los niveles de tensión  $\{\frac{V_{CD}}{2}, 0, -\frac{V_{CD}}{2}\}$ . Las conmutaciones son posibles debido al encendido y apagado de los interruptores del convertidor, cuyo comportamiento se describe en la Tabla 1.1. Se define la variable de conmutación  $\delta_i^\lambda$  en función de los interruptores; el valor 1 indica que se encuentra cerrado y 0 indica que se encuentra abierto,  $\delta_i^\lambda \in \{1, 0\}$ . El superíndice  $\lambda$  denota hacia donde se encuentran conmutando los interruptores del convertidor, es decir hacia la parte positiva de la tensión del bus de CD  $\mathbf{p}$  ( $\delta_a^p = 1$ ,  $\delta_a^n = 0$ ), y hacia el lado negativo  $\mathbf{n}$  ( $\delta_a^p = 0$ ,  $\delta_a^n = 1$ ) mostrado en la figura 1.2. El subíndice  $i$  denota la fase a la cual se encuentra conectada la rama del convertidor.

Tabla 1.1. Niveles de tensión.

Combinación	Interruptores				Tensión	Variable de conmutación	
	A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$		$\delta_a^p$	$\delta_a^n$
1	1	1	0	0	$\frac{V_{CD}}{2}$	1	0
2	0	1	1	0	0	0	0
3	0	0	1	1	$-\frac{V_{CD}}{2}$	0	1

Con el objetivo de analizar el modelo matemático se aplica la ley de tensiones de *Kirchhoff* a la figura 1.2 obteniendo:

$$-v_{red} + V_{L_a} + V_{R_a} + v_{pwma} = 0, \quad (1.1)$$

donde  $v_{pwma} = V_{C_1}\delta_a^p - V_{C_2}\delta_a^n$ , llegando a:

$$V_{L_a} = v_{red} - V_{R_a} - (V_{C_1}\delta_a^p - V_{C_2}\delta_a^n). \quad (1.2)$$

La tensión en el bus de CD se expresa como se muestra en (1.3), considerando un desbalance entre las tensiones de los condensadores, ocasionado por la existencia de variaciones paramétricas. Dicho desbalance se define como (1.4).

$$V_{CD} = V_{C_1} + V_{C_2}, \quad (1.3)$$

$$\Delta V_{CD} = V_{C_2} - V_{C_1}. \quad (1.4)$$

Con las ecuaciones (1.3) y (1.4) es posible obtener  $V_{C_1}$  y  $V_{C_2}$  en términos de la tensión  $V_{CD}$  y del desbalance. Despejando  $V_{C_1}$  de (1.3) sustituyendo en (1.4) se llega a (1.5), que es el valor de la tensión en el segundo condensador.  $V_{C_1}$  se despeja de (1.3) en términos de  $V_{C_2}$  y se sustituye en (1.4), obteniendo (1.6).

$$V_{C_2} = \frac{V_{CD} - \Delta V_{CD}}{2}, \quad (1.5)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_{CD} + \Delta V_{CD}}{2}. \quad (1.6)$$

Tomando (1.2) y las ecuaciones (1.5) y (1.6), se llega al conjunto de ecuaciones (1.7-1.9) que representan las dinámicas de las corrientes por fase.

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - R_a i_a - \left[ \frac{V_{CD}}{2} (\delta_a^p - \delta_a^n) + \frac{\Delta V_{CD}}{2} (\delta_a^p + \delta_a^n) \right], \quad (1.7)$$

$$L_b \frac{di_b}{dt} = V_b - R_b i_b - \left[ \frac{V_{CD}}{2} (\delta_b^p - \delta_b^n) + \frac{\Delta V_{CD}}{2} (\delta_b^p + \delta_b^n) \right], \quad (1.8)$$

$$L_c \frac{di_c}{dt} = V_c - R_c i_c - \left[ \frac{V_{CD}}{2} (\delta_c^p - \delta_c^n) + \frac{\Delta V_{CD}}{2} (\delta_c^p + \delta_c^n) \right]. \quad (1.9)$$

La tensión  $v_{pwm}$  con el desbalance queda definido como:

$$v_{pwm} = \frac{V_{CD} (\delta_a^p - \delta_a^n)}{2} - \frac{\Delta V_{CD} (\delta_a^p + \delta_a^n)}{2}. \quad (1.10)$$

Para el comportamiento de la dinámica de las corrientes en el bus de CD se considera la estructura presentada en la figura 1.3, donde  $R_1$  y  $R_2$  representan las resistencias de pérdidas asociadas a los condensadores, y  $R_L$  es una resistencia de carga.

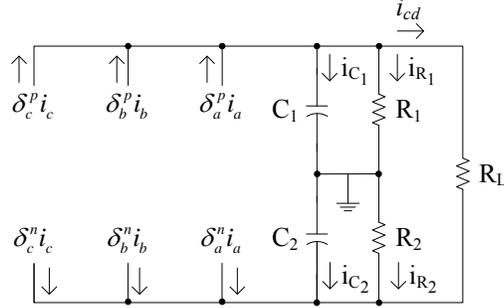


Figura 1.3. Circuito equivalente de las corrientes en el bus de CD.

Partiendo del análisis de corrientes de *Kirchhoff* y aplicando las variables de conmutación se llega a:

$$i_{C_1} = -i_{R_1} - i_{cd} + i_a \delta_a^p + i_b \delta_b^p + i_c \delta_c^p, \quad (1.11)$$

$$i_{C_2} = -i_{R_2} - i_{cd} - i_a \delta_a^n - i_b \delta_b^n - i_c \delta_c^n. \quad (1.12)$$

Se reescriben como:

$$C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} = -R_1^{-1} V_{C_1} - i_{cd} + i_a \delta_a^p + i_b \delta_b^p + i_c \delta_c^p, \quad (1.13)$$

$$C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} = -R_2^{-1} V_{C_2} - i_{cd} - i_a \delta_a^n - i_b \delta_b^n - i_c \delta_c^n. \quad (1.14)$$

Asumiendo que los valores de las resistencias y condensadores son idénticos, y además  $V_{CD} = V_{C_1} + V_{C_2}$ , se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} V_{CD} - 2i_{cd} + i_a (\delta_a^p - \delta_a^n) + i_b (\delta_b^p - \delta_b^n) + i_c (\delta_c^p - \delta_c^n), \quad (1.15)$$

$$C \frac{d\Delta V_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} \Delta V_{CD} - i_a (\delta_a^p + \delta_a^n) - i_b (\delta_b^p + \delta_b^n) - i_c (\delta_c^p + \delta_c^n). \quad (1.16)$$

A partir de ahora, por simplicidad se definen las variables  $\mu_i = \delta_i^p - \delta_i^n$  y  $\gamma_i = \delta_i^p + \delta_i^n$  correspondientes a la dinámica de las tensiones y desbalance descritas con anterioridad.

### 1.1.2. Modelo matemático en el marco $dq0$

La transformación  $dq0$  (también denominada transformada de Park), es una de las herramientas más usadas en el estudio de la dinámica de operación de los convertidores de electrónica de potencia [29]. Dicha transformación realiza el mapeo de las componentes fundamentales sinusoidales propias de un sistema trifásico a valores constantes cuando el régimen permanente es alcanzado. La transformada devuelve tres componentes: los términos  $d$  y  $q$  asocian al eje directo y al de cuadratura respectivamente, la componente 0 asocia a la diferencia de tensión entre las fases del sistema. Por tanto, si el sistema es balanceado dicha componente es cero.

El principio de la transformación se representa en (1.17), donde las variables en términos de  $dq0$  se obtienen al multiplicar las variables en el marco referencial  $abc$  por una matriz de transformación  $\mathbf{Z}$  mostrada en (1.18), donde la variable  $\omega$  representa la frecuencia angular de la red eléctrica y se encuentra sincronizada con la misma.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

La matriz  $\mathbf{Z}$  queda definida como se muestra a continuación:

$$\mathbf{Z} := K \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

El valor  $K$  en (1.18) puede seleccionarse para que la transformación conserve características de las señales originales; por ejemplo, si se elige  $K = \frac{2}{3}$  la transformación conserva valores pico de las señales; si  $K = \frac{\sqrt{2}}{3}$  se conservan valores RMS, y para  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$  se tiene una transformación que mantiene invariantes los valores de potencia. El cálculo mostrado a continuación supone  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ . Tomando en cuenta las ecuaciones (1.7-1.9) que describen las dinámicas de las corrientes se tiene:

$$\mathbf{Z}L \frac{di_{abc}}{dt} = -\mathbf{Z}Ri_{abc} - \mathbf{Z}\frac{1}{2}V_{CD}\mu_{abc} - \mathbf{Z}\frac{1}{2}\Delta V_{CD}\gamma_{abc} + \mathbf{Z}v_{abc}. \quad (1.19)$$

Desarrollando (1.19) se tiene:

$$\mathbf{Z}L \frac{d}{dt} \left( \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) = -R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} V_{CD} \begin{bmatrix} \mu_d \\ \mu_q \\ \mu_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \Delta V_{CD} \begin{bmatrix} \gamma_d \\ \gamma_q \\ \gamma_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = -\omega L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \\ 0 \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \frac{V_{CD}}{2} \begin{bmatrix} \mu_d \\ \mu_q \\ \mu_0 \end{bmatrix} - \frac{\Delta V_{CD}}{2} \begin{bmatrix} \gamma_d \\ \gamma_q \\ \gamma_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Las expresiones anteriores se pueden reescribir como:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q - \frac{V_{CD}}{2} \mu_d + v_d, \quad (1.22)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d - \frac{V_{CD}}{2} \mu_q + v_q, \quad (1.23)$$

$$L \frac{di_0}{dt} = -Ri_0 - \frac{V_{CD}}{2} \mu_0 + \frac{\sqrt{3}\Delta V_{CD}}{2} + v_0. \quad (1.24)$$

Considerando las ecuaciones para la dinámica de la tensión en el bus de CD se tiene y su desbalance:

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -\frac{1}{R_1} V_{CD} - 2i_{cd} + \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_a \\ \mu_b \\ \mu_c \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

$$C \frac{d\Delta V_{CD}}{dt} = -\frac{1}{R_1} \Delta V_{CD} - \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_a \\ \gamma_b \\ \gamma_c \end{bmatrix}. \quad (1.26)$$

Considerando la transformada  $dq0$  se obtiene:

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -\frac{1}{R_1} V_{CD} - 2i_{cd} + [i_d \ i_q \ i_0] [\mathbf{Z}][\mathbf{Z}]^{-1} \begin{bmatrix} \mu_d \\ \mu_q \\ \mu_0 \end{bmatrix}, \quad (1.27)$$

$$C \frac{d\Delta V_{CD}}{dt} = -\frac{1}{R_1^{-1}} \Delta V_{CD} - [i_d \ i_q \ i_0] [\mathbf{Z}][\mathbf{Z}]^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_d \\ \gamma_q \\ \gamma_0 \end{bmatrix}. \quad (1.28)$$

Desarrollando se llega a:

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} V_{CD} - 2i_{cd} + i_d \mu_d + i_q \mu_q + i_0 \mu_0, \quad (1.29)$$

$$C \frac{d\Delta V_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} \Delta V_{CD} - \frac{i_0}{\sqrt{3}}. \quad (1.30)$$

El modelo en  $dq0$  del convertidor NPC de tres niveles se presenta a continuación:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q - \frac{V_{CD}}{2} \mu_d + v_d, \quad (1.31)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d - \frac{V_{CD}}{2} \mu_q + v_q, \quad (1.32)$$

$$L \frac{di_0}{dt} = -Ri_0 - \frac{V_{CD}}{2} \mu_0 + \frac{\sqrt{3}\Delta V_{CD}}{2} + v_0. \quad (1.33)$$

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} V_{CD} - 2i_{cd} + i_d \mu_d + i_q \mu_q + i_0 \mu_0, \quad (1.34)$$

$$C \frac{d\Delta V_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} \Delta V_{CD} - \frac{i_0}{\sqrt{3}}. \quad (1.35)$$

## 1.2. Dimensionamiento del convertidor

Uno de los principales temas en la operación del convertidor NPC es la apropiada selección de los condensadores del bus de CD y el inductor de enlace. Dichos elementos brindan cotas para la máxima transferencia de potencia y compensación reactiva.

### 1.2.1. Cálculo del inductor

El intercambio de potencia del rectificador con la red eléctrica se realiza a través de un inductor de acoplamiento, el cual tiene un efecto directo sobre la velocidad

y capacidad de compensación del convertidor. En consecuencia, es necesario una apropiada selección de dicho elemento con el fin de asegurar un correcto desempeño de la topología.

Un estudio simplificado para una topología trifásica, la cual ignora el valor de la resistencia asociada al inductor se presenta en [30], y tomando en cuenta que la tensión máxima del patrón PWM es  $V_{CD}/2$ , la selección para el inductor de acoplamiento se encuentra acotado por:

$$\frac{(V_{CD} - 3V_m) V_m T_s}{V_{CD} \Delta i_{\text{máx}}} \leq L \leq \frac{V_{CD}}{3I_m \omega}, \quad (1.36)$$

donde  $V_m$  e  $I_m$  representan la tensión y corriente RMS de la red,  $V_{CD}$  corresponde a la tensión promedio del bus de CD,  $T_s$  es el valor del periodo de la portadora triangular de la técnica de modulación  $PD$ -PWM,  $\omega$  es la frecuencia angular de la red y por último  $\Delta i_{\text{máx}}$  representa el máximo valor del rizo deseado para la aplicación.

Tomando los valores RMS de  $V_m = 127 \text{ V}$ ,  $I_m = 26.24 \text{ A}$ ,  $V_{CD} = 400 \text{ V}$  y considerando un rizo  $\Delta i_{\text{máx}} = 0.75 \text{ A}$ , dichos valores corresponden a una potencia nominal de  $10 \text{ kW}$  para una topología NPC trifásica, además con dichos valores se tendría una  $THD_i = 1.9\%$  a potencia nominal:

$$1.7 \text{ mH} \leq L \leq 13 \text{ mH} \quad (1.37)$$

En este trabajo de investigación se selecciona un inductor de  $3 \text{ mH}$  el cual queda acotado entre los valores permitidos para la operación del sistema, se elige este valor de inductor ya que como se discutirá en la Sección 1.3, este valor limita la capacidad para transferir potencia activa, y compensación reactiva, por lo que se selecciona una inductancia que no afecte a la capacidad de transferencia de potencia.

### 1.2.2. Cálculo del condensador

El cálculo del condensador corresponde a un convertidor NPC trifásico operando como rectificador de frente activo presentado en [31], para el análisis solamente se toma en cuenta la componente fundamental, y se considera que  $C_1 = C_2 = C$  teniendo:

$$C \geq \frac{4I_f T_{red}}{3\pi^3 \cdot \Lambda V_{CD}} = 2660 \mu F, \quad (1.38)$$

donde  $I_f = 37.1 A$  es la corriente pico por fase a una potencia trifásica de  $10 kW$ ,  $T_{red}$  es el periodo de la red eléctrica y  $\Delta V_{CD} = 10 V$  es el valor de rizo correspondiente a un 2.5% de la tensión nominal de bus de CD.

### 1.3. Región de operación del convertidor

Con el fin de entender la interacción entre el convertidor NPC y la red se propone desarrollar el análisis de la transferencia de potencia. El análisis se explica a partir de las expresiones en  $dq$  para una rama monofásica del convertidor.

Considerando el conjunto de ecuaciones (1.22 - 1.24) en estado estable, la derivada de las corrientes es cero. Se toma además al sistema en fase y sin desbalance en las tensiones por lo que  $v_q = i_o = 0$ , resultando:

$$0 = -Ri_d + L\omega i_q - \frac{V_{CD}}{2}\mu_d + v_d, \quad (1.39)$$

$$0 = -Ri_d - L\omega i_d - \frac{V_{CD}}{2}\mu_q. \quad (1.40)$$

Con el objetivo de simplificar los cálculos se considera que el valor de resistencia del inductor es despreciable. Despejando para cada una de las ecuaciones en términos de  $i_d$  e  $i_q$  se llega a:

$$I_d = -\frac{\mu_q V_{CD}}{2\omega L}, \quad (1.41)$$

$$I_q = \frac{\mu_d V_{CD} - 2V_d}{2\omega L}, \quad (1.42)$$

donde  $I_d$  e  $I_q$  representan las componentes  $i_d$  e  $i_q$  en régimen permanente, lo mismo para  $V_d$  con respecto a  $v_d$ . Considerando que las potencias en  $dq0$  se encuentran dadas por:

$$P = \frac{1}{2}(V_d I_d), \quad (1.43)$$

$$Q = \frac{1}{2}(-V_d I_q). \quad (1.44)$$

Sustituyendo (1.41),(1.42) en (1.43),(1.44) respectivamente se llega a:

$$P = -\frac{\mu_q V_{CD} V_d}{4\omega L}, \quad (1.45)$$

$$Q = \frac{-\mu_d V_{CD} V_d + 2V_d^2}{4\omega L}. \quad (1.46)$$

Suponiendo  $U_d$  y  $U_q$  los valores promedio de las variables de conmutación discretas ( $\mu_d, \mu_q$ ). La región lineal de operación del convertidor estará dada por todas las combinaciones que cumplan con la restricción  $(U_d^2 + U_q^2) < 1$ .

Tabla 1.2. Parámetros del convertidor.

Parámetro	Valor
$V_d$	179.6
$V_{CD}$	400 V
$\omega$	120 $\pi$
L	3 mH

Tomando como referencia los valores de la Tabla 1.2, y las ecuaciones (1.45), (1.46) se puede inferir que los límites de potencia activa y reactiva son:

$$-15.8 \text{ kW} < P < 15.8 \text{ kW} \quad (1.47)$$

$$-1.6 \text{ kVAR} < Q < 30.14 \text{ kVAR} \quad (1.48)$$

## 1.4. Operación en lazo abierto

Debido a que el convertidor NPC trifásico se puede estudiar como tres sistemas monofásicos, se propone mostrar la operación en lazo abierto para una sola rama, y subsecuentemente extenderlo a un caso trifásico.

Un método simplificado para el cálculo se realiza a través del cálculo las componentes promedio en  $dq0$  de potencia, tomando como referencia las ecuaciones (1.45), (1.46) y despejando en términos de las variables  $U_d$  y  $U_q$ , se tiene:

$$U_q = -\frac{4P\omega L}{V_{CD}V_d}, \quad (1.49)$$

$$U_d = -\frac{4Q\omega L - 2V_d^2}{V_{CD}V_d}. \quad (1.50)$$

Con el fin de ejemplificar la operación en lazo abierto se realiza una simulación, se toman los valores de la Tabla 1.3, y el cálculo de la señal moduladora de la estrategia PD-PWM está dado como se muestra a continuación.

Tabla 1.3. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
$P_o^*$	2 kW
$P_{nom}$	3.33 kW
$Q^*$	0 kVAR
$v_{red}$	127 V <sub>RMS</sub>
$V_{CD}$	400 V
$f_{sw}$	4.98 kHz
L	3 mH
$C_{1,2}$	2660 μF
R	40 mΩ

Para encontrar las componentes de la señal de modulación se sustituyen los datos de la Tabla 1.3 en (1.49) y (1.50), el cálculo de las componentes queda dado por:

$$U_d = -\frac{4 \cdot 120\pi \cdot 0.003 \cdot 0 - 2(127\sqrt{2})^2}{400 \cdot 127\sqrt{2}} = 0.8980, \quad (1.51)$$

$$U_q = -\frac{4 \cdot 2000 \cdot 120\pi \cdot 0.003}{400 \cdot 127\sqrt{2}} = -0.1259. \quad (1.52)$$

Teniendo ambas componentes de la señal se realiza el cálculo de la transformada inversa; la señal moduladora está dada por:

$$u = U_d \cdot \sin(\omega t) + U_q \cdot \cos(\omega t), \quad (1.53)$$

$$u = -0.1259 \cdot \sin(\omega t) + 0.8980 \cdot \cos(\omega t). \quad (1.54)$$

Pudiendo expresar de la forma:

$$u = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \cdot \sin(\omega t + \theta) = 0.9068, \quad (1.55)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{U_q}{U_d}\right) = -7.983^\circ. \quad (1.56)$$

Por lo cual se tiene la moduladora de la técnica PD-PWM dada de la siguiente manera:

$$u = 0.9068 \cdot \sin(\omega t - 7.983).$$

La figura 1.4 presenta el esquema de simulación se emplean los parámetros de la Tabla 1.3, además se considera a  $R_L = 80 \Omega$  una resistencia que cuando la tensión en el bus de CD se estabiliza en el valor deseado a 400 V consume una potencia equivalente a 2 kW.

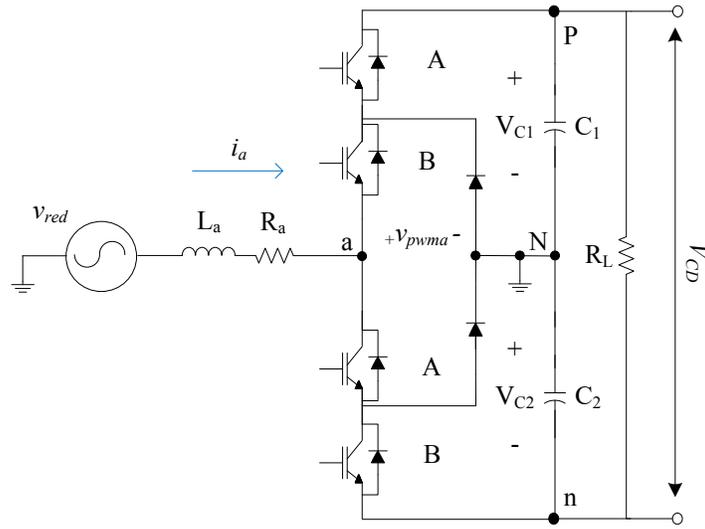


Figura 1.4. Esquema monofásico del NPC de tres niveles como rectificador de frente activo.

La figura 1.5 muestra los resultados de simulación del circuito conmutado. En la figura 1.5(a) se presenta la dinámica de la potencia de salida; dicho valor se obtiene al realizar el producto de tensión por corriente en el resistor  $R_L$ ; en la figura 1.5(b) se muestran las dinámicas de la tensión en el bus de CD ( $V_{CD}$ ) y las tensiones en cada uno de los condensadores de la topología ( $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$ ). En la figura 1.5(c) se indica la corriente que circula a través del inductor  $L_a$ , cabe mencionar que el sobretiro alcanzado se debe a que el convertidor opera con condiciones iniciales iguales a cero, ocasionando un transitorio de entrada. La figura 1.5(d) indica el contenido armónico de la corriente de entrada en régimen permanente, mostrando la componente fundamental a 60 Hz con un valor de 22.09 A en comparación con los 22.27 A calculados. Por otro lado, también se indica la aportación asociada a la conmutación existente a 4980 Hz; dicho espectro en corriente es característico de un rectificador de frente activo con una técnica de modulación PD-PWM [32], teniendo una corriente de entrada muy cercana a una onda sinusoidal.

### 1.4.1. Caso trifásico

En el caso trifásico el análisis sigue una metodología similar al cálculo ya presentado; sin embargo se considera que la potencia deberá ser manejada por cada una de las tres ramas. Por lo tanto es plausible realizar el cálculo de transferencia por fase para una referencia en potencia por rama  $P_r = \frac{P_T}{3}$ , donde  $P_T$  es la potencia total demandada para la topología trifásica. La señal moduladora obtenida se desfasa  $120^\circ$  y  $240^\circ$ , respectivamente.

Tomando en consideración los cálculos para la operación del rectificador presen-

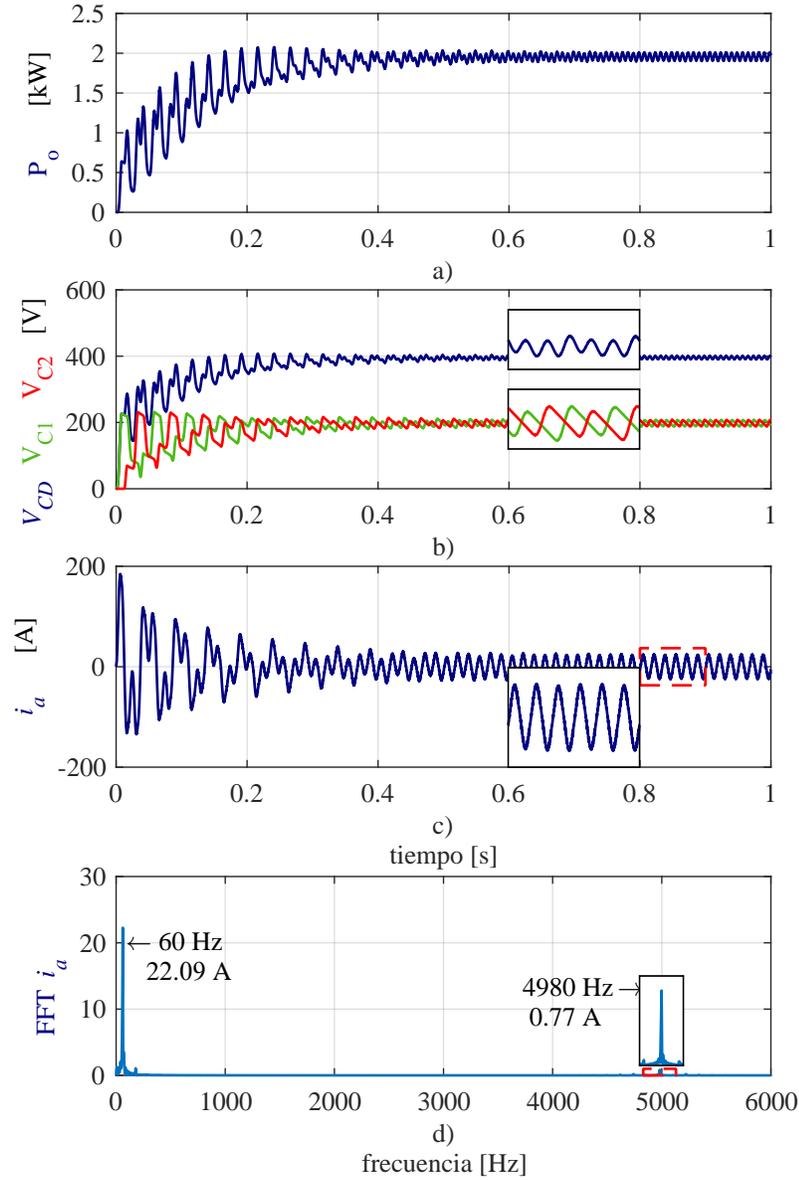


Figura 1.5. Resultados de simulación del circuito conmutado como rectificador de frente activo monofásico.

tado en la Sección 1.4, para el caso trifásico se implementan las señales moduladoras:

$$\begin{aligned}
 u_a &= 0.9068 \cdot \sin(\omega t - 7.983) . \\
 u_b &= 0.9068 \cdot \sin(\omega t - 7.983 + 120) . \\
 u_c &= 0.9068 \cdot \sin(\omega t - 7.983 + 240) .
 \end{aligned}$$

Dichas señales corresponden al cálculo presentado con anterioridad para el caso monofásico de un rectificador de 2 kW, por lo tanto la potencia total de salida será

de  $P_T = 6$  kW. Se propone realizar la simulación del circuito conmutado trifásico tomando como base la figura 1.4 agregando las ramas de las fases restantes, de la misma manera se supone una carga resistiva que consuma 6 kW cuando la tensión  $V_{CD}$  alcanza el régimen permanente. La figura 1.6(a) muestra la tensión del bus de

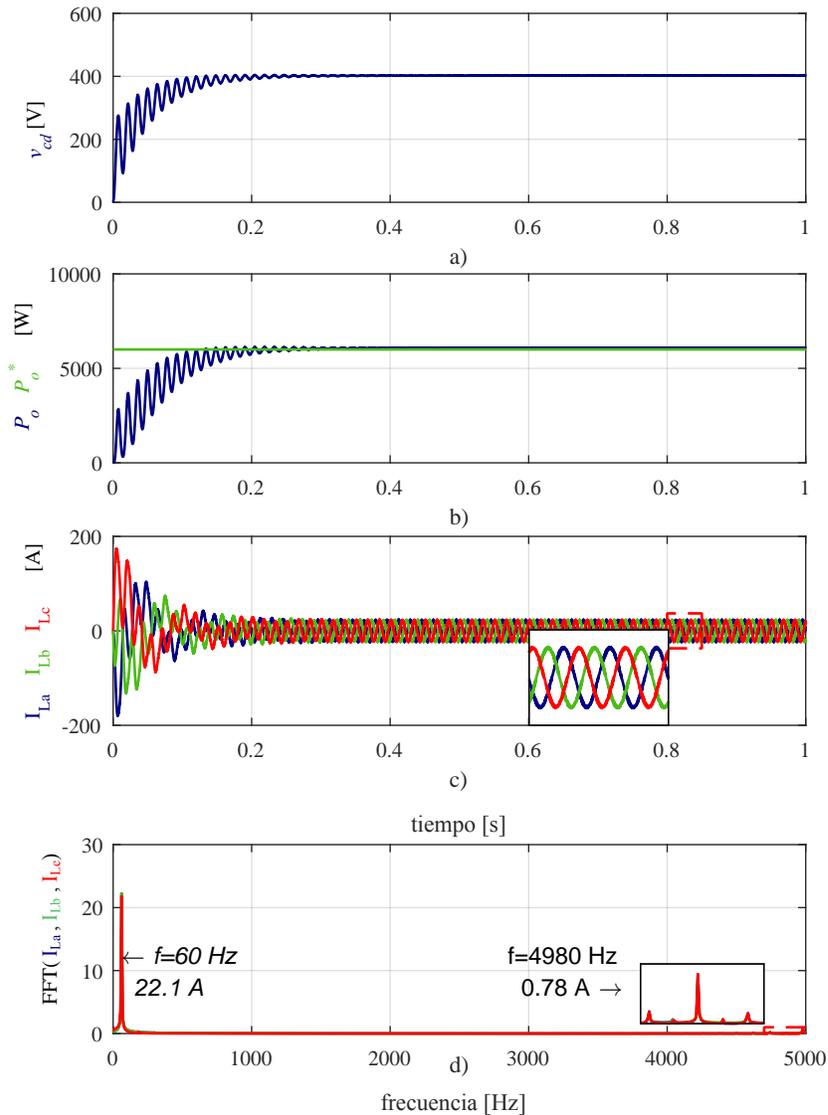


Figura 1.6. Resultados de simulación del circuito conmutado como rectificador de frente activo trifásico.

CD el cual se estabiliza en torno a 400 V; la figura 1.6(b) presenta el seguimiento de la referencia en potencia la cual se estabiliza en torno a 6 kW en un tiempo  $t = 0.21$  s; en la figura 1.6(c) se ilustran las corrientes trifásicas de entrada por cada rama del convertidor, las cuales poseen un comportamiento sinusoidal en régimen permanente; por último en la figura 1.6(d) se observan los espectros armónicos de las corrientes en estado estable, siendo visible que dicho comportamiento es similar

al caso monofásico.

## 1.5. Comprobación del modelo matemático

Con la finalidad de corroborar el modelo matemático en  $dq0$  obtenido se realiza la comparación del modelo presentado en la Sección 1.1.2, y el circuito conmutado del convertidor NPC trifásico operando en lazo abierto a partir de los cálculos mostrados de la Sección 1.4.1.

### 1.5.1. Modelo en $dq0$

Para la comprobación del modelo en  $dq0$  se realizó la transformación de *Park* a las señales de corrientes y tensiones del convertidor NPC y se compara de manera directa con la simulación de las ecuaciones (1.22 -1.24) y (1.29), (1.30), los parámetros de simulación se muestran en la Tabla 1.4.

Tabla 1.4. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
$P_o^*$	6 kW
$P_{nom}$	10 kW
$v_{red}$	127 $V_{RMS}$
$V_{CD}$	400 V
$f_{sw}$	4.98 kHz
L	3 mH
R	40 m $\Omega$
$C_{1,2}$	2660 $\mu F$

La figura 1.7 muestra los resultados de la simulación para la comparación del circuito conmutado contra el modelo en  $dq0$ . El subíndice *nc* indica que la señal pertenece a la componente *n* transformación de *Park* de las señales del circuito conmutado, por otro lado el subíndice *ndq0* denota que proviene directamente de la simulación de las ecuaciones diferenciales del modelo en  $dq0$ .

Las figuras 1.7(a,b,c) muestran las componentes *d*, *q* y 0 del circuito conmutado y del modelo de ecuaciones en  $dq0$ , teniendo en el peor caso un error en estado estable del 0.81 %, por otro lado en la figura 1.7(d) se ilustran las tensiones del bus de CD para ambos modelos, cuya diferencia entre ellos tiene un error del 1.09 %, por último en las figuras 1.7(e) se exhiben las dinámicas del desbalance en tensión cuyo comportamiento en régimen permanente representa una oscilación con valor promedio cero.

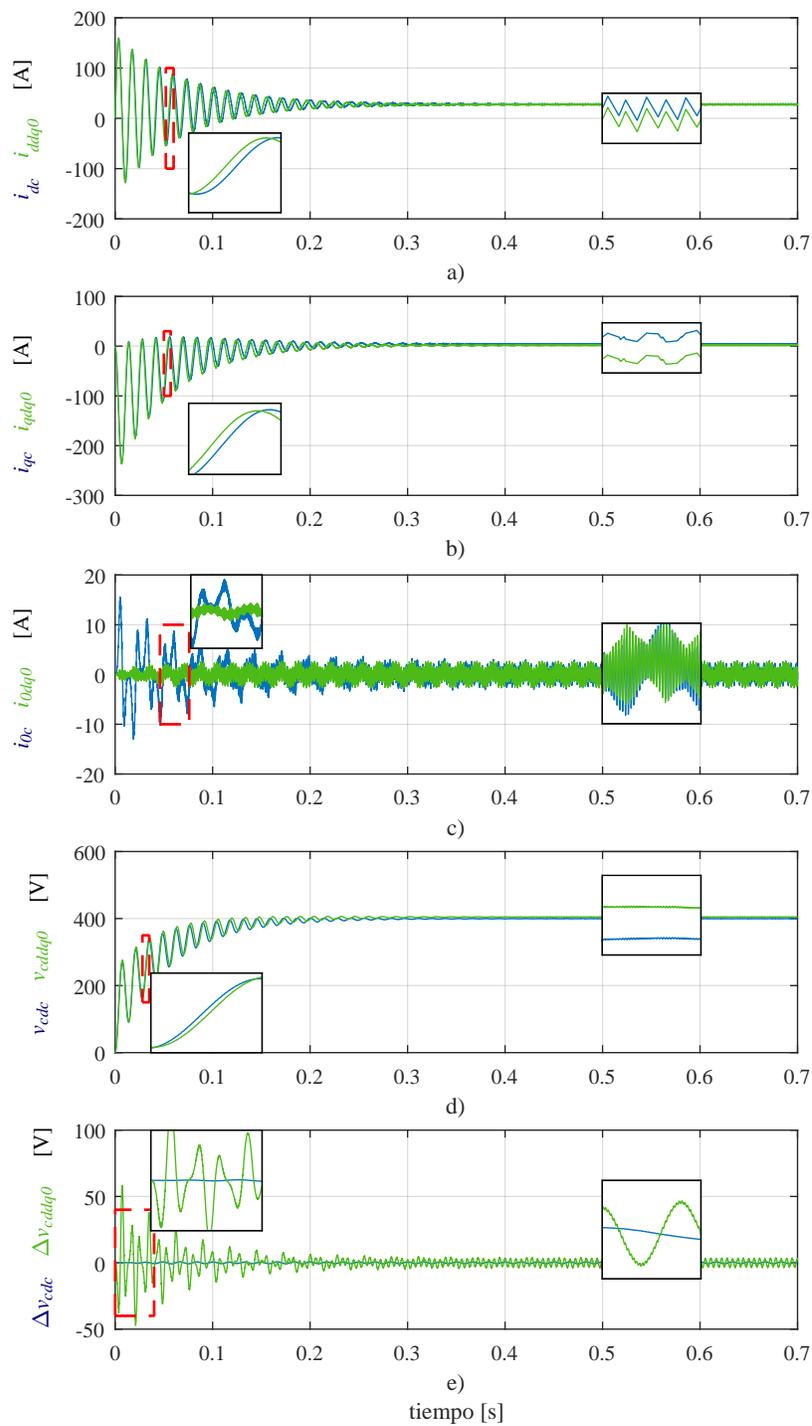


Figura 1.7. Comparativa entre el circuito conmutado transformado a  $dq0$  y modelo en  $dq0$ .

### 1.5.1.1. Discusión de resultados

La respuesta dinámica del modelo presentado en este capítulo tuvo un desempeño aceptable al mantener el error en estado estable menor al 1.1 %.

En particular para el caso de las corrientes  $i_d$ ,  $i_q$  durante el inicio de la simulación la evolución de los sistemas sucede de manera idéntica, sin embargo cuando el tiempo  $t \geq 0.04$  surge un desfase entre las señales aproximadamente de  $50^\circ$ , no obstante conforme las dinámicas de dichas corrientes se estabilizan desaparece. Teniendo un comportamiento similar en el bus de CD mostrado en la figura 1.7(d).

Por otro lado, como se aprecia en la figura 1.7(c) el modelo en  $dq0$  no puede describir el transitorio de inicio para la corriente  $i_0$ , sin embargo en régimen permanente dicho desfase desaparece. Cabe mencionar que en todo momento el valor promedio de ambas señales se mantuvo en cero.

La diferencia más significativa entre el modelo en  $dq0$  y el circuito conmutado se puede observar en la dinámica del desbalance en la figura 1.7(e), donde el modelo matemático presenta oscilaciones durante el transitorio de inicio con una magnitud que alcanza los 50 V, sin embargo en el circuito conmutado dicho valor no excede un valor máximo de 5 V, cabe mencionar que en ambos casos el valor promedio de dichas señales se conserva en cero.

Como ya se mencionó el modelo en  $dq0$  describe adecuadamente la dinámica del sistema, por lo cual se selecciona para la sintonización de los controladores clásicos y para el modelado de los controles predictivos mostrados en el Capítulo 2.

---

# CAPÍTULO 2

## ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR NPC

EN este capítulo se presenta el estudio de diversas estrategias de control. Específicamente una de ellas está basada en estrategias de control clásico PI para control de tensión y/o corriente. Mientras que la segunda estrategia utiliza control predictivo basado en modelo (MPC). Estas estrategias serán aplicadas para el control de la topología NPC de tres niveles.

### 2.1. Esquemas clásicos de control

#### 2.1.1. Controladores clásicos con estructura en cascada

La configuración fundamental del control con estructura en cascada se ilustra en la figura 2.1; el arreglo se compone de dos lazos de control anidados: el primer lazo tiene como objetivo generar una referencia para el lazo interno ( $Ref_2$ ); la cual se obtiene a través del controlador externo debido al error de la variable a controlar con la referencia deseada ( $Ref_1$ ), el lazo interno ocupa la señal  $Ref_2$  para obtener el error  $e_2$  a partir de la variable co-dependiente, procesando la señal de control  $u$ .

Se consideran dos estrategias de control: la primera realiza la regulación de

---

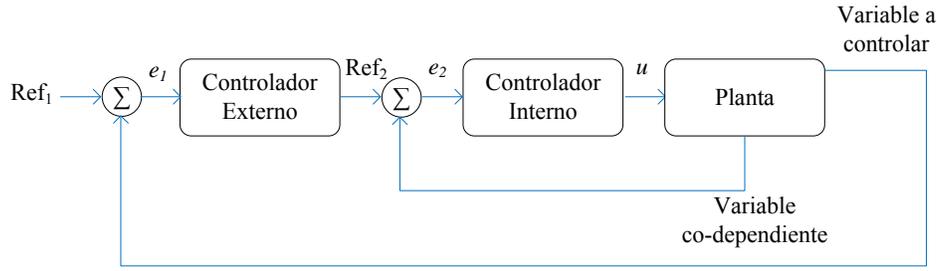


Figura 2.1. Esquema de control por lazos en cascada.

la tensión  $V_{CD}$ ; la segunda estrategia propone el control directo de la transferencia de potencia del convertidor, ambas estructuras de control se basan en un marco de referencia  $dq0$ , por lo cual cada variable de las dos componentes del control se procesa por separado. En ambos casos el control cuenta con la estructura de dos lazos en cascada con compensadores PI, dicho tipo de control se fundamenta en la idea de la co-dependencia de las variables de la tensión  $V_{CD}$  y la potencia con la corriente del convertidor NPC respectivamente para cada una de las estructuras.

A continuación se describe la derivación y sintonización de cada uno de los controladores, los cuales son sintonizados mediante el uso de las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q - \frac{V_{CD}}{2} \mu_d + v_d, \quad (2.1)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d - \frac{V_{CD}}{2} \mu_q + v_q, \quad (2.2)$$

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} = -R_1^{-1} V_{CD} - 2i_{cd} + i_d \mu_d + i_q \mu_q + i_0 \mu_0. \quad (2.3)$$

#### 2.1.1.1. Control de lazos en cascada de la tensión de CD

Como ya se mencionó con anterioridad el control de la tensión de CD es posible debido a la co-dependencia de dicha variable con respecto a la corriente de entrada del rectificador NPC. La derivación del control se basa en el modelo del rectificador trifásico en  $dq0$ , siendo una variación de la estructura del control VOC presentado con anterioridad en la Sección II.1.1 al incorporar una técnica de modulación PWM.

##### 2.1.1.1.1. Lazos internos de corriente

La obtención de la estructura de control de seguimiento de corriente parte del estudio de la ecuación que describe la componente  $d$  (2.1) mostrada a continuación.

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q - \frac{V_{CD}}{2}\mu_d + v_d.$$

Partiendo de la ecuación anterior y tomando en cuenta un factor de potencia unitario, se tiene que  $i_q = 0$ . Entonces la ecuación para  $i_d$  estará dada por:

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = v_d - \frac{V_{CD}}{2}\delta_d. \quad (2.4)$$

De (2.4) la variable que representa la señal promedio de la función de conmutación  $\delta_d$  se considerará  $u_d$  y se propone un controlador PI con la estructura mostrada en (2.5), donde  $k_{p,i}^{(i)}$  representan las ganancias internas del controlador:

$$u_d = k_p^{(i)} (i_d^* - i_d) + k_i^{(i)} \int_{t_0}^t (i_d^* - i_d) d\tau + \frac{2v_d}{V_{CD}}. \quad (2.5)$$

Realizando la sustitución de (2.5) en (2.4) en la que se lleva a cabo la substracción del elemento de perturbación ( $2v_d/V_{CD}$ ), se tiene:

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = -\frac{V_{CD}}{2}k_p^{(i)}i_d^* + \frac{V_{CD}}{2}k_p^{(i)}i_d - \frac{V_{CD}}{2}k_i^{(i)} \int_{t_0}^t i_d^* d\tau + \frac{V_{CD}}{2}k_i^{(i)} \int_{t_0}^t i_d d\tau. \quad (2.6)$$

Aplicando la transformada de *Laplace* a (2.6) y agrupando términos la expresión anterior se reescribe como:

$$i_d(s) \left( Ls + R - \frac{V_{CD}k_p^{(i)}}{2} - \frac{V_{CD}k_i^{(i)}}{2s} \right) = i_d^*(s) \left( -\frac{V_{CD}k_p^{(i)}}{2} - \frac{V_{CD}k_i^{(i)}}{2s} \right). \quad (2.7)$$

Obteniendo la siguiente representación:

$$\frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{-V_{CD} \left( sk_p^{(i)} + k_i^{(i)} \right)}{2Ls^2 + \left( 2R - V_{CD}k_p^{(i)} \right) s - V_{CD}k_i^{(i)}}. \quad (2.8)$$

Realizando la metodología mostrada con anterioridad para el lazo interno de regulación de  $i_q$  se toma (2.2) y se presenta a continuación:

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d - \frac{V_{CD}}{2} \mu_q + v_q.$$

Obteniendo la siguiente función de transferencia:

$$\frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{-V_{CD}k_p^{(i)}s - V_{CD}k_i^{(i)}}{2Ls^2 + (2R - V_{CD}k_p^{(i)})s - V_{CD}k_i^{(i)}}. \quad (2.9)$$

Se considera que los parámetros de sintonización en las variables del lazo interno de corriente son idénticas, debido a la similitud de las ecuaciones (2.8) y (2.9).

#### 2.1.1.1.2. Lazo externo de tensión

El análisis del lazo externo de tensión, parte de la ecuación (2.3) donde se toma en consideración que la carga del condensador sólo requiere de la componente activa de la corriente; por lo tanto el elemento  $i_q$  no es requerido y no se toma en consideración su efecto, además se desprecia la corriente de la carga ( $i_{cd}$ ); por otro lado, cabe recordar que  $C$  representa el valor de los dos condensadores operando en conjunto, siendo considerados idénticos en valor; por lo tanto (2.3) se reescribe como:

$$C \frac{dV_{CD}}{dt} + \frac{V_{CD}}{R_1} = i_d \mu_d. \quad (2.10)$$

De (2.10) se tiene que el elemento  $i_d \mu_d$  representa la corriente promedio que es inyectada al condensador, la cual se considera como la acción de control, de manera que la ley de control se propone como:

$$u = k_p^{(e)} (V_{CD}^* - V_{CD}) + k_i^{(e)} \int_{t_0}^t (V_{CD}^* - V_{CD}) d\tau, \quad (2.11)$$

donde  $k_{p,i}^{(e)}$  representan las ganancias externas del controlador. Sustituyendo (2.11) en (2.10) y aplicando la transformada de *Laplace* se llega a la siguiente expresión:

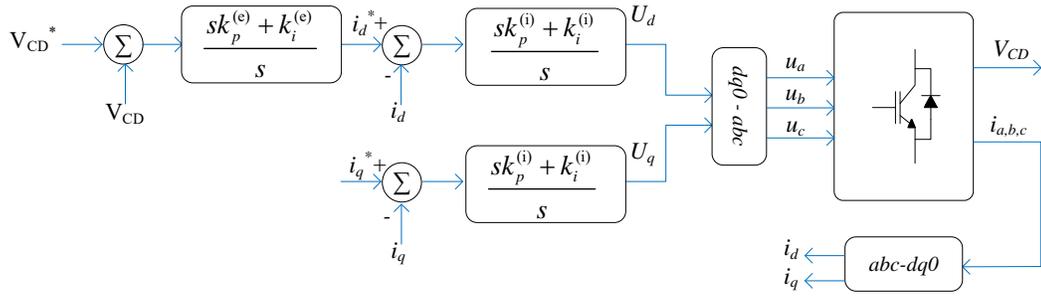


Figura 2.2. Esquema de control de lazos en cascada de la tensión CD para el convertidor NPC.

$$CsV_{CD}(s) + \frac{V_{CD}(s)}{R_1} + k_p^{(e)}V_{CD}(s) + \frac{k_i^{(e)}V_{CD}(s)}{s} = k_p^{(e)}V_{CD}^*(s) + \frac{k_i^{(e)}V_{CD}^*(s)}{s}. \quad (2.12)$$

Agrupando términos de (2.12), se obtiene:

$$\frac{V_{CD}(s)}{V_{CD}^*(s)} = \frac{sk_p^{(e)} + k_i^{(e)}}{Cs^2 + \left(\frac{1}{R_1} + k_p^{(e)}\right)s + k_i^{(e)}}. \quad (2.13)$$

Dado que no es requerida la componente de cuadratura ( $q$ ) de la corriente para la estabilización del bus de CD, la señal proveniente del lazo externo de tensión alimenta la referencia del lazo interno de la componente  $d$  de la corriente; por lo cual la componente  $q$  no requiere de un lazo externo.

La topología del control queda dada como en la figura 2.2, el cálculo de la referencia  $i_q^*$  para el lazo interno de regulación para obtener  $u_q$ , parte del análisis de potencias en  $dq0$ , mostrado en (2.14).

$$i_q^* = \frac{2}{V_d^2} V_d Q. \quad (2.14)$$

### 2.1.1.1.3. Sintonización de los lazos de control

Para sintonizar las ganancias  $k_p^{(i,e)}$  y  $k_i^{(i,e)}$ , se observa de (2.9) y (2.13) que las funciones de transferencia son de segundo grado. Por consiguiente, es fácil ver que las siguientes ganancias aseguran la estabilidad asintótica de (2.9) y (2.13):

$$k_i^{(i)} < 0, \quad (2.15)$$

$$k_p^{(i)} < \frac{2R}{V_{CD}}. \quad (2.16)$$

$$k_i^{(e)} > 0, \quad (2.17)$$

$$k_p^{(e)} > \frac{1}{R_1}. \quad (2.18)$$

Conociendo los criterios de estabilidad marcados por (2.15 - 2.18) es necesario establecer las ganancias de los controladores con el fin de cumplir los objetivos de control. Uno de los criterios de sintonización es el desacoplo por la respuesta en el ancho de banda de los lazos de control [7].

Se propone por lo tanto que el lazo interno de corriente tenga una respuesta en frecuencia una década bajo la frecuencia de conmutación de  $\omega_e = 498 \text{ Hz}$ , y con la separación con respecto a la frecuencia del lazo interno  $\omega_i = 49.8 \text{ Hz}$ . El análisis se realiza a través de software obteniendo las siguientes ganancias:

$$k_p^{(i)} = -0.02905,$$

$$k_i^{(i)} = -40.1211,$$

$$k_p^{(e)} = 0.42322,$$

$$k_i^{(e)} = 72.6911.$$

Dichas ganancias cumplen con los criterios de estabilidad (2.15 - 2.18) garantizando la estabilidad asintótica de la estructura de control, realizando la sustitución de dichos valores en las ecuaciones (2.8), (2.9) y (2.13) se realiza el diagrama de bode, los resultados se muestran en la figura 2.3, donde se muestra la frecuencia de corte a  $-3 \text{ dB}$  para ambos lazos y la frecuencia de corte teniendo la separación de una década entre ellos.

### 2.1.1.2. Control directo de potencia (DPC)

El segundo esquema de control propuesto se basa en el control directo de la transferencia de potencia activa y la compensación reactiva del convertidor, siendo una variación de la estructura de control DPC presentada en la Sección II.1.2, sin

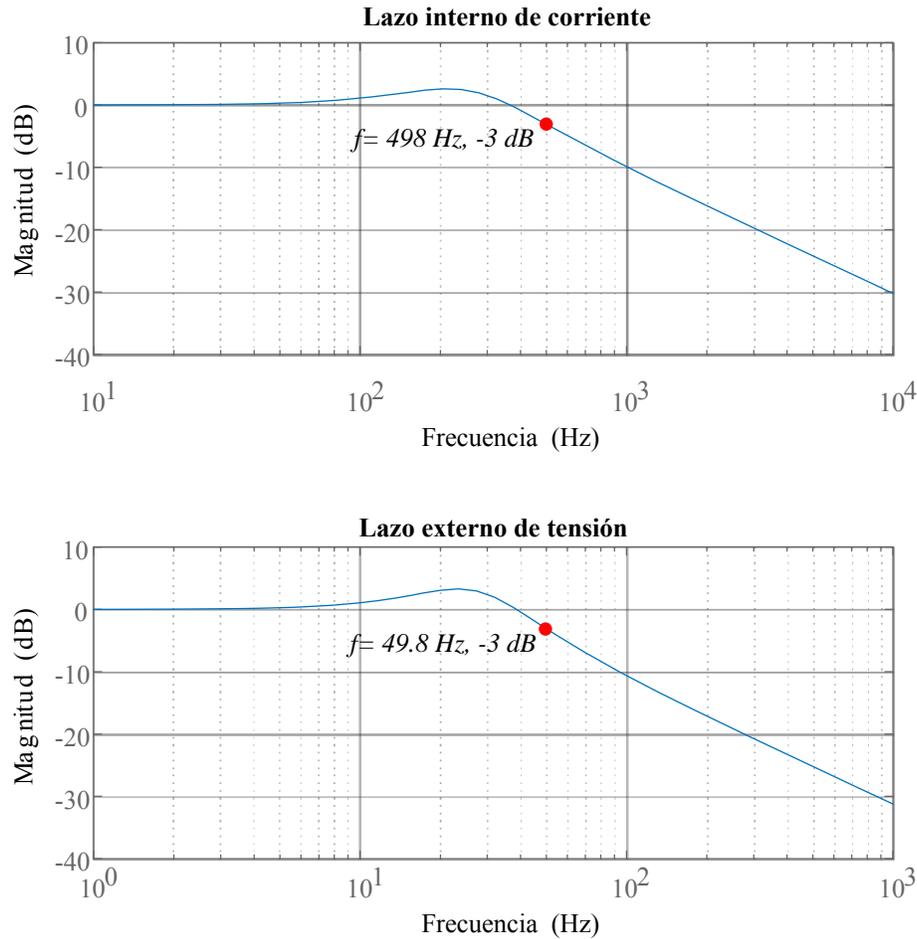


Figura 2.3. Diagrama de bode de los lazos de control.

embargo el cálculo de la potencia se lleva a cabo a partir de las componentes en  $dq0$ , de las tensiones y corrientes.

El funcionamiento de la estructura se sustenta debido a que las variables de potencia se encuentran directamente ligadas a las componentes de la corriente; por lo cual, el lazo interno de seguimiento de corriente posee el mismo procedimiento de deducción y ganancias que el caso desarrollado en la Sección 2.1.1.1.

#### 2.1.1.2.1. Lazos de potencia

La sintonización de los lazos externos para el seguimiento de las referencias de potencias activa y reactiva ( $P^*$  y  $Q^*$  respectivamente), se basa en el cálculo de las potencias en el marco  $dq0$  para el convertidor NPC operando como rectificador de frente activo.

$$P = \frac{1}{2} (v_d i_d), \quad (2.19)$$

$$Q = -\frac{1}{2} (v_d i_q). \quad (2.20)$$

Se considera que el compensador PI de cada lazo brinda la referencia en corriente  $i_d$  e  $i_q$  respectivamente, la cual se multiplica por cada una de las ecuaciones de (2.19) y (2.20), tomando en cuenta que la función de transferencia en lazo cerrado para cada uno de los lazos se encuentra dada por:

$$\frac{P(s)}{P^*(s)} = \frac{v_d (k_p^{(e)} s + k_i^{(e)})}{(k_p^{(e)} v_d + 2) s + k_i^{(e)} v_d}, \quad (2.21)$$

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{-v_d (k_p^{(e)} s + k_i^{(e)})}{(-k_p^{(e)} v_d + 2) s - k_i^{(e)} v_d}. \quad (2.22)$$

### 2.1.1.2.2. Sintonización de los lazos de control

Del análisis de estabilidad tomando en cuenta el polinomio característico para la ecuación (2.21) y (2.22), las siguientes desigualdades deben de verificarse para garantizar la estabilidad asintótica:

$$\frac{k_i^{(e)} v_d}{k_p^{(e)} v_d + 2} > 0, \quad (2.23)$$

$$\frac{k_i^{(e)} v_d}{k_p^{(e)} v_d - 2} > 0. \quad (2.24)$$

Se considera por simplicidad que los valores de sintonización para (2.23) deben ser positivos y en el caso de (2.24) deben ser negativos.

Para lograr la sintonización de los lazos externos de potencia activa y reactiva se propone:

$$\frac{k_i^{(e)} v_d}{k_p^{(e)} v_d + 2} = \omega_c. \quad (2.25)$$

Partiendo de (2.23) se propone  $k_p^{(e)} = 0.001$  y suponiendo  $\omega_c = 49.8 \cdot 2\pi$  [rad], con el fin de desacoplar la respuesta dinámica con el lazo interno, se determina:

$$k_i^{(e)} = \frac{\omega_c \cdot (k_p^{(e)} \cdot v_d + 2)}{v_d} = 3.7972. \quad (2.26)$$

Para el lazo de regulación de potencia reactiva, se parte de (2.24) y se propone  $k_p^{(e)} = -0.001$ , calculando se tiene:

$$k_i^{(e)} = \frac{\omega_c \cdot (k_p^{(e)} \cdot v_d - 2)}{v_d} = -3.7972. \quad (2.27)$$

Sustituyendo los valores calculados en las ecuaciones (2.21) y (2.22) se calculan los diagramas de bode; los resultados se muestran en la figura 2.4 donde se aprecia que la frecuencia de corte  $\omega_c = 49.8 \text{ Hz}$ , logrando así el desacoplo de una década en el ancho de banda del lazo externo con respecto al lazo interno.

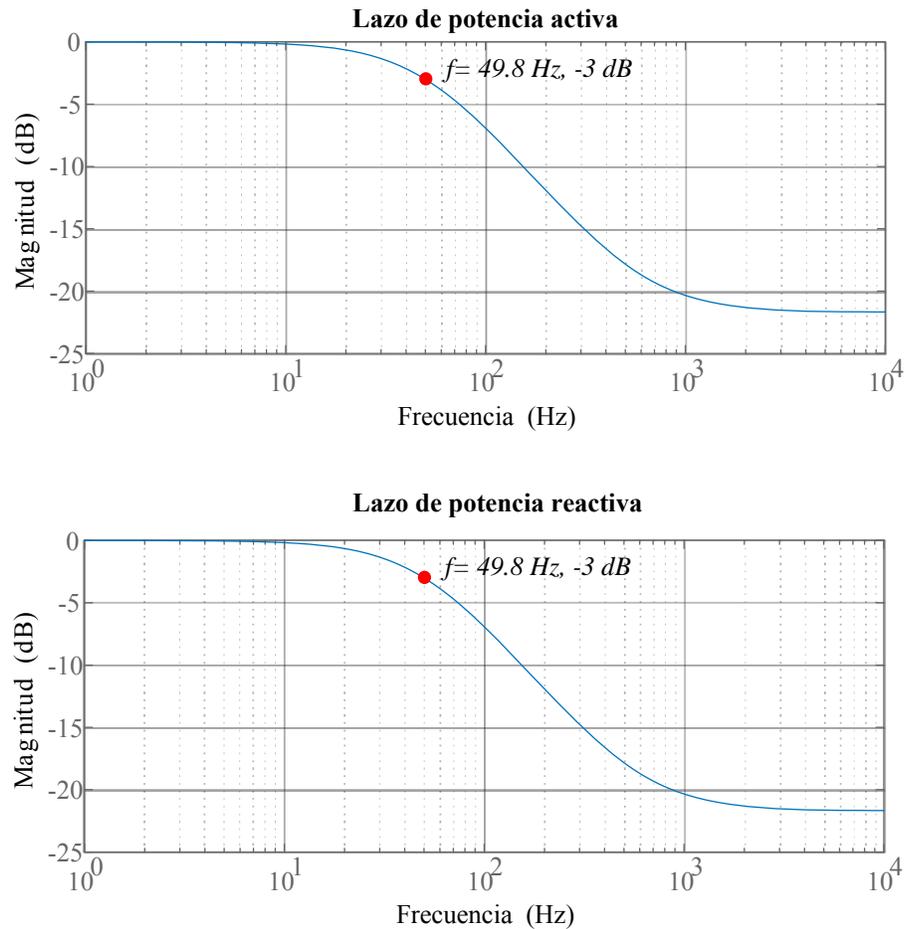


Figura 2.4. Diagrama de bode de los lazos externos de regulación de potencia.

El esquema del control directo de potencia se muestra en la figura 2.5.

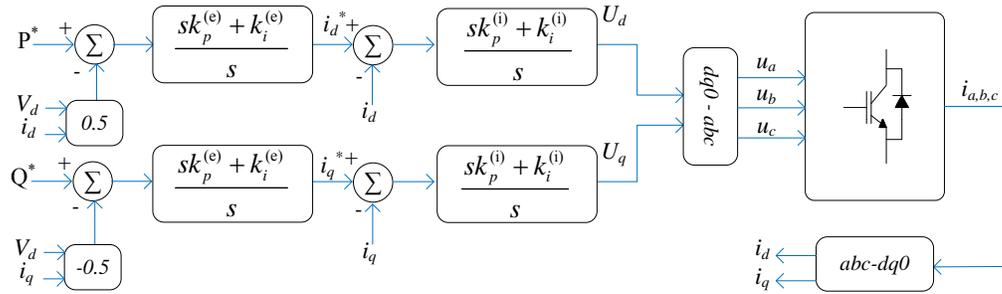


Figura 2.5. Esquema de control directo de potencia para el convertidor NPC.

## 2.2. Control predictivo basado en modelo (MPC)

El control predictivo basado en modelo, tiene origen a principios de los años 60 a través de los trabajos presentados por Kalman, los cuales describen un regulador lineal cuadrático (LQR por sus siglas en inglés) [33]. Sin embargo en sus inicios estos trabajos carecían de formalidad en su formulación; fue hasta finales de los años 70 cuando fue reportado exitosamente en su aplicación para procesos industriales [34].

El funcionamiento de esta estrategia de control se ilustra en la figura 2.6; la salida se estima para un horizonte de predicción de  $H$  instantes hacia el futuro a partir del conocimiento del modelo de la planta, la entrada y salida actual ( $u[n]$  y  $y[n]$  respectivamente). Las señales de control para los  $H$  instantes futuros tienen por objetivo que la señal de salida siga a la referencia  $r[n]$ .

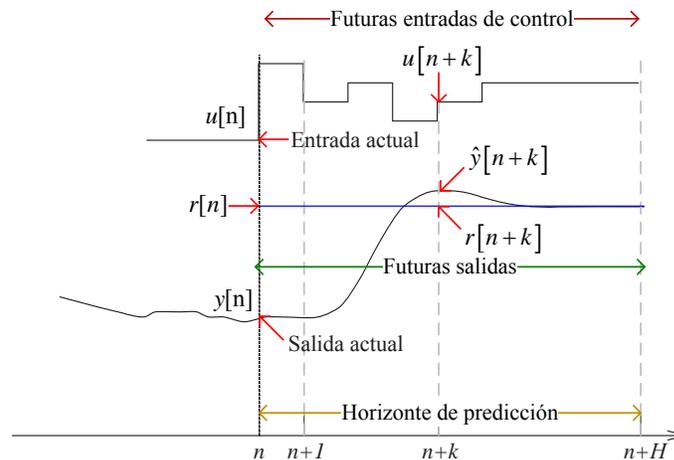


Figura 2.6. Funcionamiento del esquema de control.

La figura 2.7 describe el funcionamiento generalizado del controlador MPC en donde se puede apreciar que la parte fundamental del proceso es el modelo matemático del sistema a controlar [25]. De la figura se puede observar que a través del modelo, en una primera instancia se toman las entradas y salidas pasadas, y se rea-

liza la predicción de la salida para las  $H$  muestras en el futuro, considerando la señal de referencia se obtienen los errores futuros, dicha señal de error se emplea durante el proceso para la minimización de la función objetivo, estimando de esta manera las señales futuras de control que cumplen las restricciones impuestas.

La función objetivo incluye por una parte las variables de decisión, en las cuales se consideran los errores futuros estimados, esfuerzos en control, la desviación entre la salida y el punto de operación, entre otras. Por otro lado, las restricciones consideran las señales de control y/o las señales de salida, manteniendo dichos valores acotados, pudiendo limitar el máximo valor alcanzado, el mínimo o restringir el comportamiento entre ambos límites. Por ejemplo en sistemas mecánicos es importante considerar restricciones en los actuadores; los cuales poseen un límite físico en sus rangos de acción. En el caso de electrónica de potencia las restricciones pueden estar dadas por la capacidad máxima de manejo de potencia activa, compensación reactiva, máxima corriente de entrada, por mencionar algunas.

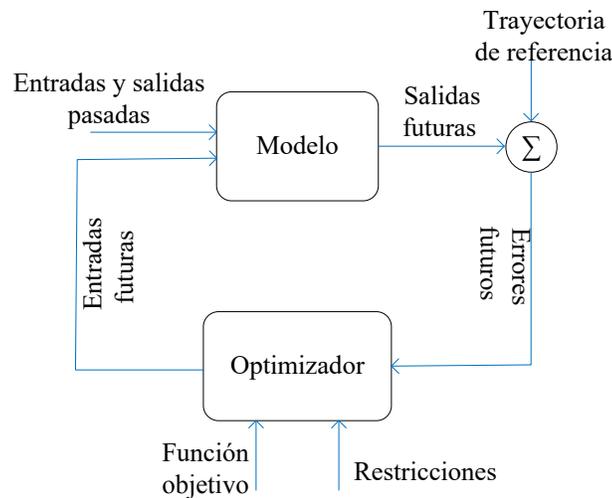


Figura 2.7. Estructura general del control MPC.

Dentro de las estrategias de control predictivo una de las más aceptadas dentro de la industria es el control por matriz dinámica (DMC por sus siglas en inglés), la cual se describe a continuación.

### 2.2.1. Control por matriz dinámica

El control predictivo por matriz dinámica es uno de los esquemas predictivos que poseen un alto nivel de penetración en diversos sectores. Entre sus principales características es que la dinámica del modelo se construye de forma experimental, lo cual presenta una gran ventaja para los procesos que poseen un número elevado

de estados. Lo anterior se debe a que no es necesario el modelo de la planta para la deducción y la sintonización de los parámetros de desempeño del controlador. Por otro lado, el control DMC solo es aplicable a sistemas estables, además presenta la desventaja de carecer de un análisis formal de la influencia de los horizontes y los elementos asociados a las penalizaciones sobre la estabilidad en lazo cerrado [25].

El control por matriz dinámica adquiere la información del sistema a través de la aplicación de un escalón, mediante el cual generará un modelo lineal de la planta al muestrear la respuesta de la salida ante dicha señal de prueba.

### 2.2.1.1. Modelado del sistema

El modelado del sistema de control por matriz dinámica, implementa un modelo basado a través de la respuesta al escalón: se aplica una señal escalón a la planta y se muestrea a intervalos constantes la señal de salida. Dichos valores son almacenados en un vector  $\mathbf{g}$  como se ilustra en la figura 2.8, por tales motivos este tipo de control solamente puede ser aplicado para sistemas estables y sin integradores libres; debido a que la respuesta ante la entrada escalón no se estabiliza.

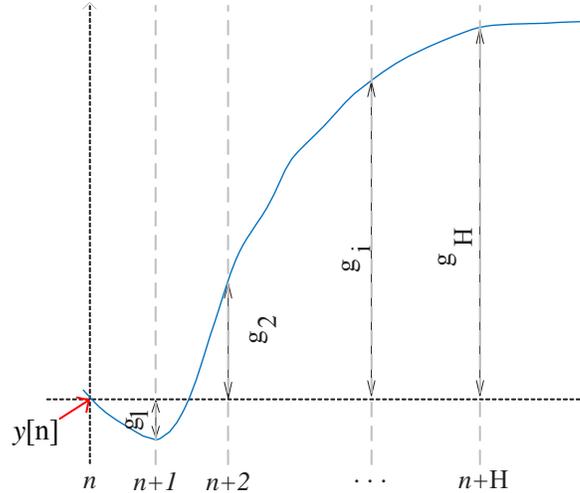


Figura 2.8. Respuesta al escalón.

La salida del sistema se expresa matemáticamente como:

$$y[n] = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i], \quad (2.28)$$

donde  $\Delta u[n-i]$  representa las variaciones de control.

Con el fin de estimar los valores de las predicciones futuras de la señal de salida  $\hat{y}$  se realiza un corrimiento de  $k$  pasos hacia adelante en la salida del sistema, es decir, se estima  $\hat{y}[n+k|n]$ . Por lo anterior el modelo de predicción obtenido en (2.28) se separa en valores pasados y futuros, como se muestra a continuación:

$$\hat{y}[n+k|n] = \underbrace{\sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i]}_{\text{Valores Pasados}} + \underbrace{\sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i]}_{\text{Valores Futuros}}, \quad (2.29)$$

Debido a que el funcionamiento del esquema de control considera únicamente el modelo de predicción para la estimación de los errores futuros, es necesario incluir el error de perturbación  $\hat{p}[n+k|n]$ , el cual para esta estrategia se considera constante a lo largo del horizonte, es decir,  $\hat{p}[n+k|n] = \hat{p}[n|n] = y_m[n] - \hat{y}[n|n]$ , donde  $y_m$  es la salida medida.

La predicción de la salida del sistema  $\hat{y}[n+k|n]$  para cualquier instante  $k$  a lo largo del horizonte de control está descrita por (2.30).

$$\hat{y}[n+k|n] = \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + \hat{p}[n|n], \quad (2.30)$$

Partiendo de (2.28) y suponiendo  $\hat{y}[n]$ , se obtiene (2.31):

$$\begin{aligned} \hat{y}[n+k|n] &= \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + y_m[n] \\ &\quad - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i]. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Del análisis anterior se asume que los términos que se encuentran ubicados en el instante actual o pasados quedan agrupados en  $f[n+k]$ , la cual representa la respuesta libre del sistema y está dada por:

$$f[n+k] := \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + y_m[n] - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i]. \quad (2.32)$$

Realizando un cambio de variables en (2.32), se llega a:

$$f[n+k] = y_m[n] + \sum_{i=1}^{\infty} (g_{i+k} - g_i) \Delta u[n-i], \quad (2.33)$$

Cabe mencionar que la salida de la planta es asintóticamente estable, es decir la respuesta del sistema en el  $i$ -ésimo instante es aproximada con respecto a la  $k$ -ésima muestra. De igual forma la respuesta obtenida ante el escalón tiende a ser estable después de  $H$  periodos, por lo cual no es necesario tomar los índices de la sumatoria en todo el tiempo; por lo tanto (2.33) se reduce a la siguiente expresión:

$$f[n+k] = y_m[n] + \sum_{i=1}^H (g_{i+k} - g_i) \Delta u[n-i]. \quad (2.34)$$

De lo anterior se obtiene el siguiente modelo de predicción:

$$\hat{y}[n+k|n] = \sum_{i=1}^H g_i \Delta u[n+k-i] + f[n+k]. \quad (2.35)$$

A partir de (2.35) es posible definir el valor de la salida a través de las entradas y salidas pasadas mediante el modelo de predicción. Con el fin de explicar como se realiza el algoritmo de control es necesario definir el horizonte de control ( $H_c$ ) y el horizonte de predicción ( $H_p$ ).

Considerando lo anterior, se tiene:

$$\begin{aligned} \hat{y}[n+1|n] &= g_1 \Delta u[n] + f[n+1], \\ \hat{y}[n+2|n] &= g_2 \Delta u[n] + g_1 \Delta u[n+1] + f[n+2], \\ &\vdots \\ \hat{y}[n+H_p|n] &= \sum_{i=H_p-H_c+1}^{H_p} g_i \Delta u[n+H_p-i] + f[n+H_p]. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden expresar de forma matricial de la siguiente manera.

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \hat{y}[n+1|n] \\ \hat{y}[n+2|n] \\ \vdots \\ \hat{y}[n+H_c|n] \\ \vdots \\ \hat{y}[n+H_p|n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \cdots & 0 \\ g_2 & g_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_c} & g_{H_c-1} & \cdots & g_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_p} & g_{H_p-1} & \cdots & g_{H_p-H_c+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_p-1] \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} f[n] \\ f[n+1] \\ \vdots \\ f[n+H_c] \\ \vdots \\ f[n+H_p-1] \end{bmatrix}. \tag{2.37}
\end{aligned}$$

Una representación condensada de (2.37) está dada por la siguiente expresión:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}. \tag{2.38}$$

### 2.2.1.2. Obtención de la señal de control

Los cálculos para obtener la ley de control  $u$  se logran mediante el uso de la función objetivo  $J$ . Este proceso se realiza a partir de la minimización de la función  $J$  definida como:

$$J = \sum_{j=1}^{H_p} \delta(j) [\hat{y}[n+j|n] - w[n+j]]^2 + \sum_{j=1}^{H_c} \lambda(j) [\Delta u[n+j-1]]^2 \tag{2.39}$$

La función  $J$  asocia en términos generales las dinámicas que se desean minimizar, en este caso se proponen el error de seguimiento y el esfuerzo del control, al poseer una estructura cuadrática y garantizando que  $\delta$  y  $\lambda$  son valores estrictamente positivos, se garantiza que la función objetivo  $J$  posee un único mínimo.

Donde  $\hat{y}$  es la futura señal de salida,  $w$  la señal de referencia y  $\Delta u$  es el incremento de control.

El proceso para la minimización de la función  $J$  se realiza como sigue: primero se realiza una transformación de los términos encargados de penalizar los errores futuros a una forma matricial. A partir de este cambio (2.39) se reescribe como:

$$J = \langle \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}, \delta (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) \rangle + \langle \mathbf{u}, \lambda \mathbf{u} \rangle, \quad (2.40)$$

donde  $\delta > 0$  y  $\lambda > 0$ , se proponen como:

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta(1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \delta(2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \delta(H_p) \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda(1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda(2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda(H_c) \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Además se tiene:

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}[n+1|n], \hat{y}[n+2|n], \dots, \hat{y}[n+H_p|n]], \quad (2.43)$$

$$\mathbf{w} = [w[n+1|n], w[n+2|n], \dots, w[n+H_p|n]], \quad (2.44)$$

$$\mathbf{u} = [u[n+1|n], u[n+2|n], \dots, u[n+H_c|n]]. \quad (2.45)$$

Se puede observar que (2.40) contiene el término de predicción de la futura salida ( $\hat{\mathbf{y}}$ ) obtenido con anterioridad y sustituyendo (2.38) se obtiene:

$$J = \langle \mathbf{G}\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \delta [\mathbf{G}\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})] \rangle + \langle \mathbf{u}, \lambda \mathbf{u} \rangle, \quad (2.46)$$

Desarrollando se llega a:

$$J = \langle \mathbf{G}\mathbf{u}, \delta \mathbf{G}\mathbf{u} \rangle + \langle \mathbf{G}\mathbf{u}, \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \rangle + \langle (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \delta \mathbf{G}\mathbf{u} \rangle + \langle (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \rangle + \langle \mathbf{u}, \lambda \mathbf{u} \rangle, \quad (2.47)$$

$$J = \langle \mathbf{u}, \mathbf{G}^T \delta \mathbf{G}\mathbf{u} \rangle + 2 \langle \mathbf{u}, \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \rangle + \|\mathbf{f} - \mathbf{w}\|_{\delta}^2 + \langle \mathbf{u}, \lambda \mathbf{u} \rangle, \quad (2.48)$$

Por consiguiente:

$$\nabla_u J = 2\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} \mathbf{u} + 2\mathbf{G}^T \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + 2\lambda \mathbf{u}, \quad (2.49)$$

Dado que la finalidad de la señal de control es minimizar la función objetivo, para esto es necesario determinar  $\nabla_u J = 0$ , se tiene:

$$\Delta \mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{w} - \mathbf{f}). \quad (2.50)$$

La expresión (2.50) da el vector de predicciones, calculado en el instante  $n$ . No obstante, en el instante  $(n + 1)$  la salida  $y(n + 1)$  será conocida y por consiguiente la señal de control tendrá un mejor desempeño si se utiliza esta información más precisa. Por tanto, sólo se retendrá la señal de control presente, es decir, de (2.50) sólo se empleará el producto obtenido de la primera fila de  $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta$  y  $(\mathbf{w} - \mathbf{f})$ . Finalmente la ley de control se obtiene al realizar:

$$u[n] = u[n - 1] + \Delta u \quad (2.51)$$

Cabe mencionar que como se desea implementar el control DMC al convertidor NPC de tres niveles, no es factible realizarlo a través del esquema de control mostrado. Esto se debe a que el algoritmo de control requiere la aplicación de un escalón de prueba a la señal de control  $u$  del convertidor; en este caso, la señal de control corresponde a la señal moduladora de la técnica *PD*-PWM, la cual debe ser sinusoidal, por lo tanto se propone que para la aplicación del esquema de control se deberá realizar a través de la transformación *dq0* del sistema. Sin embargo en este caso la señal de control posee dos componentes: la componente directa  $u_d$  y la componente de cuadratura  $u_q$  de la señal de control, por lo tanto el control debe realizarse con un algoritmo DMC multivariable, el cual se describe en la siguiente a continuación sección; sin embargo el algoritmo DMC-SISO se evalúa en el Apéndice C realizando el control de algunas plantas, entre ellas algunos convertidores de electrónica de potencia.

### 2.2.2. Algoritmo DMC: caso MIMO

La representación de sistemas MIMO de control predictivo por matriz dinámica es directa, ya que las ecuaciones fundamentales desarrolladas y mostradas en la sección anterior se conservan. Sin embargo se realiza un cambio de dimensiones en los vectores y matrices debido a la extensión de los elementos de la entrada y salida, respectivamente.

Los modelos de predicción empleados por el algoritmo corresponden a sistemas lineales, por lo cual es posible hacer uso del principio de superposición para conseguir los valores de cada una de las entradas y salidas definidas, mostrados en el vector de salidas (2.52), el vector de señales de control (2.53), y la respuesta libre (2.54) que comprende los valores pasados de la señal de control y de la salida  $y$ . La comprobación del algoritmo se presenta en el Apéndice D.

$$\hat{\mathbf{y}} = [y_1 [n + 1], \dots, y_1 [n + p_1], \dots, y_{N_y} [n + 1], \dots, y_{N_y} [n + p_{N_y}]]^T, \quad (2.52)$$

$$\hat{\mathbf{u}} = [\Delta u [n], \dots, \Delta u_1 [n + M_1 - 1], \dots, \Delta u_{N_u} [n], \dots, \Delta u_{N_u} [n + M_{N_u} - 1]]^T, \quad (2.53)$$

$$\mathbf{f} = [f [n + 1], \dots, f_1 [n + p_1 - 1], \dots, f_{N_y} [n + 1], \dots, f_{N_y} [n + p_{N_y}]]^T, \quad (2.54)$$

Con la definición de los elementos del control DMC, la matriz ( $\mathbf{G}$ ) definida en el caso SISO ahora tendrá una estructura de una matriz a bloques (2.55) ya que la ecuación de predicción (2.38) es la misma para el caso multivariable.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1N_u} \\ G_{21} & G_{22} & \cdots & G_{2N_u} \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ G_{N_y 1} & G_{N_y 2} & \cdots & G_{N_y N_u} \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Un elemento fundamental del control es la función objetivo, donde se consideran los errores así como los esfuerzos de control. Para el caso de multivariable la respuesta de minimización posee la misma estructura que la obtenida en (2.50).

Por otro lado la figura 2.9 presenta el esquema general para la aplicación del algoritmo de control DMC con el convertidor NPC, se indican las ecuaciones que intervienen durante el proceso, recordando que al ser un proceso multivariable las ecuaciones para el caso SISO se extienden al caso MIMO, como ya se mencionó.

### 2.2.3. Algoritmo del control predictivo generalizado (GPC)

A partir de los logros obtenidos con el esquema DMC, la popularidad de este tipo de controladores fue en aumento y con ello el desarrollo de nuevas técnicas

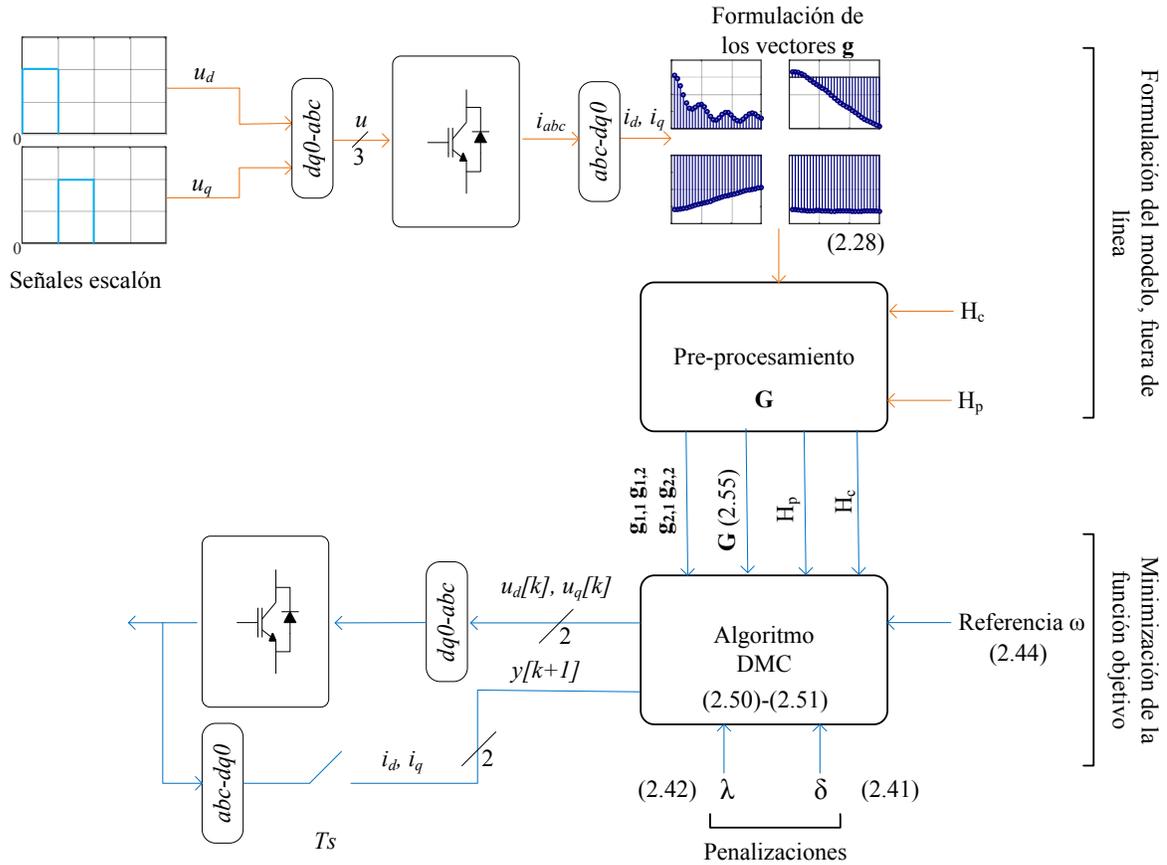


Figura 2.9. Esquema general del control DMC con el convertidor NPC.

capaces de satisfacer diferentes necesidades. Esto llevó al surgimiento de diversos esquemas; como es el caso del control predictivo generalizado (GPC por sus siglas en inglés), el cual fue propuesto en [35]. A pesar de la gran demanda computacional que este tipo de controladores requiere, obtuvo resultados favorables en diversas aplicaciones.

Una característica de este esquema que al mismo tiempo lo hace diferente del DMC, es que el modelo de predicción se basa en un modelo de control autorregresivo integrado de media móvil (CARIMA por sus siglas en inglés), además es posible aplicar este control a sistemas inestables.

### 2.2.3.1. Modelado del sistema para el caso SISO

El modelo del control predictivo generalizado GPC precisa de la formulación basada en el modelo CARIMA (2.56), el cual describe la dinámica del proceso.

$$A(z^{-1})y[n] = B(z^{-1})z^{-\tau}u[n-1] + C(z^{-1})\frac{\varepsilon[n]}{\Delta}. \quad (2.56)$$

La ecuación (2.56) contiene los elementos:  $y[n]$  que asocia la salida actual de la planta,  $u[n-1]$  correspondiente a la entrada de la planta calculada una muestra anterior,  $\varepsilon[n]$  representa el modelo del ruido blanco con valor medio cero,  $\Delta$  corresponde a una estructura de un integrador,  $\tau$  es el retraso del sistema, por último los polinomios del sistema están dados por:  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$  y  $C(z^{-1})$ , donde:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3} \dots + a_{na}z^{-na}, \quad (2.57)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} \dots + b_{nb}z^{-nb}, \quad (2.58)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + c_3z^{-3} \dots + c_{nc}z^{-nc}. \quad (2.59)$$

El modelo obtenido en (2.56) se puede expresar de la siguiente manera:

$$\Delta A(z^{-1})y[n] = B(z^{-1})\Delta u[n-\tau-1] + C(z^{-1})\varepsilon[n]. \quad (2.60)$$

De (2.60) se define el término  $\Delta A(z^{-1}) := \tilde{A}(z^{-1})$ , por lo que se llega a la representación (2.61), de donde se obtiene el diagrama generalizado del modelo CARIMA en la figura 2.10.

$$\tilde{A}(z^{-1})y[n] = B(z^{-1})\Delta u[n-\tau-1] + C(z^{-1})\varepsilon[n]. \quad (2.61)$$

La obtención de las futuras salidas se logra mediante un proceso auto-regresivo ya que la predicción de la salida actual se emplea para la estimación de la salida en todos los instantes futuros; es decir el cálculo para obtener las futuras salidas dependerán de los valores de las salidas pasadas, por lo que el proceso para conseguir las predicciones futuras es complicado. Con el fin de simplificar los cálculos se utiliza la ecuación diofantina (2.62).

$$1 = E_j(z^{-1})\tilde{A}(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}). \quad (2.62)$$

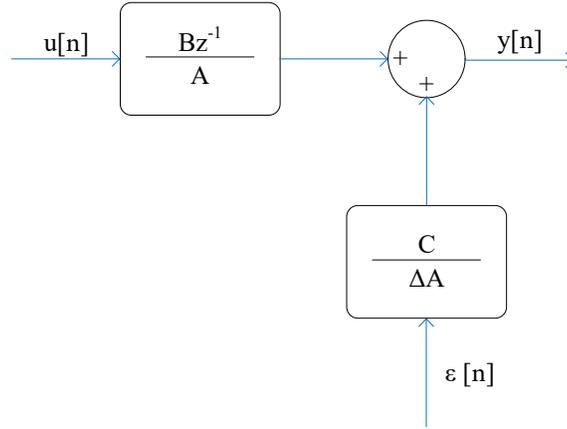


Figura 2.10. Diagrama generalizado del modelo CARIMA.

La ecuación (2.62) está compuesta por los polinomios  $E_j(z^{-1})$  y  $F_j(z^{-1})$  que son definidos con grados  $j-1$  y  $na$  respectivamente garantizando de esta manera la unicidad y existencia de estos polinomios.

Con el propósito de obtener futuras predicciones, se multiplican ambos lados de (2.56) por el término  $z^j \Delta E_j(z^{-1})$  se obtiene:

$$\tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) y[n+j] = E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u[n+j-\tau-1] + E_j(z^{-1}) C(z^{-1}) \varepsilon[n+j]. \quad (2.63)$$

De (2.62) se tiene que  $\tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) = 1 - z^{-j} F_j(z^{-1})$ , donde el término  $z^{-j}$  permite realizar un recorrimiento de las señales hacia el pasado. Sustituyendo en (2.63) se tiene:

$$(1 - z^{-j} F_j(z^{-1})) y[n+j] = E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u[n+j-\tau-1] + E_j(z^{-1}) C(z^{-1}) \varepsilon[n+j]. \quad (2.64)$$

Desarrollando la expresión anterior se obtiene:

$$y[n+j] = F_j(z^{-1}) y[n] + E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u[n+j-\tau-1] + E_j(z^{-1}) C(z^{-1}) \varepsilon[n+j]. \quad (2.65)$$

Se observa que el polinomio  $\varepsilon[n+j]$  comprende únicamente instantes futuros, por lo tanto se infiere que la mejor predicción  $\hat{y}[n+j|n]$  está dada por:

$$\hat{y}[n+j|n] = F_j(z^{-1})y[n] + E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u[n+j-\tau-1], \quad (2.66)$$

Definiendo  $G_j(z^{-1}) := E_j(z^{-1})B(z^{-1})$ , la predicción queda expresada de la siguiente forma:

$$\hat{y}[n+j|n] = F_j(z^{-1})y[n] + G_j(z^{-1})\Delta u[n+j-\tau-1], \quad (2.67)$$

Con el fin de determinar numéricamente la predicción anterior, es necesario obtener recursivamente los polinomios  $E_j(z^{-1})$  y  $F_j(z^{-1})$ . Para lo anterior se expresan los  $E_j$  y  $F_j$  de la siguiente manera:

$$F_j(z^{-1}) = F_{j,0} + F_{j,1}z^{-1} + \cdots + F_{j,na}z^{-na}, \quad (2.68)$$

$$E_j(z^{-1}) = E_{j,0} + E_{j,1}z^{-1} + E_{j,2}z^{-2} + \cdots + E_{j,j-1}z^{j-1}. \quad (2.69)$$

Ahora de la ecuación diofantina (2.62) se observa que se puede aplicar el algoritmo de Euclides; donde para los polinomios  $f$  y  $g$  conocidos, se tiene:

$$f = q \cdot g + r. \quad (2.70)$$

Considerando que  $r$  es estrictamente menor que  $g$ , y definiendo  $f := 1$  y  $g := \tilde{A}$ . Entonces  $E_{j+1}$  y  $F_{j+1}$  se puede determinar de la siguiente manera:

$$1 + \tilde{a}_1 z^{-1} + \cdots + \tilde{a}_{n_a} z^{-n_a} + \tilde{a}_{n_a+1} z^{-(n_a+1)} \left| \begin{array}{l} \frac{e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + \cdots + e_{j,j-1}z^{-(j-1)} + f_{j,0}z^{-j}}{1} \\ \vdots \\ j\text{-ésima operación} \rightarrow z^{-j} [f_{j,0} + f_{j,1}z^{-1} + \cdots + f_{j,na}z^{-na}] \\ (j+1)\text{-ésima operación} \rightarrow z^{-j} [-f_{j,0} - \tilde{a}_1 f_{j,0}z^{-1} - \tilde{a}_2 f_{j,0}z^{-2} - \cdots - \tilde{a}_{n_a+1} f_{j,0}z^{-(n_a+1)}] \end{array} \right.$$

lo anterior implica que  $E_{j+1}$  y  $F_{j+1}$  están dados por:

$$F_{j+1}(z^{-1}) = (f_{j,1} - \tilde{a}_1 f_{j,0}) + (f_{j,2} - \tilde{a}_2 f_{j,0})z^{-1} + \cdots + (f_{j,n_a+1} - \tilde{a}_{n_a+1} f_{j,0})z^{-n_a}, \quad (2.71)$$

$$E_{j+1}(z^{-1}) = e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + \cdots + e_{j,z-1}z^{-(j-1)} + e_{j+1,j}z^{-j}. \quad (2.72)$$

Donde  $e_{j+1,j} = f_{j,0}$  y los coeficientes de  $F_{j+1}(z^{-1})$  se encuentran dados algorítmicamente por:

$$f_{j+1,1} = f_{j,j+1} - \tilde{a}_{i+1}f_{j,0},$$

para  $i = 0, 1, 2, \dots, na$ , se considera  $f_{j,na+1} = 0$  para todo  $j$ .

Por otra parte, se tiene que  $G_j = E_j(z^{-1})B(z^{-1})$  por lo que  $G_{j+1}(z^{-1}) = E_{j+1}(z^{-1})B(z^{-1})$ , en la que se substituye el valor de  $E_{j+1}(z^{-1})$  mostrado en (2.72), se tiene (2.73).

$$G_{j+1}(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j}B(z^{-1}). \quad (2.73)$$

La cual se puede reescribir como:

$$G_{j+1}(z^{-1}) = G_j(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j}B(z^{-1}). \quad (2.74)$$

De la expresión (2.74) se tiene que los primeros  $j$ -términos de  $G_{j+1}(z^{-1})$  corresponden a los primeros  $j$ -términos de  $G_j(z^{-1})$  y los términos restantes son calculados como  $g_{j+1,j+1} = g_{j,j+i} + f_{j,0}b_i$  para  $i = 0, \dots, nb$ .

Por consiguiente, se procede con los cálculos para las predicciones futuras, para lo cual se definen,  $N_1 := \tau + 1$  como el horizonte inicial de errores futuros (véase ecuación 2.83),  $H_p = \tau + H_c$  es el horizonte de predicción y  $H_c$  definido como el horizonte de control. El conjunto de las predicciones óptimas queda definido por:

$$\begin{aligned} \hat{y}[n + \tau + 1|n] &= G_{\tau+1}\Delta u[n] + F_{\tau+1}y[n], \\ \hat{y}[n + \tau + 2|n] &= G_{\tau+2}\Delta u[n + 1] + F_{\tau+2}y[n], \\ &\vdots \\ \hat{y}[n + \tau + H_c|n] &= G_{\tau+H_c}\Delta u[n + H_c - 1] + F_{\tau+H_c}y[n]. \end{aligned} \quad (2.75)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden reescribir como:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{F}(z^{-1})y[n] + \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u[n - 1], \quad (2.76)$$

donde los elementos correspondientes a (2.76) cuentan con la siguiente estructura:

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \hat{y}[k + \tau + 1] \\ \hat{y}[k + \tau + 2] \\ \vdots \\ \hat{y}[k + \tau + H_c] \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u[k] \\ \Delta u[k + 1] \\ \vdots \\ \Delta u[k + H_c - 1] \end{bmatrix}, \quad (2.77)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_c} & g_{H_c-1} & \cdots & g_0 \end{bmatrix}, \quad (2.78)$$

$$\mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} z [G_{\tau+1}(z^{-1}) - g_0] \\ z^2 [G_{\tau+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1}] \\ \vdots \\ z^{H_p} [G_{\tau+H_c}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1} - \cdots - g_{H_c-1} z^{-(H_c-1)}] \end{bmatrix}, \quad (2.79)$$

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{\tau+1}(z^{-1}) \\ F_{\tau+2}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{\tau+H_c}(z^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.80)$$

Como se ha mencionado los términos relacionados al pasado son llamados respuesta libre ( $\mathbf{f}$ ), por lo que se tiene:

$$\mathbf{f} = \mathbf{F}(z^{-1}) y(t) + \mathbf{G}'(z^{-1}) \Delta u(t-1), \quad (2.81)$$

dando lugar a la siguiente representación:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}. \quad (2.82)$$

### 2.2.3.2. Obtención de la ley de control

A continuación se abordan los dos posibles casos para obtener la ley de control.

### 2.2.3.2.1. Caso: sin restricciones

Ya que el objetivo del control es llevar al proceso al punto de operación deseado variando mínimamente la acción de control, y que además la señal calculada minimice los errores de seguimiento con las referencias indicadas se considera la función objetivo dada por:

$$J = \sum_{j=N_1}^{H_p} \delta(j) [\hat{y}[n+j|n] - w[n+j]]^2 + \sum_{j=1}^{H_c} \lambda(j) [\Delta u[n+j-1]]^2, \quad (2.83)$$

donde se tiene el horizonte mínimo de costo  $N_1$ , el horizonte de predicción  $H_p$  y el horizonte control  $H_c$ , además de los coeficientes  $\delta(j)$  y  $\lambda(j)$  encargados de ponderar los comportamientos. Dado que se busca minimizar la función objetivo para obtener la ley de control, se siguen los mismos pasos que los desarrollados en la Sección 2.2.1.2, obteniendo:

$$\Delta \mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{w} - \mathbf{f})$$

### 2.2.3.2.2. Caso: con restricciones

Las restricciones son las limitaciones con las que cuenta o a las que está restringida una acción o proceso; la gran mayoría de las técnicas de control empleadas no toman en consideración las restricciones que puede poseer el sistema, dicha característica es una de las principales ventajas del controlador GPC, brindando un grado extra de seguridad en la operación del sistema. De esta manera se evita la violación de alguna limitante marcada para el proceso, por lo cual los sistemas son capaces de operar adecuadamente con este tipo de controladores.

En controladores convencionales suele ser necesario agregar saturadores a la salida del controlador para evitar algún daño. No obstante en la vida real los procesos se encuentran sujetos a una o más restricciones, tomando esto en cuenta existe la posibilidad de que los sistemas generen pérdidas en la producción y además ocasionar daños físicos. Cabe destacar que estas violaciones son capaces de tratarse y anticiparse al incumplimiento de las restricciones para corregirlas de una manera adecuada, siendo esta una de las características principales por las cuales el control predictivo ha contado con gran aceptación en la práctica industrial, ya que la metodología del manejo de las restricciones del sistema se lleva a cabo durante el diseño del controlador.

El control predictivo es una técnica de control que se adapta fácilmente a las diversas necesidades de los sistemas, como lo son sus limitantes ya que es capaz de tomar en cuenta diferentes restricciones [25], las cuales principalmente se tienen en consideración por razones de seguridad, éstas son; la velocidad en el cambio de las señales de control  $\Delta u[n]$ , la amplitud de la señal de control  $u[n]$  y además la amplitud en las salidas  $y[n]$ ; estas consideraciones se ilustran en la figura 2.11. Cabe destacar que la aplicación de dichas restricciones puede ser de manera independiente o en conjunto, afectando el costo computacional del algoritmo. En este trabajo sólo se toma en cuenta una de ellas.

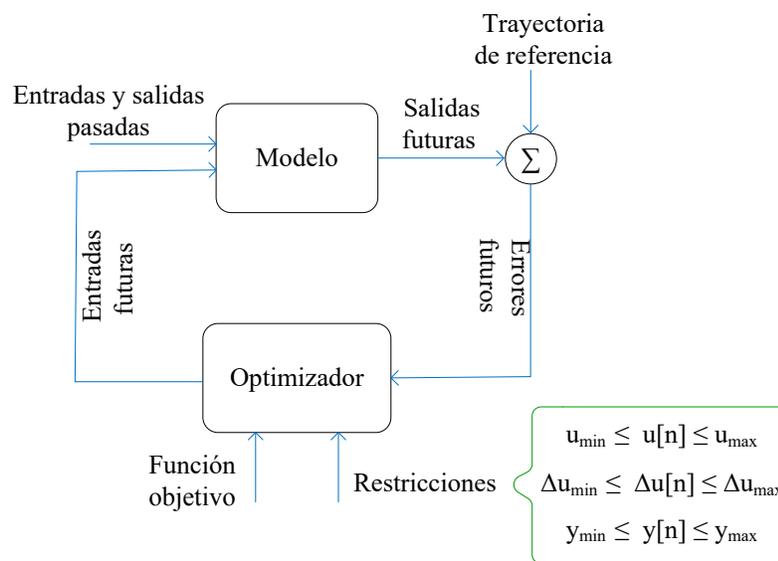


Figura 2.11. Estructura general MPC con restricciones.

Partiendo del diagrama mostrado en la figura 2.11 se puede concluir que la obtención del modelo de la planta no se ve afectada por la consideración de las restricciones, por otro lado tienen efecto sobre el cálculo de la respuesta libre, por lo que la teoría desarrollada para la obtención del conocimiento de la planta por medio de la técnica GPC es válida en esta sección.

Recordando que las predicciones futuras son representadas de manera general como en (2.82), en donde se muestra la representación de los términos de entradas y salidas pasadas apropiadamente para su manejo.

Las restricciones se encargan de limitar la o las variables deseadas, en otras palabras, se encuentran restringidas por una o más condiciones. Para que se cumpla o cumplan es necesario dar la forma adecuada a cada una de las restricciones, como se describe a continuación:

La restricción en el incremento de control  $\Delta u$  se puede representar como:

$$\Delta u_{\min} \leq u[n] - u[n-1] \leq \Delta u_{\max}. \quad (2.84)$$

Dado que la desigualdad anterior se debe de cumplir en todo momento, se obtienen las siguientes desigualdades:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \Delta u_{\max} \\ \Delta u_{\max} \\ \vdots \\ \Delta u_{\max} \end{bmatrix}, \quad (2.85)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \end{bmatrix} \geq \begin{bmatrix} \Delta u_{\min} \\ \Delta u_{\min} \\ \vdots \\ \Delta u_{\min} \end{bmatrix}. \quad (2.86)$$

Realizando un reacomodo en la desigualdad (2.86), se llega a (2.87).

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} -\Delta u_{\min} \\ -\Delta u_{\min} \\ \vdots \\ -\Delta u_{\min} \end{bmatrix}. \quad (2.87)$$

Con la finalidad de representar las desigualdades (2.85) y (2.87) mediante una sola expresión, se reescribe de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \\ \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \Delta u_{\max} \\ \Delta u_{\max} \\ \vdots \\ \Delta u_{\max} \\ -\Delta u_{\min} \\ -\Delta u_{\min} \\ \vdots \\ -\Delta u_{\min} \end{bmatrix}. \quad (2.88)$$

O de manera más compacta como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u} \leq \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\max} \\ -\Delta \mathbf{u}_{\min} \end{bmatrix}. \quad (2.89)$$

Para la señal de control se tiene se propone la siguiente representación:

$$u_{\min} \leq u[n] \leq u_{\max}. \quad (2.90)$$

Inicialmente se considera la obtención de las predicciones en cada instante de muestreo de la señal de control, como se presta a continuación:

$$\begin{aligned} u[n] &= \Delta u[n] + u[n-1], \\ u[n+1] &= \Delta u[n+1] + u[n], \\ u[n+1] &= \Delta u[n+1] + (\Delta u[n] + u[n-1]), \\ u[n+2] &= \Delta u[n+2] + u[n+1], \\ u[n+2] &= \Delta u[n+2] + (\Delta u[n+1] + (\Delta u[n] + u[n-1])). \end{aligned} \quad (2.91)$$

De (2.91) se puede verificar como la variable  $u[n-1]$  aparece en cada una futuras predicciones, también se tiene que el incremento de control va en aumento conforme a cada predicción. Tomando en cuenta lo mencionado y realizando un análisis similar al presentado para (2.88) las restricciones  $u[n] \leq u_{\max}$  y  $u_{\min} \leq u[n]$  se expresan de la forma siguiente.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & -1 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \\ \Delta u[n] \\ \Delta u[n+1] \\ \vdots \\ \Delta u[n+H_c-1] \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} u_{\max} - u[n-1] \\ u_{\max} - u[n-1] \\ \vdots \\ u_{\max} - u[n-1] \\ -u_{\min} + u[n-1] \\ -u_{\min} + u[n-1] \\ \vdots \\ -u_{\min} + u[n-1] \end{bmatrix}. \quad (2.92)$$

A partir de (2.92) se llega a:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{T} \\ -\mathbf{T} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{\max} - \mathbf{u} [\mathbf{n} - 1] \\ -\mathbf{u}_{\min} + \mathbf{u} [\mathbf{n} - 1] \end{bmatrix}. \quad (2.93)$$

Las restricciones para la salida  $y$  parte de la representación general que es  $y = G\Delta u + f$ , lo que quiere decir que la salida se encontrará limitada como:

$$y_{\min} \leq y [n] \leq y_{\max}. \quad (2.94)$$

Aplicando el procedimiento mostrado con anterioridad para el desarrollo de las restricciones en la señal de control; la salida se encuentra representada por su forma general en (2.95).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ -\mathbf{G} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\max} - \mathbf{f} \\ -\mathbf{y}_{\min} + \mathbf{f} \end{bmatrix}. \quad (2.95)$$

Las desigualdades (2.89), (2.93) y (2.95), se pueden expresar de manera general como:

$$\mathbf{R}\mathbf{u} \leq \mathbf{c}, \quad (2.96)$$

donde los términos de (2.96) están representados de la forma:

$$\mathbf{R} := \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} \\ \mathbf{T} \\ -\mathbf{T} \\ \mathbf{G} \\ -\mathbf{G} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} := \Delta \mathbf{u} \quad \mathbf{c} := \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\max} \\ -\Delta \mathbf{u}_{\min} \\ \mathbf{u}_{\max} - \mathbf{u} [\mathbf{n} - 1] \\ -\mathbf{u}_{\max} + \mathbf{u} [\mathbf{n} - 1] \\ \mathbf{y}_{\max} - \mathbf{f} \\ -\mathbf{y}_{\min} + \mathbf{f} \end{bmatrix}.$$

Ya que se han establecido los tipos de restricciones y su formulación, se plantea una nueva solución de la función objetivo a causa de los cambios mostrados en el momento de tomar en cuenta las limitantes; para ésto es necesario retomar la función objetivo definida en (2.83) que se presenta a continuación.

$$J = \sum_{j=N_1}^{H_p} \delta(j) [\hat{y}[n+j|n] - w[n+j]]^2 + \sum_{j=1}^{H_c} \lambda(j) [\Delta u[n+j-1]]^2.$$

La cual se puede expresar de manera más conveniente como:

$$J = \left[ \mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G} \mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \right].$$

Partiendo de la expresión anterior se debe realizar la minimización, en la cual el término  $(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w})$  no será tomado en consideración ya que no cuenta con ningún término asociado a la variable  $\mathbf{u}$  y al momento de minimizar la función será cero, por lo que la función objetivo a considerar es:

$$J = \mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G} \mathbf{u}. \quad (2.97)$$

Adicionando las restricciones, el análisis de la función objetivo (2.97) se expresa de la forma siguiente:

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G} \mathbf{u} \quad (2.98)$$

La cual puede ser reescrita como:

$$\begin{aligned} J(u) &= \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{b}^T \mathbf{u} \\ \text{sujeto a} & \quad \mathbf{R} \mathbf{u} \leq \mathbf{c} \end{aligned} \quad (2.99)$$

donde:

$$\mathbf{H} := \mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} \text{ y } \mathbf{b}^T := (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G}$$

Entonces la solución de la función objetivo (2.99) se convierte en un problema de minimización de una función cuadrática con restricciones lineales. Ya que no se tiene una solución analítica como en el caso sin restricciones, será necesario obtener la solución mediante métodos iterativos de programación cuadrática.

Con ello la carga computacional será considerable ya que ahora se realiza el cálculo de minimización por medio de métodos iterativos, los cuales se tendrá que llevar a cabo entre muestras para obtener la ley de control. Sin embargo cabe destacar que a la vez se cuenta con una gran ventaja ya que las predicciones obtenidas serán las soluciones óptimas tomando en cuenta las restricciones impuestas.

### 2.2.3.3. Modelado del sistema caso MIMO

El control GPC multivariable tiene la misma ventaja del control DMC, ya que su caso SISO es fácilmente extendido al caso MIMO, puesto que se realiza el mismo procedimiento. La característica que hace la diferencia entre los casos es que el proceso MIMO se describe mediante matrices polinomiales de variable  $z$ .

Para un caso del modelo CARIMA con múltiples entradas ( $M$ ) y salidas ( $N$ ) en (2.100).

$$\mathbf{A}(z^{-1}) \mathbf{y}[n] = \mathbf{B}(z^{-1}) \mathbf{u}[n-1] + \mathbf{C}(z^{-1}) \frac{\boldsymbol{\varepsilon}[n]}{\Delta}. \quad (2.100)$$

Se tiene que las matrices polinomiales  $\mathbf{A}(z^{-1})$  y  $\mathbf{C}(z^{-1})$  son monicas de dimensiones  $N \times N$  y  $\mathbf{B}(z^{-1})$  es de dimensiones  $N \times M$ .

$$\mathbf{A}(z^{-1}) := \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{A}_1 z^{-1} + \mathbf{A}_2 z^{-2} + \mathbf{A}_3 z^{-3} + \cdots + \mathbf{A}_{n_a} z^{-n_a}, \quad (2.101)$$

$$\mathbf{B}(z^{-1}) := \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1 z^{-1} + \mathbf{B}_2 z^{-2} + \mathbf{B}_3 z^{-3} + \cdots + \mathbf{B}_{n_b} z^{-n_b}, \quad (2.102)$$

$$\mathbf{C}(z^{-1}) := \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{C}_1 z^{-1} + \mathbf{C}_2 z^{-2} + \mathbf{C}_3 z^{-3} + \cdots + \mathbf{C}_{n_c} z^{-n_c}. \quad (2.103)$$

Las variables  $\mathbf{u}[n]$ ,  $\mathbf{y}[n]$  y  $\boldsymbol{\varepsilon}[n]$  de dimensiones  $M \times 1$ ,  $N \times 1$  y  $N \times 1$ .

Al igual que en el caso SISO la ecuación diofantina (2.104) es la herramienta principal para obtener las variables los cálculos de las futuras predicciones.

$$\mathbf{I}_{N \times N} = \mathbf{E}_j(z^{-1}) \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) + z^{-j} \mathbf{F}_j(z^{-1}), \quad (2.104)$$

donde las matrices polinomiales  $\mathbf{E}_j(z^{-1})$  y  $\mathbf{F}_j(z^{-1})$  de grado  $(j-1)$  y  $n_a$ , respectivamente. Para obtener las salidas futuras se pre-multiplica (2.100) por  $z^j \Delta \mathbf{E}_j(z^{-1})$  se tiene:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_j(z^{-1}) \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) \mathbf{y}[n+j] &= \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{B}(z^{-1}) \Delta \mathbf{u}[n+j-1] \\ &+ \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{C}(z^{-1}) \boldsymbol{\varepsilon}[n+j], \end{aligned} \quad (2.105)$$

En (2.105) se reemplaza  $\mathbf{E}_j(z^{-1}) \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1})$  de (2.104) obteniendo:

$$\begin{aligned} (\mathbf{I} - z^{-j} \mathbf{F}_j(z^{-1})) \mathbf{y}[n+j] &= \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{B}(z^{-1}) \Delta \mathbf{u}[n+j-1] + \\ &\mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{C}(z^{-1}) \boldsymbol{\varepsilon}[n+j], \end{aligned} \quad (2.106)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}[n+j] = & \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{B}(z^{-1}) \Delta \mathbf{u}[n+j-1] + \mathbf{F}_j(z^{-1}) \mathbf{y}[n] + \\ & \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{C}(z^{-1}) \boldsymbol{\varepsilon}[n+j], \end{aligned} \quad (2.107)$$

Los términos de perturbación se encuentran presentes en el futuro, por lo que la mejor predicción está dada por:

$$\mathbf{y}[n+j] = \mathbf{E}_j(z^{-1}) \mathbf{B}(z^{-1}) \Delta \mathbf{u}[n+j-1] + \mathbf{F}_j(z^{-1}) \mathbf{y}[n]. \quad (2.108)$$

La obtención de  $\mathbf{E}_j(z^{-1})$  y  $\mathbf{F}_j(z^{-1})$  se logra a través de la ecuación diofantina (2.104). Para lo anterior considérese:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) & := \mathbf{I} + z^{-1}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{I}) + \cdots + z^{-na}(\mathbf{A}_{na} - \mathbf{A}_{na-1}) - z^{-na-1}\mathbf{A}_{na}, \\ \mathbf{E}_j(z^{-1}) & := \mathbf{E}_{j,0} + \mathbf{E}_{j,1}z^{-1} + \mathbf{E}_{j,2}z^{-2} + \cdots + \mathbf{E}_{j,j-1}z^{-j+1}, \\ \mathbf{F}_j(z^{-1}) & := \mathbf{F}_{j,0} + \mathbf{F}_{j,1}z^{-1} + \mathbf{F}_{j,2}z^{-2} + \cdots + \mathbf{F}_{j,na}z^{-na}. \end{aligned}$$

Tomando en cuenta (2.104) para la predicción  $\hat{\mathbf{y}}[n+j+1|n]$ , se considera:

$$\mathbf{I} = \mathbf{E}_{j+1}(z^{-1}) \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) + z^{-j-1} \mathbf{F}_{j+1}(z^{-1}). \quad (2.109)$$

Ahora, restando (2.104) de (2.109) se llega a:

$$0 = [\mathbf{E}_{j+1}(z^{-1}) - \mathbf{E}_j(z^{-1})] \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) + z^{-j} [z^{-1} \mathbf{F}_{j+1}(z^{-1}) - \mathbf{F}_j(z^{-1})]. \quad (2.110)$$

Se observa que la matriz  $[\mathbf{E}_{j+1}(z^{-1}) - \mathbf{E}_j(z^{-1})]$  es de grado  $j$ , por lo que se define:

$$\mathbf{E}_{j+1}(z^{-1}) - \mathbf{E}_j(z^{-1}) =: \tilde{\mathbf{R}}(z^{-1}) + z^{-j} \mathbf{R}_j, \quad (2.111)$$

donde la matriz polinomial  $\tilde{\mathbf{R}}$  de  $N \times N$  con  $\deg[\tilde{\mathbf{R}}(z^{-1})] < j$  y  $\mathbf{R}_j$  es una matriz no nula de  $N \times N$ . Sustituyendo (2.111) en (2.110), se obtiene:

$$0 = [\tilde{\mathbf{R}}(z^{-1}) + z^{-j} \mathbf{R}_j] \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) + z^{-j} [z^{-1} \mathbf{F}_{j+1}(z^{-1}) - \mathbf{F}_j(z^{-1})], \quad (2.112)$$

Puesto que  $\tilde{\mathbf{A}}(z^{-1})$  es monica se deduce que  $\tilde{\mathbf{R}}(z^{-1}) = 0$ , y por consiguiente la matriz  $\mathbf{E}_{j-1}$  queda expresada como:

$$\mathbf{E}_{j+1} = \mathbf{E}_j(z^{-1}) + \mathbf{R}_{j,0}z^j. \quad (2.113)$$

De la misma manera es posible suponer:

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{F}_{j,0}, \quad (2.114)$$

$$\mathbf{F}_{j+1,i} = \mathbf{F}_{j,i+1} - \mathbf{R}_j\tilde{\mathbf{A}}_{i+1}. \quad (2.115)$$

Las condiciones iniciales se obtienen sustituyendo  $j = 1$  en (2.104) y se tiene  $\mathbf{E}_1(z^{-1}) = \mathbf{I}$ , por lo tanto:

$$\mathbf{F}_1(z^{-1}) = z \left[ \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}}(z^{-1}) \right]. \quad (2.116)$$

Para determinar las predicciones se propone (2.117), tomando en cuenta que el grado de  $\mathbf{G}_j(z^{-1}) = j - 1$ .

$$\mathbf{E}_j(z^{-1})\mathbf{B}(z^{-1}) = \mathbf{G}_j(z^{-1}) + z^{-j}\mathbf{G}_{jp}(z^{-1}). \quad (2.117)$$

Bajo la descomposición anterior la  $j$ -ésima predicción está dada como se muestra en (2.118).

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}_j(z^{-1})\Delta\mathbf{u}[n+j-1] + \mathbf{F}_j(z^{-1})\mathbf{y}[n] + \mathbf{G}_{jp}(z^{-1})\Delta\mathbf{u}[n-1]. \quad (2.118)$$

La expresión general de (2.118) se muestra en (2.119)

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}, \quad (2.119)$$

donde:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{G}_1 & \mathbf{G}_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_{N-1} & \mathbf{G}_{N-2} & \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_0 \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u[k] \\ \Delta u[k+1] \\ \vdots \\ \Delta u[k+N-1] \end{bmatrix}; \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 \\ \mathbf{f}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{f}_N \end{bmatrix}.$$

Como se mencionó con anterioridad el control predictivo generalizado (GPC) requiere el modelo del sistema para la sintonización del mismo. Por consiguiente, se considera el modelo matemático del convertidor NPC en el marco del referencia  $dq0$ , el cual está dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{CD}}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{CD}}{2L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L} \\ \frac{v_q}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.120)$$

donde las entradas propuestas son:  $u_1 = \frac{2L}{V_{CD}} \left( -\frac{V_{CD}}{2L} - \dot{h}_1 \right)$  y  $u_2 = \frac{2L}{V_{CD}} \left( -\frac{V_{CD}}{2L} - \dot{h}_2 \right)$ . Por lo que la representación en funciones de transferencia queda dada en (2.121).

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{s + \frac{R}{L}}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega^2} & \frac{\omega}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega^2} \\ \frac{\omega}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega^2} & \frac{s + \frac{R}{L}}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.121)$$

#### 2.2.3.4. Obtención de la ley de control MIMO con restricciones

La estructura de las restricciones para un proceso MIMO, es una extensión de una matriz de matrices, partiendo del modelado de las restricciones llevado a cabo en la Sección 2.2.3.2.2 de un sistema SISO, encargadas de delimitar la ley de control, el incremento de control y la salida.

Por lo que el modelo generalizado de las restricciones (2.96) permanecerá para el sistema MIMO, mostrado a continuación.

$$\mathbf{R}u \leq \mathbf{c}, \quad (2.122)$$

donde los elementos que lo conforman serán:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{H_c \times H_c} \\ -\mathbf{I}_{H_c \times H_c} \\ \mathbf{T} \\ -\mathbf{T} \\ \mathbf{G}_{H_p \times H_c} \\ -\mathbf{G}_{H_p \times H_c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \Delta \mathbf{u}_{H_c}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_M \Delta \mathbf{u}_{\max} \\ -\mathbf{L}_M \Delta \mathbf{u}_{\min} \\ \mathbf{L}_M \mathbf{u}_{\max} - \mathbf{L}_M \mathbf{u} [\mathbf{n} - \mathbf{1}] \\ -\mathbf{L}_M \mathbf{u}_{\max} + \mathbf{L}_M \mathbf{u} [\mathbf{n} - \mathbf{1}] \\ \mathbf{Q}_N \mathbf{y}_{\max} - \mathbf{f}_{H_p} \\ -\mathbf{Q}_N \mathbf{y}_{\min} + \mathbf{f}_{H_p} \end{bmatrix}.$$

Y se tienen:

$$\mathbf{L}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M \times M} \\ \mathbf{I}_{M \times M} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix}; \mathbf{Q}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \mathbf{I}_N \\ \vdots \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix}; \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M \times M} & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{I}_{M \times M} & \mathbf{I}_{M \times M} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I}_{M \times M} & \mathbf{I}_{M \times M} & \cdots & \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix}.$$

De donde  $M$  representa el número de entradas y  $N$  el número de salidas del sistema.

La función objetivo a minimizar tomando en cuenta las restricciones está dada por:

$$J(u) = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{b}^T \mathbf{u}. \quad (2.123)$$

El cual se encuentra sujeto a la restricción:

$$\mathbf{R} \mathbf{u} \leq \mathbf{c}, \quad (2.124)$$

donde el término  $\mathbf{H}$  se encuentra dado por:

$$\mathbf{H} := \mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} \text{ y } \mathbf{b}^T := (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G}.$$

Por lo que la resolución de la función objetivo cuenta con un problema de minimización multivariable con restricciones.

### 2.2.3.5. Optimización

La optimización tiene como principal objetivo determinar los valores de las variables que actúan en un proceso o sistema para que el resultado global sea el mínimo. Se clasifican de tres maneras: en métodos de programación matemática, en técnicas estocásticas y métodos estadísticos [36]. Dentro de los métodos de programación matemáticos se encuentra la programación cuadrática, la cual es capaz de minimizar funciones objetivo con la forma:

$$J(u) = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{b}^T \mathbf{u}, \quad (2.125)$$

sujeto a  $\mathbf{R} \mathbf{u} \leq \mathbf{c}.$

En [25] se presenta una revisión de los principales algoritmos de programación cuadrática nombrados a continuación: Método de conjunto activo, Método de la dirección factible, Método de punto factible de inicio y Método de pivoteo. Utilizando para este trabajo el método de conjuntos activos, debido a que dicho método se encuentra reportado en convertidores de electrónica de potencia.

Por último en la figura 2.12 se presenta el esquema general de la conexión del control predictivo generalizado con restricciones (GPCR).

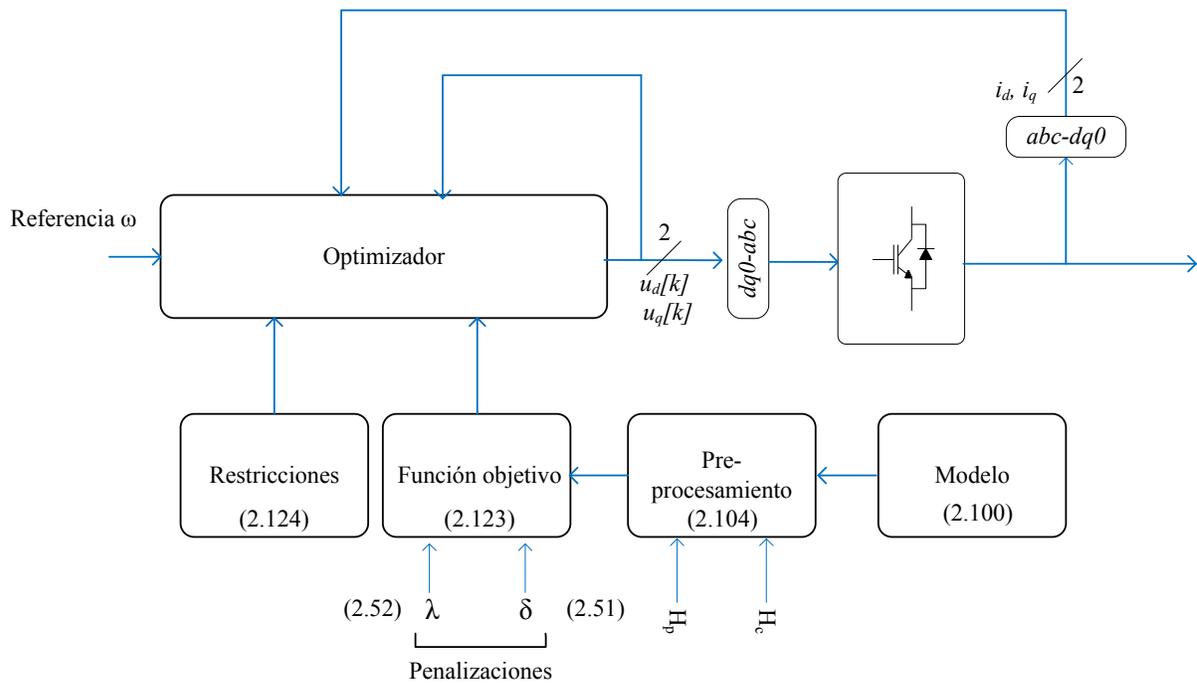


Figura 2.12. Esquema general del control GPCR con el convertidor NPC.

---

# CAPÍTULO 3

## APLICACIÓN DE CONTROL PREDICTIVO A UN CONVERTIDOR NPC

EN este capítulo se presenta el desempeño de las estrategias de control estudiadas en el Capítulo 2, aplicadas al convertidor NPC.

### 3.1. Control para el convertidor NPC como AFE

En todos los casos de simulación se considera que se incorpora una carga no lineal trifásica, que demanda una potencia oscilante con un promedio de 4 kW, y en la figura 3.1 se muestra el espectro en corriente de la fase  $i_{aNL}$  de la carga no lineal, generando una THD en la línea de 13.8% antes de que los controladores realicen compensación.

#### 3.1.1. Control de lazos en cascada de la tensión de CD

La figura 3.2 ilustra la conexión del convertidor NPC trifásico con el control de lazos en cascada de la tensión de CD. El esquema realiza la regulación de la

---

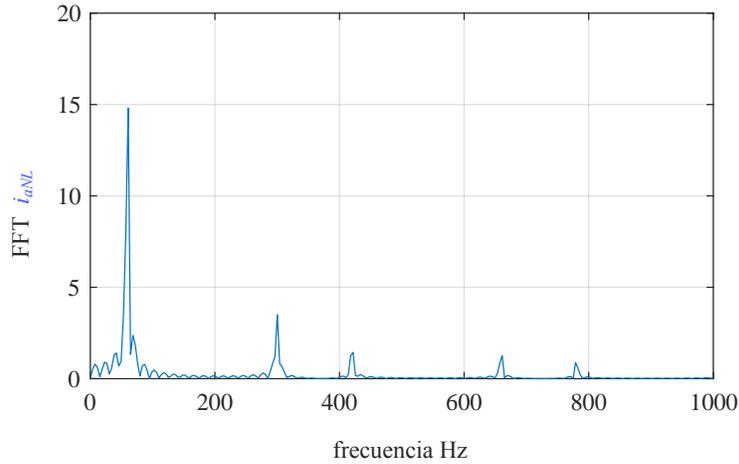


Figura 3.1. Espectro de corriente por fase de la carga no lineal.

tensión del bus de CD. Se incorpora una carga no lineal basada en un rectificador pasivo, la compensación de las corrientes de red se logra a través del lazo interno de la siguiente forma: se miden las corrientes  $i_{aNL}$ ,  $i_{bNL}$ ,  $i_{cNL}$  de la misma manera para las corrientes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , logrando a partir de las mismas calcular las corrientes de red  $i_{aR}$ ,  $i_{bR}$ ,  $i_{cR}$ , y debido a que en dichos nodos se considera la corriente de entrada del convertidor, la estructura operará con el fin de hacer la corriente en dicho punto sinusoidal, deformando las corrientes de entrada al convertidor ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ), compensando en la red las corrientes provocadas por la carga no lineal.

Para comprobar el funcionamiento del control se propone simular el sistema, usando los valores de la Tabla 3.1, los parámetros correspondientes a la sintonización de los controladores se obtienen de acuerdo a las pautas marcadas en la Sección 2.1.1.1, y la referencia  $i^{q*}$  se obtiene de (2.20).

Como primer caso se propone que la topología debe transferir 5 kW de potencia activa en todo momento, la cual se calcula a partir de la tensión y corriente del resistor  $R_L$ . Además, con el fin de mostrar cómo se realiza la compensación se pide que cuando  $t \leq 0.1$  s el control realice su operación sobre las corrientes de entrada del convertidor ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) posteriormente se lleva a cabo el cambio de referencia por las corrientes de red ( $i_{aR}$ ,  $i_{bR}$ ,  $i_{cR}$ ), realizando de dicha manera la compensación sobre las mismas.

La figura 3.3 presenta los resultados de simulación correspondiente al control en cascada. En la figura 3.3(a) muestra el resultado del seguimiento de la potencia cuya referencia fue establecida en 5 kW. Se puede observar que a partir de 0.1 s la señal de potencia oscila debido a que la corriente del convertidor se distorsiona para compensar las corrientes de línea, mapeando dicho rizo a la tensión y corriente

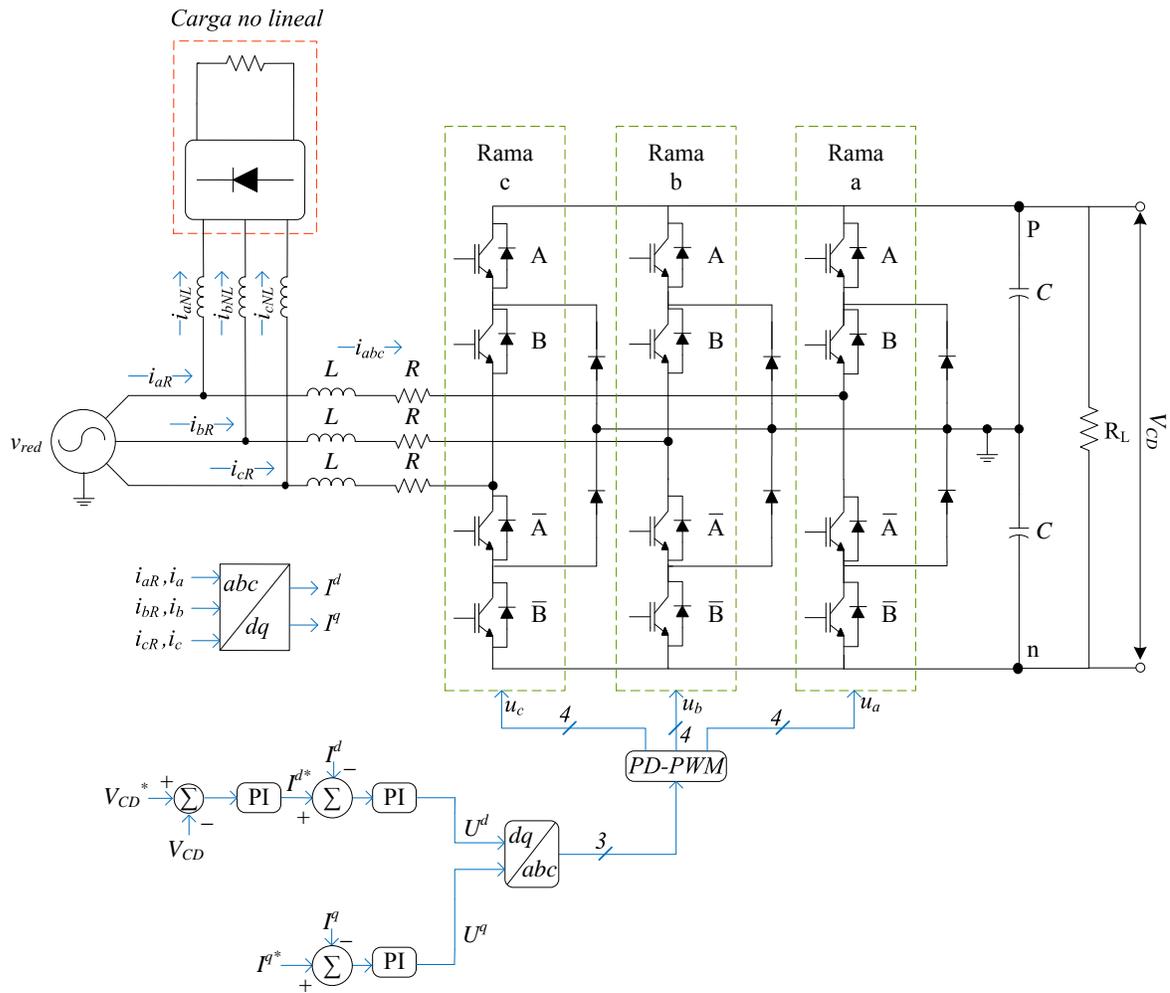


Figura 3.2. Control de lazos en cascada de la tensión de CD con el convertidor NPC.

del resistor  $R_L$ . Sin embargo, el valor promedio del bus de CD se mantiene en el valor deseado tal como se puede apreciar en la figura 3.3(d). La figura 3.3(b) indica la dinámica de las corrientes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  en el marco de referencia  $dq0$ , se presenta un rizo asociado a las componentes armónicas generadas por el convertidor para la compensación de las corrientes de red para  $t > 0.1$  s. Por otro lado, en la figura 3.3(c) se pueden observar las corrientes de entrada al convertidor y cómo se distorsionan en el momento de compensar las corrientes de la red  $i_{aR}$ ,  $i_{bR}$  e  $i_{cR}$ . En la figura 3.3(e) se observan las corrientes de la red, donde es claramente visible el efecto que posee la compensación del control sobre las mismas. En la figura 3.3(f) se presentan las corrientes correspondientes a la carga no lineal, por último en la figura 3.3(g) se indican los espectros en frecuencia de la corriente para la fase  $a$  en color rojo antes de realizar la compensación y en azul después de la compensación, además se incorporan ventanas de acercamiento a los armónicos de interés, las cuales abarcan

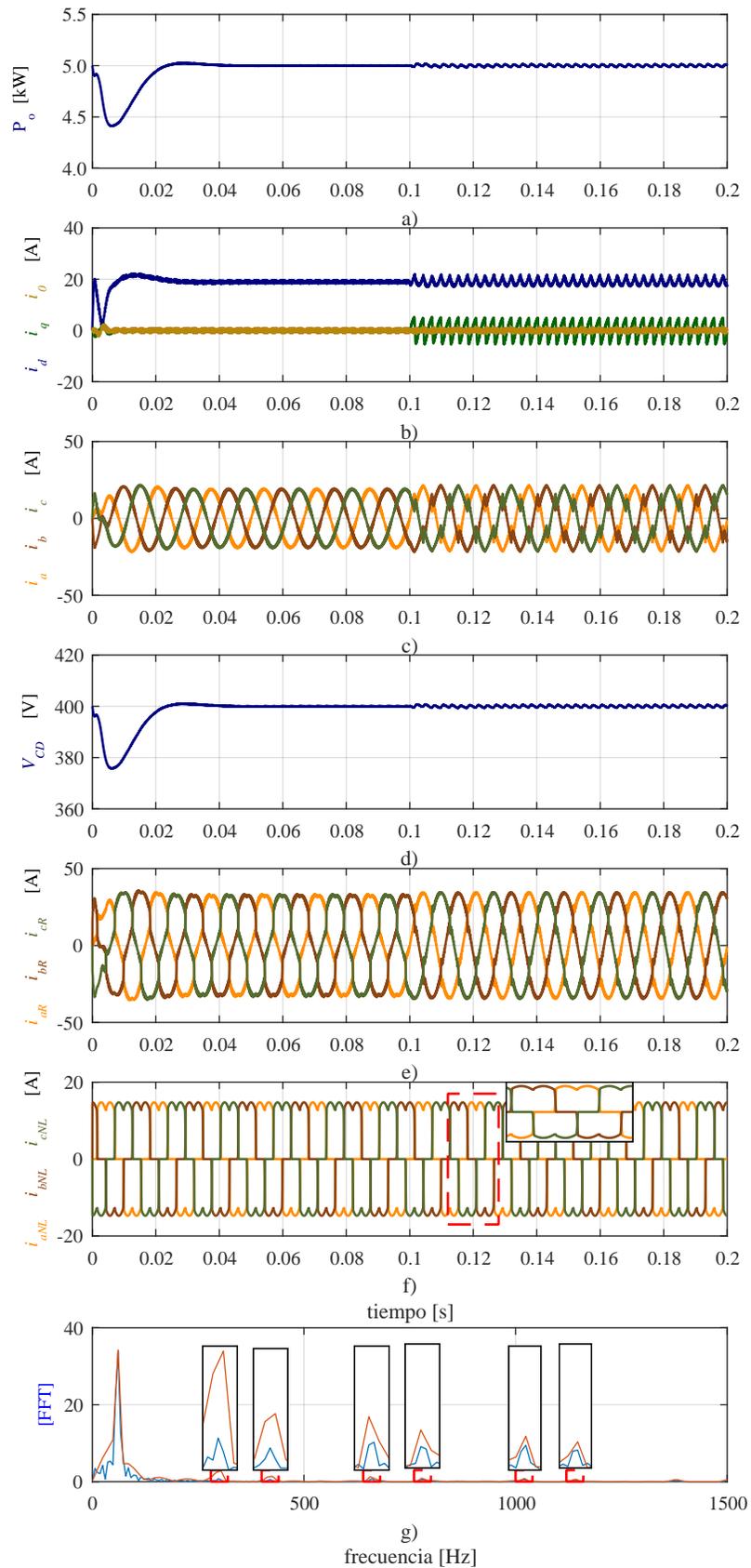


Figura 3.3. Resultados de simulación para el control de lazos cascada de regulación directa de CD.

Tabla 3.1. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
$P_{nom}$	5 kW
$v_{red}$	127 V <sub>RMS</sub>
$V_{CD}$	400 V
$f_{sw}$	4.98 kHz
$C$	2660 $\mu F$
L	3 mH
R	40 m $\Omega$
$R_L$	32 m $\Omega$
Parámetros de los controles clásicos	
Control directo de CD	
$k_p^{(i)}$	-0.029
$k_i^{(i)}$	-40.12
$k_p^{(e)}$	0.42
$k_i^{(e)}$	72.69
Control directo de potencia	
$k_p^{(i)}$	-0.029
$k_i^{(i)}$	-40.12
$k_p^{(e)}$	$\pm 0.001$
$k_i^{(e)}$	$\pm 3.79$

un valor de 3 amperes de amplitud medidos desde el eje cero, siendo de la misma manera para las simulaciones que se mostrarán para los demás controladores.

### 3.1.2. Estructura de control directo de potencia

La figura B.1 muestra el esquema de control directo de potencia (DPC) operando con el convertidor NPC. El funcionamiento de la estructura es similar al control de regulación directa de CD, sin embargo, como ya se mencionó los lazos externos de la estructura son los encargados de regular el flujo de potencia activa y la compensación de potencia reactiva.

La figura 3.5 presenta los resultados de simulación del esquema DPC. De la misma manera que el control presentado en la Sección 3.1.1, se pide al esquema el realizar la compensación de armónicos en  $t \geq 0.1 s$ , los parámetros de la simulación son presentados en la Tabla 3.1. La figura 3.5(a) presenta el seguimiento de la referencia en potencia en su valor nominal, es posible notar que cuando  $t \geq 0.1 s$  dicha señal se distorsiona debido al mapeo de las componentes armónicas de la corriente de entrada al convertidor generadas para la compensación, sin embargo como se observa en la figura 3.5(d) el valor promedio del bus de CD se mantiene en la referencia

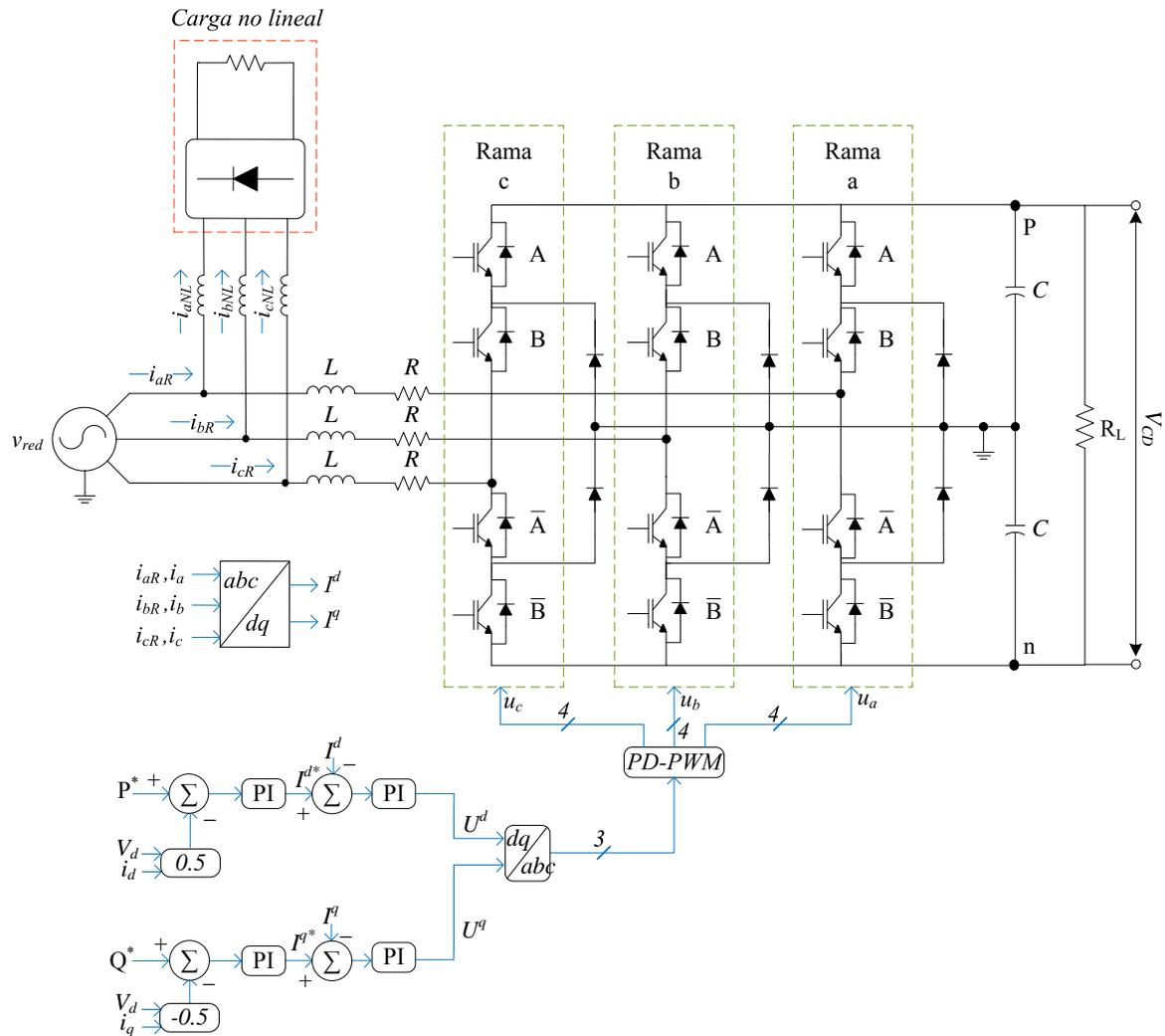


Figura 3.4. Control DPC con el convertidor NPC.

deseada. Por otro lado, en la figura 3.5(b) se presentan las corrientes de entrada al convertidor en el marco  $dq0$  y en la figura 3.5(c) se tienen las corrientes en  $abc$ , cuya forma de onda en ambos casos se ve afectada al realizar la compensación de las corrientes de red. En la figura 3.5(e) se indican las corrientes de la red, antes y después de la compensación de armónicos, mientras que en la figura 3.5(f) se observan las corrientes demandadas por la carga no lineal. Por último, en la figura 3.5(g) se tienen los espectros armónicos de la corriente de la red  $i_{aR}$ , en color rojo se tiene el espectro antes de realizar la compensación y en azul después de la compensación.

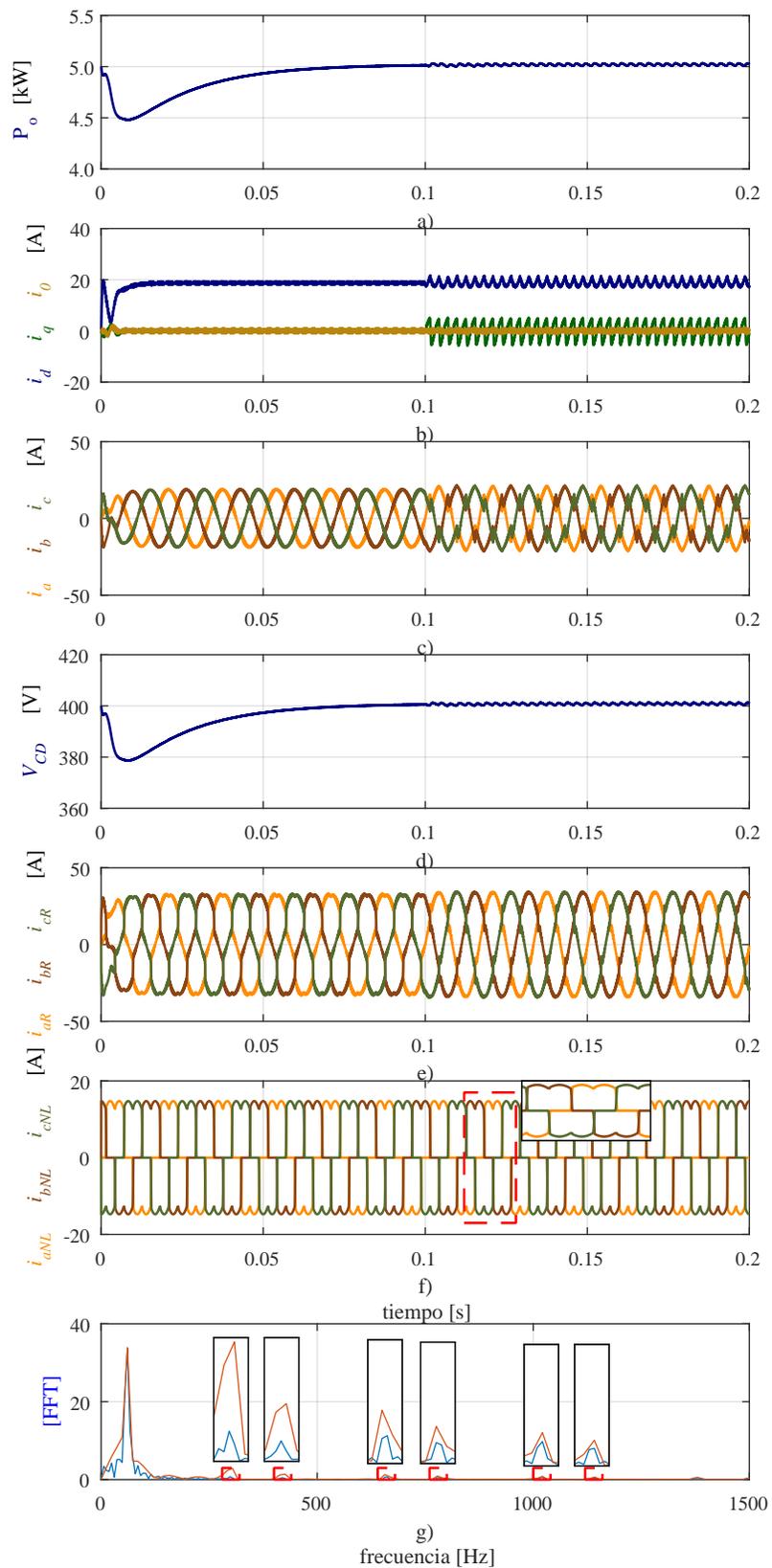


Figura 3.5. Resultados de simulación del control DPC.

### 3.1.3. Control DMC para el convertidor NPC

La figura 3.6 muestra el esquema de control DMC. La estructura se basa en un solo lazo interno de corriente operando en el marco  $dq0$ , las referencias para el controlador se generan por el conjunto de ecuaciones (3.1).

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} (v_d i_d), \\ Q &= -\frac{1}{2} (v_d i_q). \end{aligned} \quad (3.1)$$

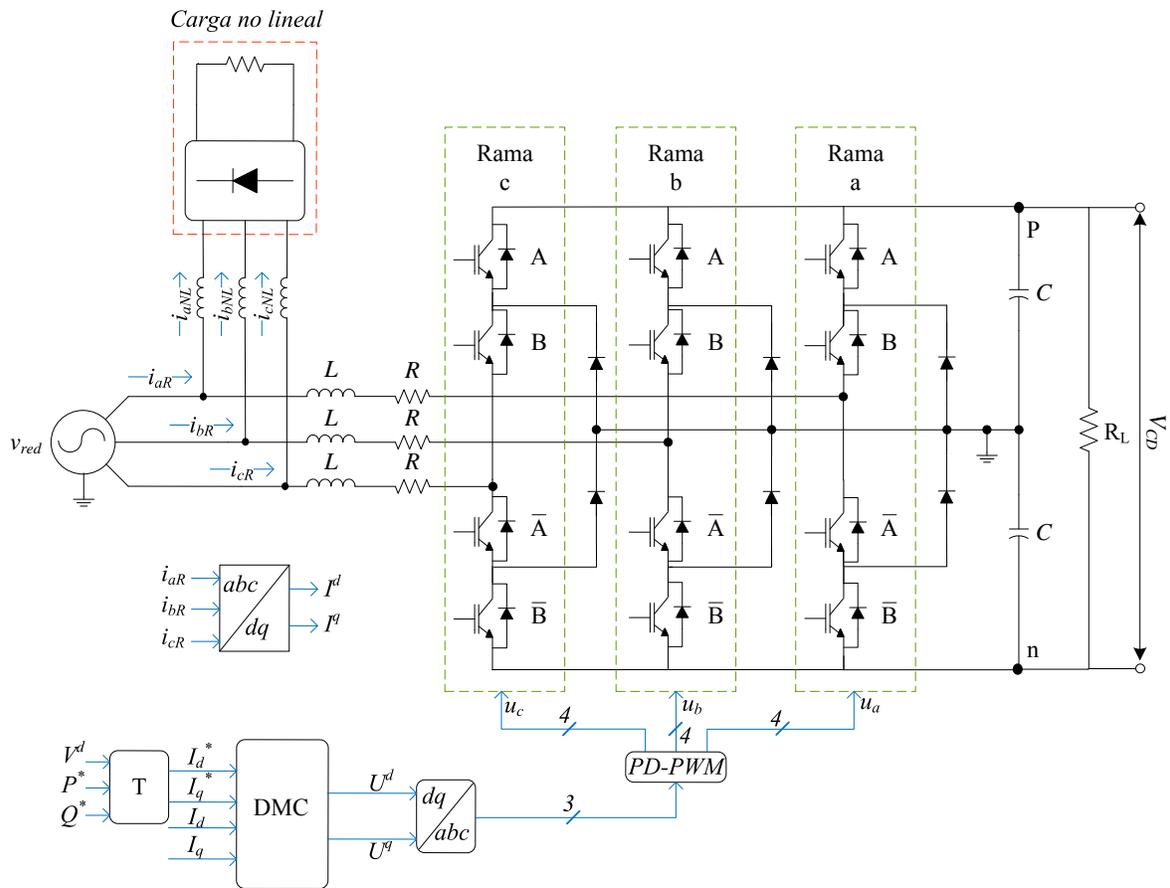


Figura 3.6. Esquema del control DMC con el convertidor NPC.

La captura de muestras para la obtención del modelo se realizó fuera de línea (un fragmento de dichos datos se presentan en la figura 3.7), y se toman por el controlador, con el objetivo de realizar las tareas del algoritmo descritas en el Capítulo 2, las cuales se enumeran a continuación.

La formulación del control precisa de la matriz  $\mathbf{G}$  a partir de las muestras recabadas, dicha matriz posee dimensiones de 100 por 60. Posteriormente el algoritmo

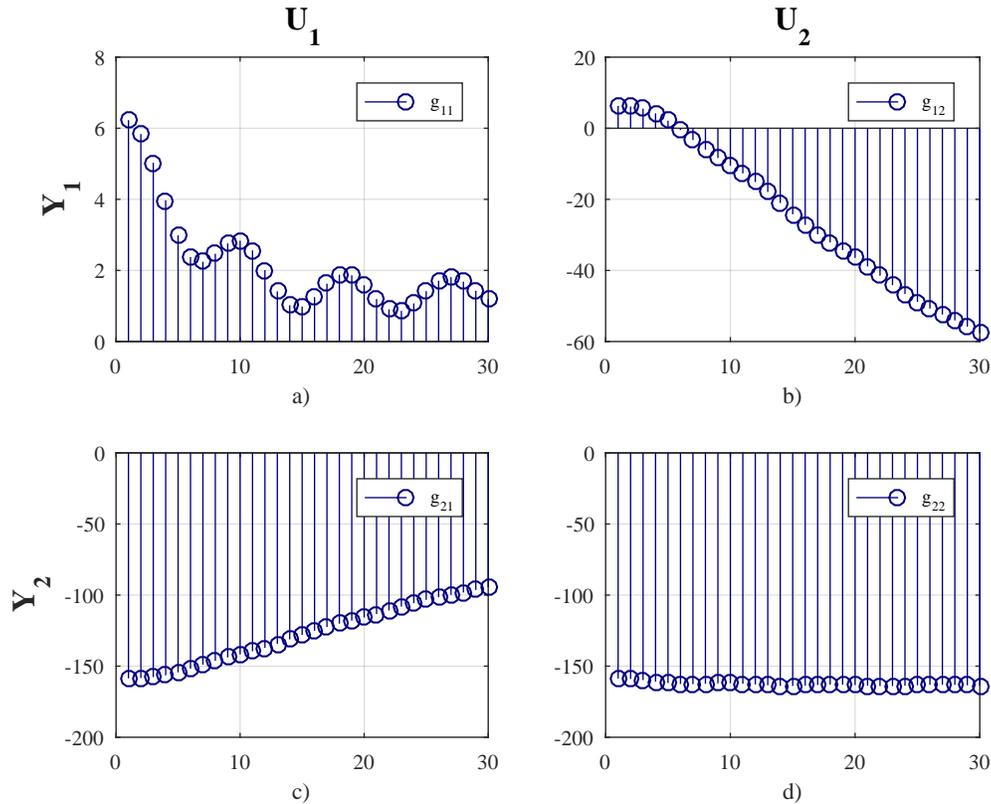


Figura 3.7. Resultados del muestreo del sistema.

de control se realiza entre muestras con los siguientes pasos:

1. Se obtiene la salidas del sistema.
2. Se estima la respuesta libre  $f$ .
3. Se determinan los controles  $\Delta u$ .
4. Se obtiene la señales de control  $u[n]=u[n-1]+\Delta u$ .

En la figura 3.8 se resumen los resultados de simulación del esquema DMC. Cabe destacar que el tiempo de estabilización es de 3.7 s, por lo tanto solo se muestran los últimos instantes de la simulación con el comportamiento en régimen permanente. En este caso se pide que la topología compense armónicos desde el inicio, debido a que ante un cambio en la referencia de la corriente para la compensación causa que el control salga de los límites lineales de operación.

La figura 3.8(a) presenta el seguimiento de la potencia de salida en la referencia a 5 kW del convertidor, se presenta una oscilación, sin embargo, el valor promedio de dicha señal se encuentra alrededor del valor indicado. En la figura 3.8(b) muestra las corrientes en estado estable en el marco de referencia  $dq0$ , en la figura 3.8(c) se exhiben una ligera deformación de las corrientes en  $abc$  ya que se lleva a cabo la compensación de los armónicos de la corriente no lineal, en la figura 3.8(d) se ilustra el comportamiento de la tensión en el bus de CD. En la figura 3.8(e) se observan las corrientes de la red, las cuales no pueden ser compensadas en su totalidad debido a la velocidad de respuesta del control y la función objetivo seleccionada, en la figura 3.8(f) se presenta la corriente de la carga no lineal. Por último, en la figura 3.8(g) se muestra el espectro en frecuencia de  $i_{aR}$ . Los resultados obtenidos presentan un desempeño no apropiado para la operación del convertidor, una opción para mejorar el desempeño del control es el cambio en la función objetivo permitiendo al control tener una mejor respuesta dinámica como es el caso en [37], además al no existir un método formal para la selección de las variables de penalización y los horizontes no se puede garantizar el mejor desempeño ante la selección heurística de dichos valores.

### 3.1.4. Control GPCR para el convertidor NPC

La figura B.3 presenta el esquema de control predictivo con la estructura GPCR descrita en el Capítulo 2. Para este caso se pide que el control siga una referencia de potencia constante de 5 kW, y que además al igual que los esquemas de control clásico; realice la compensación de las componentes armónicas de la red causadas por la carga no lineal.

La figura 3.10 muestra los resultados de la simulación del esquema de control GPCR, en la figura 3.10(a) presenta el seguimiento del convertidor en la referencia a 5 kW para  $t \geq 0.1$  s. La señal de referencia oscila al compensar los armónicos en corriente debido a la deformación de las corrientes de entrada del convertidor ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ). En las figura 3.10(b,c) se ilustran las corrientes de entrada del convertidor en los marcos de referencia  $dq0$  y  $abc$ . En la figura 3.10(c) es posible notar la deformación de la corriente de entrada con el fin de compensar las corrientes de red. En la figura 3.10(d) se observa la dinámica de la tensión del bus de CD y su estabilización entorno a los 400 V, teniendo un sobretiro de 20.45 V durante el transitorio de inicio. En la figura 3.10(e) se muestran las corrientes de la red en el punto de conexión común, cuya deformación es causada por la corriente generada por la carga no lineal como se muestra en la figura 3.10(f). Los espectros armónicos en la corriente de la red para la fase  $a$  son ilustrado en la figura 3.10(h), en la figura 3.10(g) se tienen los comportamientos de las señales de control; dos trazos horizontales delimitan los límites de las restricciones impuestas a la señal de control en  $\pm 0.9$ . A través del

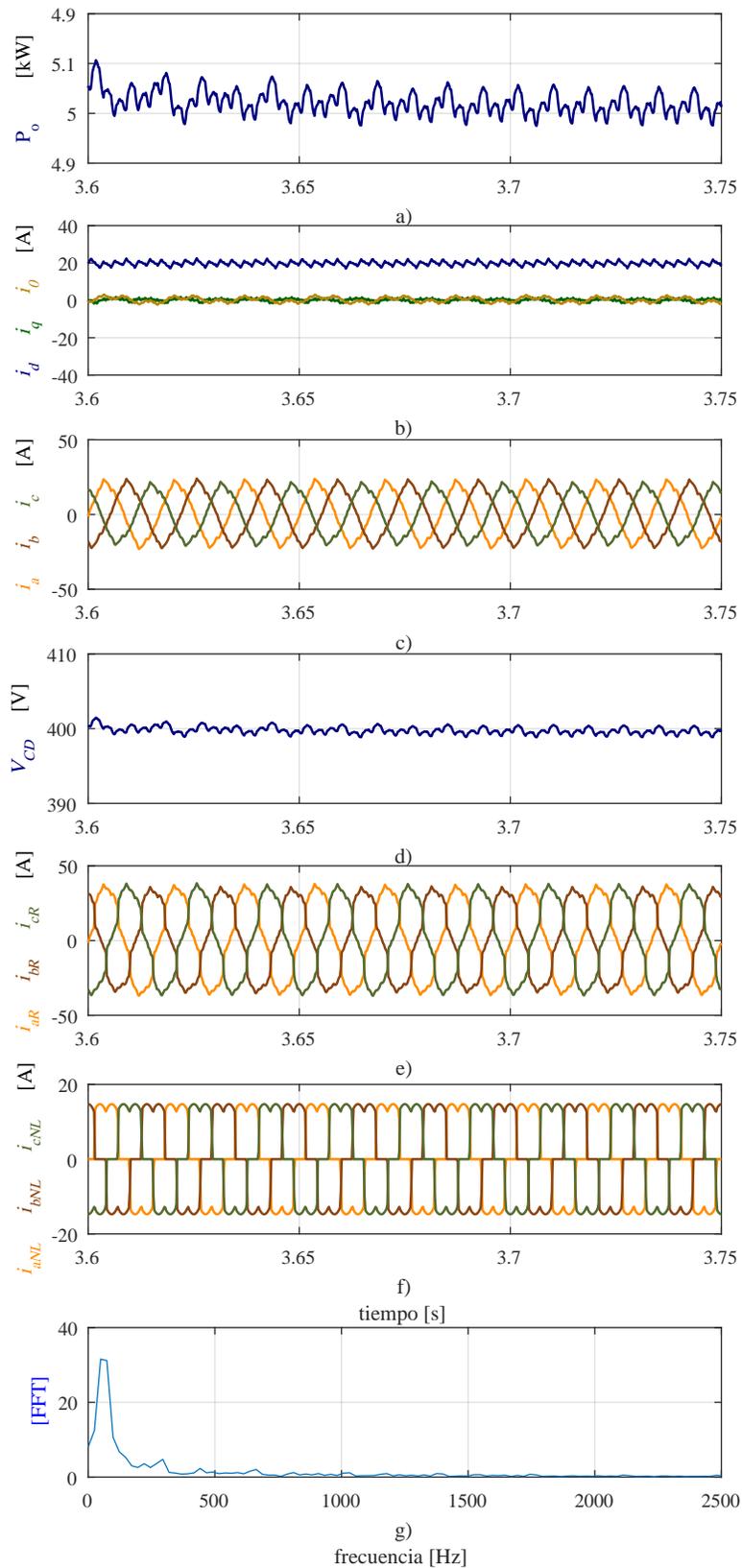


Figura 3.8. Resultados del control DMC con el convertidor NPC.

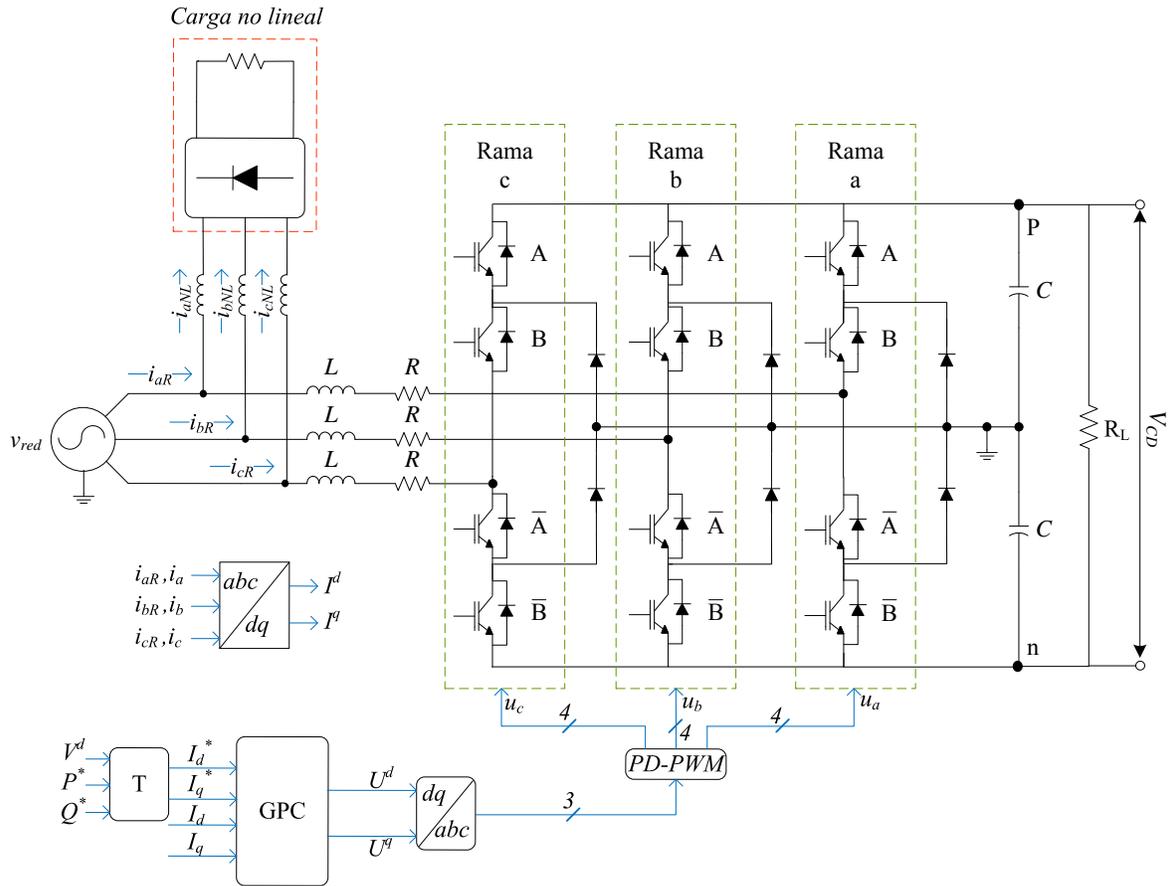


Figura 3.9. Esquema del control GPCR con el convertidor NPC.

análisis de las gráficas se concluye que los tiempos de estabilización de corriente del convertidor son adecuados, además se logra la incorporación de restricciones en la ley de control teniendo en conjunto un buen desempeño; lo cual permite suponer que el control puede implementarse.

## 3.2. Discusión de resultados

En cuanto a las estrategias de control para lograr los objetivos de control los resultados se enlistan en la Tabla 3.2. Las siglas corresponden al Control Directo de CD (DCC), Control Directo de Potencia (DPC), Control por Matriz Dinámica (DMC) y al Control Predictivo Generalizado con Restricciones (GPCR).

Los parámetros de desempeño que se consideraron son los siguientes:

- **Tiempo al estado estable:** indica el tiempo en segundos en el cual la transferencia de potencia activa indicada fue alcanzada.

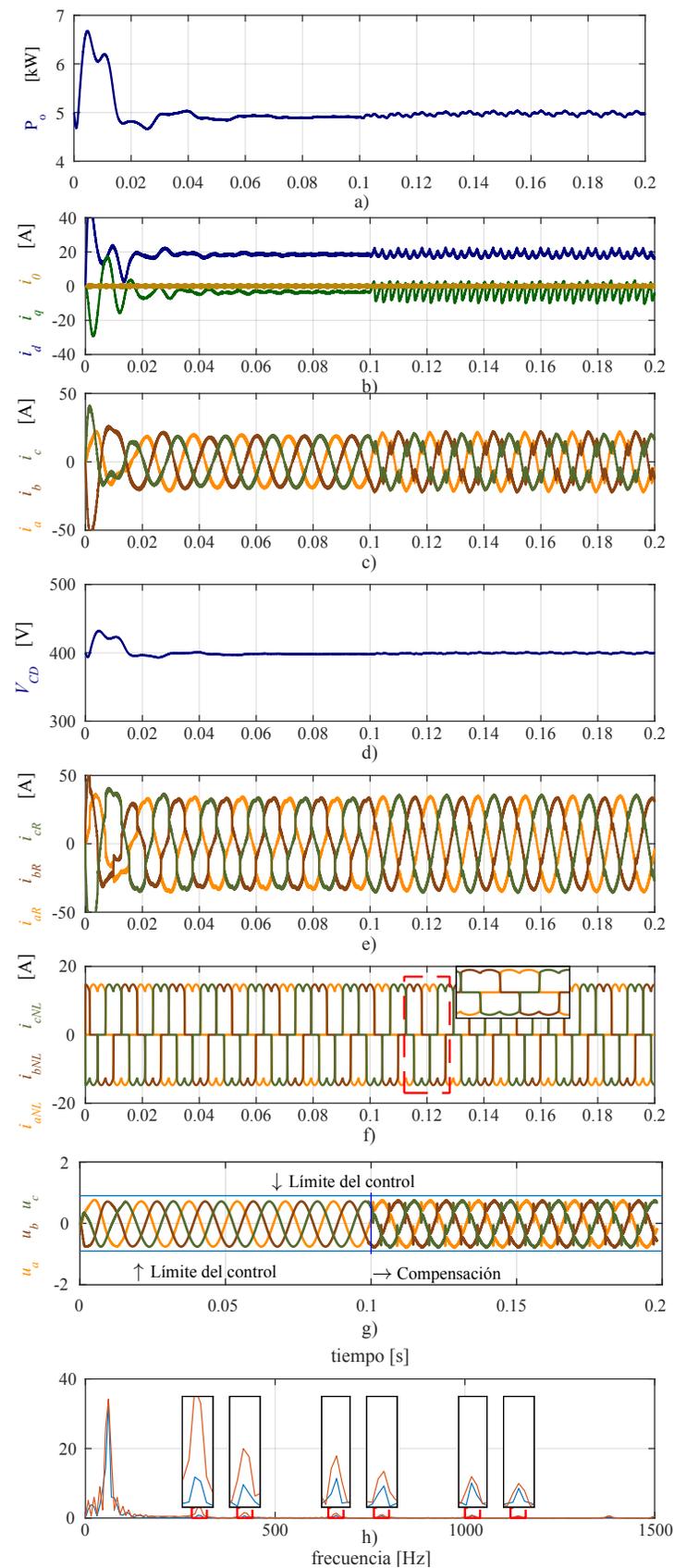


Figura 3.10. Resultados del control GPCR con el convertidor NPC.

- **Máximo sobretiro:** es el máximo sobretiro porcentual presentado, en el caso de potencia activa dicho valor es obtenido en la resistencia de carga.
- **THD sin compensar:** es el valor porcentual de la THD en corriente antes de las funciones de compensación.
- **THD con compensación:** es el valor porcentual de la THD en corriente con funciones de compensación.
- **Error en régimen permanente:** es el error porcentual de seguimiento de las referencias en estado estable.

Además se resaltan las mejores respuestas obtenidas con respecto a cada uno de los parámetros de desempeño para las cuatro topologías evaluadas.

Tabla 3.2. Recopilación de resultados.

Parámetro de desempeño	Controlador			
	DCD	DPC	DMC	GPCR
Tiempo al estado estable [s]	0.021	0.06	3.9	0.03
Máximo sobretiro en CD [%]	0.21	0.34	64	8
Máximo sobretiro en Watts [%]	0.05	0.1	145	16.76
Máximo sobretiro en corriente [%]	12.7	6.11	90	98
THD sin compensar [%]	13.8	13.8	13.8	13.8
THD con compensación [%]	3.7	3.4	11.2	4.8
Error en régimen permanente en CD [%]	0.003	0.0007	0.01	0.5
Error en Watts en régimen permanente [%]	0.002	0.0014	0.3	1

---

## CONCLUSIONES

A través del estudio realizado sobre la operación del convertidor NPC de tres niveles trabajando como un rectificador de frente activo con capacidad de filtro activo de corriente, se puede llegar a las siguientes conclusiones:

Con respecto al modelo matemático para la descripción de la dinámica del convertidor en  $dq0$  el máximo error de desviación con el circuito conmutado se presenta en el bus de CD, teniendo un error en estado estable del 1.09 %, y en las corrientes un error en régimen permanente de 0.81 %. Por consiguiente, representa adecuadamente la dinámica del sistema y es una buena opción para la sintonización de controles clásicos y como modelo de planta para el control predictivo GPCR.

Cabe destacar que los mejores resultados se obtienen por las topologías de control clásico, en las cuales el desempeño se basa en una apropiada sintonización de los lazos internos de corriente, para ambas estructuras las ganancias del lazo interno seleccionadas son las mismas y obedecen a un criterio de separación por ancho de banda con respecto al lazo externo, logrando una comparación apropiada entre ellos.

Es importante mencionar que con respecto a la técnica de control predictivo DMC con la función objetivo propuesta en el caso del convertidor NPC operando como AFE no se encontró reportada en la literatura especializada. De acuerdo a lo observado por las simulaciones se tiene que posee tiempos de estabilización muy lentos. Sin embargo, como se puede observar tiene un error bajo en régimen permanente del bus de CD, lo cual se atribuye a la exactitud del modelado de la planta por parte del algoritmo. La sintonización se basa en una selección heurística de los pesos y los horizontes, de tal forma que existen un número ilimitado de combinaciones de dichos parámetros, por lo cual se realizaron diversas sintonizaciones variando los parámetros del controlador; así también, se consideraron pesos dinámicos, entre otros. Los mejores resultados de la sintonización son los presentados en este trabajo.

---

En base a los resultados el control GPCR se observó que cuenta con tiempos de respuesta aceptables para aplicaciones de electrónica de potencia, teniendo inconvenientes en los sobretiros de potencia y corriente; no obstante, la aplicación de otra restricción o el uso de estrategias de planeación de trayectorias se pueden utilizar para mantener los sobretiros acotados. Concluyendo que es una estructura de control que puede implementarse para el control de convertidores de electrónica de potencia. Cabe mencionar que dicho controlador puede mejorar su desempeño al tomar en cuenta diferentes funciones objetivo, a través de las cuales pueden ser consideradas diferentes penalizaciones. Sin embargo al no existir un método de selección formal, la aplicación de dichas funciones tiene que ser de manera heurística.

## I. Aportaciones generadas

- La aplicación del algoritmo de control DMC MIMO para el control del convertidor NPC de tres niveles como AFE, la cual no se encontró reportada.
- Se realizó la comparativa entre distintos esquemas de control para el convertidor NPC con funciones extendidas, desde estrategias clásicas y predictivas, mostrando cuantitativamente su desempeño.
- Se realizó el control del algoritmo del caso SISO para topologías de convertidores CD-CD elevadores, cuyos resultados se muestran en el Apéndice C, obteniendo desempeños aceptables, con horizontes de control y predicción que hacen posible su aplicación física.

## II. Trabajo a futuro

- Estudio avanzado de técnicas de optimización para los algoritmos de control predictivo GPC con Restricciones.
  - Evaluación de funciones objetivo basadas en el error cuadrático de seguimiento de las referencias en potencia por parte del convertidor, debido al desempeño reportado en la literatura.
  - Implementación física del esquema de control GPCR, en una plataforma digital adecuada.
-

### III. Trabajos derivados de la tesis

A partir del trabajo desarrollado en la tesis se tiene el siguiente artículo de congreso:

C. Gómez. H. Miranda-Vidales, J. Almaguer, V. Cárdenas, "Análisis y Desarrollo de un Esquema de Control DMC para Convertidores CC-CC", Congreso Nacional de Control Automático (AMCA 2016), Santiago de Querétaro.

---



---

# APÉNDICE A

---

## MODELO DE TRANSFERENCIA PROMEDIO

Con el fin de entender como se realiza la interacción entre el convertidor NPC trifásico y la red trifásica se propone desarrollar el análisis de la transferencia de potencia. El análisis se explica a partir del circuito promedio mostrado en la figura A.1, en donde se ilustra como se realiza el intercambio de potencia de cada una de las ramas con su respectiva línea de la red trifásica.

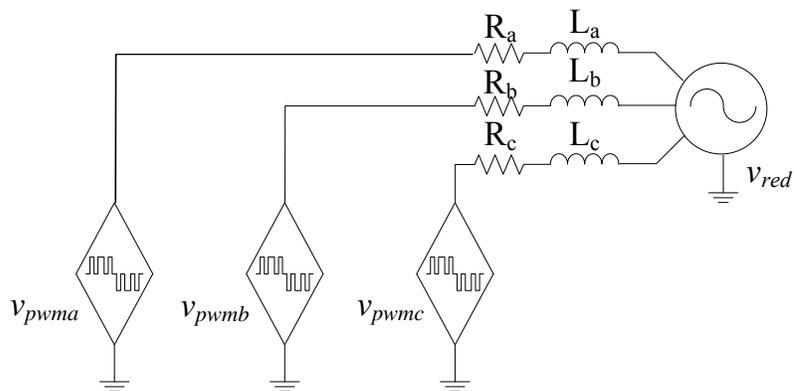


Figura A.1. Modelo de transferencia promedio trifásico.

El análisis parte del estudio de una sola rama, cabe destacar que el mismo

---

modelo representa la dinámica en los dos modos de operación que puede lograr un convertidor *VSC* (inversor y rectificador), la diferencia es el sentido del flujo de la corriente para cada uno.

Suponiendo la operación como inversor para la rama *a* como se ilustra en la figura A.2, y considerando la componente fundamental de  $v_{pwma}$ , despreciando los componentes en alta frecuencia asociadas a la estrategia de modulación, por lo tanto es posible definir:

$$v_{pwma} := V_1 \cdot \sin(\omega t + \theta), \quad (\text{A.1})$$

$$v_{pwma} := V_1 \angle \theta. \quad (\text{A.2})$$

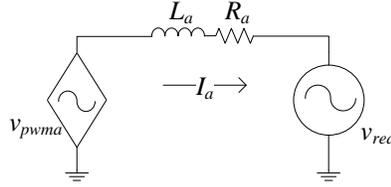


Figura A.2. Modelo de transferencia para la rama *a*.

A partir de dicha suposición se realiza el análisis fasorial de la malla para la corriente  $I_a$  y además se supone que la tensión de la red posee la forma  $v_{red} = V_r \cdot \sin(\omega t)$  cuyo fasor es representado por  $V_r \angle 0$ . De la ecuación de mallas se tiene:

$$I_a \angle \phi = \frac{V_1 \angle \theta - V_r \angle 0}{Z_{eq}}, \quad (\text{A.3})$$

donde  $Z_{eq}$  representa la impedancia equivalente de la reactancia inductiva y el resistor. Considerando (A.3) en coordenadas rectangulares y sustituyendo  $Z_{eq}$  se obtiene:

$$I_a \angle \phi = \frac{V_1 \cos(\theta) + jV_1 \sin(\theta) - V_r}{R_a + j\omega L_a}, \quad (\text{A.4})$$

$$= \frac{R_a(V_1 \cos(\theta) - V_r) + L_a V_1 \omega \sin(\theta)}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2} + j \frac{L_a(V_r \omega - V_1 \omega \cos(\theta)) + R_a V_1 \sin(\theta)}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2}. \quad (\text{A.5})$$

Tomando (A.5) es posible definir la potencia compleja entregada por  $V_1$  como  $S = V_1 \cdot I^*$  y tomando  $V_1$  en su forma rectangular se obtiene:

$$I_a^* = \frac{R_a(V_1 \cos(\theta) - V_r) + L_a V_1 \omega \sin(\theta)}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2} - j \frac{L_a(V_r \omega - V_1 \omega \cos(\theta)) + R_a V_1 \sin(\theta)}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2}, \quad (\text{A.6})$$

$$S = \frac{R_a(V_1^2 - V_1 V_r \cos(\theta)) + L_a(V_1 V_r \omega \sin(\theta))}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2} - j \frac{R_a V_1 V_r \sin(\theta) - L_a(V_1^2 \omega + V_1 V_r \omega \cos(\theta))}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2}. \quad (\text{A.7})$$

De (A.7) es posible separar en términos de potencia activa y reactiva, quedando:

$$P = \frac{R_a (V_1^2 - V_1 V_r \cos(\theta)) + L_a (V_1 V_r \omega \sin(\theta))}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2}, \quad (\text{A.8})$$

$$Q = -\frac{R_a V_1 V_r \sin(\theta) - L_a \omega (V_1^2 + V_1 V_r \cos(\theta))}{L_a^2 \omega^2 + R_a^2}, \quad (\text{A.9})$$

donde (A.8) y (A.9) describen el comportamiento de la transferencia de potencia activa y reactiva. En este caso los grados de libertad se encuentran dados por el control del ángulo  $\theta$  y la tensión  $V_1$ , los cuales se encuentran ligados a la modulación del convertidor.



---

# APÉNDICE **B**

---

## PRUEBAS EXTENDIDAS DE LOS CONTROLADORES

EN el presente apéndice muestra una prueba de cambio de carga para los controladores:

1. Esquema de control directo de potencia.
2. Control GPC con restricciones.

Dichos controladores se seleccionan debido a que presentaron el mejor comportamiento entre las estructuras clásicas y predictivas respectivamente. Los parámetros de simulación se presentan en la Tabla B1. En ambos casos de simulación se realiza un escalón de potencia al 100 %, cuando  $t = 0.15 s$ , además se considera que la topología realiza compensación armónica a partir de  $t = 0.04 s$ .

### **I. Esquema de control directo de potencia (DPC)**

La figura B.1 muestra el esquema de control directo de potencia (DPC) operando con el convertidor NPC.

---

Tabla B1. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
$P_{nom}$	5 kW
$v_{red}$	127 V <sub>RMS</sub>
$V_{CD}$	400 V
$f_{sw}$	4.98 kHz
$C$	2660 $\mu F$
L	3 mH
R	40 m $\Omega$
Parámetros del controlador clásico	
Control directo de potencia	
$k_p^{(i)}$	-0.029
$k_i^{(i)}$	-40.12
$k_p^{(e)}$	$\pm 0.001$
$k_i^{(e)}$	$\pm 3.79$

La figura B.2 presenta los resultados de la simulación, como ya se mencionó un escalón de carga del 100 % es demandado a la topología para  $t \geq 0.15 s$ , en la figura B.2(a) se indica la potencia de salida  $P_o$  medida en la resistencia de carga, no se presenta un sobretiro visible y posee un tiempo de estabilización de 0.068 s. En la figura B.2(b) muestra las corrientes de entrada del convertidor en  $dq0$  y en la figura B.2(c) en  $abc$ . La figura B.2(d) ilustra la tensión del bus de CD; la cual sufre una caída que llega a los 345.6 V debido al efecto del escalón de carga. En la figura B.2(e) se observan las corrientes de la red compensadas. Finalmente en la figura B.2(f) se exhiben las corrientes correspondientes a la carga no lineal.

## II. Esquema de control predictivo con restricciones (GPCR)

La figura B.3 presenta el esquema de control predictivo con la estructura GPCR descrita en el Capítulo 2. Para este caso, se propone realizar la misma prueba al control predictivo generalizado con restricciones (GPCR).

Se propone realizar la misma prueba al control predictivo generalizado con restricciones (GPCR).

Los resultados de simulación se presentan en la figura B.4. Específicamente, la figura B.4(a) muestra la dinámica de la potencia de salida del convertidor presentando ante el escalón de carga un sobretiro de 50 W y posteriormente una caída en la potencia que alcanza los 7500 W. Además, se tiene un tiempo de estabilización de

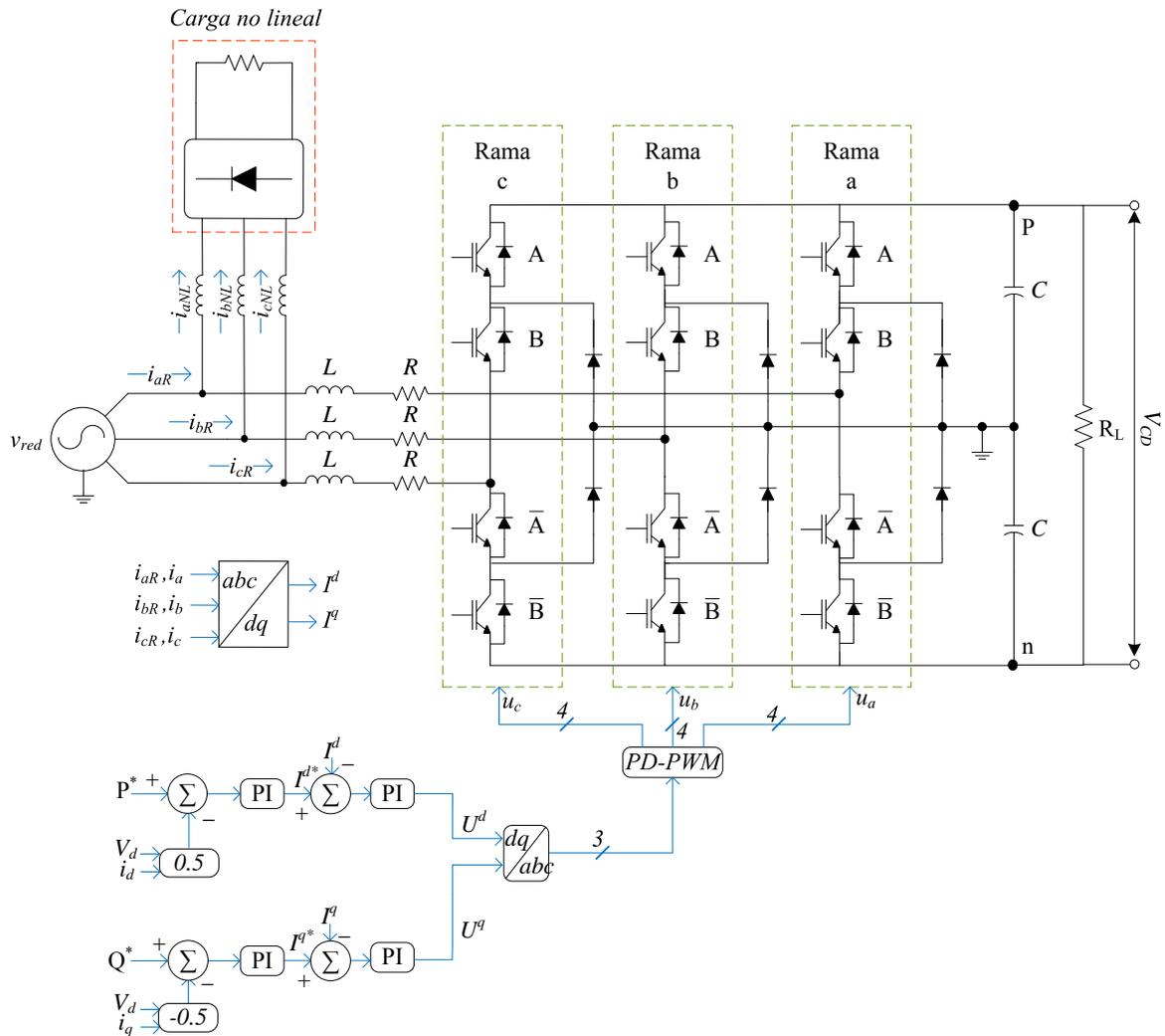


Figura B.1. Control DPC con el convertidor NPC.

0.06 s. En la figura B.4(b) se indican las corrientes de entrada del convertidor NPC en  $dq0$ , cuyo correspondiente en  $abc$  se enmarca en la figura B.4(c), se pueden observar en la figura B.4(d) la tensión del bus de CD teniendo una caída de tensión de 65 V ocasionada por el cambio de carga. En la figura B.4(e) se tienen las corrientes de la red, en la figura B.4(f) se aprecian las corrientes de la carga no lineal. En la figura B.4(g) se exhiben las componentes del control predictivo, donde los dos trazos horizontales delimitan los límites de las restricciones impuestas a la señal de control.

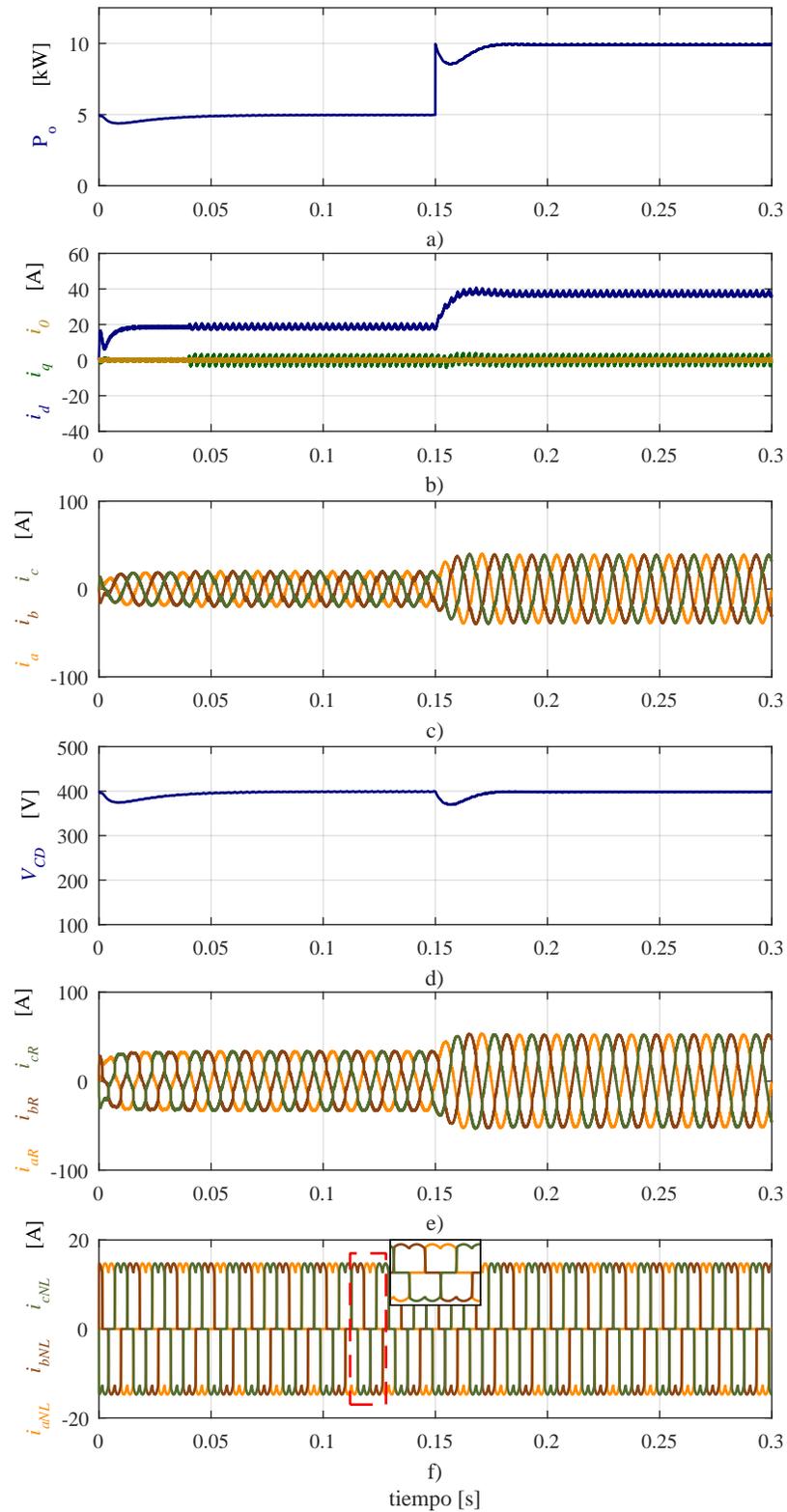


Figura B.2. Resultados del esquema de control directo de potencia.

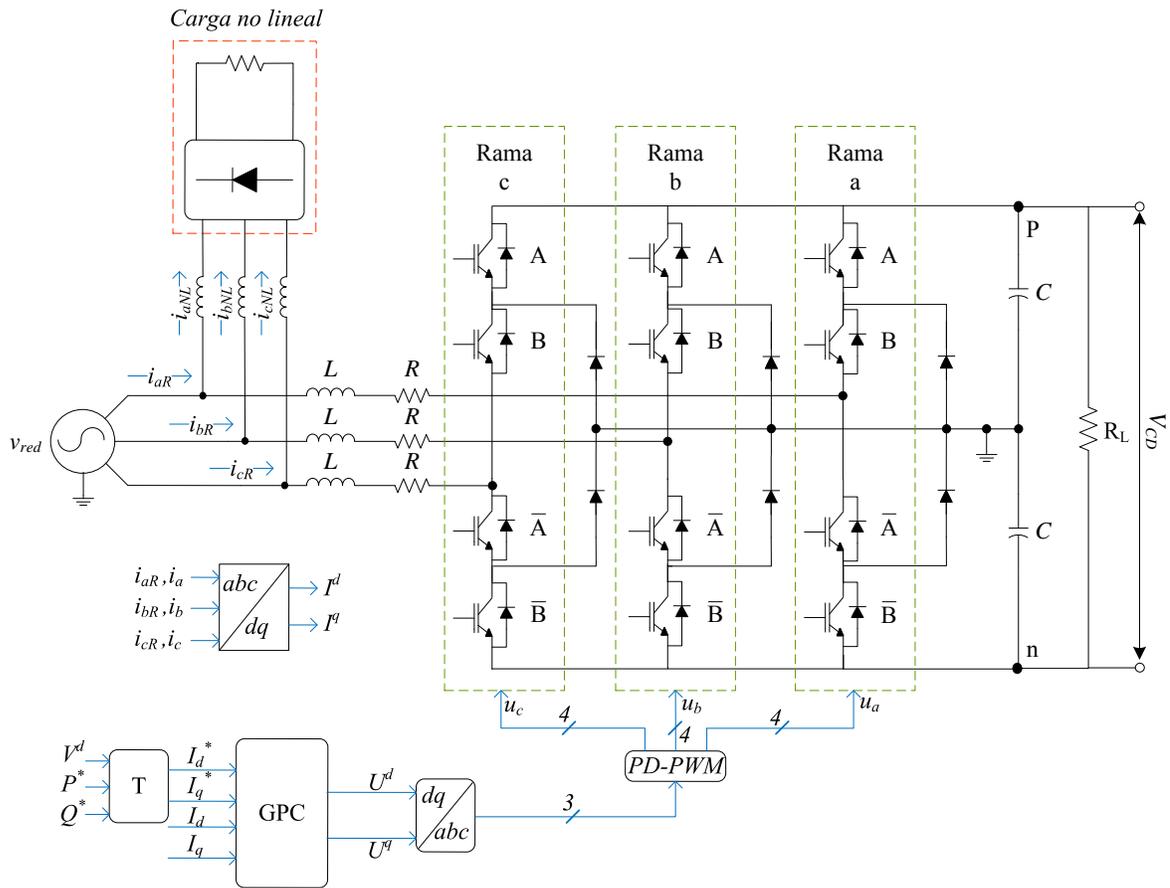


Figura B.3. Esquema del control GPCR con el convertidor NPC.

### III. Discusión de resultados

Como se pudo apreciar a través de las simulaciones reportadas, las estructuras de control logran el objetivo de regular la tensión del bus de CD ante un cambio de carga, los resultados de estabilización concuerdan con los presentados en la Tabla 3.2.

Sin embargo cabe mencionar que el convertidor GPCR no posee las tazas de desempeño de los controladores clásicos, sin embargo presenta una alternativa atractiva para su incorporación en el control de convertidores. Se concluye a través del presente trabajo de investigación, que es necesario un estudio avanzado de técnicas de optimización numérica y de estrategias de respaldo; en el caso en que la técnica de minimización no converja a una solución entre los periodos de muestreo.

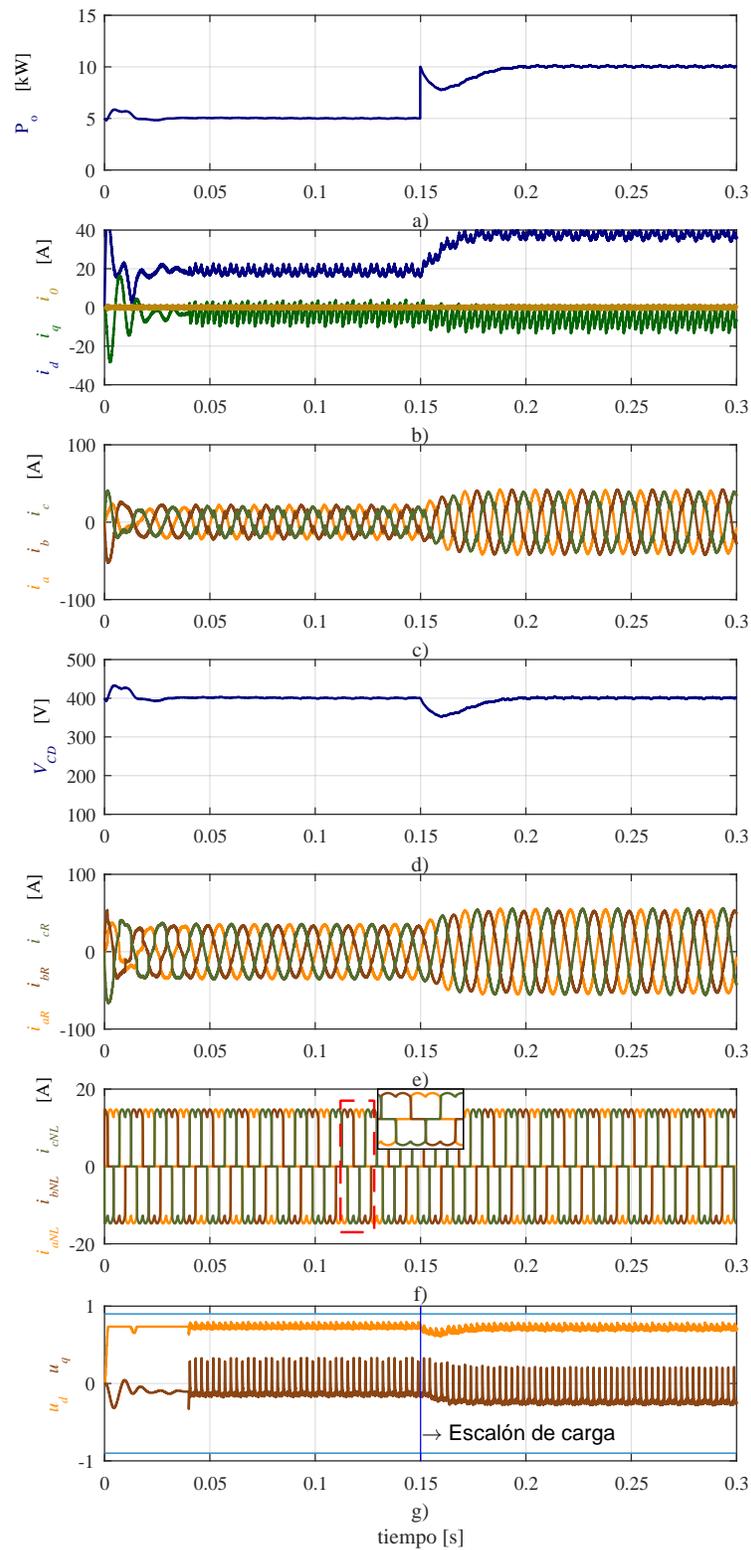


Figura B.4. Resultados del control de GPCR.

---

# APÉNDICE C

## EJEMPLOS DE APLICACIÓN DEL CONTROL DMC-SISO

En este apéndice se presentan algunos ejemplos de aplicación del algoritmo de control por matriz dinámica en el control de sistemas de una entrada y una salida.

Como una primera aproximación se propone el control de dos sistemas interconectados. Posteriormente se extiende la aplicación a pruebas con algunos convertidores CD-CD tipo elevadores.

### I. Control DMC para un sistema estable

Con el fin de corroborar el funcionamiento de control se propone el control del sistema mostrado en (C.1), el cual corresponde a la conexión en serie de dos sistemas lineales, estables con respecto a una entrada escalón.

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + 6s^2 + 12s + 6} \quad (\text{C.1})$$

Para obtener los valores muestreados  $g_i$ , se considera un periodo de muestreo  $T_1 = 0.1$  s. Adicionalmente, tal y como se mencionó anteriormente, para considerar un

---

número finito de valores  $g_i$  se detiene el muestreo una vez que se cumpla la siguiente desigualdad  $|g_i - g_{i-1}| \leq 0.01$ . Para este ejemplo se consideran los siguientes horizontes:  $H_p = \lfloor \frac{N}{2} \rfloor$  y  $H_c = \lfloor \frac{N}{8} \rfloor$ . Los resultados obtenidos se ilustran en la figura C.1, en donde se consideran los pesos para los esfuerzos de control y errores futuros de  $\lambda = 3$  y  $\delta = 1$ , respectivamente, y una trayectoria de referencia  $y^* = 5$ . En la figura C.1(a) se presentan las muestras recabadas ante el escalón con  $N=42$ , en la figura C.1(b) ilustra la salida de la planta  $y[n]$  la cual logra estabilizarse entorno a la referencia  $y^*$  en 1.5 s, por último se presenta el valor de la señal de control  $u[n]$ .

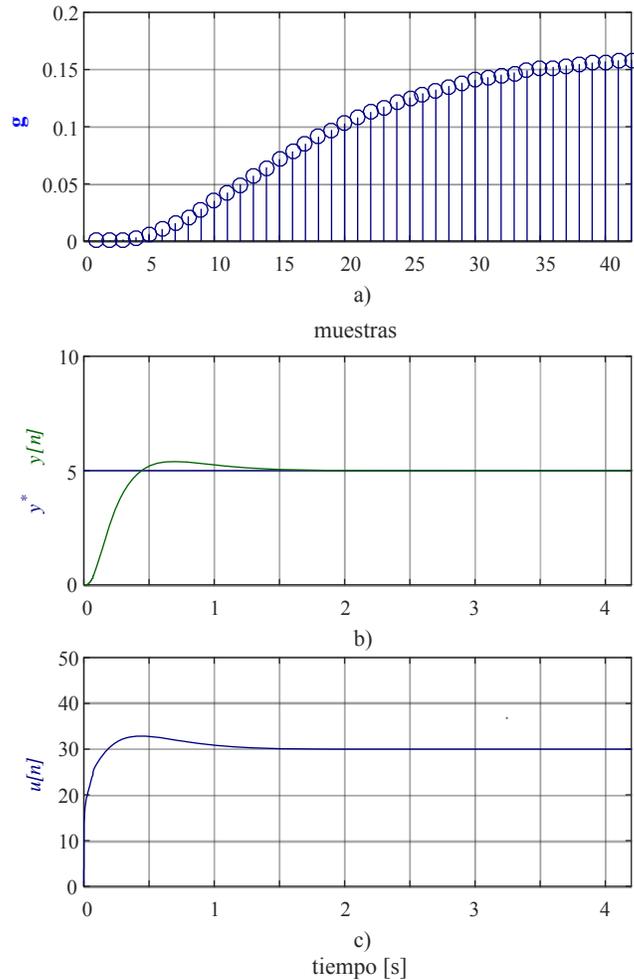


Figura C.1. Simulación del algoritmo DMC.

## II. Esquemas de control de convertidores CD-CD

El control de convertidores CD-CD suele basarse en estrategias de control lineal, principalmente se reportan dos: el control en modo tensión y el control en

modo corriente, debido a su facilidad de implementación [38]. Ambos esquemas se basan en estrategias de modulación de ancho de pulso (PWM), de la misma manera existen controladores híbridos basados en la interconexión de ambas estructuras ya mencionadas, en ambos casos el control se realiza mediante comparadores.

Por otro lado las estrategias de control predictivo no han sido exploradas en su totalidad para el control de dichos convertidores, por lo cual en el presente trabajo de investigación se propone la evaluación de estructuras de control MPC de entrada simple y salida simple (SISO, por sus siglas en inglés), para lograr el control de la tensión de salida de topologías de convertidores CD-CD elevadoras.

## II.I. Convertidores CD-CD elevadores

A continuación se presenta el algoritmo de control DMC para el control de convertidores CD-CD, se considera que el modelo de predicción del sistema es obtenido en línea.

En la figura C.2(a) se muestra el convertidor *boost* tradicional, dicha configuración es la más simple de las topologías CD-CD elevadoras que se presentarán, teniendo sólo dos estados en su dinámica; se compone de un inductor, un condensador y un diodo, entre sus aplicaciones puede ser empleado en la interconexión de paneles fotovoltaicos a la red eléctrica como una etapa intermedia elevadora de tensión [39] y sistemas de gestión de redes en CD .

La figura C.2(b) se ilustra un convertidor *flyback*, la cual es un convertidor aislado que tiene la posibilidad de lograr un incremento en el ratio de conversión, en comparación con el convertidor *boost* gracias a la relación de transformación ( $N_T$ ) que el transformador de acoplamiento presenta, siendo de gran utilidad en aplicaciones de energía solar.

Finalmente la figura C.2(c) presenta la topología de un convertidor cuadrático con un sólo interruptor [40], dicha estructura presenta una dinámica basada en cuatro estados, siendo de esta manera más complicado los cálculos para la derivación y sintonización de controles clásicos, en comparación con las topologías C.2(a) y C.2(b). El arreglo se compone por tres diodos de alta velocidad, dos inductores y un condensador. Dicha topología posee la misma relación de ganancia del controlador *boost* elevada al cuadrado.

El lograr el objetivo de control se traduce en manipular el encendido y apagado del interruptor mediante el ciclo de trabajo  $D$  a través de técnicas de modulación de anchura de pulso, con el fin de regular la tensión de salida; la técnica seleccionada se ilustra en la figura C.3 donde la regulación de  $D$  se logra a través de la comparación de una señal portadora diente de sierra; la cual posee un valor mínimo de  $0V$  hasta

---

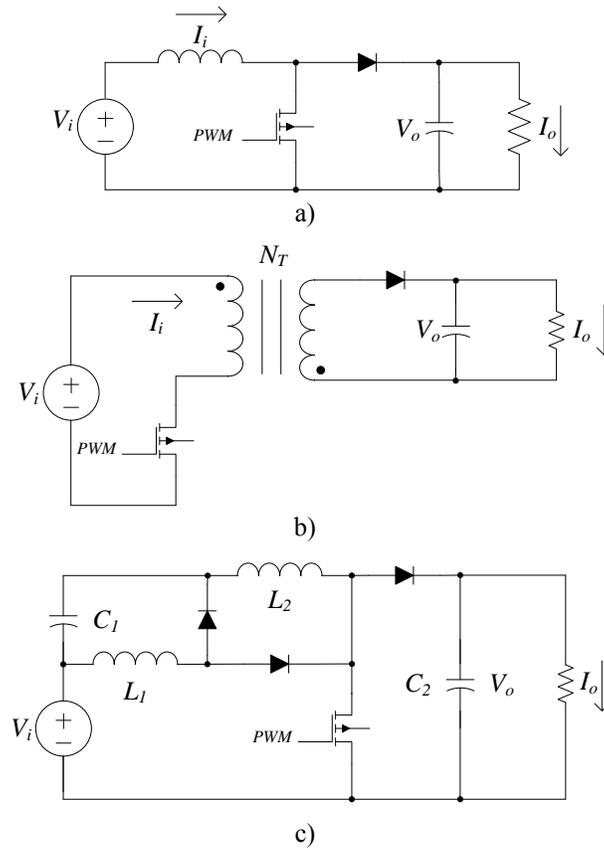


Figura C.2. Topologías CD-CD elevadoras a) Convertidor *boost*, b) Convertidor *flyback*, c) Convertidor cuadrático.

un valor pico propuesto  $V_t$  con respecto a la señal de control, donde la resultante es el tiempo de encendido de los interruptores. El patrón de modulación se presenta en la parte inferior, y posee una salida en estado alto cuando el valor de la señal de control es mayor al valor de la señal diente de sierra, y un estado bajo en el caso contrario.

De tal manera que para lograr el control de la tensión de salida es necesario que el algoritmo de control proporcione la señal que, se comparará con la señal diente de sierra; logrando así, la generación del ciclo de trabajo encargado de regular directamente la tensión  $V_o$ .

A continuación se muestra el funcionamiento del algoritmo de control DMC aplicado a los tres convertidores de CD-CD presentados con anterioridad. Los parámetros para cada una de las simulaciones para el control y el convertidor se muestran en la Tabla C1.

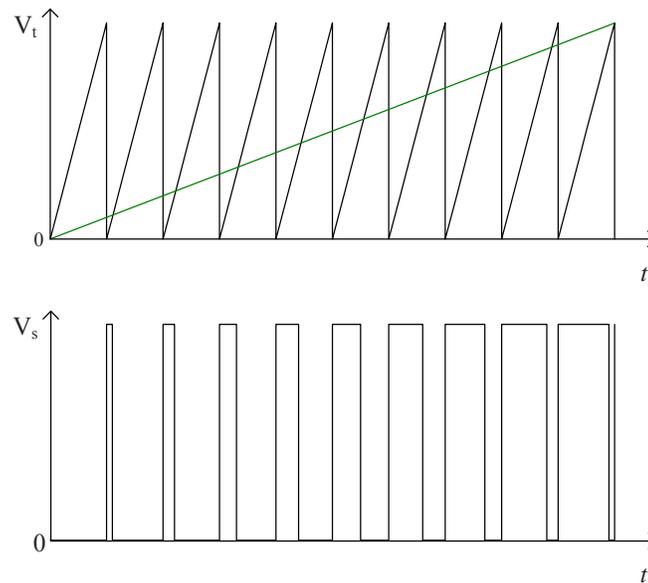


Figura C.3. Control PWM de los convertidores CD-CD.

Tabla C1. Parámetros de simulación.

<b>Control</b>					
Caso 1		Caso 2		Caso 3	
$N$	30	$N$	30	$N$	30
$H_p$	10	$H_p$	20	$H_p$	10
$H_c$	5	$H_c$	10	$H_c$	5

<b>Convertidor</b>					
Caso 1		Caso 2		Caso 3	
$V_i$	100 V	$V_i$	12 V	$V_i$	12 V
$V_o$	400 V	$V_o$	24 V	$V_o$	48 V
$f_{sw}$	20 kHz	$f_{sw}$	100 kHz	$f_{sw}$	50 kHz
$C_o$	2350 $\mu$ F	$C_o$	200 $\mu$ F	$C_1$	220 $\mu$ F
				$C_2$	470 $\mu$ F
$P_{nom}$	660 W	$P_{nom}$	57.6 W	$R$	96 $\Omega$
$L_i$	1.2 mH	$L_m$	250 $\mu$ H	$L_1$	150 $\mu$ H
				$L_2$	200 $\mu$ H

### II.I.1. Convertidor *boost*

Como primer topología se considera el convertidor *boost*, los parámetros del convertidor y del controlador se muestran en la Tabla C1, los cuales se obtienen de [41], y son los correspondientes al Caso 1.

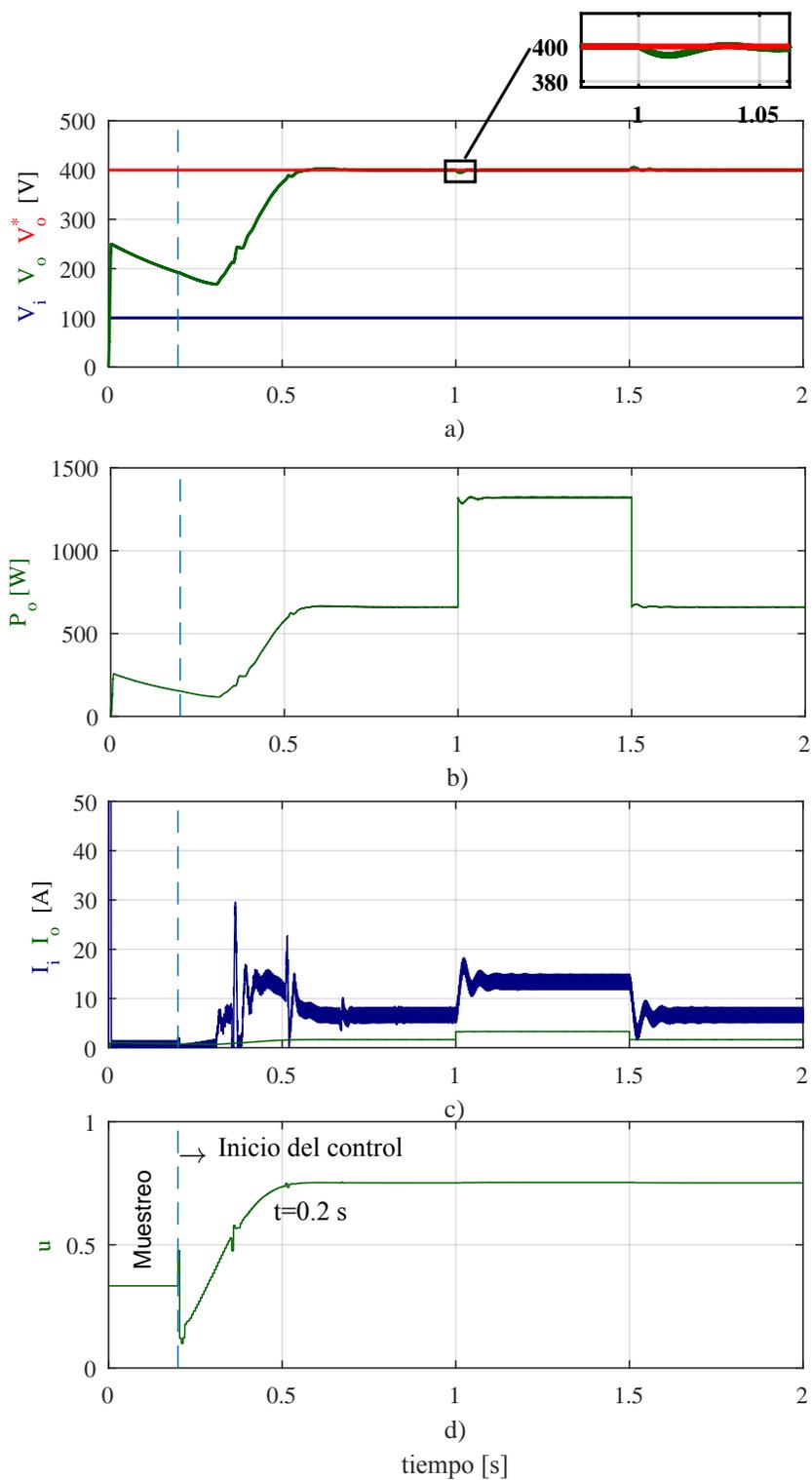
La figura C.4 muestra los resultados de simulación, en todas las secciones del gráfico se indica una línea vertical azul, la cual marca el inicio de la operación en lazo cerrado del controlador cuando se terminó el proceso de muestreo. En la figura C.4(a) presenta la tensión de salida  $V_o$  y su dinámica en el seguimiento de la referencia  $V_o^*$ , por otro lado en la figura C.4(b) se muestra el valor de la potencia de salida cuando el tiempo  $t = 1 s$  se introduce al sistema un escalón de carga del 100 % y es retirado hasta  $t = 1.5 s$ , en la figura C.4(c) se ilustran las corrientes de entrada y salida del convertidor como se puede observar el convertidor opera en un régimen de conducción continua por lo cual la corriente es mayor a cero durante la operación, por último en la figura C.4(d) se exhibe la ley de control  $u$ .

### II.I.2. Convertidor *flyback*

Los parámetros a utilizar se encuentran en la Tabla C1 y son los correspondientes al Caso 2, los cuales son tomados de [42]. La figura C.5 muestra el los resultados de la simulación del convertidor, en la figura C.5(a) se indican las tensiones  $V_o$ ,  $V_o^*$  y  $V_i$  donde se puede apreciar que el controlador regula la tensión de salida en  $V_o = 24 V$  en régimen permanente. Por otro lado en la figura C.5(b) se indica la potencia de salida  $P_o$  y cuando  $1 s < t \leq 2 s$  se pide un escalón de carga del 100 %, en la figura C.5(c) se presentan las corrientes de entrada y salida del convertidor, por último en la figura C.5(d) se exhibe la ley de control, recordando que dicha comienza a realizar la regulación de la tensión de salida a partir de  $t = 0.1 s$  cuando el algoritmo terminó de muestrear el sistema.

### II.I.3. Convertidor cuadrático

Los parámetros utilizados en esta topología se presentan en el Caso 3 de la Tabla C1. En particular, para la simulación de este caso se utilizaron los parámetros sugeridos en [40]. En la figura C.6 se resumen los resultados de la simulación. La figura C.6(a) ilustra el seguimiento de la salida del sistema  $V_o$  con respecto a la referencia  $V_o^*$ ; la potencia de salida del convertidor se puede observar en la figura C.6(b). Al igual que en las simulaciones anteriores, se pide un escalón de potencia del 100 % en  $1 s < t \leq 1.5 s$ ; en la figura C.6(c) se exhibe la dinámica de las corrientes de entrada y salida del convertidor, por último en la figura C.6(d) se muestra la

Figura C.4. Resultado de simulación topología *boost*.

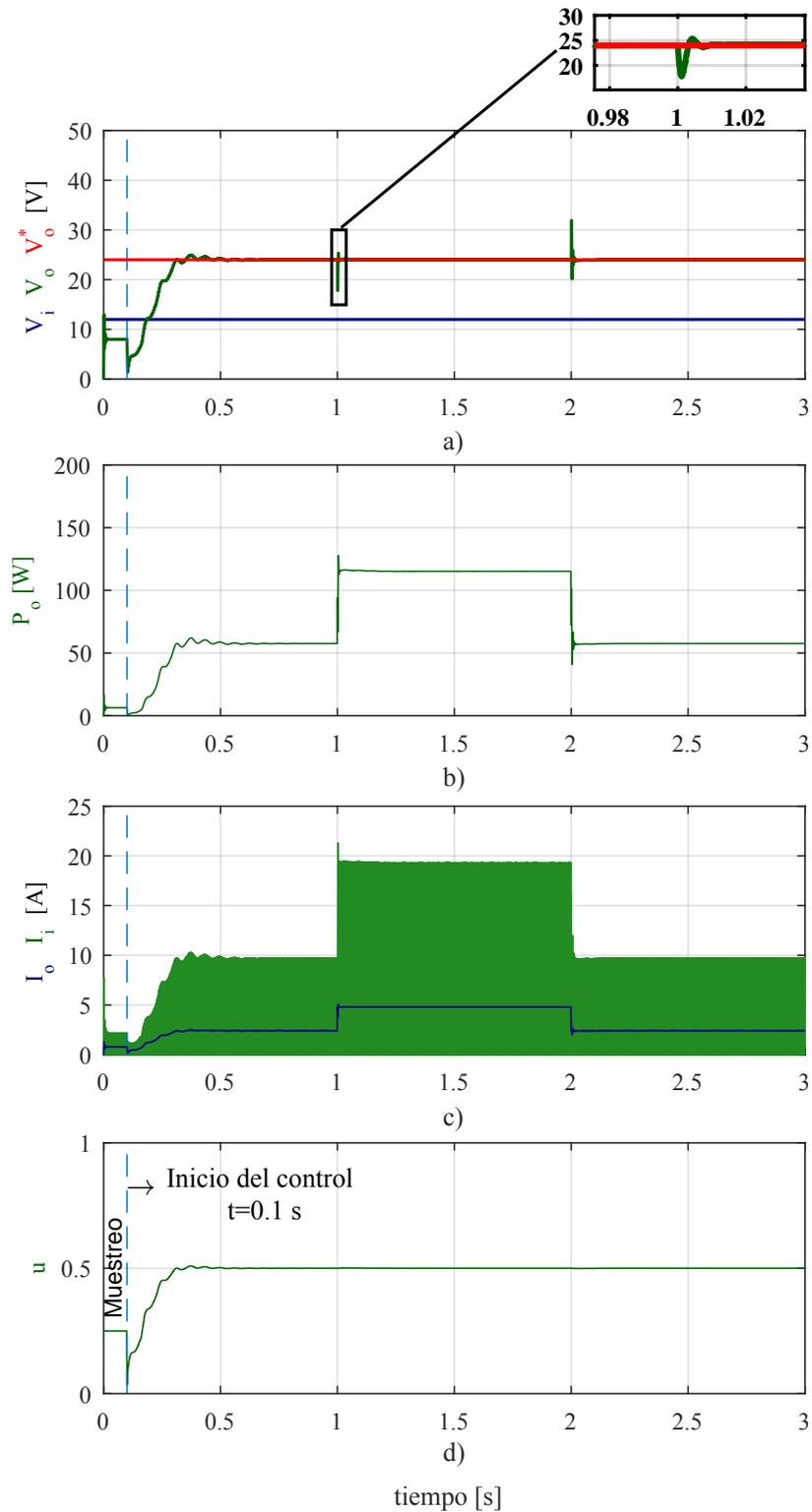


Figura C.5. Resultado de simulación topología *flyback*.

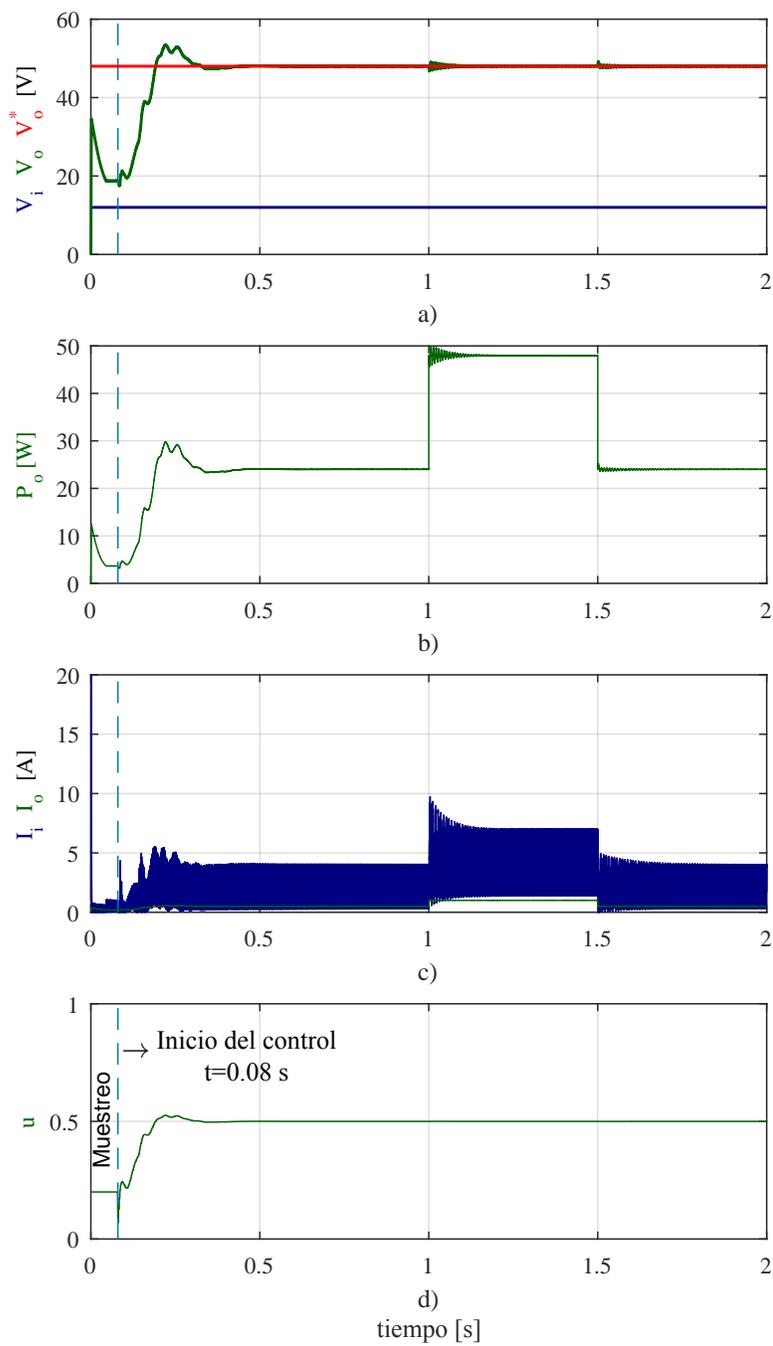


Figura C.6. Resultado de simulación topología cuadrática.

respuesta del algoritmo de control en la regulación de la tensión  $V_o$ .

Cabe destacar que el sistema del convertidor cuadrático se compone de cuatro estados, por lo cual la derivación y sintonización es de mayor complejidad en comparación con los sistemas anteriores.

Los datos obtenidos de la estrategia de control del algoritmo DMC de las tres topologías CD-CD se presentan en la Tabla C2.

Tabla C2. Recopilación de resultados de los convertidores CD-CD.

Parámetro de desempeño	Convertidor		
	<i>boost</i>	<i>flyback</i>	cuadrático
Tiempo al estado estable [s]	0.3	0.14	0.41
Desviación en tensión al cambio de carga del 100 % [V %]	1.2	75	0.5
Tiempo estabilización de la oscilación al cambio de carga del 100 %	0.03	0.008	0.08
Máximo sobretiro en CD [V %]	1.25	4.1	11.5
Máximo sobretiro en [W %]	0.03	10.3	24
Máximo sobretiro en [A %] salida	0.8	0.1	0.2
Error en régimen permanente en CD [V %]	0.08	0.0001	0.002
Error en régimen permanente [W %]	0.004	0.01	0.004

A través del análisis de los datos de la Tabla C2, se puede concluir que el desempeño de los convertidores bajo el esquema de control DMC presenta un desempeño aceptable, teniendo tiempos de estabilización relativamente cercanos en comparación con las referencias de las cuales fueron obtenidos. Cabe mencionar que aunque el desempeño del control no obtuvo una mejor dinámica, no se requirió un análisis del circuito para realizar la sintonización de los pesos.

Por otro lado, la regulación de la tensión de salida ante el escalón de carga en cada caso es apta para aplicaciones prácticas, con la ventaja de no requerir el conocimiento de la planta; particularizando el caso del convertidor cuadrático, el cual posee un modelo de cuarto orden y la derivación de su control no es sencillo en comparación con las otras dos estructuras presentadas.

---



---

# APÉNDICE **D**

---

## EJEMPLOS DE APLICACIÓN DEL CONTROL DMC-MIMO

Con el fin de revisar el desempeño del algoritmo de control para el caso MIMO, para posteriormente extender dicho controlador al convertidor NPC, se propone realizar el control de una planta de múltiples entradas y salidas.

### I. Comprobación del algoritmo de control a una columna de destilación

Se considera realizar el control del sistema de destilación binario propuesto por Wood y Berry. El experimento se basaba en torretas de destilación que separan metanol de agua [43]. El modelo dinámico de la planta se presenta a continuación:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{12.8e^{-s}}{16.7s+1} & \frac{-18.9e^{-s}}{21s+1} \\ \frac{6.6e^{-7s}}{10.9s+1} & \frac{-19.4e^{-3s}}{14.4s+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3.8e^{-8s}}{14.9s+1} \\ \frac{4.9e^{-3.4s}}{13.2s+1} \end{bmatrix} \rho. \quad (\text{D.1})$$

La salida  $Y_1$  corresponde a la cantidad de metanol destilada,  $Y_2$  representa la cantidad de agua. Respecto a las entradas de control  $u_1$  es el reflujo que se tiene del

---

sistema y  $u_2$  es el flujo de vapor ambos en  $lb/min$ , y  $\rho$  corresponde a la cantidad de flujo no medido.

La primera parte del algoritmo realiza la toma de muestras como se muestra en la figura D.1, posteriormente inicia el control, se considera una ganancia  $k_1 = 0.015$  en la entrada de control  $u_1$  y una ganancia  $k_2 = -0.015$  para la entrada  $u_2$ . Se considera que  $N = 30$ ,  $H_p = 10$ ,  $H_c = 5$ ,  $\lambda = 0.2$  y  $\delta = 0.045$ .

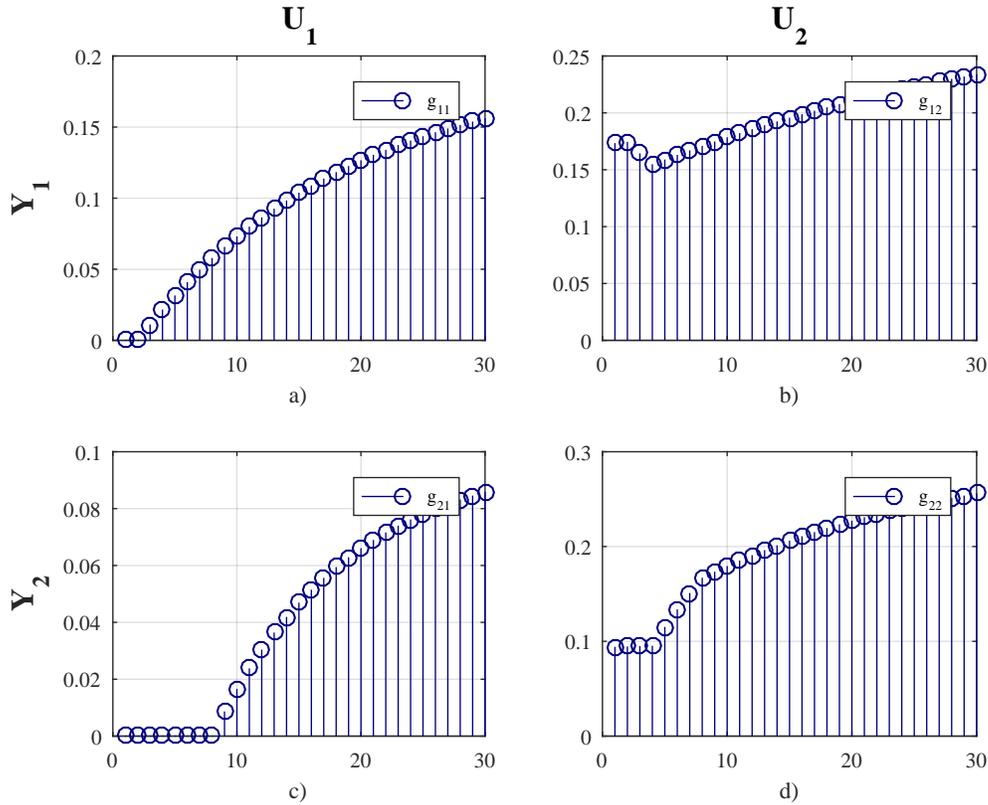


Figura D.1. Resultado de la toma de muestras.

La figura D.2 muestra los resultados de simulación, en todos los casos una línea vertical punteada delimita el inicio del control cuando el algoritmo terminó el muestreo del sistema. En la figura D.2(a) se ilustra la salida  $Y_1$  y su comportamiento ante la señal de referencia  $Y_1^* = 63$ . En la figura D.2(b) se muestra la salida  $Y_2$  del sistema la cual se regula en torno a la referencia  $Y_2^* = 15$ . En la figura D.2(c) se presenta la evolución de la señal de control  $u_1$ , y por último en la figura D.2(d) se exhibe la salida de la señal de control  $u_2$ .

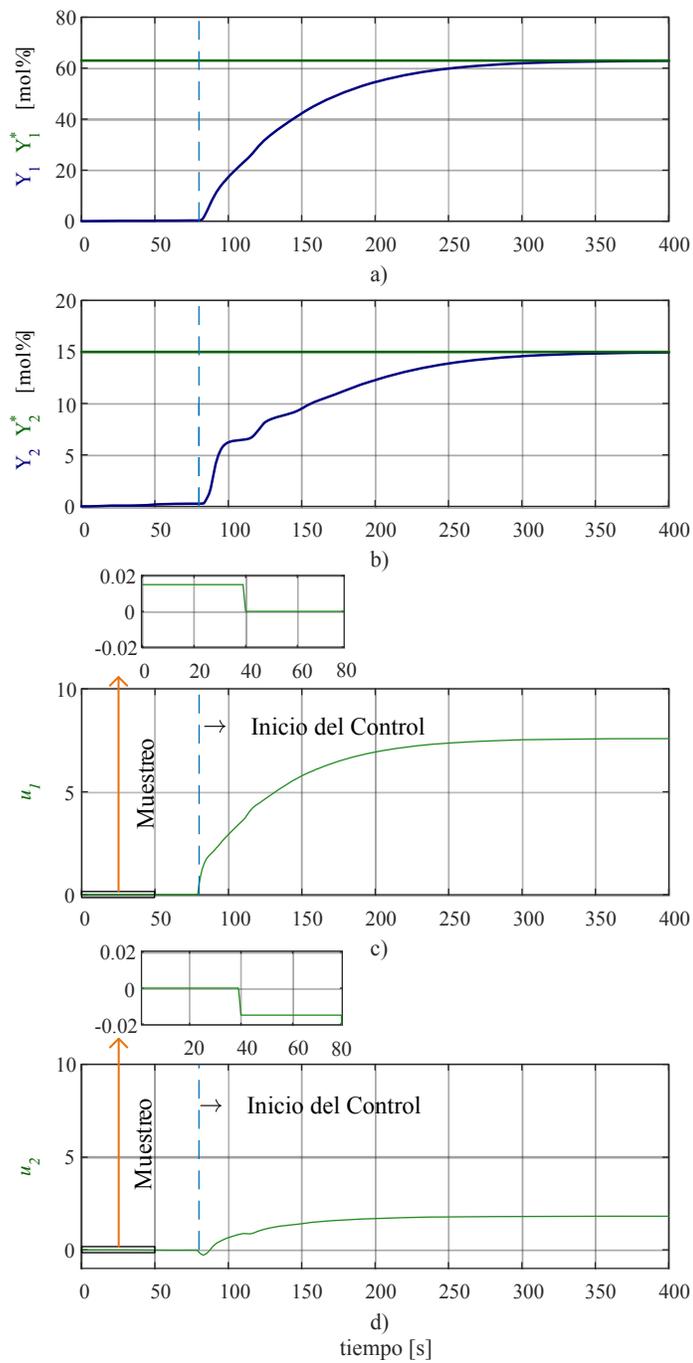


Figura D.2. Resultado de simulación del esquema MIMO.



---

## REFERENCIAS

- [1] G. de México, *Prospectiva del Sector Eléctrico 2015-2029*. Secretaría de Energía SENER, 2015.
  - [2] A. von Meier, *Electric Power Systems: A Conceptual Introduction*, ser. Wiley Survival Guides in Engineering and Science. Wiley, 2006.
  - [3] R. Teodorescu and M. Liserre, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, ser. Wiley - IEEE. Wiley, 2011.
  - [4] M. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, ser. IEEE - TP 139-0. Wiley, 2000.
  - [5] J. Douglas, "Power quality solutions," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 14, no. 3, pp. 3–7, March 1994.
  - [6] L. Motta and N. Faúndes, "Active / passive harmonic filters: Applications, challenges trends," in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Oct 2016, pp. 657–662.
  - [7] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, ser. Academic Press Series in Engineering. Elsevier Science, 2002.
  - [8] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May 1998.
  - [9] J. L. Duarte, A. V. Zwam, C. Wijnands, and A. Vandenput, "Reference frames fit for controlling pwm rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 628–630, Jun 1999.
  - [10] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, ser. Pearson educación. Pearson Educación, 2003.
-

- 
- [11] S. K. Jain, P. Agrawal, and H. O. Gupta, "Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 149, no. 5, pp. 317–328, Sep 2002.
- [12] R. Belaidi, A. Haddouche, and H. Guendouz, "Fuzzy Logic Controller Based Three-Phase Shunt Active Power Filter for Compensating Harmonics and Reactive Power under Unbalanced Mains Voltages," *Energy Procedia*, vol. 18, pp. 560–570, 2012.
- [13] F. Sebaaly, H. Vahedi, H. Y. Kanaan, N. Moubayed, and K. Al-Haddad, "Sliding mode fixed frequency current controller design for grid-connected npc inverter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1397–1405, Dec 2016.
- [14] M. Asadi, H. Ebrahimirad, M. S. Mousavi, and A. Jalilian, "Sliding mode control of dc-link capacitors voltages of a npc 4-wire shunt active power filter with selective harmonic extraction method," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb 2016, pp. 273–278.
- [15] G. A. Fogli, P. M. de Almeida, V. M. L. Rodrigues, and P. G. Barbosa, "Sliding mode control of a shunt active power filter with indirect current measurement," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Nov 2015, pp. 1–5.
- [16] Y. B. Chiu, G. W. Chang, Y. Y. Chen, L. Y. Hsu, H. J. Lu, Y. D. Lee, and Y. R. Chang, "Neural network-based approach for determining optimal reference compensation current of shunt active power filter," in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, July 2016, pp. 1–5.
- [17] M. Qasim and V. Khadkikar, "Application of artificial neural networks for shunt active power filter control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1765–1774, Aug 2014.
- [18] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec 2015.
- [19] J. Rodriguez, P. Cortes, R. Kennel, and M. P. Kazmierkowski, "Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, pp. 41–49.
- [20] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, July 2012.
- [21] E. Espinosa, J. Espinoza, J. Rothen, P. Melin, J. Muñoz, and C. Baier, "Nonlinear control and model predictive control applied to a multi-cell afe rectifier," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2015, pp. 210–216.
-

- 
- [22] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni, and M. Pucci, "Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [23] W. Xiao-gang, X. Yun-xiang, and S. Ding-xin, "Simplified model predictive control for a shunt active power filter," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2008, pp. 3279–3283.
- [24] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, Feb 2009.
- [25] E. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*, ser. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer London, 2004.
- [26] S. Gonzalez, S. Verne, and M. Valla, *Multilevel Converters for Industrial Applications*, ser. Industrial Electronics. CRC Press, 2016.
- [27] P. Gaur and P. Singh, "Various control strategies for medium voltage high power multi-level converters: A review," in *2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*, March 2014, pp. 1–6.
- [28] J. J. Mane, S. P. Muley, and M. V. Aware, "Performance of 5-level npc inverter with multi-multicarrier multi-modulation technique," in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dec 2012, pp. 1–5.
- [29] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho, and G. H. Cho, "A complete dc and ac analysis of three-phase controlled-current pwm rectifier using circuit d-q transformation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 390–396, Jul 1994.
- [30] Y. Zhang, X. Cheng, X. Zong, Y. Wei, Y. Li, and Q. Zhao, "A design method of ac-side inductance for shunt active power filter: A switched theory approach," in *Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2010 2nd International Conference on*, vol. 1, Aug 2010, pp. 263–266.
- [31] E. J. Bueno, S. Cobreces, F. J. Rodriguez, F. Espinosa, M. Alonso, and R. Alcaraz, "Calculation of the dc-bus capacitors of the back-to-back npc converters," in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Aug 2006, pp. 137–142.
- [32] V. G. Agelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier pwm techniques," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, May 1998, pp. 172–178 vol.1.
- [33] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering*, vol. 82, no. Series D, pp. 35–45, 1960.
-

- 
- [34] J. Richalet, A. Rault, J. L. Testud, and J. Papon, "Paper: Model predictive heuristic control," *Automatica*, vol. 14, no. 5, pp. 413–428, Sept. 1978.
- [35] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control-part i. the basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, Mar. 1987.
- [36] S. Rao, *Engineering Optimization: Theory and Practice*, ser. Wiley Interscience. Wiley, 1996.
- [37] P. Zanchetta, P. Cortes, M. Perez, J. Rodriguez, and C. Silva, "Finite states model predictive control for shunt active filters," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2011, pp. 581–586.
- [38] F. Wang, J. Xu, and B. Wang, "Comparison study of switching dc-dc converter control techniques," in *2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems*, vol. 4, June 2006, pp. 2713–2717.
- [39] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1130–1139, July 2004.
- [40] J. A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez, and J. L. Gonzalez-Martinez, "Modelling and control of a dc-dc quadratic boost converter with r2p2," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 11–22, January 2014.
- [41] G. Y. Aguirre, J. E. Kolodziej, and F. Botterón, "Design and experimental implementation of a dc-dc boost converter for renewable energy sources," in *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Oct 2015, pp. 1–6.
- [42] H. K. Iqbal and G. Abbas, "Design and analysis of smc for second order dc-dc flyback converter," in *17th IEEE International Multi Topic Conference 2014*, Dec 2014, pp. 533–538.
- [43] P. Acharya, G. Dumpa, and T. K. Dan, "Modelling and control of distillation column," in *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, April 2016, pp. 123–128.
-