

UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



Nombre alumnos:
Daniel Quezada Muñoz
Camila Beltrán Stuardo

Informe de Proyecto de Título
para optar al título de:
Ingeniero(a) Civil en Automatización

**Diseño e Implementación de estrategia de Control
Óptimo para un Inversor Trifásico Multinivel NPC
para aplicaciones fotovoltaicas.**

Profesor Guía: **Dr. Jaime A. Rohten C.**
Profesor Co-Guía: **Dr. José J. Silva C.**

Concepción, septiembre de 2022

Daniel Reinaldo Quezada Muñoz
Camila Elibeth Beltrán Stuardo

UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Profesor Guía:
Dr. Jaime A. Rohten C.

Diseño e Implementación de estrategia de Control Óptimo para un Inversor Trifásico Multinivel NPC para aplicaciones fotovoltaicas.

Daniel Reinaldo Quezada Muñoz,
Camila Elibeth Beltrán Stuardo.

Informe de Proyecto de Título
para optar al Título de

Ingeniero (a) Civil en Automatización

Septiembre 2022

Resumen

El crecimiento de la población mundial ha incidido directamente en la cantidad de energía demandada. En particular, energías basadas en combustibles fósiles han sufrido una constante y sostenible alza, lo que hace que cada vez sea menos conveniente su utilización. Por otro lado, Chile es un país privilegiado respecto de la disponibilidad de energías eternas, como solar, eólica, undimotriz, térmica, entre otras. En este contexto, de cada vez más importancia de las energías renovables, es que la conversión de energía es más relevante, esto debido a que las energías renovables poseen algo en común: su intermitencia. La conversión de la energía se hace a través de los convertidores estáticos, dispositivos que se han desarrollado durante las últimas décadas y han permitido la extensión de las energías eternas a la industrialización moderna.

Es por ello, que este trabajo de título se desarrolla en torno a fomentar el desarrollo e investigación sobre el uso de las diversas energías renovables no convencionales, específicamente la energía solar fotovoltaica, aportando en el desarrollo de la electrónica de potencia, probar nuevas estrategias de control, ya sea en simulación y/o implementación, lo que abre al estudiante a un mundo de posibilidades para aportar a la ciencia, la tecnología y la ingeniería.

El estudio propuesto se enfoca principalmente en el diseño, simulación e implementación de un control óptimo en la topología *Neutral Point Clamped* (NPC), donde esta topología se caracteriza por ser multinivel, reduciendo así, la distorsión armónica de los voltajes y corrientes y además ser capaz de manejar una mayor cantidad de potencia. El control propuesto permite optimizar el uso de la energía en los cambios de referencia al usar una realimentación de estados óptima basada en el modelo linealizado del convertidor. Además, se implementa un observador de estados LQG que concede beneficiarse de variables de realimentación sin ruido que representen las variables internas y usarlas en el control, al mismo tiempo de ser capaz de reducir la cantidad de sensores en el sistema y estimando las variables no medidas.

En este trabajo se detalla la justificación matemática, seguido de simulaciones que corroboran el desarrollo antes expuesto y además se realiza una implementación en el laboratorio LACCEER verificando que es posible llevar a la realidad el control propuesto. Todos los resultados de esta tesis son detallados y analizados mostrando las ventajas de la propuesta de control.

Dedicatoria Camila Beltrán Stuardo.

En primer lugar, agradecer a Dios, por permitir que todo lo sucedido hasta el día de hoy.

A mi familia, Gloria, Juan y Martina, que, sin su apoyo incondicional y fe en mi persona, no hubiese llegado donde estoy ni hubiera sido quien soy, por los valores entregados y las palabras de aliento.

Amigos y compañeros que siempre estuvieron en los momentos difíciles, por darme el apoyo en momentos difíciles, en especial a mi compañero y amigo Daniel Quezada.

A los académicos que siempre contaban una experiencia y daban un consejo de vida. En especial a PhD. Nathalie Risso, por su entrega y confianza en mi persona y PhD. Jaime Rohten por la orientación y vocación en el aula.

A nuestra secretaria, Sandra Chávez, quien fue nuestra figura femenina de apoyo y aliento en momentos de dificultad y de triunfos.

Agradecer al director de escuela y cada una de las entidades que apoyaron cada actividad que realicé en etapa de pregrado.

A Women in Engineering (WIE UBB) por permitirme ser su líder, y aprender en conjunto la colaboración, el apoyo, y la oportunidad de visibilizar que las mujeres somos importantes en todos los espacios, y que somos capaces de mucho.

Al Grupo de Robótica, que me permitió desarrollar habilidades tanto sociales como técnicas relacionadas con la robótica.

A mi pareja por estar acompañándome en todo el proceso.

Y a todas las personas que han sido parte de mi proceso de formación como persona, desde mi profesora en kínder, académico guía de este trabajo de título, familia, amigos y conocidos.

Gracias a la vida, por las oportunidades.

Dedicatoria Daniel Quezada Muñoz.

A Dios por toda la sabiduría y bendiciones otorgadas a lo largo de mis años.

A mi familia. A mis padres Juan y Rosa, a mis hermanos Claudina y Máximo, a mis sobrinos y tíos, por todo su apoyo incondicional y amor que siempre me han entregado, dándome fuerzas para seguir adelante y desarrollarme como persona.

A mi gran amiga y compañera Camila Beltrán, la cual ha sido un gran apoyo para mi durante estos últimos años, siendo mi partner en este proyecto de título y en los trabajos que realizamos durante nuestra carrera.

A los profesores que fueron parte de mi formación académica en la enseñanza básica, media y universitaria, en especial al Dr. Jaime Rohten, del cual siento una gran admiración, siempre ha creído en mí y ha sido un pilar fundamental en mi desarrollo como estudiante y persona, siempre motivándome a ser el mejor.

A mis amigos Gonzalo, Cristófer, Ignacio, Eduardo, Israel, por su apoyo y por compartir junto a ellos una linda amistad durante estos años, marcada por muchos momentos de alegría y aventuras.

A mis amigos Karina, Maximiliano, Fabián, Fernando y Zuela, por su amistad, cariño y los momentos chistosos que hemos vivido. Es un agrado haberlos conocido durante mis años como universitario.

A mis amigos y compañeros de carrera Diego, Álvaro, Sebastián, Nicolás por siempre estar ahí para apoyarme, darme algún consejo o simplemente reírnos y conversar de la vida.

A mis compañeros del grupo LACCEER, en especial a Marcos y Rodrigo, que siempre estuvieron a disposición de ayudarme en cualquier cosa.

Agradecimientos

A todos los académicos que fueron parte de nuestra formación, en especial a nuestros profesores guías por su apoyo en la realización de este trabajo de título y buena disposición para ayudarnos.

Al laboratorio LACCEER por disponer de un espacio cómodo y equipado para poder desarrollar el estudio experimental detallado en este documento.

A los Ingenieros Rodrigo Rodríguez y Carlos Mora por el trabajo previamente realizado en la implementación del sistema estudiado en este proyecto.

A todos nuestros compañeros de carrera por las risas, aventuras, horas de estudio y apoyo en los momentos difíciles.

Finalmente, agradecemos el apoyo financiero por parte del proyecto FONDECYT 11170407, al proyecto interno de la Universidad del Bío Bío 2160180 GI/EF y al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.



Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	IX
LISTA DE FIGURAS	X
NOMENCLATURA	XII
ABREVIACIONES	XIII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	14
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	14
1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.	17
1.3. TRABAJOS PREVIOS.	18
1.3.1 <i>Modelo Matemático NPC.</i>	18
1.3.2 <i>Técnicas de Modulación.</i>	20
1.3.3 <i>Estrategias de Control.</i>	21
1.3.4 <i>Control LQG.</i>	22
1.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO	23
1.5. OBJETIVOS	23
1.5.1 <i>Objetivo General</i>	23
1.5.2 <i>Objetivos Específicos</i>	24
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES	24
1.7. TEMARIO Y METODOLOGÍA	25
CAPÍTULO 2. ANÁLISIS BIBLIOGRÁFICO	26
2.1. INTRODUCCIÓN	26
2.2. CONVERTIDORES ESTÁTICOS	26
2.3. CLASIFICACIÓN CONVERTIDORES ESTÁTICOS	27
2.3.1 <i>Clasificación según entrada-salida</i>	27
2.3.2 <i>Clasificación según número de fases.</i>	30
2.3.3 <i>Convertidores Multinivel.</i>	31
2.4. TÉCNICAS DE MODULACIÓN	36
2.4.1 <i>Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso SPWM.</i>	37
2.4.2 <i>Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso con desplazamiento de fase SPWM Phase - Shifted).</i>	38
2.4.3 <i>Modulación de Espacios Vectoriales (SVM).</i>	39
2.5. TÉCNICAS DE CONTROL	41
2.5.1 <i>Control Lineal.</i>	42
2.6. DISCUSIÓN Y CONCLUSIÓN	44
CAPÍTULO 3. MODELO CONVERTIDOR NPC	46
3.1. INTRODUCCIÓN	46
3.2. CONVERTIDOR NPC DE TRES NIVELES	47
3.2.1 <i>Modelo en ejes abc.</i>	48
3.2.2 <i>Modelo en ejes dq0.</i>	51
3.2.3 <i>Modelación en espacio de estados.</i>	52
3.3. DISCUSIÓN Y CONCLUSIÓN	54
CAPÍTULO 4. CONTROL LQG Y SIMULACIÓN	55
4.1. INTRODUCCIÓN	55
4.2. CONTROL DE CORRIENTES	56
4.2.1 <i>Control Regulador Cuadrático Lineal (LQR).</i>	57
4.2.2 <i>Simulación Regulador Cuadrático Lineal en Matlab.</i>	59
4.2.3 <i>Simulación Regulador Cuadrático Lineal con Integrador en Matlab.</i>	62
4.2.4 <i>Filtro de Kalman.</i>	62
4.2.5 <i>Control LQG.</i>	65
4.2.6 <i>Control de corrientes en PSim.</i>	69

4.3.	CONTROL DE POTENCIAS.....	71
4.3.1	<i>Diseño control de potencias.</i>	71
4.3.2	<i>Simulación control de potencias en PSim.</i>	75
4.4.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIÓN.....	78
CAPÍTULO 5. IMPLEMENTACIÓN.....		80
5.1.	INTRODUCCIÓN	80
5.2.	IMPLEMENTACIÓN EN LAZO ABIERTO.....	80
5.2.1	<i>Piernas IGBT</i>	81
5.2.2	<i>Placa de Disparo por Fibra Óptica</i>	82
5.2.3	<i>Placa de Acondicionamiento</i>	83
5.2.4	<i>Placas de sensado</i>	84
5.2.5	<i>Tarjeta DSP TMS320F28335</i>	86
5.2.6	<i>Osciloscopio Keysight MSOX3054T</i>	88
5.2.7	<i>Fuente de alimentación DC</i>	88
5.2.8	<i>Pulsos de salida DSP</i>	89
5.3.	ANÁLISIS DE VARIABLES EN LAZO ABIERTO.....	90
5.4.	CONTROL EN LAZO CERRADO.....	91
5.4.1	<i>Control de Corrientes.</i>	91
5.4.2	<i>Implementación Control de corriente en Laboratorio LACCEER</i>	91
5.4.3	<i>Resultados Implementación Control de Corriente</i>	92
5.5.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	95
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....		96
6.1.	CONCLUSIONES	96
6.2.	TRABAJOS FUTUROS	97
CAPÍTULO 7. BIBLIOGRAFÍA		98
ANEXO : CÓDIGO CONTROL IMPLEMENTACIÓN.....		101



Lista de Tablas

TABLA 1. Plantas solares fotovoltaicas en operación [8][9].	16
TABLA 2. Valores de tensión Convertidor <i>Flying Capacitor</i> de tres niveles.	34
TABLA 3. Valores de tensión Convertidor <i>H-Bridge</i> de cinco niveles.	35
TABLA 4. Parámetros Convertidor NPC.	47
TABLA 5. Puntos de operación.	53
TABLA 6. Parámetros de sintonización Controlador Integral.	61
TABLA 7. Parámetros control de corrientes con LQR.	69
TABLA 8. Parámetros control de potencias con LQR.	74
TABLA 9. Código implementado en Code Composer.	101



Lista de Figuras

Fig. 1.1 a) Mapa de Irradiación Horizontal Global en Chile, b) Mapa Potencia Eléctrico Fotovoltaico.	15
Fig. 2.1 Clasificación de convertidores estáticos.	27
Fig. 2.2 Esquema básico de un convertidor $dc-dc$.	28
Fig. 2.3 Topologías convertidores $dc-dc$, a) Buck, b) Boost, c) Buck-Boost.	28
Fig. 2.4 Estructura funcional básica de un Rectificador.	29
Fig. 2.5 Convertidor monofásico puente H, a) Fuente de voltaje, b) Fuente de corriente.	31
Fig. 2.6 Inversor trifásico fuente de voltaje.	31
Fig. 2.7 Tipos de Convertidores Multinivel.	33
Fig. 2.8 Convertidor Multinivel topología <i>Flying Capacitor</i> de tres niveles.	33
Fig. 2.9 Convertidor Multinivel topología <i>H-Bridge</i> de cinco niveles.	35
Fig. 2.10 Convertidor Multinivel topología <i>Neutral Point Clamped</i> de tres niveles.	36
Fig. 2.11 Tipos de técnica de Modulación aplicadas a Convertidores Estáticos.	37
Fig. 2.12 Modulación SPWM Inversor trifásico Puente H con tres celdas conectadas en cascada.	38
Fig. 2.14 Modulación SPWM Phase-Shifted aplicada a un convertidor puente H con dos celdas conectadas en serie.	39
Fig. 2.14 Modulación SVM aplicada a un Inversor Trifásico VSI de dos niveles.	40
Fig. 2.15 Tipos de controladores aplicados a un convertidor.	41
Fig. 2.16 Sistema lineal multivariable.	42
Fig. 2.17 Control PID aplicado a un convertidor estático.	43
Fig. 2.18 Control LQG aplicado a un convertidor estático.	44
Fig. 3.1 Diagrama Convertidor NPC.	47
Fig. 3.2 Estados NPC de tres niveles (a) $v_{aN} = v^{dc}/2$, (b) $v_{aN} = 0$, (c) $v_{aN} = -v^{dc}/2$.	48
Fig. 3.3 Diagrama de conexión lado Continuo.	48
Fig. 3.4 Diagrama de conexión lado Alterno.	50
Fig. 3.5 Diagrama representación en Espacio de Estados.	52
Fig. 4.1 Diagrama Algoritmo de Control Óptimo.	56
Fig. 4.2 Lazo de control LQG.	57
Fig. 4.3 Planta con LQR.	57
Fig. 4.4 Control LQR, (a) Corriente i_s^d , b) Corriente i_s^q , (c) Modeladoras m_s^{dq} , (d) Error de corrientes e^{dq} .	60
Fig. 4.5 Lazo de control LQR con integrador.	62
Fig. 4.6 Control LQR con integrador, (a) Corriente i_s^d , b) Corriente i_s^q , (c) Modeladoras m_s^{dq} , (d) Error de corrientes e^{dq} .	62
Fig. 4.7 Algoritmo Filtro de Kalman.	64
Fig. 4.8 Planta con Filtro de Kalman.	65
Fig. 4.9 Lazo de control LQG.	67
Fig. 4.10 Simulación Control LQG, a) Corriente i_s^d real, b) Corriente i_s^q real, c) Error de estimación i_s^d , d) Error de estimación i_s^q , e) Corriente i_s^d estimada, f) Corriente i_s^q estimada, g) Comparación i_s^d real y estimada, h) Comparación i_s^q real y estimada.	68
Fig. 4.11 Diagrama de simulación Control de Corrientes en PSim.	70
Fig. 4.12 Resultados simulación Control LQR en PSim, a) Corrientes en ejes dq , b) Corrientes en ejes abc , c) Moduladoras en ejes abc , d) Voltajes de red en ejes abc , e) Error de corrientes en ejes dq , f) Comparación Voltaje y corriente fase a , g) Acción de control Integrador en ejes dq .	71
Fig. 4.13 Lazo de Control de Potencias.	74

Fig. 4.14 Diagrama de Simulación Control de Potencias en PSim.	75
Fig. 4.15 Control de potencias activa y reactiva. (a) Intervalo de 0.1 a 0.105 [s], (b) Intervalo de 0.2 a 0.215 [s], (c) Intervalo de 0.3 a 0.305 [s], (d) Intervalo de 0.5 a 0.515 [s], (e) Intervalo de 0.6 a 0.605 [s].....	76
Fig. 4.16 Control de potencias: Corrientes en ejes dq . (a) Intervalo de 0.1 a 0.105 [s], (b) Intervalo de 0.2 a 0.215 [s], (c) Intervalo de 0.3 a 0.305 [s], (d) Intervalo de 0.5 a 0.515 [s], (e) Intervalo de 0.6 a 0.605 [s].....	77
Fig. 4.17 Control de potencias, a) Corrientes en ejes abc , b) Moduladoras en ejes abc , c) Voltajes de red en ejes abc , d) Error de corriente en ejes dq , e) Comparación Voltaje y corriente fase a , g) Acción de control Integrador en ejes dq , g) Voltaje continuo.	78
Fig. 5.1 Setup Convertidor NPC de tres Niveles Laboratorio LACCEER	81
Fig. 5.2 Placa de control con especificaciones físicas.....	81
Fig. 5.3 IGBT Inversor APTGF30TL601G	82
Fig. 5.4 Placa de poder con especificaciones físicas.....	82
Fig. 5.5 Placa de disparo por Fibra Óptica.....	83
Fig. 5.6 Placa de acondicionamiento con rótulos de componentes físicos.	84
Fig. 5.7 Sensor dual de Voltaje	85
Fig. 5.8 Sensor dual de corrientes	85
Fig. 5.9 Sensor dual de Corriente/Voltaje	86
Fig. 5.10 Tarjeta DSP TMS320F28335	87
Fig. 5.11 Diagrama de Bloque Funcional TMS320F8335.....	87
Fig. 5.12 Osciloscopio keysight MSOX3054T.....	88
Fig. 5.13 Fuente DC variable VOLTEQ HY3003D-2	89
Fig. 5.14 Compilación de pulsos de salida desde la DSP y Placa de Control.....	89
Fig. 5.15 Implementación: Corrientes i_s^a , i_s^b e i_s^c en lazo abierto.	90
Fig. 5.16 Implementación: Voltajes v_{aN} , v_{bN} , v_{cN} en lazo abierto.	90
Fig. 5.17 Diagramación de conexionado y direcciones de señales en el Setup	92
Fig. 5.18 Setup en funcionamiento con implementación del control de corrientes.	92
Fig. 5.19 Implementación: Control de corrientes ante un aumento en la referencia.....	93
Fig. 5.20 Implementación: Control de corrientes ante una disminución en la referencia.....	93
Fig. 5.21 Implementación: Señales v_{aN} , v_{bN} y v_{cN}	94
Fig. 5.22 Corrientes fase a y b en tiempo real Code Composer Studio.	94
Fig. 5.23 Corrientes abc en Code Composer.....	94
Fig. 5.24 FFT y THD corriente fase a , (a) Implementación física, (b) Simulación.....	95

Nomenclatura

Matrices

A	: matriz de estados de dimensión 2×2 .
B	: matriz de entrada de dimensión 2×2 .
C	: matriz de salida de dimensión 2×2 .
D	: matriz de transmisión directa de dimensión 2×2 .
E	: matriz de parámetros de dimensión 2×2 .
F	: matriz de parámetros de dimensión 2×2 .
T_{abc-dq0}	: matriz de transformación de ejes <i>abc</i> a <i>dq0</i> , dimensión 3×3 .
T_{dq0-abc}	: matriz de transformación de ejes <i>dq0</i> a <i>abc</i> , dimensión 3×3 .
W	: matriz de acoplamiento de dimensión 3×3 .
Q_{lqr}	: matriz de ponderación vector de estados.
R_{lqr}	: matriz de ponderación amplitud señal de control.
K_{lqr}	: matriz de ganancias Control LQR.
Q_{fk}	: matriz de covarianza ruido de proceso.
R_{fk}	: matriz de covarianza ruido de medición.
K_{fk}	: matriz de ganancia de Kalman.
P	: matriz de covarianza. Solución Ecuación de Ricatti.

Vectores

\mathbf{x}^{dq}	: vector de variables de estados, $\mathbf{x}^{dq} = [x^d \ x^q]^T$ (ejes rotatorios <i>dq0</i>)
\mathbf{x}^{abc}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios <i>abc</i>)
$\mathbf{x}^{\alpha\beta 0}$: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{\alpha\beta 0} = [x^\alpha \ x^\beta \ x^0]^T$ (ejes estacionarios $\alpha\beta 0$)
\mathbf{u}^{dq}	: vector de variables de entrada, $\mathbf{u}^{dq} = [u^d \ u^q]^T$
\mathbf{y}^{dq}	: vector de variables de salida, $\mathbf{y}^{dq} = [y^d \ y^q]^T$
\mathbf{v}_s^{dq}	: vector de perturbaciones, $\mathbf{v}_s^{dq} = [v_s^d \ v_s^q]^T$
\mathbf{x}^{dq}_o	: vector de estados en el punto de operación, $\mathbf{x}^{dq}_o = [x^d_o \ x^q_o]^T$
\mathbf{u}^{dq}_o	: vector de entradas en el punto de operación, $\mathbf{u}^{dq}_o = [u^d_o \ u^q_o]^T$
\mathbf{y}^{dq}_o	: vector de salidas en el punto de operación, $\mathbf{y}^{dq}_o = [y^d_o \ y^q_o]^T$
\mathbf{v}^{dq}_{so}	: vector de perturbaciones en el punto de operación, $\mathbf{v}^{dq}_{so} = [v^d_{so} \ v^q_{so}]^T$
$\Delta \mathbf{x}^{dq}$: variación del vector de estados \mathbf{x}^{dq} en torno a \mathbf{x}^{dq}_o , $\Delta \mathbf{x}^{dq} = [\Delta x^d \ \Delta x^q]^T$
$\Delta \mathbf{u}^{dq}$: variación del vector de entradas \mathbf{u}^{dq} en torno a \mathbf{u}^{dq}_o , $\Delta \mathbf{u}^{dq} = [\Delta u^d \ \Delta u^q]^T$
$\Delta \mathbf{y}^{dq}$: variación del vector de salidas \mathbf{y}^{dq} en torno a \mathbf{y}^{dq}_o , $\Delta \mathbf{y}^{dq} = [\Delta y^d \ \Delta y^q]^T$
$\Delta \mathbf{v}_s^{dq}$: variación del vector de perturbaciones \mathbf{v}_s^{dq} en torno a \mathbf{v}^{dq}_{so} , $\Delta \mathbf{v}_s^{dq} = [\Delta v^d_{so} \ \Delta v^q_{so}]^T$
w	: vector de ruido de proceso con distribución gaussiana.
v	: vector de ruido de medición con distribución gaussiana.
\mathbf{z}^{dq}	: vector de medición de los estados, $\mathbf{z}^{dq} = [z^d \ z^q]^T$
$\tilde{\mathbf{x}}^{dq}$: vector del error de estimación $\tilde{\mathbf{x}}^{dq} = \mathbf{x}^{dq} - \hat{\mathbf{x}}^{dq}$
$\hat{\mathbf{x}}^{dq}$: vector de estimación de estados, $\hat{\mathbf{x}}^{dq} = \mathbf{x}^{dq} - \tilde{\mathbf{x}}^{dq}$

Abreviaciones

Mayúsculas

LQR	: Linear Quadratic Regulator.
KF	: Filtro de Kalman.
LQG	: Linear Quadratic Gaussian.
L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
LTI	: lineal de tiempo invariante
F. de T.	: función de transferencia.
S.S.	: estado estacionario.
SISO	: sistema de una entrada y una salida (single input single output).
MIMO	: sistema de varias entradas y varias salidas (multiple inputs multiple outputs).
PID	: controlador proporcional integral derivativo.
THD	: Distorsión armónica total (Total Harmonic Distorsion).
NPC	: Neutral Point Clamped
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	: Space Vector Modulation
SPWM PS	: Sinusoidal Pulse Width Modulation Phase Shifted
LACCEER	: Laboratorio de Convertidores Estáticos y Energías Renovables.

Minúsculas

<i>dc</i>	: corriente continua
<i>ac</i>	: corriente alterna



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

El crecimiento y desarrollo de la población mundial, la demanda energética ha ido en considerable aumento, los recursos naturales más utilizados del planeta se están agotando [1]. Estas altas demandas energéticas han traído consigo muchos problemas de gestión y organización a muchos países. Actualmente vivimos en un planeta en crisis, que, a través de sus ciclos naturales, y las investigaciones más recientes, indican que se deben realizar acciones en pos de revertir los efectos que se ha producido por la sobreexplotación de recursos naturales, entre ellos los combustibles fósiles, los que al combustionar liberan dióxido de carbono, y monóxido de carbono, gas altamente dañinos en grandes cantidades especialmente en concurridas ciudades [2]. Los países en desarrollo se han visto presionados en buscar fuentes de energía amigables con el medio ambiente, para que su desarrollo económico sea viable [3]. Uno de los desafíos de los países que han sido tema de interés en los últimos años, ha sido encontrar la manera de utilizar de manera eficiente los recursos naturales, entre ellos las energías renovables no convencionales, como, por ejemplo, fotovoltaica, mareomotriz, eólica, geotérmica y el biogás. Desde hace muchos años la excesiva dependencia de los combustibles fósiles, como el carbón y los derivados del petróleo han llevado a la humanidad a estar a merced de una cantidad pequeña de productores, que, a su vez ha hecho que las economías modernas se vean tremendamente dependientes y afectadas debido a las fluctuaciones de los precios, afectando en especial a la población más necesitada. Esto ha llevado a que tanto la academia como la industria y también los gobiernos se unan con el fin de encontrar soluciones innovadoras y prácticas para implementar en procesos industriales y domiciliarios. En el mundo, una de las energías que más llama la atención y destaca es la energía solar, por sus características, es la más abundante y emite sol a razón de $3.8 \cdot 10^{23}$ kW de los que $1.8 \cdot 10^{14}$ kW recibe la superficie terrestre [4]. En Chile, se apunta a lograr una cuota de producción de un 10% de energías renovables al 2024. Despertando interés en la energía solar entre otras fuentes de energías inagotables. Actualmente, ya se han inaugurado varias plantas fotovoltaicas y termo solares [5]. Chile es un país privilegiado, que a través de su larga y angosta franja posee gran diversidad climática donde proliferan diferentes tipos de alimentos, culturas y fuentes de energías. Esto juega un papel fundamental en la radiación solar superficial en Chile. Nuestro país se puede subdividir en tres zonas, extremo norte, zona central y extremo sur. El extremo norte, se caracteriza por ser seco, y con altas temperaturas durante el día, el cual se compone de dos

zonas, conocidas como Norte Grande y Norte Chico, donde cada una de ellas se conforman de las regiones de Arica y Parinacota, Tarapacá y Antofagasta. Y el Norte Chico por Atacama y Coquimbo. Estas regiones se caracterizan por fuertes variaciones de temperaturas. Éstas son condiciones que dan al norte de Chile los niveles más altos de irradiación solar, con un promedio anual total entre 2400 y 2800 kWh/m². [6]

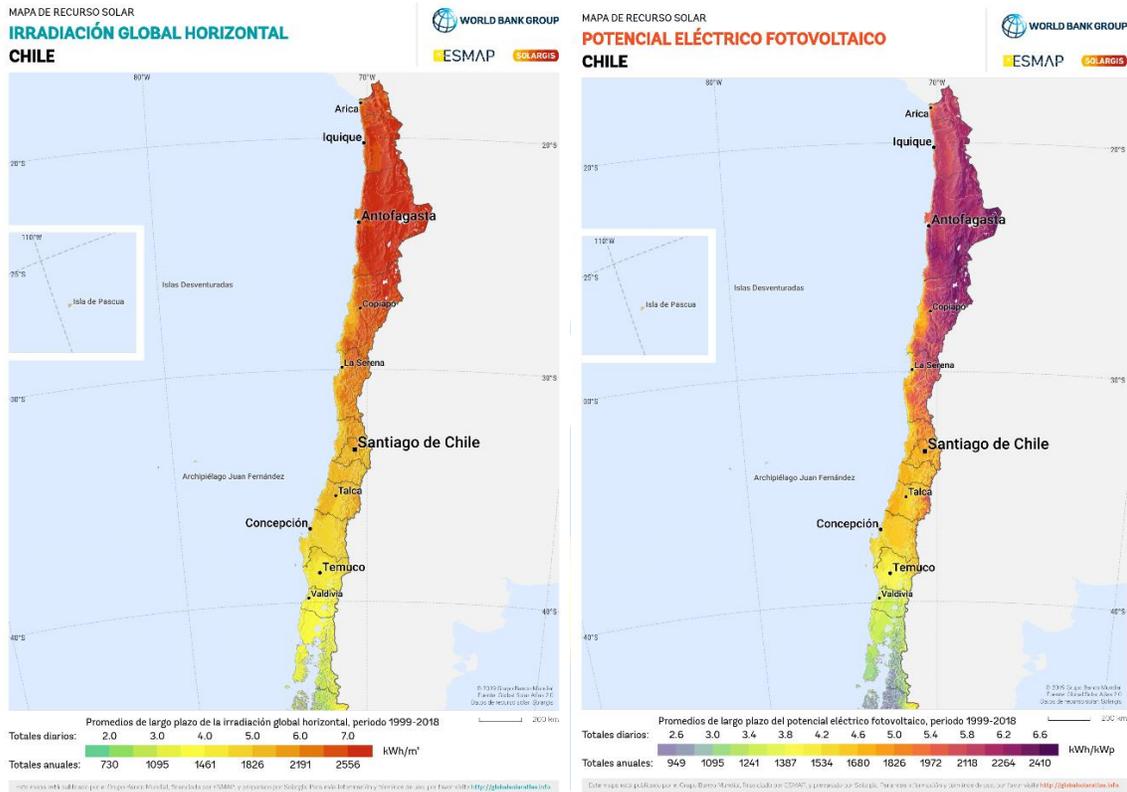


Fig. 1.1 a) Mapa de Irradiación Horizontal Global en Chile, b) Mapa Potencia Eléctrico Fotovoltaico.

Al año 2016 una investigación [7] expresa que Chile debe tomar acciones para aumentar la generación de energía a través del uso de energía solar fotovoltaica, esto debido a la demanda que se genera, correspondiente a 67.564 GWh y se necesitan 22.508 GWh adicionales. Fundamentando que la industria minera es una de las industrias que más energía consume, representando un tercio del consumo total del país. Representando un 20% de los costos de producción de cobre. Por ello la industria minera está invirtiendo en sopesar este gasto energético apostando por energías renovables no convencionales, como se muestra en la tabla TABLA 1.

TABLA 1. Plantas solares fotovoltaicas en operación [8][9].

Nombre	Región	Comuna	Latitud	Longitud	GHI (kW h/m ² /año)	Potencia nominal (MW)	Factor de capacidad (%)	Power off-taker
El Águila 1	XV	Arica	- 18.4428	- 69.8871	2197	22	27,62	SING
La Huayca (Stage 1 of III: SPS HuaycaI)	I	Pozo Almonte	- 20.4386	-69.5129	2241	1,4	n/a	SING
Parque Solar Los Puquios	I	Pozo Almonte	- 20.4560	-69.5353	2241	3	19,36	SING
Planta Solar Fotovoltaica Pozo Almonte Solar 2	I	Pozo Almonte	- 20.2716	-69.7563	2241	7,5	32,29	Minera Collahuasi/SING
Planta Solar Fotovoltaica Pozo Almonte Solar 3	I	Pozo Almonte	- 20.2519	-69.7424	2241	16	35,41	Minera Collahuasi/SING
Calama Solar 3	II	Calama	- 22.4253	-69.0000	2508	1	n/a	Codelco
Santa Cecilia Solar	III	Vallenar	- 29.1153	-70.9153	2040	3	25,06	SIC
Amanecer Solar CAP (P.F Llano de Llampos)	III	Copiapó	- 27.1111	- 70.1806	1796	93,65	30,25	CAP/SIC
El Salvador RTS (Planta Fotovoltaica Esperanza)	III	Diego de Almagro	- 26.2387	-69.5776	2329	2,88	26,84	Codelco/SIC
Solar San Andrés	III	Copiapó	- 27.2474	- 70.1204	1799	48,2	28,31	SIC
Subsole	III	Tierra Amarilla	- 27.7362	-70.1890	1796	0,31	n/a	SIC
Parque Solar Diego de Almagro Enel	III	Diego de Almagro	- 26.3800	-69.9400	2329	30	n/a	SIC
Solar Andacollo (SDGx01)	IV	Andacollo	- 30.2361	- 71.0828	1843	1,2	22,24	Minera Dayton/SIC
Tambo Real	IV	Vicuña	- 30.0479	- 70.7691	2088	1,08	25,18	SIC
Techos de Altamira	RM	Peñalolén	- 33.4781	- 70.5380	1997	0,2	n/a	SIC
Planta Oasis de Gas Andes	RM	San Bernardo	- 33.5553	- 70.7167	1997	0,025	n/a	Gas Andes
Total						211,7		

Sin duda el uso de energías renovables impacta a muchas áreas e industrias entre ellas la gran minería como se destaca en [8] donde expresa la importancia del uso de energías renovables no convencionales para disminuir el impacto ambiental, reduciendo el uso de combustibles fósiles, como el carbón, y así bajar los índices de emisiones de dióxido de carbono al ambiente.

En algunos trabajos de investigación se ha demostrado que el uso de controladores óptimos basados en el modelo tiene muy buenos resultados aplicado a los objetivos en estudio, tal como se ve en [9] la implementación del control Linear Quadratic Gaussian a un convertidor Buck-Boost alimentado por celdas fotovoltaicas.

La importancia de desarrollar nuevas aplicaciones, uso de nuevas tecnologías y diseño de controladores apropiados para optimizar los procesos que requieren de la conversión de energía. Aquí

entran los convertidores estáticos jugando un papel fundamental para cumplir con las demandas energéticas y las metas de los programas de gobierno. Estos estudios han sido ampliamente abordados por la academia y la academia-industria, como lo vemos en [10]–[14], [14]–[16].

Este trabajo se enfocará en estudiar convertidores con modelo linealizado para obtener resultados en simulaciones sin los problemas que trae las no linealidades del propio sistema. Se estudiarán las estrategias de control presentes hoy en día, para aplicar en convertidores monofásicos y trifásicos. Además de interiorizarse en diferentes técnicas de modulación las encargadas de activar y desactivar los interruptores de potencia. Cabe destacar que para un buen control es necesario el modelo, y dos controles, uno de lazo interno control de corrientes, y uno externo, control de potencia, con la finalidad de controlar la corriente y la potencia de manera independiente.

1.2. Planteamiento del problema.

Las energías renovables se han convertido en un papel importante dentro de la sociedad, llamando la atención de investigadores que han aportado en soluciones para la inserción de nuevas fuentes de energías, optimizar la forma de convertir, transportar e inyectar a la red eléctrica, con el uso de energías inagotables como la solar, eólica, mareomotriz, etc. Una de las soluciones es el uso de convertidores estáticos, equipos de electrónica de potencia con un comportamiento no lineal, acoplado y con múltiples variables de entrada y salida Multiple Input - Multiple Output (MIMO), el cual necesita un adecuado control de las corrientes y voltajes. Entre ellos, se encuentran los convertidores multinivel que son altamente utilizados en aplicaciones de alta potencia.

Este trabajo de título tiene por objetivo aplicar un controlador óptimo Linear Quadratic Gaussian (LQG) en un inversor multinivel Neutral-Point Clamped (NPC) de 3 niveles alimentado con un arreglo de paneles fotovoltaicos expuestos a ciertas condiciones de irradiancia y temperatura. El diseño de este controlador se basa en la combinación de un *Linear Quadratic Regulator* (LQR) que corresponde a un regulador óptimo con solución explícita basada en realimentación de estados y un observador de estados óptimo Filtro de Kalman (FK) que permite estimar estados en sistemas lineales sujetos a ruido gaussiano en el proceso y medición. Así el control LQG combina los sistemas diseñados para la implementación de un sistema de control estocástico con realimentación de salida.

1.3. Trabajos previos.

1.3.1 Modelo Matemático NPC.

- *Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped PWM inverter. IEEE Transactions on industry applications, (5), 518-523. [17]*

La estructura general del convertidor multinivel es para sintetizar un voltaje casi senoidal a partir de varios niveles de voltajes de dc, obtenidos por lo común de fuentes de voltaje del capacitor. A medida que aumenta el número de niveles, la forma de onda de salida sintetizada tiene más escalones, los cuales generan una señal de onda en escalera que tiende a la señal moduladora deseada. Inclusive, a medida que se agregan más escalones a la forma de onda, la distorsión armónica de la onda de salida se reduce y tiende a cero, dependiendo de la frecuencia utilizada.

Considerando al convertidor NPC como un inversor multinivel, este trabajo introduce por primera vez este concepto de Multinivel y el inicio del modelo de convertidor revolucionando las aplicaciones de la conversión multinivel. En este artículo, los autores proponen un nuevo inversor PWM sujeto a punto neutro (inversor NPC-PWM), que es adecuado para un sistema de accionamiento de motor de alta eficiencia. Su voltaje de salida contiene menos armónicos que el de un inversor convencional.

- *Rashid, M. H., Electrónica de Potencia, Cuarta Edición, Pearson Educación, México, 2015 (Traducción Rodolfo Navarro Salas) [18]*

En el capítulo 8 sobre Inversores Multinivel se expone el modelo del Neutral Point Clamped (NPC). Resume las ventajas y desventajas del uso de este modelo y una configuración típica con m niveles. Enfoca el capítulo en el Principio de Funcionamiento de un puente monofásico con dos ramas. Mencionando algunas de sus principales ventajas resumidas en los siguientes puntos:

- Cuando el número de niveles es lo bastante grande, el contenido armónico es lo bastante bajo para evitar la necesidad de filtros.
- La eficiencia del inversor es alta porque todos los dispositivos se conmutan a la frecuencia fundamental.
- El método de control es sencillo.

Y como desventajas:

- Se requieren demasiados diodos cuando el número de niveles es alto.

- Es difícil controlar el flujo de potencia real del convertidor individual en sistemas de varios convertidores.

➤ *Montilla, A. B. (2011). Electrónica de Potencia: Aspectos Generales y Convertidores Electrónicos. Equinoccio, Venezuela, 631. [19]*

En este libro se abordan temas aplicados en la electrónica de potencia desde lo básico de los fundamentos de Análisis de los Circuito Mediante Series de Fourier hasta Fuente de Poder Ininterrumpida. En este recorrido, en el capítulo 19 toca el tema de Convertidores Multinivel, los tipos más comunes y utilizados en la industria, estudia las características de los convertidores multinivel y sus topologías. Específicamente en el capítulo 19.2 abarca todo sobre Convertidor Multinivel Anclado por diodos, se basa en la topología de un convertidor trifásico anclado por diodos de tres niveles para explicar su configuración y condiciones de operación. Un resumen importante que realiza son las ecuaciones que definen la cantidad de elementos que debe tener el convertidor NPC en base al número de niveles n que se considerará:

- Interruptores Semiconductores: $2(n-1)$
- Capacitores: $(n-1)$
- Diodos de anclaje: $2(n-2)$
- Tensión que soporta cada condensador: $V_{DC} / n - 1$

Para concluir, en este capítulo se menciona que mientras más niveles n se tengan es más complejo el análisis y la aplicación de técnicas de control. Además de resumir las características más importantes de los inversores trifásicos que son:

1. Las tensiones en las tres fases deben poseer igual módulo.
2. Debe existir un desfase de $2\pi/3$ entre las fases.
3. El sistema de tensiones debe tener una secuencia (a,b,c) o (a,c,b) .
4. La suma de las tensiones en cada instante de tiempo debe ser cero ($v_{ab}(t) + v_{bc}(t) + v_{ca}(t) = 0$)

1.3.2 Técnicas de Modulación.

- *Montilla, A. B. (2011). Capítulo VI: Convertidores DC – AC. Electrónica de Potencia: Aspectos Generales y Convertidores Electrónicos. Equinoccio, Venezuela, 631.[19]*

En base a la bibliografía revisada se estudia la información hallada para obtener un panorama completo de las técnicas de modulación, sus aplicaciones en las diferentes configuraciones de convertidores multiniveles, específicamente en el Inversor Trifásico NPC.

En este libro, como ya se ha mencionado, aborda desde temas básicos a muy avanzados de Electrónica de Potencia, para la sección VI Convertidores DC-AC en el punto 18.4 Inversor Trifásico hace mención las diferentes características, Tensión en Series de Fourier, Tensión Efectiva, Factor de Distorsión Armónica Total, Modelo en Vectores espaciales (SVM), Modulación por Ancho de Pulso (PWM), Modulación por Ancho de Pulso Modificada (SPWM) y Técnicas Avanzadas de Modulación. Las que serán estudiadas para analizar la mejor estrategia de modulación para la aplicación del Inversor NPC de este trabajo de investigación.

Teniendo como principales las técnicas de modulación para Inversores y Convertidores Multinivel del capítulo 19. SVM, PWM y SPWM.

La Modulación PWM proporciona un método para disminuir el factor de distorsión armónica (THD) en la corriente que suministra el inversor a la carga. Su salida posee un alto contenido de armónicos, lo que hace que la acción de filtrado y atenuación sea más fácil. Dos ventajas de esta modulación son la reducción de los requerimientos de filtrado y el control de la amplitud de la salida. Esta modulación puede realizarse de dos maneras, Unipolar y Bipolar. Cabe señalar que para Convertidores Multiniveles existe la modulación PWM sinusoidal, o modificada.

La Modulación de Ancho de Pulso Modificada (SPWM) utiliza una señal sinusoidal como referencia, pero la señal portadora debe modificarse para disminuir el número de conmutaciones del puente inversor. La característica principal de la señal portadora es, que su forma es de una señal diente de sierra. Este tipo de modulación disminuye el número de conmutaciones del puente inversor, disminuyendo las pérdidas por conmutación, aumenta el valor efectivo total de la armónica principal comparándola con la modulación SPWM y disminuye la distorsión total generada.

La Modulación Vectorial (SVM, Space Vector Modulation) para convertidores multiniveles, revisado en 19.6.4 menciona que es ampliamente utilizada en convertidores DC-AC tradicionales y multinivel. Formando el espacio de vectores con cada uno de los estados del convertidor, donde la tensión de salida se puede expresar como un vector de referencia o modulación dentro del diagrama

vectorial de tensiones, donde el módulo de estos vectores se relaciona con la amplitud de salida de la tensión. Algunas de las características principales de la Modulación SVM se menciona:

- Los valores de las tensiones de salida con SVM son hasta un 15% superiores a los obtenidos empleando una modulación PWM sinusoidal.
- Seleccionando apropiadamente la secuencia de los vectores escogidos, pueden reducirse las pérdidas de conmutación del convertidor.
- La modulación se puede abordar fácilmente desde el dominio de Park , lo que facilita su empleo junto con técnicas de control vectorial.
- El cálculo requerido es simple y poco extenso, por tanto, es fácil de realizar en un dispositivo de control digital.
- La complejidad de la selección de los vectores de estado y de los estados redundantes se incrementa de forma severa con el número de niveles.

Estas estrategias de modulación son las más conocidas, estudiadas y utilizadas, sin embargo, se mencionan otro tipo de estrategias de conmutación multinivel como: Control directo de par (Direct Torque Control –DTC–), Modulación sigma-delta, Modulación híbrida, Modulación para rectificadores, PWM con portadoras a distintas frecuencias, SVM basado en portadoras modificadas, Control por histéresis, Control en modo corriente, PWM aleatorio (Random PWM), Técnicas de conmutación suave.

1.3.3 Estrategias de Control.

- *Ali Khan, M. Y., Liu, H., Yang, Z., & Yuan, X. (2020). A Comprehensive Review on Grid Connected Photovoltaic Inverters, Their Modulation Techniques, and Control Strategies. Energies, 13(16), 4185.[20]*

En este documento se presenta la relevancia de la participación de los convertidores de potencia en el mundo de la conversión de energía y seguir por el camino de disminuir los impactos ambientales, utilizando de manera óptima las energías renovables no convencionales. Se muestran a lo largo del trabajo diferentes tipos de clasificaciones y configuraciones de inversores conectados a la red, con diferentes topologías de inversores multinivel junto con las técnicas de modulación. Y lo más importante que estudia, son las estrategias de control utilizados en inversores, discutiendo las estrategias utilizadas.

- Sel, A., Güneş, U., Elbir, Ö. Y Kasnakoğlu, C. (octubre de 2017). *Análisis comparativo del rendimiento del convertidor SEPIC utilizando controladores LQR y PID. En 2017, 21a Conferencia Internacional sobre Teoría, Control y Computación de Sistemas (ICSTCC) (págs.839-844). IEEE.[21]*

Este documento estudia el diseño de un controlador Lineal Quadratic Regulator (LQR) para un convertidor de inductor primario de un solo extremo. Se conoce este convertidor para la conversión DC – DC a nivel industrial con amplio uso en la conversión de energía fotovoltaica. Utiliza el método promediado para el modelo matemático. Se hace la implementación de dos controladores, LQR y PID, de los cuales ambos tienen buenos resultados, donde en simulación demuestran seguir la referencia con cero errores. Finalizando con mencionar que el controlador LQR supera al PID, al ser más robusto y con mejor rendimiento.

1.3.4 Control LQG.

- Huerta, F., Pizarro, D., Cobreces, S., Rodríguez, F. J., Giron, C., & Rodríguez, A. (2011). *LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected voltage-source converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(11), 4272-4284. [22]*

Este artículo se enfoca en el esquema completo de control de corriente para un convertidor fuente de voltaje conectado a la red con un filtro LCL. Se aplica un control LQG, implementando un Filtro de Kalman comparándolo con el estimador de Luenberger. Los resultados de analizar el sistema discreto en espacio de estados, fue que el Filtro de Kalman es estable. Se logra demostrar que se disminuye la complejidad computacional del filtro al realizar los cálculos del algoritmo. El control Lineal Quadratic Regulator (LQR) combinado con el Filtro de Kalman (FK), logra la nulidad de error de seguimiento y estima el vector de estado completo de la tensión en la red, corriente de red y la salida del convertidor. Este documento realiza un resumen completo y detallado del uso del control LQG en convertidores fuente de voltaje, obteniendo buenos resultados comparando esta estrategia de control con otras.

- *Andani, M. T., Pourgharibshahi, H., Ramezani, Z., & Zargarzadeh, H. (2018, February). Controller design for voltage-source converter using LQG/LTR. In 2018 IEEE texas power and energy conference (TPEC) (pp. 1-6). IEEE.[23]*

Este trabajo aplica un Regulador Cuadrático Lineal con bucle de transferencia de recuperación a un convertidor de fuente de voltaje trifásico; un sistema MIMO con dinámica no lineal afectado por ruido y perturbaciones. Primero realiza el diseño de un filtro Kalman, luego el LQG usando la técnica LTR. Velando por diseñar un controlador robusto ante perturbaciones. Para lograr una estabilidad robusta y un rendimiento óptimo. Una forma es seleccionar los valores propios del filtro de Kalman iguales a los ceros del modelo VSC, siempre que el modelo sea de fase mínima. El principal problema del método LQG/LTR es que el rendimiento puede reducirse si la robustez es mejorada.

1.4. Hipótesis de Trabajo

Las hipótesis del trabajo son las siguientes:

- Es posible modelar un Convertidor NPC para conocer su respuesta dinámica y estática utilizando las Transformadas de Clark (ejes estacionarios) y Park (ejes rotatorios).
- Es posible encontrar un modelo lineal del convertidor en torno a un punto de operación para poder aplicar técnicas de control avanzado.
- Es posible aplicar la técnica de control óptimo LQG, compuesta por un Regulador Cuadrático Lineal (LQR) y un Filtro de Kalman (FK), utilizando la representación lineal en variables de estado.
- Es posible implementar un control óptimo simulado en Psim y MATLAB en una DSP TMS320F8335 C2000 para un convertidor NPC de tres niveles.

1.5. Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Controlar las corrientes y potencia de un convertidor estático NPC multinivel basado en el modelo global del sistema utilizando un algoritmo de Control Óptimo LQG, y una estrategia de modulación SPWM.

1.5.2 Objetivos Específicos

- Revisión bibliográfica sobre topologías de convertidores en energías renovables, técnicas de modulación y las estrategias de control aplicadas.
- Proponer una estrategia de control LQG las corrientes y potencia del convertidor multinivel trifásico NPC.
- Simulación del control diseñado a la topología en el laboratorio LACCEER de la Universidad del Bío-Bío.
- Implementación del control diseñado a la topología en el laboratorio LACCEER de la Universidad del Bío-Bío.

1.6. Alcances y Limitaciones

- La modelación del Convertidor NPC se realizará en ejes continuos $dq0$, para poder utilizar las técnicas de control lineal.
- Las señales que serán encargas de disparar los switches del convertidor, tendrán una limitación de -1 a 1 [$p.u$] para las moduladoras trifásicas y para las dos señales portadoras de -1 a 0 [$p.u$] y 0 a 1 [$p.u$] respectivamente.
- Para el diseño del control LQR se eliminará la perturbación, ya que se considera el sistema lineal de tiempo invariante sin incertidumbre.
- Los switches del convertidor serán considerados ideales para la simulación.
- Los parámetros del sistema (resistencias, inductores y condensadores) serán considerados invariante en frecuencias e invariantes en el tiempo.
- Los cálculos obtenidos son teóricos, por lo que la simulación es un ambiente ideal. En cambio, en la práctica pueden tener diferencias.
- Para la etapa de implementación se considerarán errores de medición al trabajar con componentes reales.
- Para la simulación se utiliza software MATLAB 2021a y PSim v9.1.1.
- El Setup estará bajo estudio y verificación de todos los componentes, para correcto funcionamiento.
- Se utiliza el Software Code Composer Studio como enlace a la tarjeta DSP TMS320F8335.

1.7. Temario y Metodología

El desarrollo de este trabajo se estructura iniciando con el primer capítulo que se compone de una Introducción que busca contextualizar al lector en formas de obtención de la energía eléctrica, los usos y como actualmente se trabaja para optimizar su uso, se plantean las condiciones en las que se desarrolla el estudio en el ámbito del avance de las estrategias de control, además, se establece que este trabajo de investigación se centra en el diseño de una estrategia de control óptima, se establecen los alcances y limitantes del trabajo de investigación.

En el segundo capítulo se realiza estudio completo, exponiendo el análisis bibliográfico realizado, iniciando con una introducción a los convertidores estáticos de potencia, se define que son estos dispositivos electrónicos y se plantean las diferentes clasificaciones en las que se pueden ordenar. Se revisará según la clasificación por su entrada y salida, según número de fases, y los convertidores multinivel. Además de realizar revisión de las técnicas de modulación, técnicas de control utilizadas actualmente, en las que se destacan los tipos de control de forma lineal, predictivo e inteligente.

En el tercer capítulo se estudia la modelación matemática del convertidor NPC, haciendo un estudio de las herramientas matemáticas esenciales para el diseño del control de este modelo, como el modelo en ejes abc, las transformadas de Park y la modelación en espacio de estados.

En el cuarto capítulo, se profundiza en análisis y estudio de la estrategia de control a utilizar en este trabajo, además de presentar las simulaciones. Para el tipo de control, se exponen las bases matemáticas del control Lineal Quadratic Gaussian, para el control de corriente y potencia del convertidor NPC. Toda simulación realizada será realizada en el software PSim 9.1.1® y MATLAB 2021a.

El quinto capítulo se enfocará en exponer los resultados obtenidos de la implementación del control en el Convertidor NPC a disposición en el Laboratorio LACCER de la Universidad del Bío-Bío. Se presentarán gráficas, modelo matemático, códigos de la implementación y comparación con datos obtenidos en las simulaciones presentadas en el capítulo anterior.

El sexto capítulo, contará con las conclusiones y con un sumario final al realizar este trabajo, las observaciones y sugerencias, mencionando las posibilidades de futuros trabajos, continuidad y/o mejoras. Se extiende en el capítulo siete el listado de las referencias consultadas y las bases científicas para validar la realización de este trabajo de estudio e implementación.

En el séptimo y último capítulo, listado de la bibliografía revisada en este trabajo.

Capítulo 2. Análisis bibliográfico.

2.1. Introducción

La implementación de sistemas electrónicos de potencia, para la generación de energía a partir del recurso solar, ha encontrado el interés de los investigadores, enfocando su aplicación en sectores domésticos e industriales. Sin duda la generación de energía eléctrica por medio de fuentes renovables y no contaminantes para el medio ambiente ha sido de gran interés para muchos investigadores; sin energía eléctrica hoy en día muchas de las actividades diarias de las personas en el mundo no podrían llevarse a cabo.

Para conocer los fundamentos de la realización de este proyecto de investigación en este capítulo se analizará los componentes principales que permitirán el buen desarrollo de la investigación e implementación. En primer lugar, se presentará todo lo relacionado a los Convertidores Estáticos, quienes se desarrollan en el área de la electrónica de potencia en este mundo de la conversión de energía. Los convertidores de potencia son pieza fundamental a la hora de convertir energía proveniente de, el sol, el viento, las olas, entre otras. Estos dispositivos son capaces de transformar energía de corriente continua en corriente alterna, y viceversa.

Dentro de este grupo se encuentran los Convertidores Multinivel, en donde se presentará varias de las configuraciones existentes, las más usadas y la elegida para este trabajo, además de mencionar sus ventajas y desventajas. Se mencionarán el Convertidor con fijación de diodos (*Diode-Clamped Converter*), Convertidor con capacitores flotantes (*Flying-Capacitor Converter*) y el Convertidor con conexión en cascada de puentes monofásicos (*Cascaded Full-Bridge Converter*).

Para el funcionamiento de los convertidores es importante tener conocimiento sobre las técnicas de modulación, quienes están encargadas de la frecuencia de conmutación de los switches del convertidor. Se definirán las condiciones que se tendrá para los trabajos de simulación e implementación. De las estrategias a revisar estarán la técnica SPWM, SVM y otras técnicas de modulación más utilizadas.

2.2. Convertidores estáticos.

El objetivo principal de los convertidores estáticos es procesar energía. Su nombre estático se debe a que trata con circuitos que poseen semiconductores y no máquinas eléctricas. Un convertidor estático de potencia permite la transferencia de energía eléctrica desde un generador a un receptor, así

poder utilizar la energía en las condiciones que se requiere para el óptimo uso y beneficio de quienes la utilicen. En resumen, se puede decir que un convertidor estático de energía es un circuito electrónico constituido por elementos estáticos, los cuales pueden ser interruptores y elementos reactivos. En este capítulo se estudiará como se pueden clasificar, según entrada y salida, número de fases y los de tipo multinivel.

2.3. Clasificación convertidores estáticos.

Existen diferentes tipos de clasificación que son las más comunes y utilizadas en la industria. Estas se pueden determinar a partir de entrada-salida y por el número de fases.

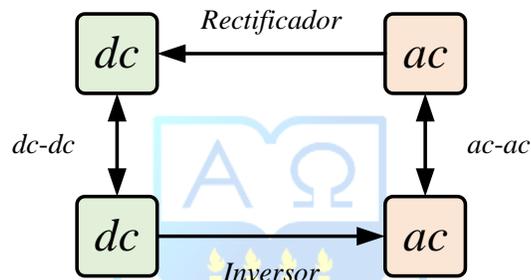


Fig. 2.1 Clasificación de convertidores estáticos.

2.3.1 Clasificación según entrada-salida

- **Entrada $dc-dc$.**

Los convertidores $dc-dc$ cumplen con la función de suministrar tensión y corriente continua variable a partir de una fuente de corriente continua. Se les conoce como *Chopper* o *Troceadores*. Su funcionamiento está basado en una operación periódica, donde se le suministra tensión de la fuente a la carga durante un tiempo t . Se requerirá, para formarlo componentes con control de encendido y apagado. Los más conocidos son los reguladores conmutados.

Algunas de sus aplicaciones están presentes en principalmente en regular la tensión, el control de motores de corriente continua, fuentes de poder dc , tracción de vehículos eléctricos y frenado eléctrico. Este tipo de convertidores convierte energía continua en continua. Sirven para transformar una tensión de entrada continua de valor fijo a un voltaje de salida de diferente valor.

Entre las ventajas de aplicarlo al control de accionamiento de corriente continua, es que pueden proporcionar una variación continua en la salida; respuesta dinámica rápida y elevada eficiencia.

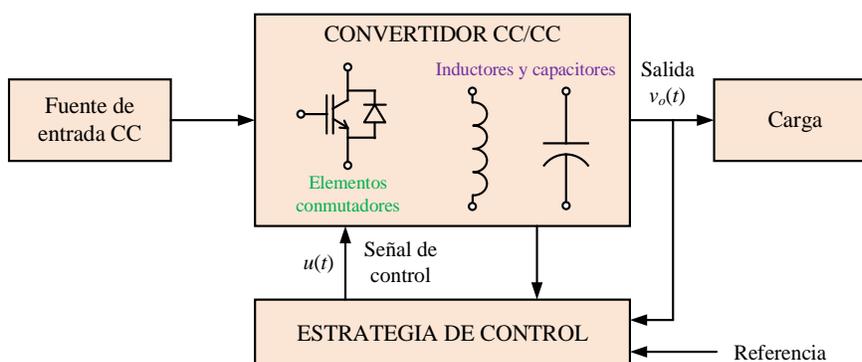


Fig. 2.2 Esquema básico de un convertidor *dc-dc*.

Dentro de sus clasificaciones algunos tipos son el convertidor reductor de tensión *Buck*, elevador de tensión *Boost* y una combinación de ambas configuraciones es el reductor-elevador de tensión *Buck-Boost*.

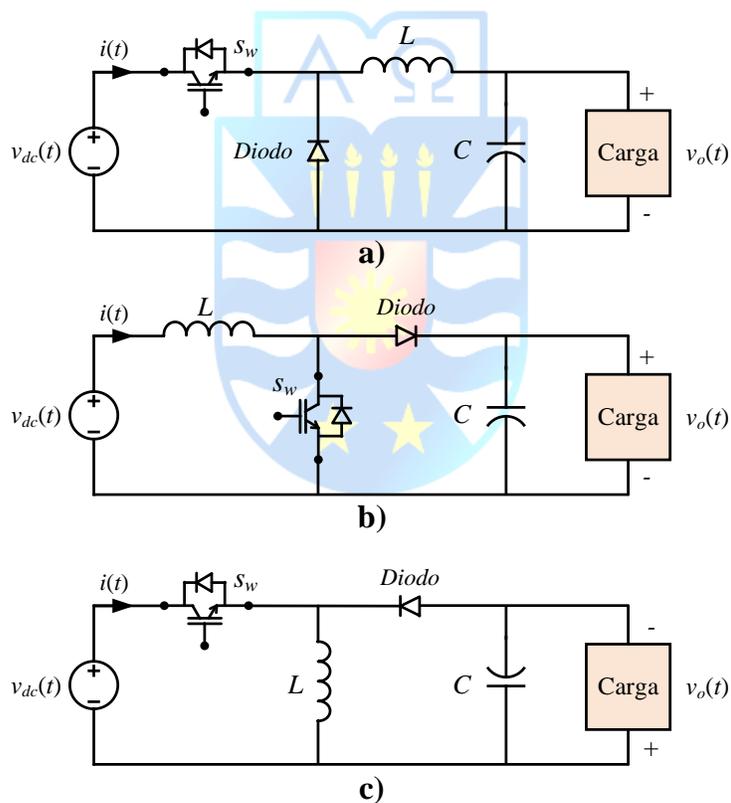


Fig. 2.3 Topologías convertidores *dc-dc*, a) Buck, b) Boost, c) Buck-Boost.

- **Entrada *ac-ac*.**

Este tipo de convertidores realizan la conversión de corriente alterna en corriente alterna. Esta transformación reduce el valor eficaz de la tensión de entrada y/o de frecuencia de entrada. Es utilizado

en la construcción de arrancadores suaves para motores asíncronos, reguladores de luz, temperatura y calentadores. Además del control de reactivos, relés de estado sólido, hornos industriales, hornos de inducción y telecomunicaciones.

En aplicaciones de poca potencia, es posible encontrar circuitos donde los tiristores se sustituyen por triacs. Sin embargo, en aplicaciones de media y gran potencia, resulta más frecuente utilizar tiristores, ya que éstos son más robustos y fiables [24].

- **Entrada $ac-dc$ / Rectificadores.**

Los circuitos rectificadores convierten la energía eléctrica alterna en continua. Permiten la conversión desde un circuito con una entrada de voltaje alterno de frecuencia y amplitud constante a una tensión continua de salida.

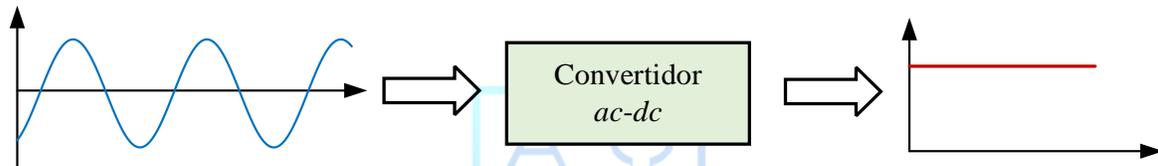


Fig. 2.4 Estructura funcional básica de un Rectificador.

Los circuitos rectificadores que no son controlados no necesitan circuitos de mando, si no que los diodos conmutan de manera natural forzados por la fuente. Si se utiliza una fuente de voltaje continua los convertidores se definen como *Voltage Source Converters* (VSC) y en caso de que la fuente sea de corriente recibe el nombre de *Current Source Converters* (CSC).

- **Entrada $dc-ac$ / Inversores.**

Los convertidores inversores tienen la función de cambiar un voltaje de entrada de corriente continua a corriente alterna con un voltaje simétrico de salida de CA en magnitud y frecuencia deseada. Suelen clasificarse en dos grandes grupos que corresponden a Convertidores de Onda Cuadrada y Convertidor PWM. Son dispositivos versátiles y se encuentran en instalaciones outdoor, como en casas en sectores rurales, conversión de energía solar y eólica, en automóviles, camiones, etc. Según [18] las principales aplicaciones de los inversores son el control de velocidad y posición de las máquinas de corriente alterna, la fabricación de fuentes ininterrumpidas de potencia (UPS) para cargas críticas y dispositivos de corriente alterna que funcionan a partir de una batería como los vehículos eléctricos.

Dentro de los convertidores del tipo DC-AC se encuentran los Inversores Monofásicos y Trifásicos, de los cuales para aplicaciones en alta potencia su desempeño no es suficiente para los requerimientos de los sistemas. Dentro de las desventajas que surgen utilizar convertidores clásicos de frecuencia construidos de dos niveles como fuente de tensión o corriente son:

- Sobretensiones y descargas por efecto corona en los motores.
- Aparición de corrientes circulantes que provocan daños en los rodamientos y fallas del aislamiento de los motores.
- Altas pérdidas en conmutación.
- Interferencia electromagnética que afecta a equipos de comunicación cercanos u otros equipos electrónicos [25].

Es por esta razón que, gracias al desarrollo de la combinación de estrategias y de las investigaciones de científicos se ha solucionado varios de estos problemas utilizando Paralelización de semiconductores, Serialización de Semiconductores y Convertidores Multinivel. Del último grupo se estudiará tres modelos, los más usados industrialmente, Flying Capacitor, H-Bridge y NPC. Siendo el NPC el tipo de convertidor multinivel de interés para este trabajo.

2.3.2 Clasificación según número de fases.

Una segunda clasificación para considerar en este trabajo son los convertidores clasificados por el número de fases. Las fases son importantes a la hora de implementar y utilizar para la conversión de energía. Los convertidores monofásicos trabajan sólo con una fase de la red eléctrica, las que usualmente están presentes en el sector residencial. A diferencia de los convertidores trifásicos tienen su modo de operación con las tres fases de la red eléctrica, donde estos se caracterizan por utilizar mayor tensión y corriente, con la finalidad de producir una mayor potencia. A continuación, se presentarán ambas topologías, usos y ventajas de utilizarlas.

- **Monofásicos.**

Los convertidores del tipo monofásico son capaces de generar una tensión o corriente continua a partir de una fuente de corriente alterna. Una de sus características principales es que se construye a través de cuatro semiconductores. Para la modulación de estos convertidores se suele utilizar SPWM o SVM. Se presenta un diagrama de un convertidor monofásico conectado en Puente H con fuente de corriente y fuente de voltaje,

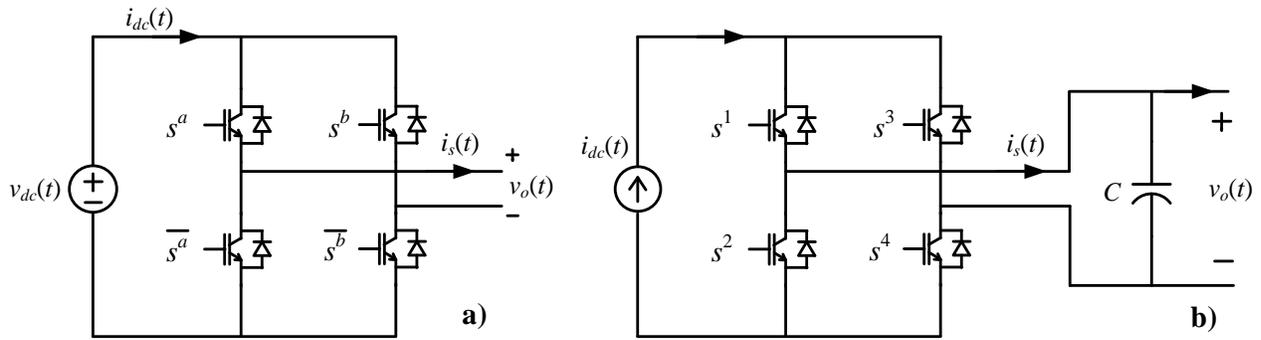


Fig. 2.5 Convertidor monofásico puente H, a) Fuente de voltaje, b) Fuente de corriente.

▪ **Trifásicos.**

Esta topología fue diseñada para ser utilizada industrialmente donde se requiere altos niveles de tensión y potencia. Existen modelos de rectificación tanto de media onda como de onda completa y su principal función es generar una tensión o corriente continua específica a partir de una fuente de corriente alterna. Un esquema representativo se muestra en el siguiente diagrama del circuito inversor trifásico fuente de voltaje con carga RL.

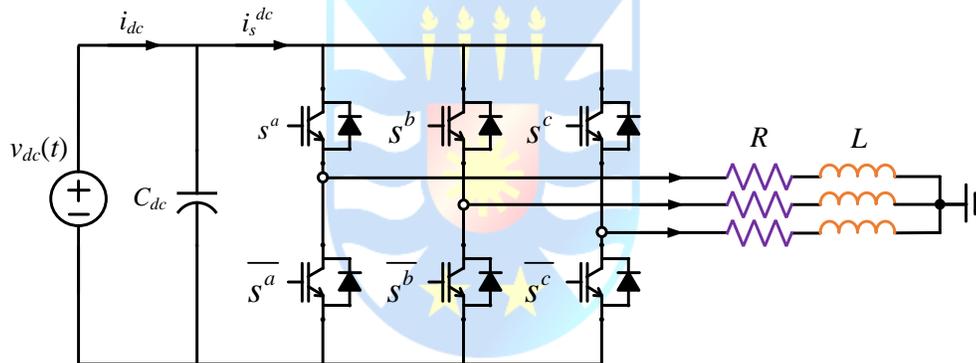


Fig. 2.6 Inversor trifásico fuente de voltaje.

Su funcionamiento correcto consta de la combinación de transistores en estado de operación activo para que circule la corriente, sin generar corto circuitos. Además, es normal la utilización de filtros en la entrada para poder acoplar dos fuentes de tensión, una sinusoidal y una PWM, y así disminuir los armónicos y el ripple que pueden ingresar al sistema. Este convertidor puede funcionar como rectificador y como inversor.

2.3.3 Convertidores Multinivel.

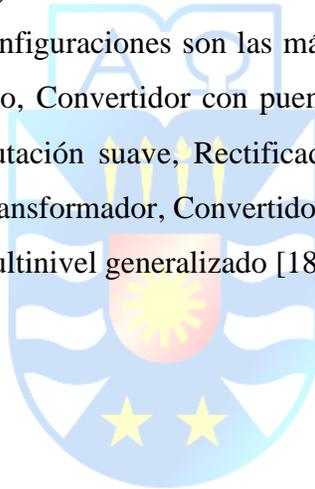
Los convertidores estáticos multinivel llegaron para solucionar varios de los problemas de la electrónica de potencia, para la conversión de energía de gran potencia, mayor a un mega watt. Los inversores multinivel contienen varios interruptores de potencia, condensadores, diodos y bobinas. Su

salida depende de los niveles de tensión que se pueden obtener a partir de la conectividad de componentes mencionados.

Su uso en la conversión de energías renovables no convencionales ha traído muchos beneficios, despertando un gran interés por la comunidad investigadora y empresarios del área. Ofrecen conjunto de características que los convertidores inversores monofásicos no dan, y una de ellas es la compensación de potencia reactiva. Permiten además alcanzar altos niveles de voltajes con pocos armónicos, sin utilizar transformadores.

El concepto de Multinivel está asociado directamente con la constante n o m la cual denota la cantidad de niveles del convertidor, donde $(m-1)$ es la cantidad de capacitores que se requerirán. En esta sección del capítulo 2 se estudiará la forma de tres tipos de clasificación de convertidores multinivel, Inversor Multinivel con Capacitor Flotante, en Cascada e Inversor Multinivel Anclado al punto neutro (Neutral Point Clamped).

Cabe mencionar que estas configuraciones son las más utilizadas, ya que existen más tipos como: Convertidor asimétrico híbrido, Convertidor con puentes en cascada y fuentes DC/DC con aislamiento, Convertidor con conmutación suave, Rectificador elevador de 3 niveles/convertidor matricial, Inversores acoplados por transformador, Convertidor diodo/capacitor anclado, Convertidor nuevo diodo anclado, Convertidor multinivel generalizado [18].



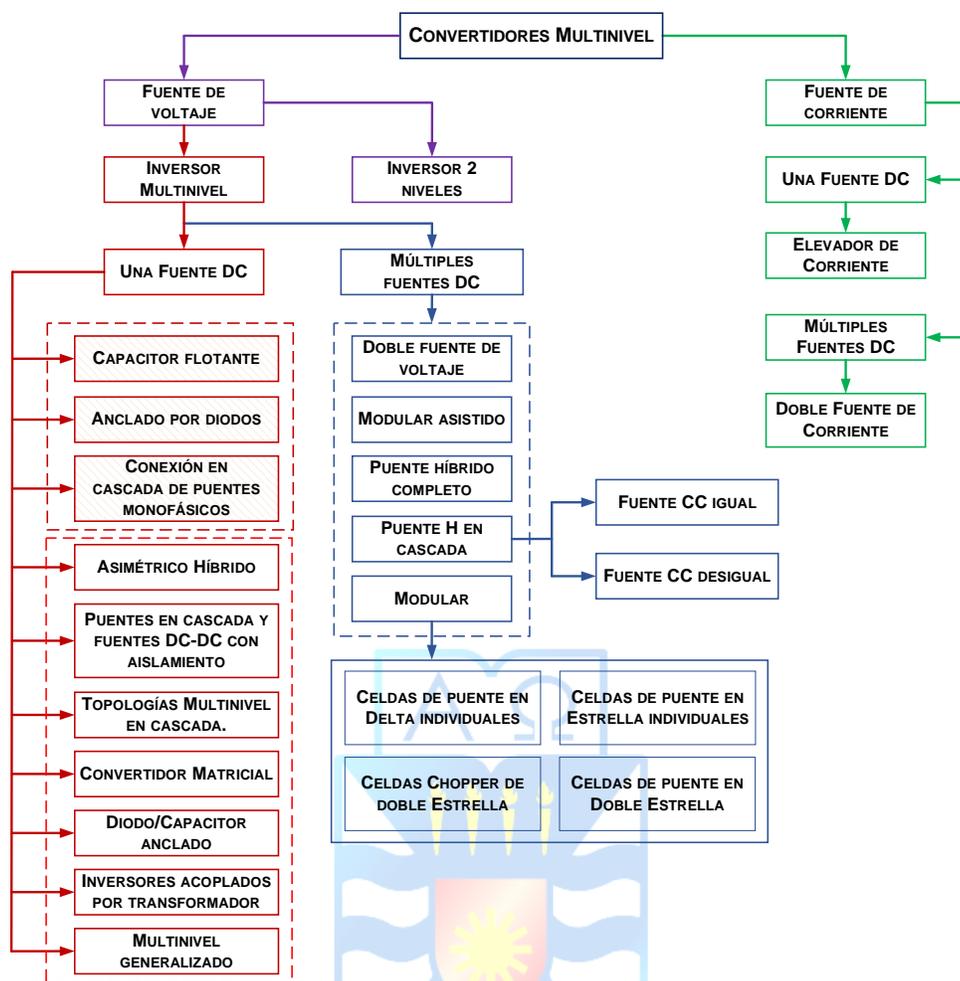


Fig. 2.7 Tipos de Convertidores Multinivel.

▪ **Capacitores flotantes (*Flying Capacitor*).**

El convertidor de capacitores flotantes cumple la función de fijar la tensión de bloqueo de los interruptores a la tensión de una capacitancia. Para ejemplo se tiene un convertidor trifásico de tres niveles, donde la tensión de cada capacitor es de $v_{dc}/2$, por lo tanto, la tensión de bloqueo corresponde a la mitad del voltaje v_{dc} .

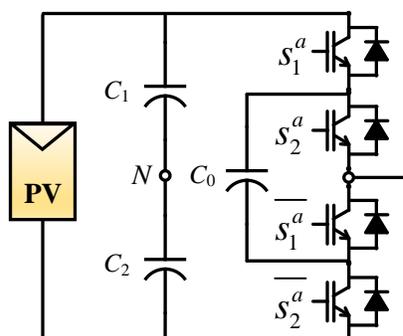


Fig. 2.8 Convertidor Multinivel topología *Flying Capacitor* de tres niveles.

La tensión de salida v_{dc} presenta los niveles de $[\pm v_{dc}/2, 0]$. Analizando la fase a queda una tabla de verdad como lo muestra la siguiente tabla, para los estados variantes de s_1 y s_2 .

TABLA 2. Valores de tensión Convertidor *Flying Capacitor* de tres niveles.

Secuencia	v^{a0}
s_1, s_2	$v_{dc}/2$
s_1, \bar{s}_2 ó s_2, \bar{s}_1	0
\bar{s}_1, \bar{s}_2	$-v_{dc}/2$

Algunas de las ventajas de utilizar este tipo de convertidor multinivel es que gracias a los capacitores flotantes la tensión de bloqueo de los interruptores es similar al convertidor anclado por diodos. No hay diodos de fijación. El control se realiza utilizando estados redundantes del convertidor. Se puede emplear como convertidor $dc-dc$, sin que sea problema el equilibrio de las tensiones. El equilibrio puede ser independiente para cada rama del convertidor, sin considerar como sistema trifásico completo.

Alguno de los inconvenientes a considerar es que el uso de varios capacitores el convertidor tiende a tener mayor esfuerzo y costo. Los capacitores flotantes deben ser seleccionados correctamente para no generar gastos o pérdidas. Debido a las capacitancias existe un alto potencial resonancia.

▪ **Conexión en cascada (*H-Bridge*).**

Este tipo de inversor se compone por unidades de inversores monofásicos de puente completo, para sintetizar un voltaje deseado con varias fuentes diferentes, como baterías, celdas de combustible o celdas solares, además de biomasa y fotovoltaicas. Una de las características de esta topología es que no se pueden conectar espalda con espalda, ya que puede generar cortocircuito. Dentro de las principales ventajas que posee se encuentra que:

- Comparado con el diodo fijador o capacitor flotante, necesita el mínimo de componentes para obtener los mismos niveles de voltaje.
- Cada nivel tiene la misma estructura.
- Para reducir las pérdidas por conmutación solo se necesita técnicas de conmutación suaves.
- El número de niveles se puede incrementar fácilmente añadiendo nuevas etapas iguales a la configuración preexistente.
- Su topología es tolerante a fallos. Puede continuar funcionando a pesar de tener un nivel de tensión bajo, o que una de sus etapas esté cortocircuitada.

Una de las desventajas es que necesita fuentes separadas para conversiones reales de potencia. Las características del transformador hacen que éste sea de alto coste. La configuración AC/DC/AC no es posible ya que produce cortocircuito, a menos que se sincronice la conmutación [26].

Un ejemplo muy conocido es el Convertidor monofásico en cascada tipo Puente H, éstos son inversores de potencia con tres estados o niveles de salida. Si se considera la fase $l=\{a,b,c\}$ para la celda $i = 2$ se tiene lo siguiente :

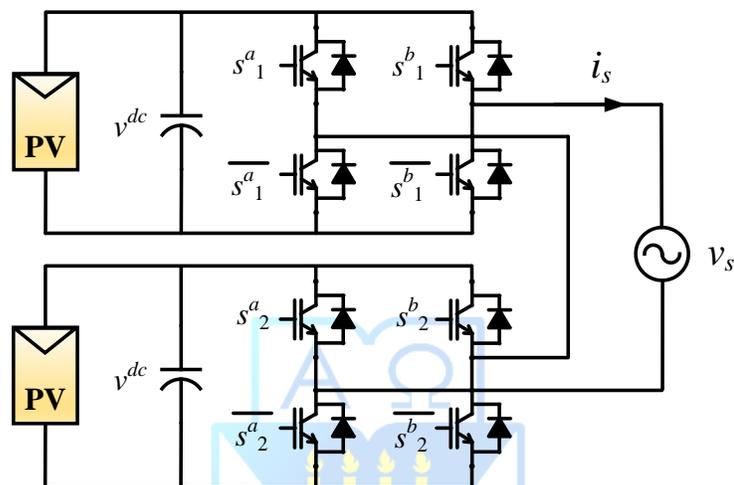


Fig. 2.9 Convertidor Multinivel topología H-Bridge de cinco niveles.

Donde la tabla de conmutación para los switches y los valores de la salida están dados en la siguiente tabla.

TABLA 3. Valores de tensión Convertidor H-Bridge de cinco niveles.

Estado	$s_1^{l,1}$	$s_2^{l,1}$	$s_1^{l,2}$	$s_2^{l,2}$	v_o^l
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	$-v_{dc}$
2	0	0	1	0	v_{dc}
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	$-v_{dc}$
5	0	1	0	1	$-2v_{dc}$
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	$-v_{dc}$
8	1	0	0	0	v_{dc}
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	$2v_{dc}$
11	1	0	1	1	v_{dc}
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	$-v_{dc}$
14	1	1	1	0	v_{dc}
15	1	1	1	1	0

La técnica de modulación que se utiliza para este caso es la SPWM, para disminuir el THD del voltaje resultante y de la corriente *ac* que inyectará. Es importante mencionar que para el buen análisis es importante considerar los siguientes parámetros, como los valores de los dispositivos electrónicos y de n_c que corresponde al número de celdas, del cual se tendrán $n_c + 1$ niveles, donde los armónicos f_h se encontrarán centrados en:

$$f_h = 2n_c \cdot f_{sw} \quad (2.1)$$

Donde f_{sw} corresponde a la frecuencia de conmutación.

▪ Diodo anclado al punto Neutro (NPC – Neutral Point Clamped)

El convertidor Multinivel anclado por diodos o conocido como NPC es una de las configuraciones más ampliamente estudiado y aplicado en la conversión de energía. Esta topología fue insertada por Richard Baker en los años 80', cambiando el panorama de la conversión de energía con una configuración que ofrece un rendimiento muy atractivo con una complejidad limitada. Una de las principales ventajas a mencionar es que ofrece una calidad de onda superior a los inversores de dos niveles, reduciendo los requisitos de filtrado.

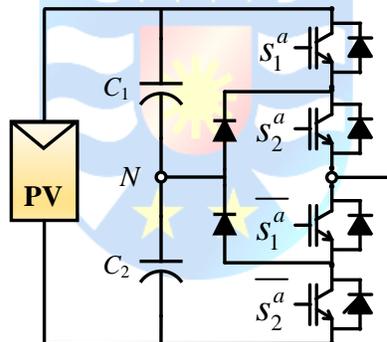


Fig. 2.10 Convertidor Multinivel topología *Neutral Point Clamped* de tres niveles.

2.4. Técnicas de modulación.

Una parte fundamental para el control de convertidores multinivel son las estrategias de modulación, la encargada de la conmutación de los interruptores de potencia del conversor. Existen dos categorías en base a la Frecuencia de switcheo fundamental y a la Conmutación a Alta frecuencia de switcheo como se aprecia en el diagrama.

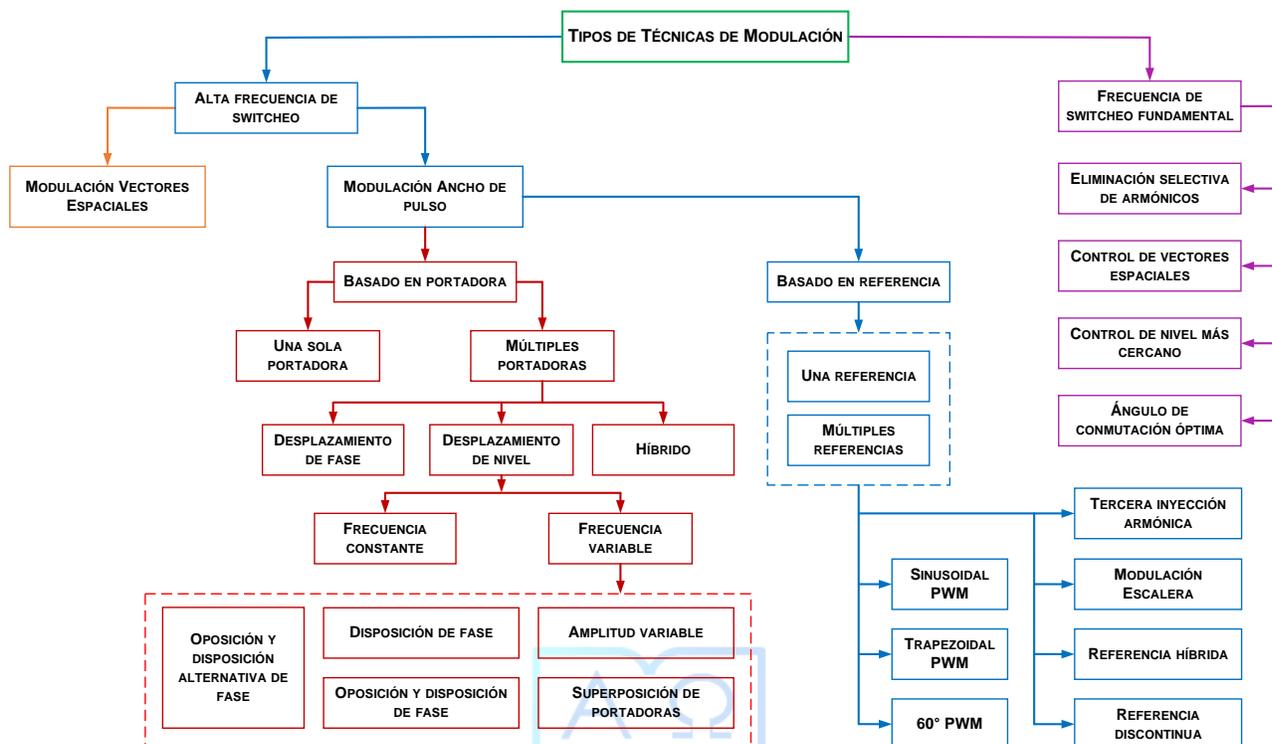


Fig. 2.11 Tipos de técnica de Modulación aplicadas a Convertidores Estáticos.

2.4.1 Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso SPWM.

La técnica de Modulación SPWM es de las más utilizadas para el disparo de los convertidores de potencia. En este caso se compara una señal moduladora, que es la principal acción de control, con una señal portadora (diente de sierra) con una frecuencia de conmutación f_{sw} .

Para un convertidor Inversor Trifásico con tres celdas Puente H conectadas en cascada, en cada convertidor se tienen 2 piernas y 4 interruptores de potencia, los cuales reciben una comparación entre las moduladoras trifásicas y la señal triangular. Para los switches de la primera pierna de cada convertidor se compara la Carrier con las moduladoras positivas. En cambio, para la otra pierna del inversor, realiza la comparación entre una señal diente de sierra y una las señales moduladoras negadas. En la Fig. 2.12, se muestra la técnica de modulación SPWM aplicada a un Inversor Trifásico de tres celdas puente H conectadas en cascada.

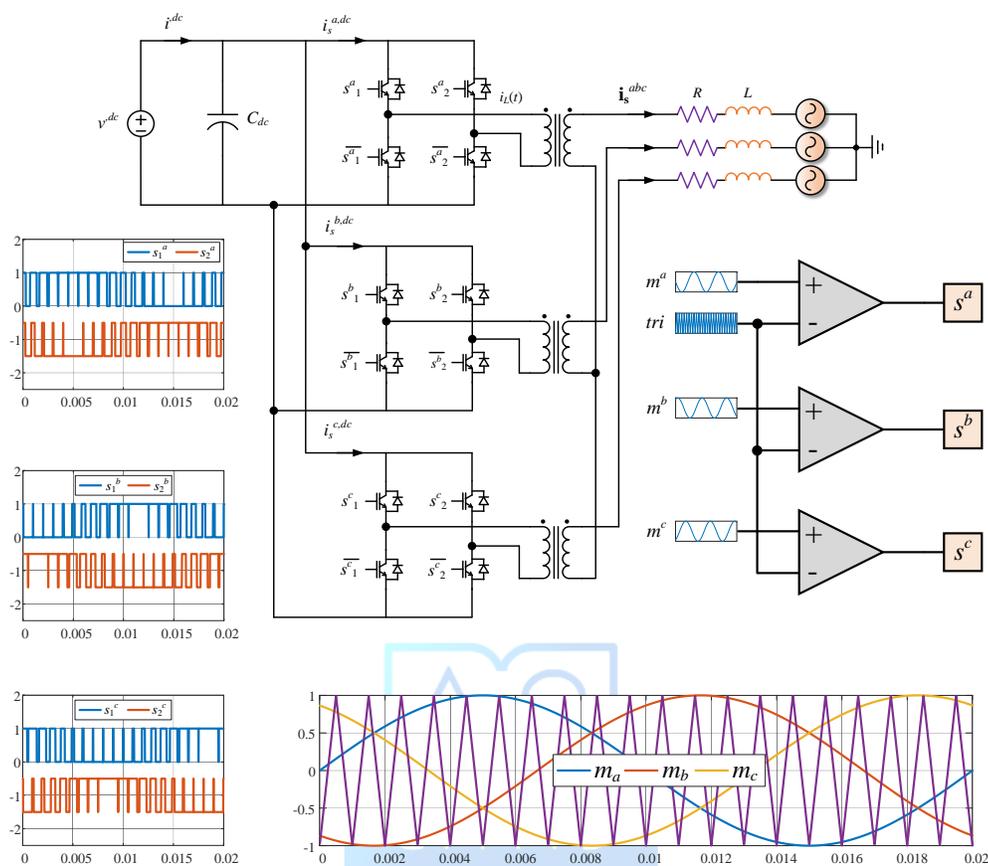


Fig. 2.12 Modulación SPWM Inversor trifásico Puentes H con tres celdas conectadas en cascada.

2.4.2 Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso con desplazamiento de fase *SPWM Phase - Shifted*).

La técnica de Modulación SPWM con desplazamiento de base es una de las más utilizadas para los convertidores Puentes H conectados en cascada. Tiene el mismo principio de la técnica SPWM, pero se utiliza una señal portadora para cada una de las celdas del convertidor. Estas poseen un desfase θ , el cual se obtiene con la siguiente ecuación,

$$\theta = \frac{180^\circ}{n_c} \tag{2.2}$$

Donde n_c es el número de celdas conectadas en serie.

La Fig. 2.13 presenta un convertidor monofásico puente H con dos celdas conectadas en serie, en donde el ángulo de desfase entre cada una de las portadoras es $\theta = 180^\circ/2 = 90^\circ$.

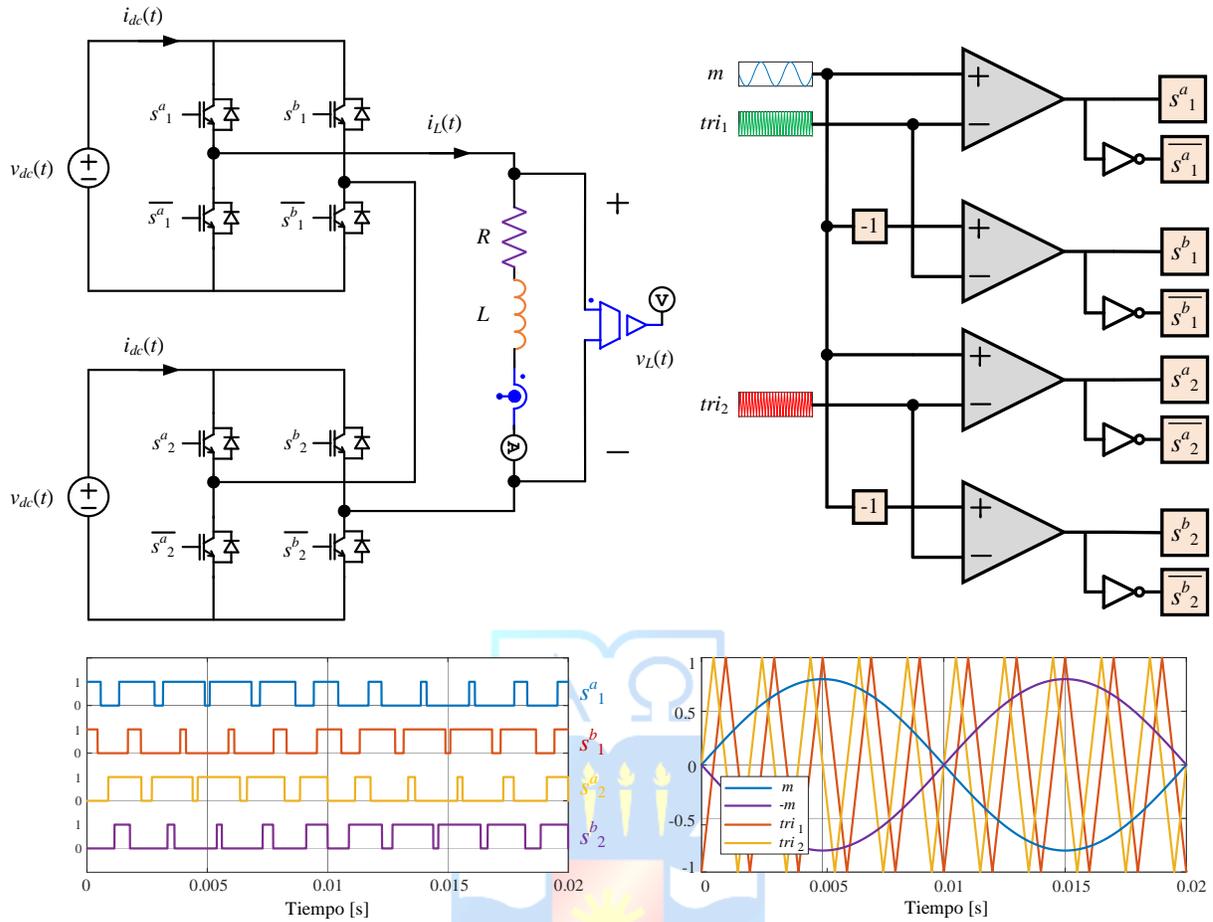


Fig. 2.13 Modulación SPWM Phase-Shifted aplicada a un convertidor puente H con dos celdas conectadas en serie.

2.4.3 Modulación de Espacios Vectoriales (SVM).

Esta técnica de modulación busca imponer un voltaje en la salida del convertidor como una combinación lineal de las posibles tensiones disponibles. Al ser magnitudes discretas, las cuales dependen de los estados de los switches, se aplica durante un tiempo determinado los vectores más cercanos al requerido para así aplicar una tensión con una amplitud distinta.

La Fig. 2.14 muestra la técnica de modulación aplicada a un inversor trifásico topología VSI.

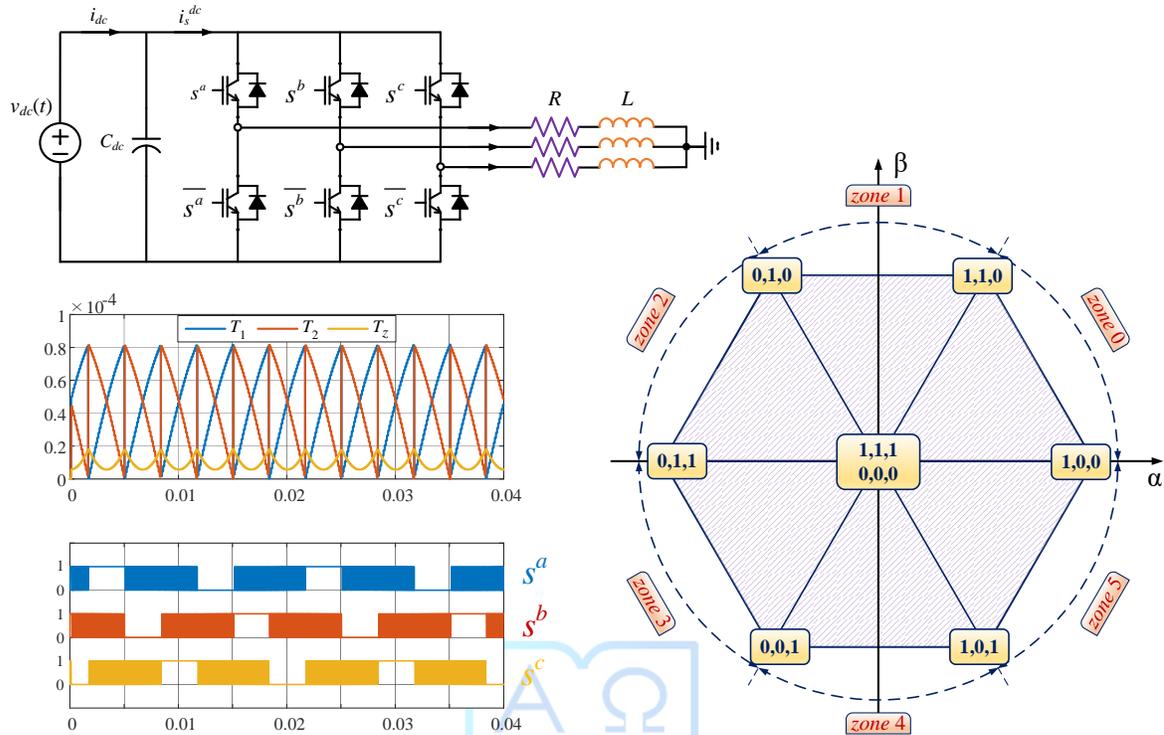


Fig. 2.14 Modulación SVM aplicada a un Inversor Trifásico VSI de dos niveles.

El voltaje a inyectar por esta técnica de modulación corresponde a,

$$T_s \mathbf{v}_o^{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_i^{\alpha\beta 0} v^{dc} T_1 + \mathbf{v}_{i+1}^{\alpha\beta 0} v^{dc} T_2 + \mathbf{v}_\theta^{\alpha\beta 0} (T_s - T_1 - T_2) \quad (2.3)$$

Donde $\mathbf{v}_\theta^{\alpha\beta 0}$ corresponde al vector nulo que puede generarse mediante dos posibles estados. $\mathbf{v}_i^{\alpha\beta 0}$ corresponde al vector anterior al voltaje que se desea inyectar $\mathbf{v}_o^{\alpha\beta 0}$. Y el vector $\mathbf{v}_{i+1}^{\alpha\beta 0}$ es el vector siguiente. Los tiempos indican el periodo de tiempo que se inyectarán los voltajes durante cada instante de muestro. Para determinar la zona en la cual se encuentra la tensión, se debe conocer el ángulo que posee el vector de salida de tensión durante cada tiempo de muestreo con la siguiente formula,

$$\theta = \text{sign}(\mathbf{v}_o^\beta(k+1)) \cos^{-1} \left(\frac{\mathbf{v}_o^\alpha(k+1)}{\|\mathbf{v}_o^{\alpha\beta}(k+1)\|_2^2} \right) \quad (2.4)$$

Así, la zona en la que se encuentra el vector inyectado se puede determinar cómo,

$$\begin{aligned}
 \text{zona 0} &\Rightarrow \text{if } (0 \leq \theta \leq \pi / 3) \\
 \text{zona 1} &\Rightarrow \text{if } (\pi / 3 \leq \theta \leq 2\pi / 3) \\
 \text{zona 2} &\Rightarrow \text{if } (2\pi / 3 \leq \theta \leq \pi) \\
 \text{zona 3} &\Rightarrow \text{if } (-\pi \leq \theta \leq -2\pi / 3) \\
 \text{zona 4} &\Rightarrow \text{if } (-2\pi / 3 \leq \theta \leq -\pi / 3) \\
 \text{zona 5} &\Rightarrow \text{if } (-\pi / 3 \leq \theta \leq 0)
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

Los tiempos que se debe aplicar cada vector, se presentan en la siguiente ecuación,

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{v^{dc} \mathbf{v}_{i+1}^{\alpha\beta} \times \mathbf{v}_o^{\alpha\beta}}{(v^{dc} \mathbf{v}_{i+1}^{\alpha\beta}) \times (v^{dc} \mathbf{v}_i^{\alpha\beta})} T_s \\
 T_2 &= \frac{v_o^\alpha}{v^{dc} v_{i+1}^\alpha} T_s - \frac{v^{dc} v_i^\alpha}{v^{dc} v_{i+1}^\alpha} T_1
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

A diferencia de la técnica de modulación SPWM, la técnica por modulación de espacios vectoriales requiere más costo computacional, ya que considera cálculos más complejos.

2.5. Técnicas de Control.

En el mundo del control de convertidores estáticos existe una amplia gama de tipos, algunos basados en el modelo, otros en las señales de entrada y salida, ya sea considerando el sistema como Single Input – Single Output (SISO) o Multiple Input – Multiple Output (MIMO). La siguiente figura resume algunos tipos de controladores que, por revisión bibliográfica, son los más utilizados en convertidores de potencia.

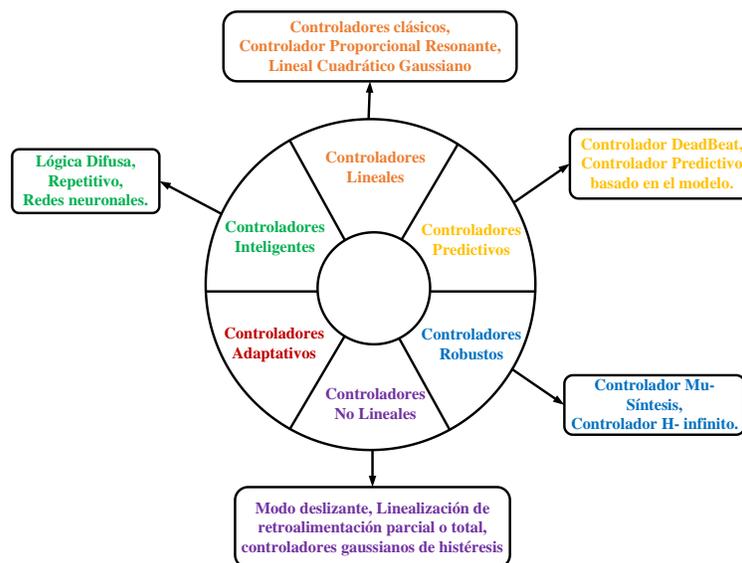


Fig. 2.15 Tipos de controladores aplicados a un convertidor.

En esta sección se enfoca en presentar a grandes rasgos los controles más conocidos por los estudiantes y que han sido utilizados en algunos de los trabajos realizados previamente. Se dividirá en dos secciones Control Clásico, Control Predictivo y Control Inteligente.

Es necesario mencionar que, para este estudio, se tiene un modelo no lineal, y el modelo es fundamental para aplicar el control que se espera diseñar, es por ello, que se necesita realizar una linealización al sistema. Así aplicar las estrategias de control lineal, como lo es el control Lineal Quadratic Gaussian que se revisará en esta sección.

2.5.1 Control Lineal.

Los sistemas lineales constan de teoría matemática utilizada para estudiar el comportamiento de sistemas dinámicos. Estos sistemas lineales permiten modelar y sintetizar controladores de muchos sistemas y fenómenos físicos, desde circuitos eléctricos, sistemas hidráulicos, motores, entre otros.

Este tipo de control se basa en el modelo, ya sea de naturaleza lineal o linealizado con recursos matemáticos. Cabe mencionar que muchos de estos fenómenos suelen ser no lineales, por ello al linealizarlos podemos trabajar las estrategias que se estudiarán aquí. Este tipo de control suele ser aplicado en sistemas trifásicos luego de aplicar una nueva transformada, llamada Transformada de Park o $dq0$, permitiendo trabajar con dos variables, las que quedarán como valores constantes en régimen permanente.

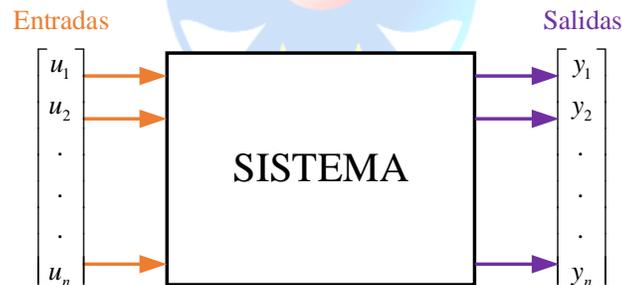


Fig. 2.16 Sistema lineal multivariable.

- **Control Clásico.**

En la teoría básica del control, se estudian los controladores clásicos del mundo de la automatización. Aquí encontramos los controladores Integral (I), Proporcional (P), Derivativo (D) y la combinación entre ellos, PI, PID. Este tipo de controladores por su forma matemática, son fáciles de implementar. Además, son muy utilizados industrialmente, y en los convertidores.

Una forma de representar la implementación de un controlador PID a un convertidor estático se muestra en la Fig. 2.17, en donde se obtiene la acción de control que mediante una técnica de

modulación permite disparar los switches del convertidor. Es importante mencionar que esta técnica de control se aplica a las ecuaciones del sistema en ejes continuos o $dq0$ mediante la Transformada de Park.

Finalmente, este controlador tiene la característica de asegurar cero error en estado estacionario para entradas continuas, a través de la acción integral, agregando un polo en el origen.

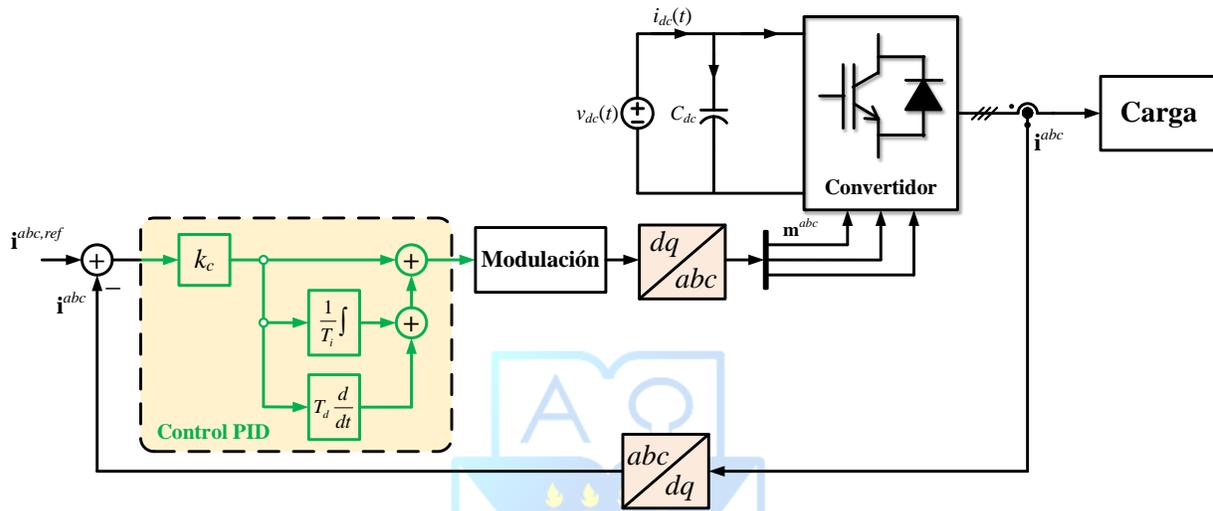


Fig. 2.17 Control PID aplicado a un convertidor estático.

- **Control Lineal Quadratic Gaussian (LQG).**

El control LQG es una combinación entre el Control LQR y el estimador de estados óptimo Filtro de Kalman (FK).

El LQR es un control óptimo basado en la realimentación de estados, con una solución explícita, con reformulaciones que permiten resolver seguimiento. Si el modelo del sistema es controlable se puede definir una **ley de control** que modifica los valores propios del sistema y si es el caso, estabilizarlo. En base a los ponderadores de los estados y la amplitud de la señal de control es posible encontrar una matriz de ganancias \mathbf{K}_{lqr} que permite realizar lo mencionado anteriormente.

Por otro lado, el FK realiza una estimación de estados en sistemas lineales, sujeto a ruido Gaussiano. Ofrece estimar el vector $\hat{\mathbf{x}}$, donde se puede encontrar información del sistema sobre su comportamiento utilizando el modelo del sistema en variables de estado que considere ruido de proceso y medición. Este observador predice en base al modelo, mide los estados y actualiza a información de la medición combinando la empleada por los sensores y el modelo propiamente tal.

Estas dos estrategias se pueden implementar de manera separada, en donde los valores propios del sistema global estarán dados por las raíces del LQR y el Filtro de Kalman.

El control LQG es una de las herramientas más importantes y básicas en ingeniería de control, tanto que, para modelo en espacio de estados, es la mejor opción. En [27] se diseña e implementa un control LQG y un LQG combinado con una acción Integral (I-LQG) a un convertidor DC-DC Boost, utilizando el software de Matlab y Simulink. Fue utilizado para eliminar perturbaciones, ruidos en las mediciones y evaluar el rendimiento sin tener que utilizar un modelo lineal, limitado por sus ecuaciones.

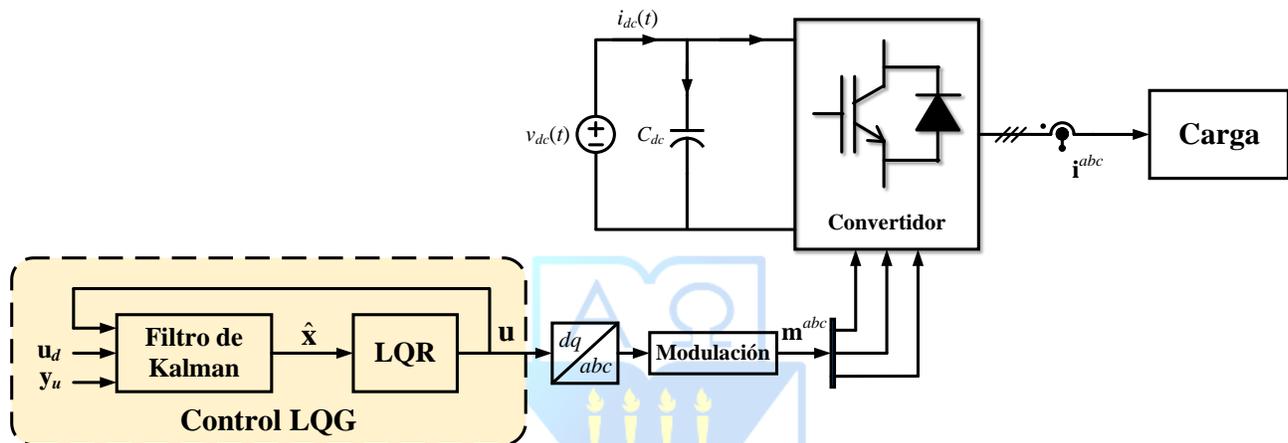


Fig. 2.18 Control LQG aplicado a un convertidor estático.

2.6. Discusión y conclusión.

La revisión bibliográfica realizada en este capítulo es una introducción general a los tipos de convertidores, en especial los multiniveles, las técnicas de modulación y control más utilizadas en la conversión de energía con los convertidores trifásicos multinivel. Si bien, estas topologías permiten la modulación de las variables del convertidor, al agregar más niveles, la forma de onda será más similar a una sinusoidal disminuyendo el coeficiente de distorsión armónica THD. Por otra parte, se genera un aumento en la potencia al aumentar la tensión, mejorando el rendimiento del convertidor reduciendo las pérdidas por conmutación. Una desventaja, es que al tener más dispositivos semiconductores y al aumentar los niveles, se traduce en la complejidad para implementar una estrategia de control y elevando los costos para su construcción al ser requeridos más dispositivos como switches y fuentes de alimentación.

Para términos de trabajo y el desarrollo de este proyecto de título, los estudiantes se enfocarán en diseñar y modelar un Control LQG para el modelo multinivel del Convertidor NPC de tres niveles, con la estrategia de modulación SPWM. Todo este trabajo será desarrollado matemáticamente en espacio de estados y en tiempo discreto para realizar las simulaciones en los softwares de Matlab y

PSim. Luego de obtener las simulaciones del control en lazo cerrado, se llevará todo el análisis a una segunda etapa de implementación, donde es importante considerar los efectos de los dispositivos electrónicos, donde se reflejará en los resultados y los efectos de las no linealidades de éstos. También es destacable el gran aporte de los controladores clásicos, que se puede combinar con la estrategia LQG, ya que tienen una sencilla implementación y permiten asegurar el seguimiento de la referencia de la señal de salida.

Sin duda este resumen bibliográfico es el primer paso para entender y comprender los procedimientos a realizar en los capítulos siguientes.



Capítulo 3. Modelo Convertidor NPC.

3.1. Introducción

Para realizar el diseño de la estrategia control aplicada a cualquier sistema, es trascendental conocer el modelo de acuerdo con las leyes físicas que rigen el proceso. En algunos casos no son modelables, por lo tanto, se debe conocer las variables que lo constituyen por algún proceso de identificación, encontrando una aproximación de la realidad.

Las variables que se pueden encontrar en el modelo de los sistemas dinámicos se definen a continuación,

- **Variables de estado:** conjunto de variables que determinan el comportamiento dinámico del sistema.
- **Variables de entrada:** actúan desde el exterior del proceso y permiten determinar las características de este. Pueden ser de dos tipos: Manipulables, que se pueden modificar a total voluntad y Perturbadoras, que no se pueden manipular. Estas entradas pueden ser medibles y en algunos casos no medibles, agregando incertidumbre en el estudio del sistema.
- **Variables de salida:** en base a estas variables se realiza el análisis del proceso y permiten determinar el comportamiento del proceso.
- **Parámetros:** cantidades que fijan ciertas características del proceso y se consideran fijos.

Para los Convertidores Multinivel, existen múltiples variables de entrada y salida, por lo tanto, corresponde a un sistema MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*). Esto permite que la representación en espacio de estados sea apropiada para definir el modelo y así poder controlar el sistema.

En este capítulo se modelará el Convertidor NPC de 3 niveles mediante las Leyes de Kirchhoff para el lado continuo y alterno del sistema. Esto permite representar la dinámica del convertidor estático para posteriormente diseñar la estrategia de control.

Con las ecuaciones en ejes abc , se deberá realizar una transformación de las variables para así poder simplificar el modelo y hacer uso de las técnicas de control clásico. Lo anterior se logra gracias a la Transformada de Park, la cual representa el sistema en ejes continuos $dq0$. Como el modelo es no lineal, se debe linealizar el sistema en torno a un punto de operación para determinar las matrices de la representación en variables de estado. Esto debido a que la técnica de control que se diseñará utiliza el modelo lineal en espacio de estados.

3.2. Convertidor NPC de tres niveles.

Los convertidores estáticos son dispositivos no lineales, acoplados en sus variables y poseen múltiples entradas y salidas. Se pueden encontrar las ecuaciones dinámicas que modelan el sistema el cual depende de los parámetros de los dispositivos almacenadores de energías que lo componen tales como los inductores y capacitores.

El diagrama circuital del convertidor se presenta en la Fig. 3.1 y está compuesto por un lado alterno y un lado continuo. Además, trabaja como modo inversor, convirtiendo la energía desde el lado *dc* hacia el lado *ac*. Esto genera una corriente que se dirige al convertidor para este inyectar un voltaje v_o^{abc} a la red eléctrica del *lado ac*.

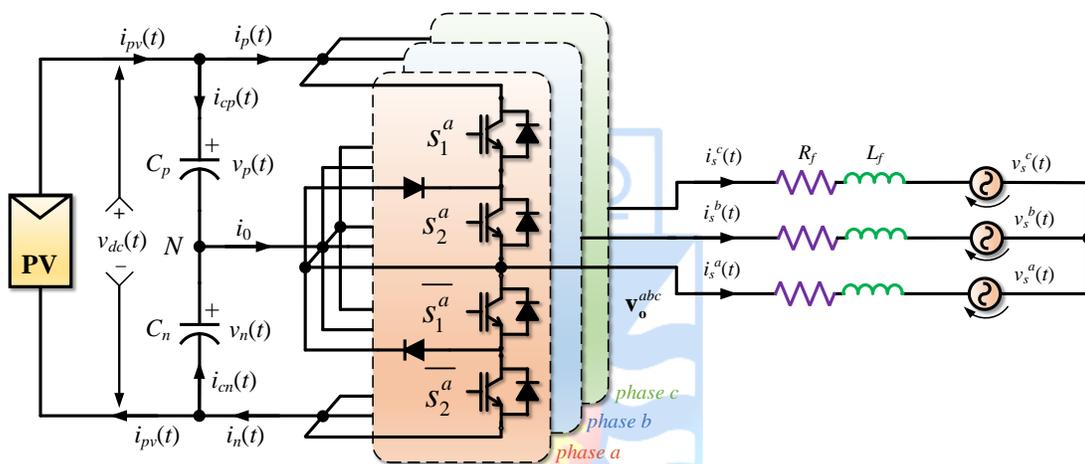


Fig. 3.1 Diagrama Convertidor NPC.

Los parámetros de la planta se presentan a continuación,

TABLA 4. Parámetros Convertidor NPC.

Parámetro	Valor	Medida
Condensador de enlace C_p	2.35	mF
Condensador de enlace C_n	2.35	mF
Resistencia filtro R_f	1	Ω
Inductancia filtro L_f	7	mH
Frecuencia de la red f	50	Hz
Ganancia alterna G_{ac}	0.5	p.u
Voltaje continuo v^{dc}	700	V
Voltaje de la red v_s	380	V

El convertidor posee tres piernas con 4 IGBT cada una y los estados de conmutación de cada interruptor de potencia queda definido como,

$$s_i^k = \begin{cases} 1, & s_1^{abc} = 1, s_2^{abc} = 1 \\ 0, & s_1^{abc} = 0, s_2^{abc} = 1 \\ -1, & s_1^{abc} = 0, s_2^{abc} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Con $i = 1, 2$ y $k = a, b, c$. En la Fig. 3.2 se presenta la forma de activación de cada uno de los estados analizando una de las fases del Convertidor NPC. Donde v_a es el voltaje de la línea a.

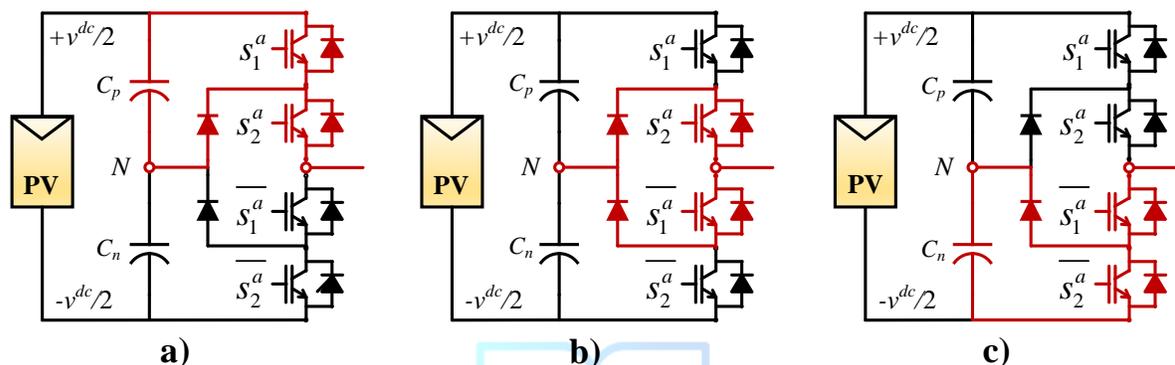


Fig. 3.2 Estados NPC de tres niveles (a) $v_{aN} = v^{dc}/2$, (b) $v_{aN} = 0$, (c) $v_{aN} = -v^{dc}/2$.

3.2.1 Modelo en ejes abc.

Para modelar el Convertidor Multinivel NPC, se analiza el lado alterno conformado por el voltaje que inyecta el convertidor a la red, un filtro RL y la red propiamente tal. Con respecto al lado continuo del sistema, este está conformado por una fuente de tensión que puede ser constante o un panel fotovoltaico, el cual genera una corriente continua que se divide para circular por dos condensadores de enlace y una corriente que se dirige al convertidor.

- **Lado continuo.**

La ley física que permite obtener el modelo del lado continuo del convertidor es la ley de corrientes de Kirchhoff, en donde las corrientes que ingresan a un nodo son igual a la sumatoria de las corrientes que salen del mismo.

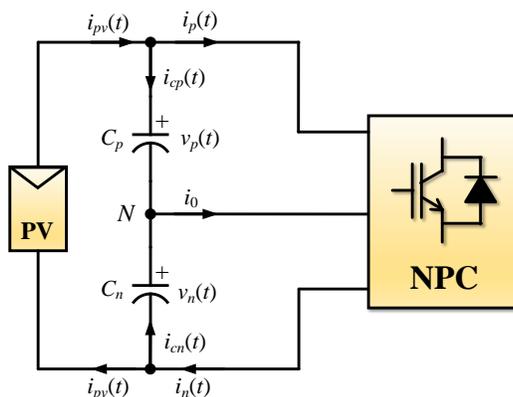


Fig. 3.3 Diagrama de conexión lado Continuo

Los condensadores C_p y C_n tienen el mismo valor de capacitancia para poder conseguir un balance de tensión. Así, se pueden expresar las ecuaciones de las corrientes que circulan por estos elementos en función del tiempo,

$$\begin{aligned} i_{C_p}(t) &= C_p \frac{dv_p(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_p(t) \\ i_{C_n}(t) &= C_n \frac{dv_n(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_n(t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Donde

C_p : Condensador ubicado en la parte superior del enlace dc .

C_n : Condensador ubicado en la parte inferior del enlace dc .

i_p : Corriente que circula por el condensador de la parte superior del lado dc

i_n : Corriente que circula por el condensador de la parte inferior del lado dc .

v_p : Tensión condensador C_p .

v_n : tensión condensador C_n

i_{pv} : Corriente generada por el panel solar.

Si se despejan las dinámicas del voltaje v_p y v_n ,

$$\begin{aligned} \frac{dv_p(t)}{dt} &= \frac{1}{C_p} (i_{pv}(t) - i_p(t)) \\ \frac{dv_n(t)}{dt} &= \frac{1}{C_n} (i_{pv}(t) - i_n(t)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Las corrientes i_p e i_n se pueden definir en función de los estados de los switches abc y las corrientes abc ,

$$\begin{aligned} i_p(t) &= \langle \mathbf{s}_1^{abc}, \mathbf{i}_s^{abc} \rangle = s_1^a(t) i_s^a(t) + s_1^b(t) i_s^b(t) + s_1^c(t) i_s^c(t) \\ i_n(t) &= \langle \mathbf{s}_2^{abc}, \mathbf{i}_s^{abc} \rangle = s_2^a(t) i_s^a(t) + s_2^b(t) i_s^b(t) + s_2^c(t) i_s^c(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Además, el voltaje continuo se puede definir como la suma de los voltajes presentes en los condensadores C_p y C_n ,

$$v_{dc}(t) = v_p(t) + v_n(t) \quad (3.5)$$

▪ Lado alterno.

La ecuación que representa el lado alterno se obtiene de acuerdo con la ley de voltajes de Kirchhoff, donde la suma algebraica de todos los voltajes en una malla eléctrica es igual a cero.

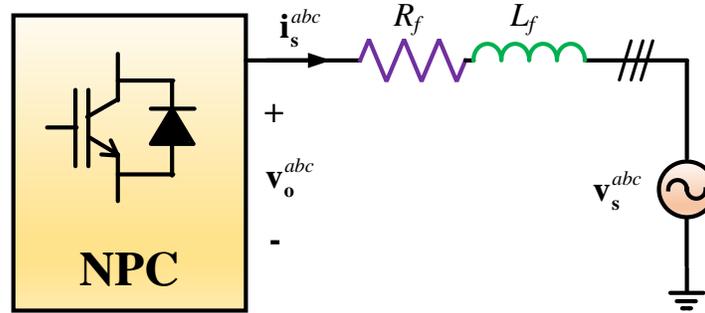


Fig. 3.4 Diagrama de conexión lado Alternio.

Así, la ecuación que modela el lado alterno se presenta a continuación,

$$\mathbf{v}_o^{abc}(t) = R_f \mathbf{i}_s^{abc}(t) + L_f \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}(t)}{dt} + \mathbf{v}_s^{abc}(t) \quad (3.6)$$

Donde:

\mathbf{v}_o^{abc} : Voltaje inyectado por el convertidor. $[v_o^a \ v_o^b \ v_o^c]^T$

\mathbf{i}_s^{abc} : Corrientes de línea $[i_s^a \ i_s^b \ i_s^c]^T$

\mathbf{v}_s^{abc} : Voltaje de la red $[v_s^a \ v_s^b \ v_s^c]^T$

R_f : Resistencia del filtro RL .

L_f : Inductancia del filtro RL

El voltaje inyectado por el convertidor \mathbf{v}_o^{abc} se puede relacionar con el lado alterno considerando el modelo promedio al utilizar la técnica de modulación SPWM,

$$\mathbf{v}_o^{abc}(t) = G_{ac} \cdot \mathbf{m}_s^{abc}(t) \cdot v_{dc} \quad (3.7)$$

Donde $v^{dc} = v_p + v_n$

$$\mathbf{v}_o^{abc}(t) = G_{ac} \cdot \mathbf{m}_s^{abc}(t) \cdot (v_p(t) + v_n(t)) \quad (3.8)$$

Así, la ecuación del lado alterno queda determina como,

$$G_{ac} \cdot \mathbf{m}_s^{abc}(t) \cdot (v_p(t) + v_n(t)) = R_f \mathbf{i}_s^{abc}(t) + L_f \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}(t)}{dt} + \mathbf{v}_s^{abc}(t) \quad (3.9)$$

Despejando la variación de las corrientes respecto al tiempo,

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{abc}(t)}{dt} = \frac{G_{ac}}{L_f} \cdot \mathbf{m}_s^{abc}(t) \cdot (v_p(t) + v_n(t)) - \frac{R_f}{L_f} \mathbf{i}_s^{abc}(t) - \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_s^{abc}(t) \quad (3.10)$$

De acuerdo con el modelo, se pueden establecer las siguientes variables para el lado alterno:

VARIABLES DE ESTADO: Corrientes i_s^a , i_s^b , i_s^c .

PERTURBACIONES: Voltajes de red v_s^a , v_s^b , v_s^c .

ENTRADA: Moduladoras m_s^a , m_s^b , m_s^c .

Parámetros: Resistencia R_f e Inductancia L_f .

3.2.2 Modelo en ejes $dq0$

Para pasar de variables alternas a continuas, se utiliza la Transformada de Park que está dada por,

$$\mathbf{x}^{dq0} = \mathbf{T}_{abc-dq0} \cdot \mathbf{x}^{abc} \quad (3.11)$$

Donde la matriz de transformación es ortonormal y está dada por,

$$\mathbf{T}_{abc-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t - 240^\circ) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 240^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Al ser ortonormal, la inversa es igual a su traspuesta, por lo que, la Transformada inversa se define como,

$$\mathbf{x}^{abc} = \mathbf{T}_{dq0-abc} \cdot \mathbf{x}^{dq0} \quad (3.13)$$

Donde,

$$\mathbf{T}_{dq0-abc} = (\mathbf{T}_{abc-dq0})^{-1} = (\mathbf{T}_{abc-dq0})^T \quad (3.14)$$

$$\mathbf{T}_{dq0-abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1/\sqrt{2} \\ \sin(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 120^\circ) & 1/\sqrt{2} \\ \sin(\omega t - 240^\circ) & \cos(\omega t - 240^\circ) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Con lo anteriormente expuesto, el modelo en ejes $dq0$ del convertidor NPC para el lado alterno y continuo corresponde a,

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} = \frac{G_{ac} \cdot v^{dc}}{L_f} \mathbf{m}_s^{dq} - \frac{R_f}{L_f} \mathbf{i}_s^{dq0} - \mathbf{W} \mathbf{i}_s^{dq} - \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_s^{dq} \quad (3.16)$$

Donde, \mathbf{W} es la matriz de acoplamiento y está dada por,

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Para la ecuación del lado continuo, la transformación a ejes $dq0$ queda como,

$$\frac{d}{dt} v_{dc}(t) = \frac{1}{C} \left(i_{pv} - G_{ac} \mathbf{m}_s^{dq} (\mathbf{i}_s^{dq})^T \right) \quad (3.18)$$

Descomponiendo la ecuación del lado alterno y continuo se pueden establecer las ecuaciones que representan la dinámica del sistema,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_s^d(t) &= -\frac{R_f}{L_f} i_s^d(t) + \omega i_s^q(t) + \frac{G_{ac} \cdot v_{dc}}{L_f} m_s^d(t) + \frac{1}{L_f} v_s^d(t) \\ \frac{d}{dt} i_s^q(t) &= -\frac{R_f}{L_f} i_s^q(t) - \omega i_s^d(t) + \frac{G_{ac} \cdot v_{dc}}{L_f} m_s^q(t) + \frac{1}{L_f} v_s^q(t) \\ \frac{d}{dt} v_{dc}(t) &= \frac{1}{C} (i_{pv} - G_{ac} (m_s^d i_s^d + m_s^q i_s^q)) \end{aligned} \quad (3.19)$$

3.2.3 Modelación en espacio de estados.

La modelación en espacio de estados se determina a partir de las ecuaciones encontradas para expresar el modelo en ejes continuos. Esto es importante para poder aplicar las técnicas de control lineal al sistema. Una de las ventajas de trabajar con un modelo en espacio de estados por sobre una representación en función de transferencia, es que en la primera se puede tener acceso a estados no medibles o a variables que no se han utilizado para formular la representación del sistema. En cambio, la relación entrada-salida considera las condiciones iniciales nulas y no se puede determinar un estado a partir de los demás.

Un modelo en espacio de estados se compone de la Ecuación de estado y Ecuación de salida de la forma,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{E}\mathbf{p}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}\mathbf{p}(t) \end{aligned} \quad (3.20)$$

El diagrama que representa la estructura anteriormente expuesta se presenta en la Fig. 3.5,

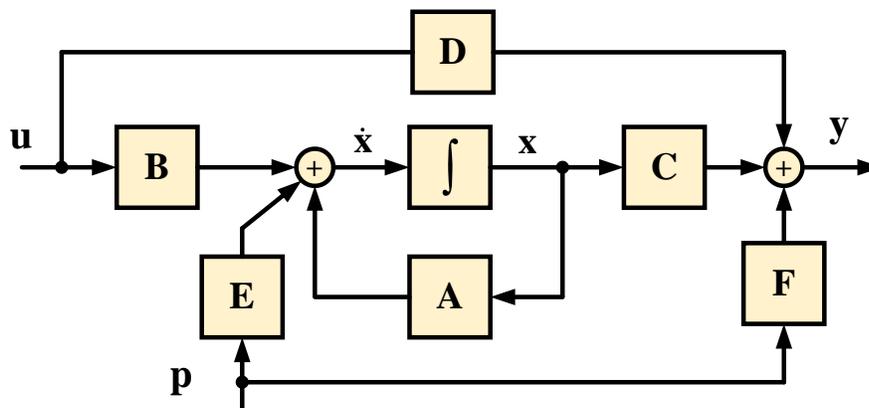


Fig. 3.5 Diagrama representación en Espacio de Estados.

Como el sistema de la Ecuación es(3.19) no lineal, se realiza el proceso de linealización, en donde es importante conocer los puntos de equilibrio de cada una de las variables.

▪ Puntos de Operación.

Para determinar el punto de equilibrio, se igualan las derivadas a cero analizando las variables en estado estacionario,

$$\begin{aligned}
 0 &= -\frac{R_f}{L_f} i_{so}^d + \omega i_{so}^q + \frac{G_{ac} \cdot v_{dc}}{L_f} m_{so}^d + \frac{1}{L_f} v_{so}^d \\
 0 &= -\frac{R_f}{L_f} i_{so}^q - \omega i_{so}^d + \frac{G_{ac} \cdot v_{dc}}{L_f} m_{so}^q + \frac{1}{L_f} v_{so}^q \\
 i_{pvo} &= G_{ac} (m_{so}^d \cdot i_{so}^d + m_{so}^q \cdot i_{so}^q)
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Considerando los parámetros de la TABLA 5, se determinan los puntos de operación de cada una de las variables, considerando potencia reactiva nula.

TABLA 5. Puntos de operación.

Entrada	Valor	Medida
Corriente i_{so}^d	17.61	A
Corriente i_{so}^q	0	A
Moduladora m_{so}^d	1.14	p.u
Moduladora m_{so}^q	-0.11	p.u
Voltaje de red v_{so}^d	380	V
Voltaje de red v_{so}^q	0	V
Corriente dc i_{pvo}	10	A
FP	1	-

▪ Linealización.

El modelo lineal en el espacio de estados queda definido por la ecuación,

$$\begin{aligned}
 \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{m}_s^{dq} + \mathbf{E} \Delta \mathbf{v}_s^{dq} \\
 \Delta \mathbf{y}^{dq} &= \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{m}_s^{dq} + \mathbf{F} \Delta \mathbf{v}_s^{dq}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Donde las variaciones de la variable con respecto a cada punto de operación son las siguientes,

$$\Delta \mathbf{x}^{dq} = \begin{bmatrix} i_s^d - i_{so}^d \\ i_s^q - i_{so}^q \end{bmatrix} \quad \Delta \mathbf{m}^{dq} = \begin{bmatrix} m_s^d - m_{so}^d \\ m_s^q - m_{so}^q \end{bmatrix} \quad \Delta \mathbf{v}_s^{dq} = \begin{bmatrix} v_s^d - v_{so}^d \\ v_s^q - v_{so}^q \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Aplicando las derivadas parciales de cada ecuación con respecto a los puntos de equilibrio, es posible determinar las matrices lineales de la siguiente manera,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_{so}^d} & \frac{\partial f_1}{\partial i_{so}^q} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_{so}^d} & \frac{\partial f_2}{\partial i_{so}^q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial m_{so}^d} & \frac{\partial f_1}{\partial m_{so}^q} \\ \frac{\partial f_2}{\partial m_{so}^d} & \frac{\partial f_2}{\partial m_{so}^q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial v_{so}^d} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{so}^q} \\ \frac{\partial f_2}{\partial v_{so}^d} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{so}^q} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Con lo anterior, la representación en espacio de estados se define a continuación,

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_s^d(t) \\ \Delta \dot{i}_s^q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_s^d(t) \\ \Delta i_s^q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{G_{ac} v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{G_{ac} v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_s^d(t) \\ \Delta m_s^q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_s^d(t) \\ \Delta v_s^q(t) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Considerando las salidas del sistema como las dos corrientes en ejes dq , la ecuación de salida está dada por,

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_s^d(t) \\ \Delta i_s^q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_s^d(t) \\ \Delta m_s^q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_s^d(t) \\ \Delta v_s^q(t) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

3.3. Discusión y conclusión.

En el capítulo recientemente expuesto, se estableció la forma de encontrar la representación mediante ecuaciones el convertidor NPC de tres niveles en su parte continua y alterna, siendo bastante sencilla de abordar gracias a las leyes físicas que lo modelan. Además, se determinó su representación lineal en variables de estado discreta, ya que es la manera que requiere el control óptimo LQG para poder actuar sobre las variables del sistema. La discretización del sistema es de suma importancia, ya que para poder implementar en las tarjetas digitales es necesario conocer el sistema en tiempo discreto.

En general, los convertidores estáticos de potencia son una gran herramienta para diseñar algoritmos de control debido a su fácil obtención del modelo, siendo aún más sencilla la manera de controlar con la ayuda de la Transformada $dq0$.

Capítulo 4. Control LQG y Simulación.

4.1. Introducción.

El proceso de conversión de energía eléctrica a partir de energía solar requiere un control que permita operar de la forma más óptima ante las perturbaciones que existan sobre el sistema. Estos son afectados por ruidos y corrientes parásitas que pueden generar fallas, e incluso disminuir el tiempo de vida de los componentes electrónicos. A pesar de esto, el convertidor debe operar de manera óptima con el fin de obtener el mejor rendimiento del panel solar.

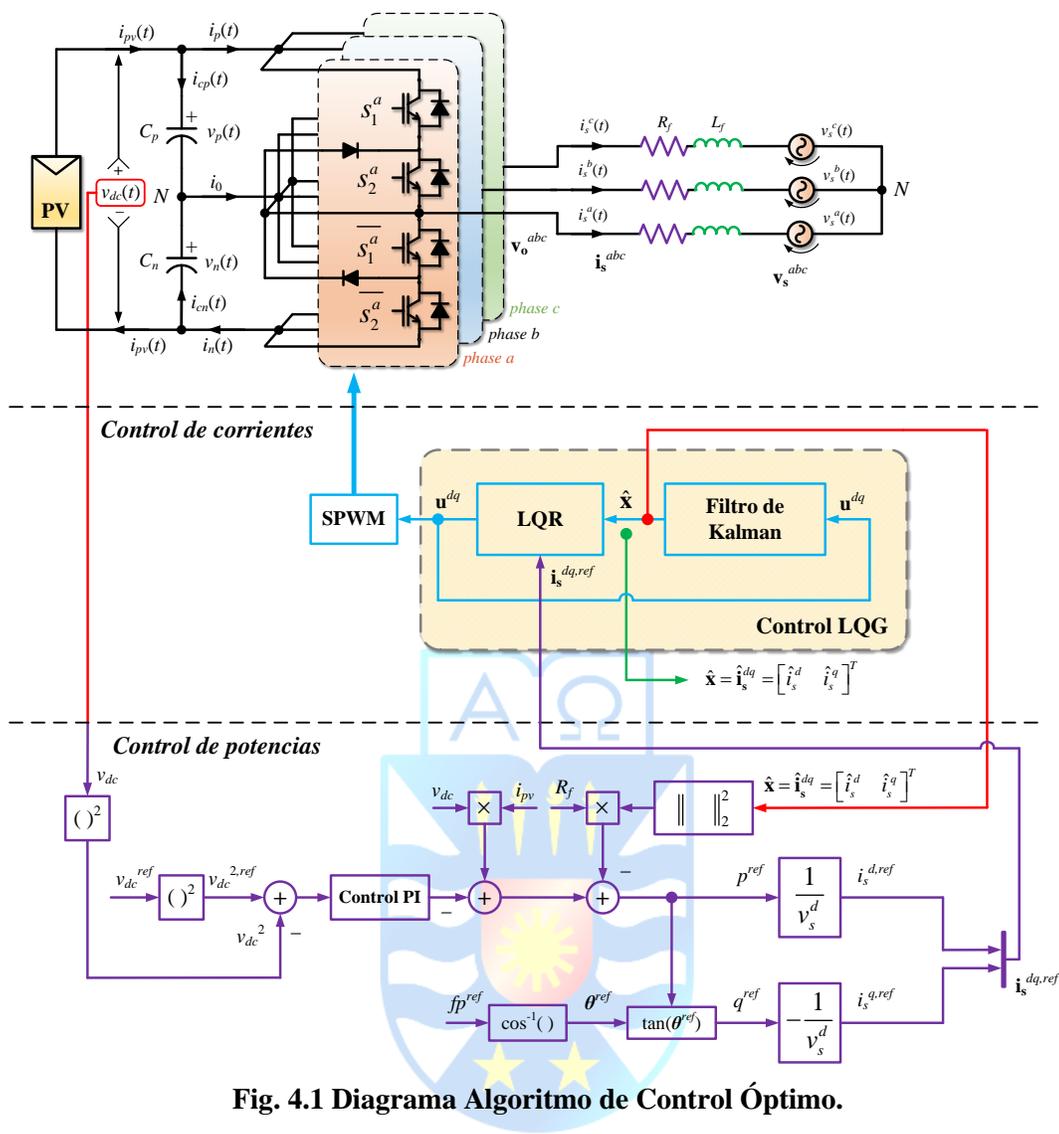
Los convertidores de potencia imponen una naturaleza conmutada la cual es no lineal que puede ser sobrellevada mediante la aproximación de un modelo promedio, linealizado en torno a un punto de operación. El modelo lineal en variables de estado permite implementar las estrategias de control lineal como las vistas en el Capítulo 2.5, las cuales deben garantizar que el sistema sea estable. Además, que tenga un comportamiento transiente en particular estableciendo tiempos de asentamiento, sobrepasos y rapidez de respuesta. Por último, se deben asegurar que el sistema alcance la referencia en el estado estacionario.

El funcionamiento de los controladores lineales aplicado a un convertidor estático consiste en generar una moduladora como principal acción de control, la cual permite modificar los estados de los interruptores de potencia y así controlar el voltaje y corriente aplicando realimentación de estados. Para el Convertidor NPC, la técnica de modulación a aplicar es SPWM

Para este control de variables continuas (ejes $dq0$), se tiene dos lazos de control, un maestro (control de potencias) y un esclavo (control de corrientes). El lazo maestro permite generar las corrientes de referencia a partir de las potencias existentes en el lado alterno y el lazo esclavo se encarga que las salidas sigan la señal deseada.

En este capítulo se diseñará un control LQG en el lazo de corrientes, el cual está compuesto por un LQR: *Linear Quadratic Regulator* combinado con un KF: *Filtro de Kalman* con el fin de estimar las corrientes para luego seguir una referencia deseada y definir una acción de control con la técnica de modulación SPWM.

El diagrama que representa todo el control propuesto se muestra en la Fig. 4.1, en donde se distingue el sistema un lazo de control en cascada compuesto por el control de corrientes y potencias. Al diseñar el control, se considerará que el lazo de control externo es 10 veces más lento que el interno para que no exista un conflicto entre las variables de control.



4.2. Control de Corrientes.

El lazo de control de corrientes se realiza en una primera etapa estimando las corrientes \mathbf{i}_s^{dq} en base a las mediciones del voltaje v_{dc} y los voltajes de red en ejes dq . Esto se logra ya que el sistema es observable, por lo que se pueden implementar un algoritmo óptimo Filtro de Kalman para predecir, medir y estimar de manera recursiva las corrientes del sistema considerando ruido de proceso y medición. En la segunda etapa, a las corrientes estimadas se le aplicará un control óptimo LQR, basado en realimentación de estados y modificando los valores propios para realizar el seguimiento de una referencia (*tracking*) entregada por el control de potencias. A la ley de control del lazo interno se le aplicará además un controlador integrativo para que las salidas tengan un cero error en estado estacionario.

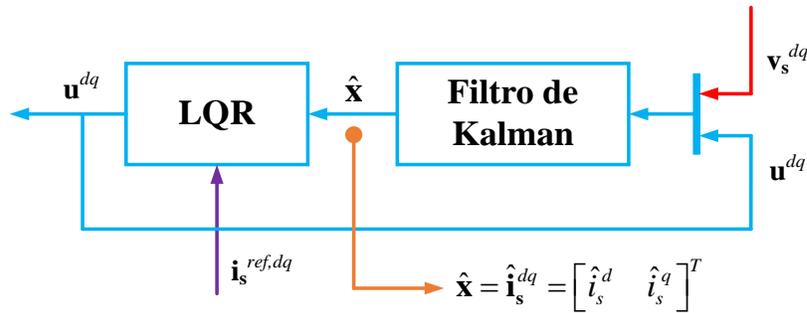


Fig. 4.2 Lazo de control LQG.

4.2.1 Control Regulador Cuadrático Lineal (LQR).

El Regulador Cuadrático Lineal entrega la solución explícita basada en modelo lineal en variables de estado de un sistema considerando perturbaciones nulas y utilizando realimentación de estados.

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}^{dq} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq} \\ \Delta \mathbf{y}^{dq} &= \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u}^{dq} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Si el sistema es par (A, B) es controlable, es posible definir una Ley de Control con el objetivo de estabilizar el proceso o llevar de la manera más óptima las variables de salida a una referencia deseada (*tracking*). Para cumplir con lo anterior, se determina una fuerza externa que permite llevar las variables al valor deseado.

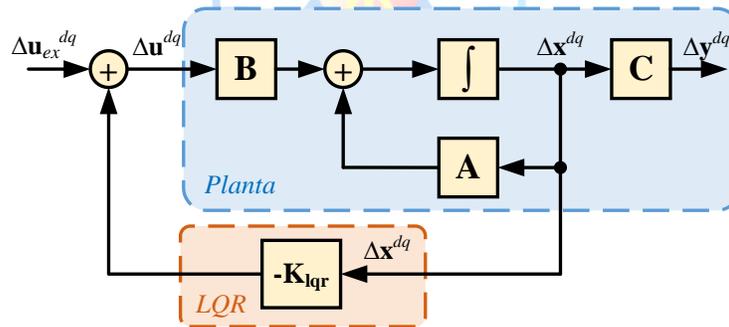


Fig. 4.3 Planta con LQR.

- **Representación del sistema con Control LQR.**

La ley de control $\Delta \mathbf{u}^{dq}$ está dada por,

$$\Delta \mathbf{u}^{dq} = \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{lqr} \Delta \mathbf{x}^{dq} \quad (4.2)$$

Donde \mathbf{K}_{lqr} es la ganancia de realimentación del control LQR. Esta ley se obtiene en base a la minimización de la función de costo dado por,

$$J := \int_{t_0}^{t_1} \left((\Delta \mathbf{x}^{dq})^T \mathbf{Q}_{\text{lqr}} (\Delta \mathbf{x}^{dq}) + (\mathbf{u}^{dq})^T \mathbf{R}_{\text{lqr}} (\mathbf{u}^{dq}) \right) \quad (4.3)$$

Donde las matrices \mathbf{Q}_{lqr} y \mathbf{R}_{lqr} son definidas positivas y simétricas, representando la ponderación del vector de estados y la amplitud de la señal de control respectivamente, dependiendo de qué tan relevantes sean para el sistema. Lo anterior, permite diseñar un control óptimo generando una ley de control que se obtiene en base a la solución del problema de optimización dado por,

$$- \min_{\Delta \mathbf{u}^{dq}} \left((\Delta \mathbf{x}^{dq})^T \mathbf{Q}_{\text{lqr}} (\Delta \mathbf{x}^{dq}) + (\Delta \mathbf{u}^{dq})^T \mathbf{R}_{\text{lqr}} (\Delta \mathbf{u}^{dq}) + \frac{\partial \mathbf{f}^T}{\partial (\Delta \mathbf{x}^{dq})^T} (\mathbf{A} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq}) \right) \quad (4.4)$$

Donde $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)^T = \Delta \mathbf{x}^{dqT} \mathbf{P} \Delta \mathbf{x}^{dq}$, con \mathbf{P} la matriz de covarianza definida positiva y corresponde a la solución de la Ecuación de Ricatti dada por,

$$\mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q}_{\text{lqr}} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}_{\text{lqr}}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad (4.5)$$

Donde \mathbf{A} y \mathbf{B} son las matrices del sistema y la ganancia \mathbf{K}_{lqr} puede determinarse como,

$$\mathbf{K}_{\text{lqr}} = \mathbf{R}_{\text{lqr}}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (4.6)$$

Si se reemplaza la entrada definida en la Ecuación (4.2) en la Ecuación (4.1), el espacio de estados queda representado,

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} (\Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{\text{lqr}} \Delta \mathbf{x}^{dq}) \quad (4.7)$$

$$\Delta \mathbf{y}^{dq} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{D} (\Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{\text{lqr}} \Delta \mathbf{x}^{dq})$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}} \Delta \mathbf{x}^{dq} \quad (4.8)$$

$$\Delta \mathbf{y}^{dq} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{D} \mathbf{K}_{\text{lqr}} \Delta \mathbf{x}^{dq}$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} \quad (4.9)$$

$$\Delta \mathbf{y}^{dq} = (\mathbf{C} - \mathbf{D} \mathbf{K}_{\text{lqr}}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq}$$

La Matriz \mathbf{D} tiene como elementos valores nulos, por lo que el espacio de estados se define como,

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} \quad (4.10)$$

$$\Delta \mathbf{y}^{dq} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq}$$

Así, la nueva matriz \mathbf{A}_{LC} que contiene la información de la dinámica del sistema tiene como elemento principal para modificar los valores propios a la ganancia \mathbf{K}_{lqr} .

$$\mathbf{A}_{\text{LC}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}}) \quad (4.11)$$

Los ponderadores de las variables del sistema se definen para poder obtener un valor de la ganancia que modificará los valores propios del sistema. Si se consideran los siguientes ponderadores de los estados y amplitud de señal de control,

$$\mathbf{Q}_{lqr} = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 170 & 0 \\ 0 & 200 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{lqr} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5000 & 0 \\ 0 & 5000 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Los ponderadores del vector de estados se seleccionan considerando la importancia de las variables a controlar. Se define un valor más alto para la corriente en cuadratura, debido a que al aparecer esta variable se genera un desfase entre el voltaje y la corriente, incidiendo directamente en la presencia de reactivos en el sistema. La suavidad de la señal de control se selecciona con un valor que no sature la ley de control.

Para las matrices de la representación en variables de estados considerando los parámetros del convertidor NPC, la ganancia de realimentación queda determinada por,

$$\mathbf{K}_{lqr} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1276 & 0.0003 \\ 0.0003 & 0.1386 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Las referencias de corriente para el sistema se presentan en la Ecuación (4.14).

$$i_s^{ref,d}(t) = i_{so}^d + (25 - i_{so}^d) \cdot (t - 0.03)$$

$$i_s^{ref,q}(t) = -5 \cdot (t - 0.05) \quad (4.14)$$

Así, los valores para la fuerza externa en los cambios de la señal deseada son,

$$u_{ex}^d = 0.9318$$

$$u_{ex}^q = -0.7518 \quad (4.15)$$

4.2.2 Simulación Regulador Cuadrático Lineal en Matlab.

Se simula el Control LQR aplicado al sistema, en donde es posible visualizar en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** las siguientes señales: En **(a)** la corriente directa y en **(b)** la corriente en cuadratura. En **(c)** las moduladoras que corresponde a la ley de control **(b)** y el error **(d)** entre la referencia y las corrientes en ejes dq .

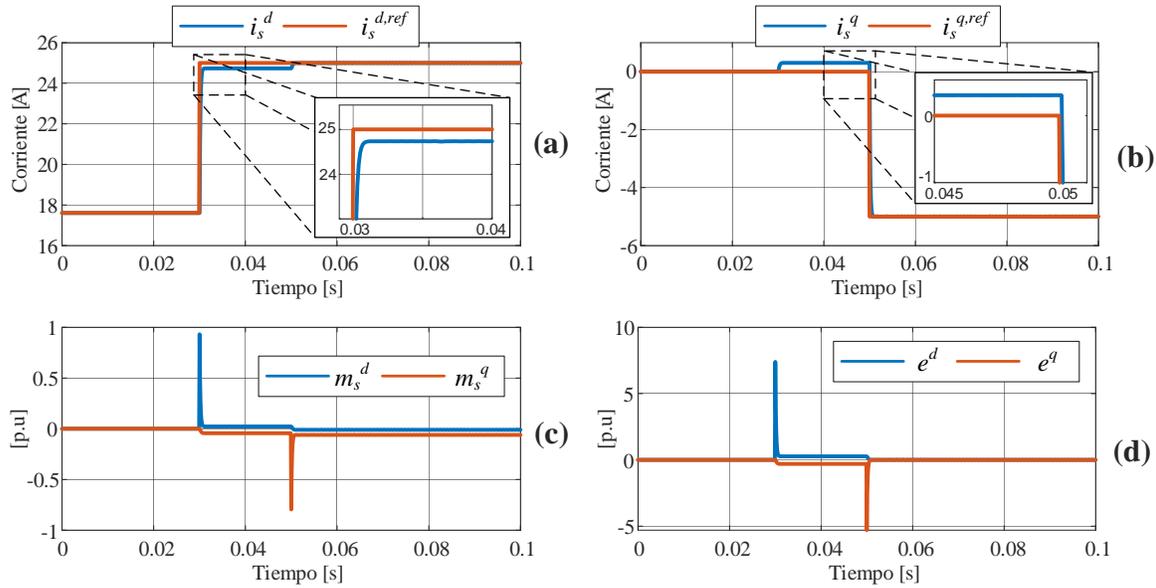


Fig. 4.4 Control LQR, (a) Corriente i_s^d , (b) Corriente i_s^q , (c) Modeladoras m_s^{dq} , (d) Error de corrientes e^{dq}

En las figuras anteriores, se aprecia el acoplamiento de la corriente directa i_s^d y la corriente de cuadratura i_s^q , ya que, al modificar la referencia de una, esta afecta a la otra. Además, al no ser un controlador propiamente tal, se genera un pequeño error entre 0.03 y 0.05 segundos.

Para solucionar lo anterior, se agrega un controlador Integrativo.

▪ Representación controlador integral.

Se diseña un controlador integrativo, el cual permite que las salidas del sistema sigan una referencia de corriente. Para ello, se obtiene la representación en variables de estado de controlador a partir de su F. de T,

$$\frac{k_i \mathbf{I}}{s} = \mathbf{c}_c (s\mathbf{I} - \mathbf{a}_c)^{-1} \mathbf{b}_c + \mathbf{d}_c \quad (4.16)$$

$$\frac{k_i \mathbf{I}}{s} = \frac{\mathbf{c}_c \mathbf{b}_c}{s - \mathbf{a}_c} + \mathbf{d}_c$$

Con la ecuación anterior, se determinan las siguientes matrices del controlador,

$$\mathbf{a}_c = 0, \mathbf{b}_c = k_i \mathbf{I}, \mathbf{c}_c = \mathbf{I}, \mathbf{d}_c = 0 \quad (4.17)$$

Donde la ganancia integral corresponde a: $k_i = 1/T_i$, con T_i el tiempo integral. Considerando un coeficiente de amortiguación $\xi = 0.707$ para obtener un 4-5% de sobrepaso y con un tiempo de asentamiento de 10 tiempos de muestreo, los parámetros del control Integral se muestran en la siguiente tabla.

TABLA 6. Parámetros de sintonización Controlador Integral.

Entrada	Valor	Medida
Coefficiente de amortiguamiento ξ	17.61	A
Frecuencia natural ω_n	6283.2	rad/s
Tiempo integral T_i	2.3	ms
Tiempo de asentamiento t_{ss}	1	ms

La representación en espacio de estados del controlador se presenta a continuación.

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\xi} &= \mathbf{a}_c \Delta \xi + \mathbf{b}_c \Delta \mathbf{e}^{dq} \\ \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} &= \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{d}_c \Delta \mathbf{e}^{dq}\end{aligned}\quad (4.18)$$

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\xi} &= \mathbf{a}_c \Delta \xi + \mathbf{b}_c \Delta \mathbf{e}^{dq} = \mathbf{a}_c \Delta \xi + \mathbf{b}_c (\Delta \mathbf{y}^{ref,dq} - \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq}) \\ \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} &= \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{d}_c \Delta \mathbf{e}^{dq} = \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{d}_c (\Delta \mathbf{y}^{ref,dq} - \Delta \mathbf{y}^{dq})\end{aligned}\quad (4.19)$$

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\xi} &= -\mathbf{b}_c \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{a}_c \Delta \xi + \mathbf{b}_c \Delta \mathbf{y}^{ref,dq} \\ \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} &= \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{d}_c (\Delta \mathbf{y}^{ref,dq} - \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq})\end{aligned}\quad (4.20)$$

▪ **Representación del sistema con ambos controladores.**

Reemplazando la acción de controlador del Integral de la Ecuación (4.20) en la Ecuación (4.10) se tiene la representación del vector de estados del sistema completo,

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}_{LC} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} (\mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{d}_c (\Delta \mathbf{y}^{ref,dq} - \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq})) \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}_{LC} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{B} \mathbf{d}_c \Delta \mathbf{y}^{ref,dq} - \mathbf{B} \mathbf{d}_c \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= (\mathbf{A}_{LC} - \mathbf{B} \mathbf{d}_c \mathbf{C}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{B} \mathbf{d}_c \Delta \mathbf{y}^{ref,dq}\end{aligned}\quad (4.21)$$

Finalmente, el sistema total está representado por la siguiente ecuación,

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= (\mathbf{A}_{LC} - \mathbf{B} \mathbf{d}_c \mathbf{C}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \mathbf{c}_c \Delta \xi + \mathbf{B} \mathbf{d}_c \Delta \mathbf{y}^{ref,dq} \\ \Delta \dot{\xi} &= -\mathbf{b}_c \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{a}_c \Delta \xi + \mathbf{b}_c \Delta \mathbf{y}^{ref,dq}\end{aligned}\quad (4.22)$$

En forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} \\ \Delta \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{LC} - \mathbf{B} \mathbf{d}_c \mathbf{C} & \mathbf{B} \mathbf{c}_c \\ -\mathbf{b}_c \mathbf{C} & \mathbf{a}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}^{dq} \\ \Delta \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \mathbf{d}_c \\ \mathbf{b}_c \end{bmatrix} \Delta \mathbf{y}^{ref,dq}\quad (4.23)$$

El lazo de control que representa lo expuesto anteriormente se muestra en la Fig. 4.5

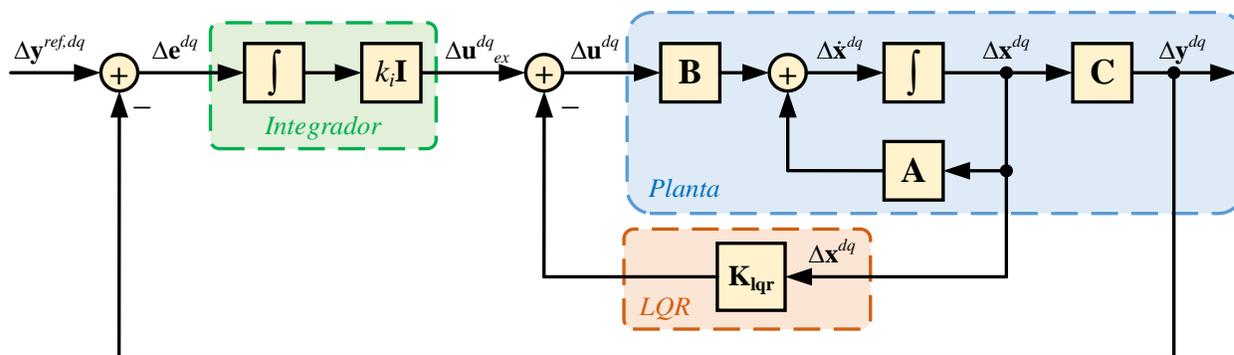


Fig. 4.5 Lazo de control LQR con integrador.

4.2.3 Simulación Regulador Cuadrático Lineal con Integrador en Matlab.

Se simula el Control LQR con integrador aplicado al sistema, en donde es posible visualizar en la Fig. 4.6; **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** las siguientes señales: en (a) la corriente directa y en (b) la corriente en cuadratura. En (c) las moduladoras que corresponde a la ley de control (b) y el error (d) entre la referencia y las corrientes en ejes dq .

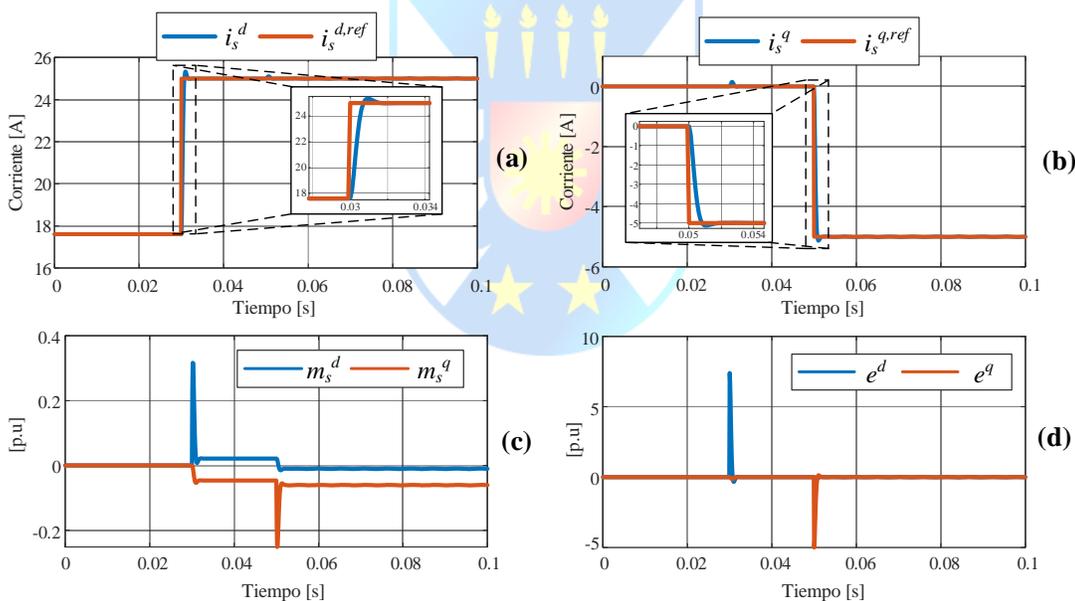


Fig. 4.6 Control LQR con integrador, (a) Corriente i_s^d , (b) Corriente i_s^q , (c) Modeladoras m_s^{dq} , (d) Error de corrientes e^{dq}

4.2.4 Filtro de Kalman.

El Filtro de Kalman es un observador de estados que ofrece poder estimar el estado \hat{x} combinando la información del comportamiento del sistema con las mediciones realizadas para generar una estimación óptima de los estados, sujeto a ruido Gaussiano. Para el análisis del sistema

en estudio, se estimarán las corrientes en dq con el objetivo de entregar estas señales al regulador LQR para llevar las variables a una referencia dada.

Este estimador opera de la siguiente manera:

- Predecir el siguiente estado del sistema empleando un modelo matemático.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{dq} &= \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{dq} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_k \\ \mathbf{P}_{k|k-1} &= \mathbf{A}_d \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}_{fk}\end{aligned}\quad (4.24)$$

- Medir el estado del sistema empleando sensores.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_k &= \mathbf{z}_k - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{dq} \\ \mathbf{S}_k &= \mathbf{C}_d \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{C}_d^T + \mathbf{R}_{fk}\end{aligned}\quad (4.25)$$

- Actualizar la estimación obtenida anteriormente considerando la información dada por el sensor.

$$\begin{aligned}\mathbf{K}_{fk} &= \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{C}_d^T \mathbf{S}_k^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_{k|k}^{dq} &= \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{dq} + \mathbf{K}_{fk} \tilde{\mathbf{y}}_k \\ \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{fk} \mathbf{C}_d) \mathbf{P}_{k|k-1}\end{aligned}\quad (4.26)$$

En las ecuaciones anteriores, se definen

$\hat{\mathbf{x}}^{dq}$: Predicción del estado.

$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{dq}$: Predicción del estado en el instante k con la información de $k-1$

\mathbf{P} : Matriz de covarianza de la predicción del estado.

\mathbf{z} : Medición del vector de estados.

$\tilde{\mathbf{y}}_k$: Medida del estado sujeto a ruido gaussiano.

\mathbf{S} : Matriz auxiliar.

\mathbf{K}_{fk} : Ganancia de Kalman.

La ganancia del Filtro de Kalman es capaz de escogerse de forma óptima, como lo muestra la Ecuación(4.26), conociendo las varianzas del ruido de proceso y medición con distribución normal de probabilidad que afectan al sistema.

La forma de operar del observador es de manera recursiva y su algoritmo se aplica tal como se muestra en la Fig. 4.7

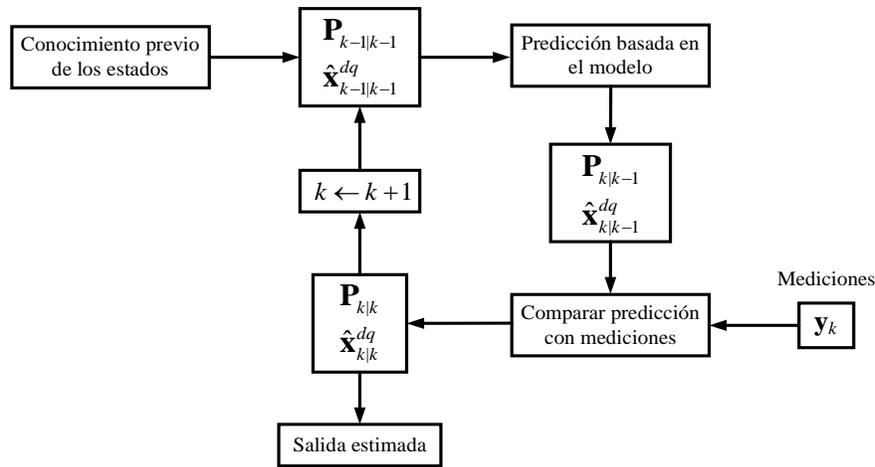


Fig. 4.7 Algoritmo Filtro de Kalman

La representación del espacio de estados considerando ruido de proceso y medición se denota en la siguiente ecuación,

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{w} \\ \Delta \mathbf{z}^{dq} &= \mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{v}\end{aligned}\quad (4.27)$$

Donde \mathbf{z} es la medición, \mathbf{w} es el ruido de proceso y \mathbf{v} es el ruido de la medida u observación. Ambos ruidos se caracterizan por tener una distribución gaussiana (normal) con media nula y matriz de covarianza \mathbf{Q}_{fk} y \mathbf{R}_{fk} respectivamente. La estimación de estados generada por el Filtro de Kalman se obtiene considerando minimizar la esperanza del error entre el vector de estados y su estimación

$$J = \lim_{k \rightarrow \infty} E \left\{ \left(\Delta \mathbf{x}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \right) \left(\Delta \mathbf{x}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \right)^T \right\} \quad (4.28)$$

Es posible observar los estados mediante la siguiente representación para el Filtro de Kalman,

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk}\Delta \tilde{\mathbf{y}}^{dq} \\ \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk} \left(\Delta \mathbf{y}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{y}}^{dq} \right)\end{aligned}\quad (4.29)$$

El error de estimación corresponde a la diferencia entre los estados reales y los estimados,

$$\Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} = \Delta \mathbf{x}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \quad (4.30)$$

Donde la salida real y estimada del sistema corresponde a,

$$\Delta \mathbf{y}^{dq} = \mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq}, \quad \Delta \hat{\mathbf{y}}^{dq} = \mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \quad (4.31)$$

Así, la estimación de los estados queda como,

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk} \left(\mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} - \mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \right) \\ \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk} \mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} - \mathbf{K}_{fk} \mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}\end{aligned}\quad (4.32)$$

Resolviendo lo anterior, se resta los vectores de estados reales y estimados para obtener el error de estimación,

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} \quad (4.33)$$

$$\Delta \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} = \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} - \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} - \Delta \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} - (\mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} - \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}) \quad (4.34)$$

$$\Delta \dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} - \mathbf{A}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} - \mathbf{B}\Delta \mathbf{u}^{dq} - \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C}\Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}$$

Considerando el error de estimación, se encuentra que la dinámica del observador de estados está dada por,

$$\Delta \dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} = \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} - \Delta \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C})(\Delta \mathbf{x}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_{fk}\mathbf{C})\Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} \quad (4.35)$$

El lazo de control que representa el modelo del Filtro de Kalman se presenta a continuación.

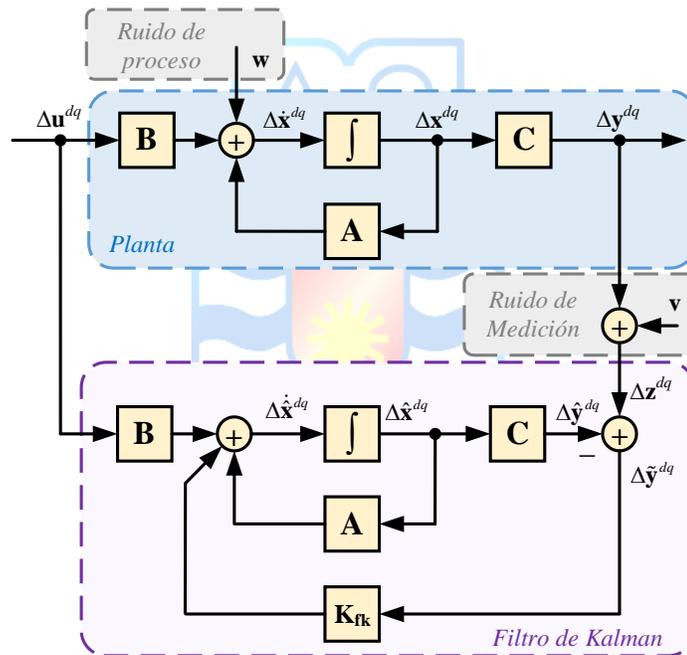


Fig. 4.8 Planta con Filtro de Kalman.

4.2.5 Control LQG.

Estrategia de control que busca minimizar el valor esperado de un funcional de costos cuadrático utilizando realimentación de la salida, asumiendo ruido gaussiano. Se compone de la combinación de un LQR y un Filtro de Kalman, para la implementación de un control estocástico con realimentación de salida. El funcional está dado por,

$$J = E \left[\sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{x}_k^{dqT} \mathbf{Q} \mathbf{x}_k^{dq} + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k) \right] \quad (4.36)$$

▪ **Principio de separación.**

Dado un sistema lineal de tiempo invariante, con matrices **A**, **B**, **C**, **D** y sujeto a ruido Gaussiano tanto en el proceso como en la medición, descrito en términos de los ponderadores del ruido de proceso **Q_{fk}** y ruido de medición **R_{fk}**, sí se cumple que el par (**A**, **B**) es controlable y el par (**A**, **C**) es observable, las dinámicas asociadas al controlador LQR y el Filtro de Kalman, se encuentran desacopladas y se puede diseñar las ganancias **K_{lqr}** y **K_{fk}** de manera independiente, sin afectar la optimalidad del sistema resultante.

Considerando un sistema lineal de tiempo invariante con ruido de proceso y medición,

$$\begin{aligned}\Delta\dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}^{dq} + \mathbf{w} \\ \Delta\mathbf{z}^{dq} &= \mathbf{C}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{v}\end{aligned}\quad (4.37)$$

Se puede implementar una ley de control de la forma $\Delta\mathbf{u}^{dq} = \Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{lqr}\Delta\hat{\mathbf{x}}^{dq}$, con el fin de usar los estados estimados por el observador definido por,

$$\Delta\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} = \mathbf{A}\Delta\hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{fk}\Delta\tilde{\mathbf{y}}^{dq}$$

Donde el error de estimación de la salida corresponde a $\Delta\tilde{\mathbf{y}}^{dq} = \Delta\mathbf{y}^{dq} - \Delta\hat{\mathbf{y}}^{dq}$.

Conociendo lo anterior, se desarrollan las ecuaciones de estado del sistema para obtener una representación en variables de estados de manera matricial.

▪ **Representación en variables de estados LQG.**

Considerando la ley de control, la estimación de los estados y ruido tanto en el proceso como en la medición, la ecuación que define los estados reales del sistema es,

$$\begin{aligned}\Delta\dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\left(\Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{lqr}\Delta\hat{\mathbf{x}}^{dq}\right) + \mathbf{w} \\ \Delta\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\Delta\hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{w} \\ \Delta\dot{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\left(\Delta\mathbf{x}^{dq} - \Delta\tilde{\mathbf{x}}^{dq}\right) + \mathbf{w} \\ \Delta\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} &= \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\Delta\tilde{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{w} \\ \Delta\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq} &= \left(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\right)\Delta\mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B}\mathbf{K}_{lqr}\Delta\tilde{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}_{ex}^{dq} + \mathbf{w}\end{aligned}\quad (4.38)$$

Además, se define el error de predicción como la diferencia entre los estados reales y los estimados,

$$\begin{aligned}\Delta\tilde{\mathbf{x}}^{dq} &= \Delta\mathbf{x}^{dq} - \Delta\hat{\mathbf{x}}^{dq} \\ \Delta\dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} &= \Delta\dot{\mathbf{x}}^{dq} - \Delta\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{dq}\end{aligned}\quad (4.39)$$

De las ecuaciones anteriores, la dinámica del observador de estados se determina como,

$$\begin{aligned}
 \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{w} - (\mathbf{A} \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{v} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C} \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq}) \\
 \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} - \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq} + \mathbf{w} - \mathbf{A} \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} - \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}^{dq} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}^{dq} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{v} + \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C} \Delta \hat{\mathbf{x}}^{dq} \\
 \Delta \dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} &= (\mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C}) \Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{w} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{v}
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

Resumiendo, las ecuaciones de estado del sistema son,

$$\begin{aligned}
 \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} &= (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}}) \Delta \mathbf{x}^{dq} + \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}} \Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}_{\text{ex}}^{dq} + \mathbf{w} \\
 \Delta \dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} &= (\mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C}) \Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} + \mathbf{w} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{v}
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

Finalmente, separando de manera matricial, el sistema queda representado por,

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}^{dq} \\ \Delta \dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}} & \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}^{dq} \\ \Delta \tilde{\mathbf{x}}^{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{ex}}^{dq} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{K}_{\text{fk}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} \tag{4.42}$$

Los valores propios del sistema estarán dados por,

$$\begin{aligned}
 \lambda_1 &= \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{\text{lqr}} \\
 \lambda_2 &= \mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{fk}} \mathbf{C}
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

El lazo de control LQG se representa en la siguiente imagen,

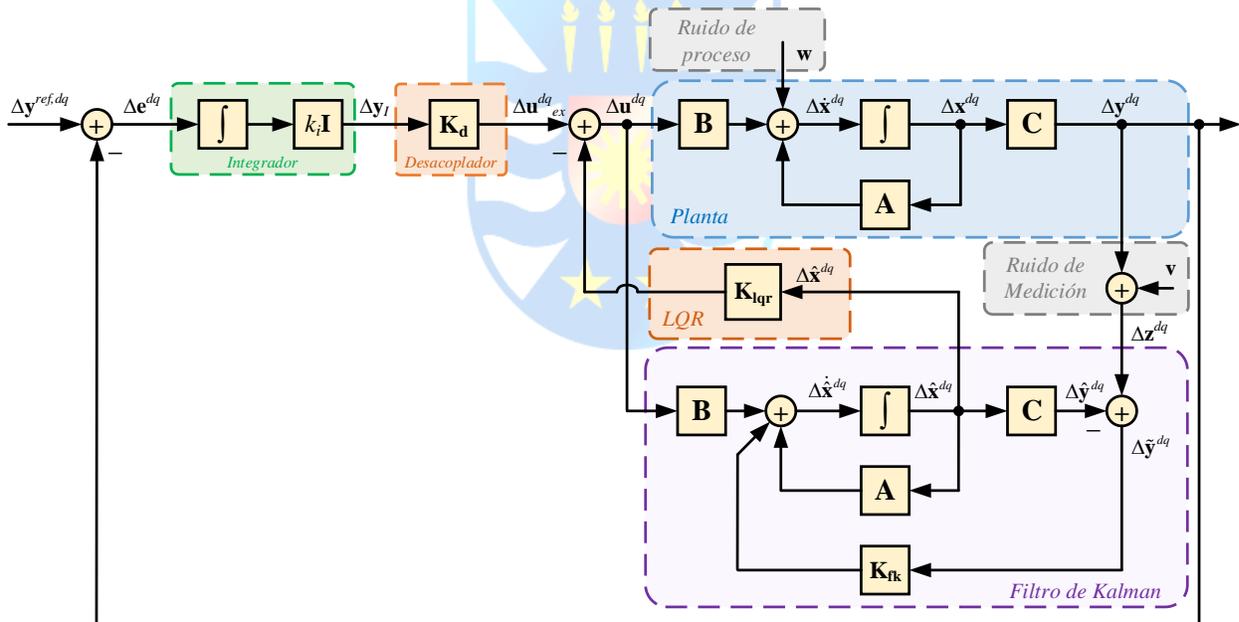


Fig. 4.9 Lazo de control LQG.

Para obtener la ganancia de Kalman, se definen los siguientes ponderadores del ruido de proceso y medición,

$$\mathbf{Q}_{\text{fk}} = \begin{bmatrix} k_r & 0 \\ 0 & k_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{\text{fk}} = \begin{bmatrix} k_r & 0 \\ 0 & k_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 \\ 0 & 0.8 \end{bmatrix}$$
(4.44)

Mediante Matlab, se obtiene de manera off-line la ganancia optima de Kalman considerando los ponderadores anteriores.

$$\mathbf{K}_{\text{fk}} = \begin{bmatrix} 9.48 & 0 \\ 0 & 9.48 \end{bmatrix} \cdot 10^3$$
(4.45)

La siguiente imagen muestra los resultados de la simulación del control LQG considerando el control LQR y observador de estados Filtro de Kalman. Es posible apreciar que, los estados reales del sistema siguen la referencia de corriente. El error de estimación es bajo, a pesar del ruido gaussiano tanto en el proceso y la medición. La estimación de los estados sigue la referencia y es bastante parecida a las variables reales.

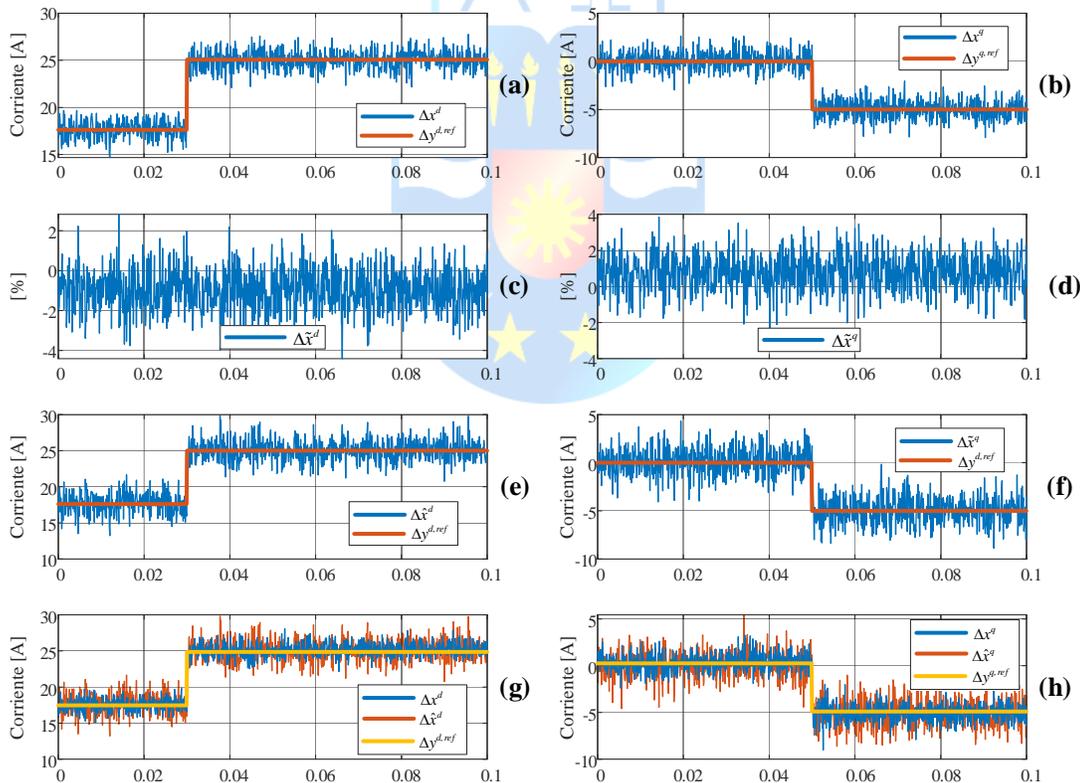


Fig. 4.10 Simulación Control LQG, a) Corriente i_s^d real, **b)** Corriente i_s^q real, **c)** Error de estimación i_s^d , **d)** Error de estimación i_s^q , **e)** Corriente i_s^d estimada, **f)** Corriente i_s^q estimada, **g)** Comparación i_s^d real y estimada, **h)** Comparación i_s^q real y estimada.

4.2.6 Control de corrientes en PSim.

Las simulaciones para el control de corrientes considerando todo el análisis expuesto del LQR en el Capítulo 4.2.1, se hicieron considerando una fuente de tensión constantes en el lado continuo de 700 [V], generando una ley de control mediante la técnica de modulación SPWM y controlando las corrientes del convertidor. Las ganancias del controlador I se obtienen en base a un coeficiente de amortiguación y tiempo de asentamiento definidos,

$$k_c = 2\xi\omega_n \quad T_i = \frac{k_c}{\omega_n^2} \quad (4.46)$$

Los parámetros de sintonización del control de corrientes se presentan en la TABLA 7.

TABLA 7. Parámetros control de corrientes con LQR.

Parámetro	Valor	Medida
Tiempo de muestreo T_s	100	μs
Tiempo de asentamiento t_{ss}	0.004	s
Frecuencia natural ω_n	1571	rad/s
Coefficiente de amortiguación ξ	0.707	-
Tiempo integral T_i	5.25	ms

Con lo anteriormente expuesto y con el análisis desarrollado teóricamente en la sección 4.2.1, la ecuación a implementar para el control de corrientes considerando un *Linear Quadratic Regulator* corresponde a,

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{m}_s^{dq} &= \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_{lqr} \Delta \mathbf{x}^{dq} \\ m_s^d &= u_{ex}^d - (K_{11}i_s^d - K_{12}i_s^q) \\ m_s^q &= u_{ex}^q - (K_{21}i_s^d - K_{22}i_s^q) \end{aligned} \quad (4.47)$$

Donde \mathbf{u}_{ex}^{dq} es la acción del controlador integral y los valores de la ganancia de realimentación se muestran en la Ecuación (4.13). La implementación discreta del integrador se realiza por la aproximación de Euler,

$$\begin{aligned} s &\approx \frac{1-z^{-1}}{T_s} \Rightarrow \text{Euler} \\ \frac{k_i}{s} &= \frac{k_i}{1-z^{-1}} = \frac{T_s k_i}{1-z^{-1}} = \frac{\Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq}}{\Delta \mathbf{e}^{dq}} \end{aligned} \quad (4.48)$$

Igualando y aplicando la Transformada Z, la implementación discreta del controlador corresponde a,

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{e}^{dq} T_s k_i &= \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} (1 - z^{-1}) \\ \Delta \mathbf{e}^{dq} T_s k_i &= \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} z^{-1} \\ \Delta \mathbf{e}^{dq} (k) T_s k_i &= \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} (k) - \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} (k-1) \\ \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} (k) &= \Delta \mathbf{e}^{dq} (k) T_s k_i - \Delta \mathbf{u}_{ex}^{dq} (k-1) \end{aligned} \tag{4.49}$$

El diagrama de simulación en PSim se muestra en la Fig. 4.11, en donde la gran ventaja de este software por sobre Matlab, es que utiliza los dispositivos que se pueden implementar físicamente, entregando señales más reales.

Se implementa en un C-Block el control de Corriente con LQR haciendo uso de las ecuaciones discretas determinadas anteriormente en el documento. Los voltajes de red se simulan sin cambios, por lo tanto, el sistema no es sometido a perturbaciones. Las señales de los interruptores de potencia IGBT se obtienen por medio de la comparación entre la señal portadora con frecuencia de 10KHz y las moduladoras que son la acción de control obtenida por medio del control.

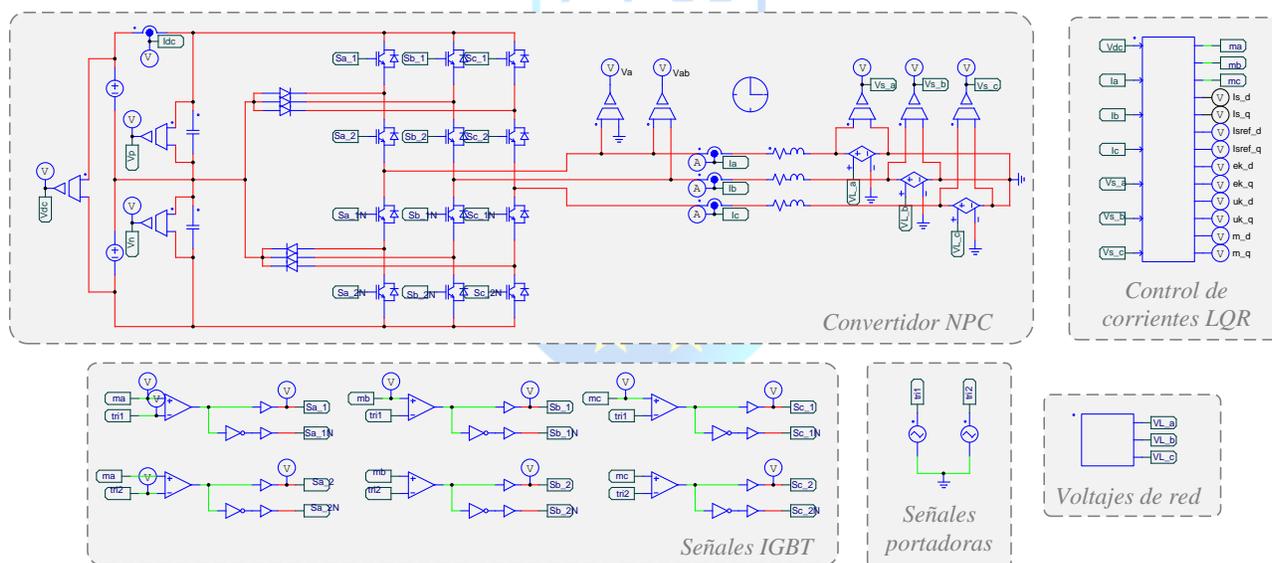


Fig. 4.11 Diagrama de simulación Control de Corrientes en PSim.

En la Fig. 4.12 se muestran los resultados de la simulación del control de corrientes. Como se puede ver, las corrientes en *dq* comparadas con sus señales de referencia (**a**) impuestas para verificar el funcionamiento del control, en donde se aprecia un seguimiento bastante rápido de la señal deseada. Los voltajes (**d**) y corrientes (**b**) en ejes *abc* presentados determinan un balance tanto en fase como amplitud para cada señal. Al ser variables trifásicas, cada una de ellas está desfasada en 120°. La red eléctrica se simula sin cambios, por lo que el sistema no está sometido a ninguna perturbación.

Las moduladoras trifásicas (c) se encuentran dentro de los rangos permitidos entre -1 y 1 sin sobremodulación. El error (e) entre la referencia y las variables de estado es cero en estado estacionario debido al controlador Integral, además de desacopladas mediante el Arreglo de Bristol. El voltaje y la corriente de la línea a (f) se encuentran en fase entre 0 y 0.2 segundos, lo que indica que no hay presencia de componentes reactivos en el sistema, lo que implica que la corriente de cuadratura sea nula. En 0.3 segundos la corriente q modifica su valor, por lo que la corriente adelanta la tensión, existiendo un factor de potencia bajo 1 capacitivo. Finalmente, la acción del controlador integral (g) modifica su valor en el tiempo de tal manera que asegure el cero error en estado estable.

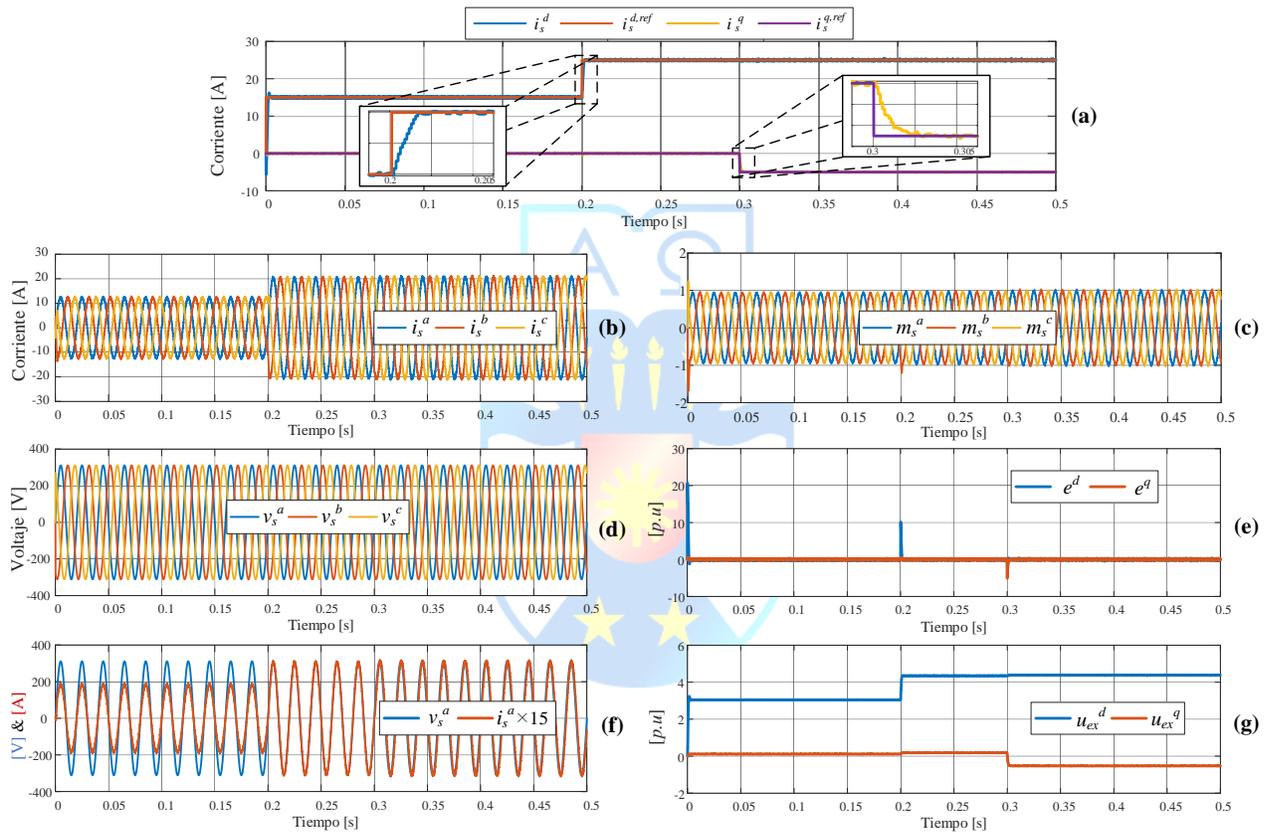


Fig. 4.12 Resultados simulación Control LQR en PSim, a) Corrientes en ejes dq, b) Corrientes en ejes abc, c) Moduladoras en ejes abc, d) Voltajes de red en ejes abc, e) Error de corrientes en ejes dq, f) Comparación Voltaje y corriente fase a, g) Acción de control Integrador en ejes dq.

4.3. Control de potencias.

4.3.1 Diseño control de potencias.

El control de potencias tiene como objetivo generar las referencias de corriente para el control LQG en base a las potencias presentes en el lado alterno, las cuales son la potencia activa y reactiva,

que dan forma a la potencia aparente. La segunda está directamente relacionada con el factor de potencia, ya que al tener un fp distinto del unitario, hay reactivos en el sistema que desfasan el voltaje y corriente en adelante o atraso. Otra incidencia es que aparece la componente q de la representación en ejes continuos, siendo positiva o negativa dependiendo del fp .

La potencia activa, se compone de tres potencias y su ecuación está dada por,

$$P^{ref} = P_L - P_{C_{dc}} - P_{RL} \quad (4.50)$$

Donde P_L es la potencia que se drena desde el lado dc y está dada por el producto entre el voltaje y la corriente continuos,

$$P_L = v^{dc} \cdot i^{dc} \quad (4.51)$$

La potencia P_{RL} es la que consume el filtro RL , que en comparación a las demás es despreciable y su ecuación es,

$$P_{RL} = R_f \left\| \dot{i}_s^{dq0} \right\|_2^2 \quad (4.52)$$

La potencia $P_{C_{dc}}$ es la necesaria para cargar y descargar el condensador siendo obtenida a través de un control del voltaje continuo. La relación existente entre esta energía tiene una relación lineal con el cuadrado del voltaje,

$$P_{C_{dc}} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{d(v^{dc})^2}{dt} \quad (4.53)$$

Lo que en Laplace se traduce como,

$$h_{C_{dc}}(s) = \frac{(v^{dc}(s))^2}{P_{C_{dc}}(s)} = \frac{2}{C_{dc}s} \quad (4.54)$$

Utilizando el método de discretización de Euler, la función de transferencia de la planta discreta está dada por,

$$h_{C_{dc}}(z) = \frac{2}{C_{dc}} \frac{T_s}{1-z^{-1}} \quad (4.55)$$

La ecuación para implementar en tiempo discreto para la planta corresponde a,

$$v_{dc}^2(k) = v_{dc}^2(k-1) + \frac{2T_s}{C_{dc}} P_{C_{dc}}(k) \quad (4.56)$$

Al utilizar un controlador PI, su función de transferencia en tiempo continuo está dada por,

$$h_{PI}(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = k_c \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \quad (4.57)$$

Donde k_c es la ganancia proporcional y T_i el tiempo integral. En tiempo discreto por el mismo método de discretización mencionado anteriormente, la F. de T. del controlador queda expresada como,

$$h_{PI}(z) = k_c \frac{k_a + k_b z^{-1}}{1 - z^{-1}} z^{-1} \quad (4.58)$$

Las constantes del control corresponden a,

$$k_a = \left(1 + \frac{T_s}{2T_i} \right) \quad k_b = \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i} \right) \quad (4.59)$$

Así, la forma de implementar de manera discreta el controlador se escribe a continuación,

$$P_{C_{dc}}(k) = P_{C_{dc}}(k-1)k_c + k_1 e^{v_{dc}}(k) + k_c k_2 e^{v_{dc}}(k-1) \quad (4.60)$$

El controlador Proporcional Integral agrega un cero, el cual modifica el comportamiento transiente del sistema entregando un sobrepaso o rapidez de respuesta distinta a la que se desea sintonizar. Es por esto, que se incluye un filtro de referencia el cual permite eliminar la dinámica del cero incluido por el controlador. Su F. de T. en Laplace está dada por,

$$h_f(s) = \frac{1}{T_i s + 1} \quad (4.61)$$

Lo anterior, mediante el método de discretización Euler hacia atrás, se traduce en,

$$h_f(z) = \frac{T_s}{T_s + T_i (1 - z^{-1})} \quad (4.62)$$

La función discreta del filtro de referencia a implementar es,

$$\mathbf{i}_{sf}^{dq,ref}(k) = \alpha \mathbf{i}_{sf}^{dq,ref}(k-1) + (1 - \alpha) \mathbf{i}_{sf}^{dq,ref}(k) \quad (4.63)$$

donde $\alpha = T_s / (T_i + T_s)$.

En ejes continuos, la potencia activa viene dada por el producto del voltaje y la corriente,

$$\begin{aligned} p &= v_s^d i_s^d + v_s^q i_s^q \\ q &= v_s^d i_s^q - v_s^q i_s^d \end{aligned} \quad (4.64)$$

Si se considera la sincronización respecto del voltaje, implica que $v_s^q = 0$, por lo que las corrientes de referencia estarían dadas por,

$$p = v_s^d i_s^{d,ref} \Rightarrow i_s^{d,ref} = \frac{p}{v_s^d}$$

$$q = -v_s^d i_s^{q,ref} \Rightarrow i_s^{q,ref} = -\frac{q}{v_s^d}$$
(4.65)

El lazo de control de potencias se resume en el diagrama expuesto en la Fig. 4.13

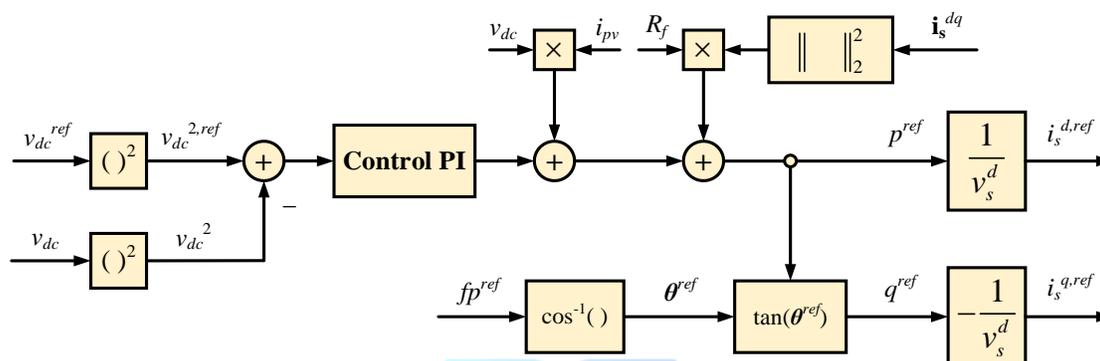


Fig. 4.13 Lazo de Control de Potencias.

El control externo debe ser a lo menos 10 veces más lento que el control de corrientes. Esto se cumple modificando el tiempo de asentamiento del sistema lo cual modifica la frecuencia natural. Así, se obtienen los parámetros del controlador PI de acuerdo con las siguientes ecuaciones,

$$k_{cp} = C_{dc} \omega_{np} \xi \quad T_{ip} = \frac{2k_{cp}}{C_{dc} \omega_{np}^2}$$
(4.66)

Los parámetros de sintonización del control se presentan en la siguiente tabla.

TABLA 8. Parámetros control de potencias con LQR.

Parámetro	Valor	Medida
Tiempo de muestreo T_s	100	μ s
Tiempo de asentamiento t_{ss}	0.04	s
Frecuencia natural ω_n	111.09	rad/s
Coefficiente de amortiguación ξ	0.707	-
Constante Proporcional k_c	0.1846	[p.u]
Tiempo integral T_i	0.0127	s

Para esta simulación, se considera un arreglo de paneles fotovoltaicos como fuente de entrada con 7 grupos de 1597 celdas cada uno, sometido a ciertas condiciones de temperatura e irradiancia y modificando en diversos instantes de tiempo el factor de potencia. Los resultados de la simulación en el Software PSim se muestran a continuación.

4.3.2 Simulación control de potencias en PSim.

El diagrama de simulación en PSim se muestra en la Fig. 4.14, en donde se cambia la fuente de tensión continua de entrada usada para el control de corrientes, por un arreglo de paneles fotovoltaicos de 7 grupos con 1597 celdas cada uno. Se dan ciertas condiciones de Irradiancia y temperatura al sistema a lo largo del tiempo de simulación.

Se implementa en un C-Block el control de potencias, sometiendo al sistema a diferentes cambios en el factor de potencia y cambios en la referencia del voltaje continuo. Los voltajes de red se simulan sin cambios, por lo tanto, el sistema no es sometido a perturbaciones. Las señales de los interruptores de potencia IGBT se obtienen por medio de la comparación entre la señal portadora con frecuencia de 10kHz y las moduladoras que son la acción de control obtenida por medio del control.

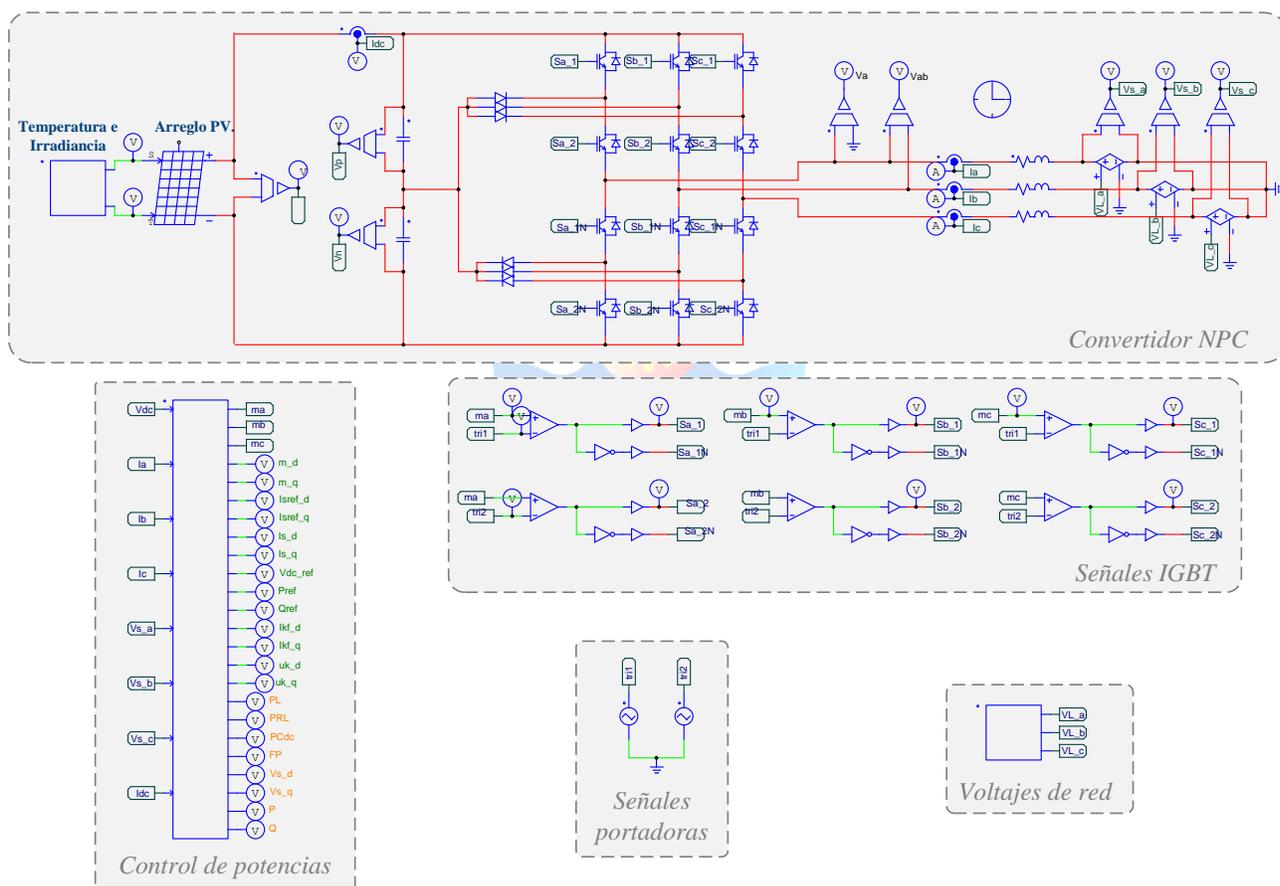


Fig. 4.14 Diagrama de Simulación Control de Potencias en PSim.

La Fig. 4.15 muestra las potencias en ejes dq del convertidor sometido a cambios en su factor de potencia. Se simula con un factor de potencia de 0.93 inductivo entre los instantes de tiempo de 0 a 0.3 y de 0.3 a 0.6 capacitivo. Esto da paso a la aparición de la componente q de los ejes continuos,

siendo en el primer intervalo de tiempo una potencia reactiva positiva y en el segundo intervalo, una potencia reactiva negativa, lo cual tiene directa relación con el tipo de factor de potencia. Se aprecia un desempeño bastante bueno, con una rápida respuesta para seguir la referencia de potencias.

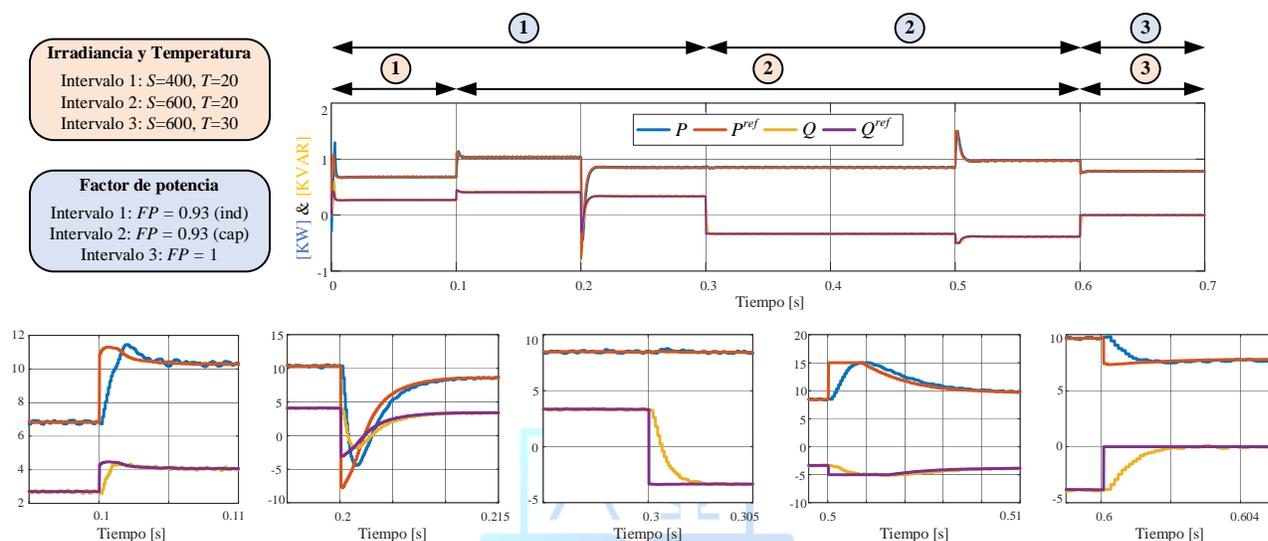


Fig. 4.15 Control de potencias activa y reactiva. (a) Intervalo de 0.1 a 0.105 [s], (b) Intervalo de 0.2 a 0.215 [s], (c) Intervalo de 0.3 a 0.305 [s], (d) Intervalo de 0.5 a 0.515 [s], (e) Intervalo de 0.6 a 0.605 [s]

Las corrientes en ejes dq , se visualizan en la Fig. 4.16, con las mismas condiciones de irradiancia, temperatura y factor de potencia anteriormente detallado. En el primer intervalo, se tienen una corriente reactiva negativa y en el segunda una corriente reactiva positiva. Como se mencionó anteriormente, esto es consecuencia de un factor de potencia distinto al unitario, lo que recae en presencia de reactivos en el sistema. El ultimo intervalo de simulación presenta una corriente q nula, ya que el FP es igual a 1.

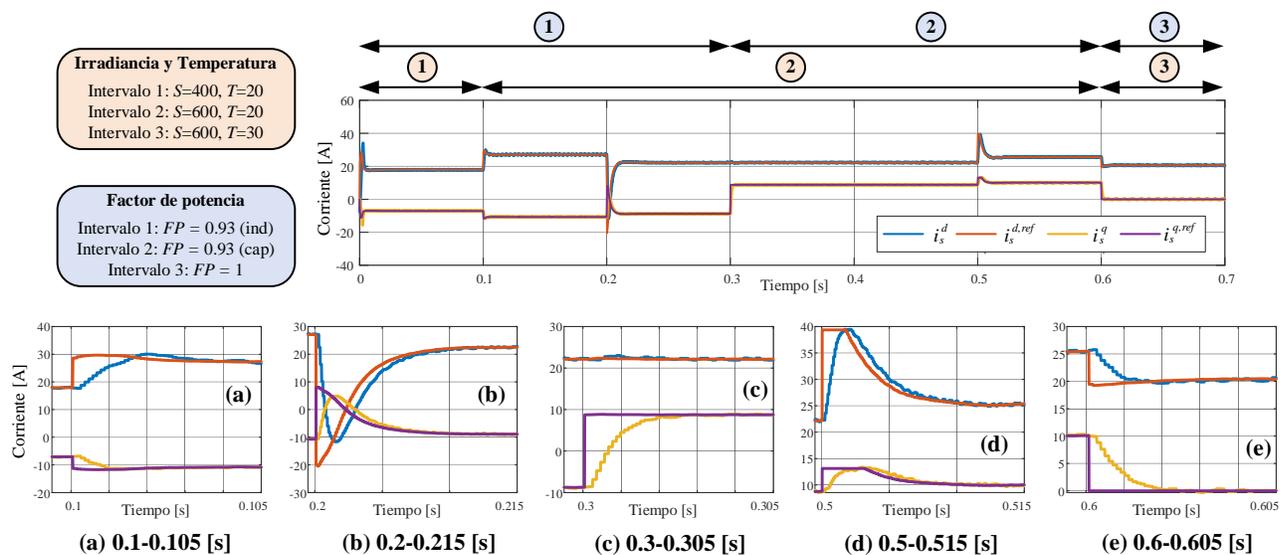


Fig. 4.16 Control de potencias: Corrientes en ejes dq . (a) Intervalo de 0.1 a 0.105 [s], (b) Intervalo de 0.2 a 0.215 [s], (c) Intervalo de 0.3 a 0.305 [s], (d) Intervalo de 0.5 a 0.515 [s], (e) Intervalo de 0.6 a 0.605 [s]

En la Fig. 4.17 se detallan el resto de las señales de interés, en donde las corrientes (a) en ejes abc presentan cambios en función de las condiciones ambientales y de factor de potencia que afectan al convertidor, las cuales convergen rápidamente al estado estacionario, lo que implica un balance tanto en fase como en amplitud. Las moduladoras (b) en abc presentan unas señales perfectamente balanceadas tanto en fase como en amplitud excepto en los instantes donde ocurre un cambio en la referencia de corriente en dq , en el voltaje continuo o en las condiciones ambientales. A pesar de esto, el régimen transiente es bastante pequeño, llegando de manera rápida al estado estacionario. Los voltajes de red (c) se asumen sin cambios, por lo tanto, no hay perturbaciones en el sistema. El error de las corrientes en ejes dq presenta cero error en estado estacionario y la acción de control (f) del integrador que logra lo anterior cambia en función del resto de variables. En la comparación entre el voltaje y la corriente de la línea a , esta última presenta un adelanto en el primer intervalo de simulación debido a un factor de potencia inductivo. En el segundo intervalo, la corriente adelanta al voltaje lo que se corresponde con un factor de potencia capacitivo. Finalmente, luego de 0.6 segundos, estas dos variables se encuentran en fase. El voltaje continuo (g) logra seguir la referencia con las condiciones en régimen transiente diseñadas y los tiempos de asentamiento impuestos para seguir la señal deseada. Cabe recordar que este control es más lento que el aplicado a las señales de corriente, para que las variables no presenten conflicto entre ellas.

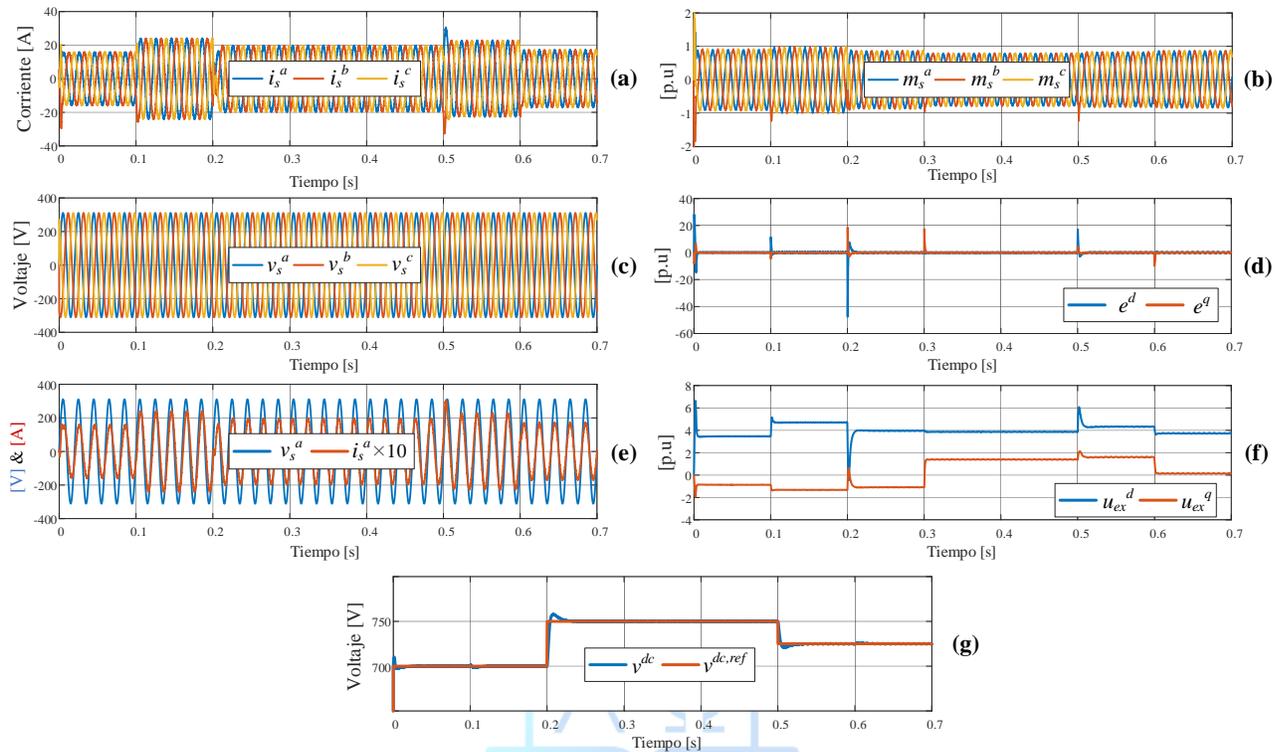


Fig. 4.17 Control de potencias, a) Corrientes en ejes abc , **b)** Moduladoras en ejes abc , **c)** Voltajes de red en ejes abc , **d)** Error de corriente en ejes dq , **e)** Comparación Voltaje y corriente fase a , **g)** Acción de control Integrador en ejes dq , **g)** Voltaje continuo.

4.4. Discusión y conclusión.

En este capítulo se abordó la teoría y diseño la estrategia de control lineal óptimo LQG para controlar las corrientes del convertidor. Este controlador posee un gran potencial, ya que mediante el Filtro de Kalman es posible estimar los estados para posteriormente realizar el seguimiento de una referencia deseada mediante el control LQR. Estas estrategias de control pueden ser diseñadas de manera separada, ya que sus dinámicas se encuentran completamente desacopladas, encontrando así una ganancia de realimentación \mathbf{K}_{lqr} óptima que modifique los valores propios del sistema y la ganancia de Kalman que permite estimar los estados conociendo las varianzas de los ruidos de proceso y medición. Ambos algoritmos son óptimos y tienen por objetivo minimizar un funcional de costos en particular. Se destaca el error de estimación, el cual es -2% y 4% en la corriente d y entre -4% y 2% en la corriente q , siendo porcentajes bastante aceptables en el desempeño de la estimación de los estados. Todo lo anterior se logró comprobar mediante las simulaciones del control de corrientes en MATLAB.

A su vez, se hizo uso del programa PSim, en donde luego de diseñar el control LQR se utiliza su algoritmo para controlar las corrientes, entregando una buena rapidez de respuesta de acuerdo con

los tiempos de asentamientos sintonizados y cumpliendo con el seguimiento de la referencia. Esto debido a que en capítulo posterior se implementa físicamente el algoritmo de control en un convertidor NPC de tres niveles.

En cuanto al control de potencias, este se implementó considerando un arreglo de paneles fotovoltaicos, para generar las corrientes de referencia en base a las potencias existentes en el convertidor con variaciones en su factor de potencia y condiciones ambientales, resultando un control del voltaje continuo bastante aceptable siguiendo su respectiva referencia.



Capítulo 5. Implementación.

5.1. Introducción

Para muchos investigadores, demostrar su hipótesis en base a simulaciones una etapa fundamental, la etapa difícil es demostrar si sus resultados de simulación corresponden con los resultados en la implementación en un prototipo real. Es por ello por lo que este proyecto de título tiene como uno de los objetivos realizar la demostración e implementación del Control Linear Quadratic Regulator (LQR) en el Setup realizado por los Ingenieros Wolfgang Carlos Stuart Mora Friz y el Ingeniero Rodrigo Iván Rodríguez Contreras en su proyecto de título del año 2020 [28]. Este trabajo corresponde a uno de los hitos de trabajos futuros de su trabajo. Además del trabajo de Título realizado por Fernando A. Pereira Salinas, Josep B. Valenzuela Rivas [29]

En este capítulo, se realizará una revisión completa del setup, placas, dispositivos de medición y software utilizado para su programación. Se espera mostrar visualmente los resultados de la implementación física y comparar con las simulaciones obtenidas en capítulos anteriores, con la finalidad de visibilizar el desempeño del control LQR en un Convertidor NPC de tres niveles, armado y montado por estudiantes del Laboratorio LACCEER de la Universidad del Bío Bío, a cargo del Dr. Jaime Rohten.

5.2. Implementación en lazo abierto

El primer paso para realizar la implementación de este sistema es el reconocimiento físico de cada uno de los elementos que componen todo el setup. A continuación, se presenta el setup utilizado en Laboratorio LACCEER. Se observa la maqueta de un Convertidor NPC de tres niveles, una fuente DC y un osciloscopio.

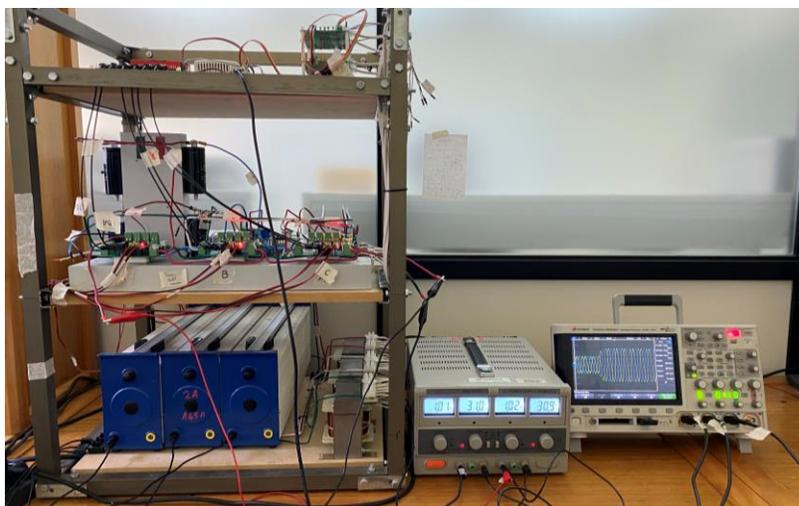


Fig. 5.1 Setup Convertidor NPC de tres Niveles Laboratorio LACCEER

5.2.1 Piernas IGBT

Para la implementación del convertidor NPC de tres niveles, se requieren tres piernas, representando cada una a las fases del convertidor. Estas se componen de dos placas, una de poder ubicada en la parte inferior y una de control ubicada en la parte superior.

- **Placa de control.**

Esta placa recibe los pulsos que entrega la placa de disparo por medio de señales de luz a través de cables de fibra óptica receptionados por terminales R-2521Z. Se tiene dos entradas de $\pm 15[V]$ para cada uno de los terminales de fibra óptica. Es importante destacar que estos dispositivos son alimentados con un voltaje de operación de $5[V]$. En la imagen siguiente se presenta la placa de control, especificando los terminales de conexión. Esto se repite para cada pierna del convertidor compuesto por tres fases (*abc*).



Fig. 5.2 Placa de control con especificaciones físicas.

▪ **Placa de poder.**

Esta placa posee como elemento principal un módulo IGBT inversor APTGF30TL601G de tres niveles, el cual internamente representa en la Fig. 5.3 y tiene como alimentación la tensión $\pm VDC$.

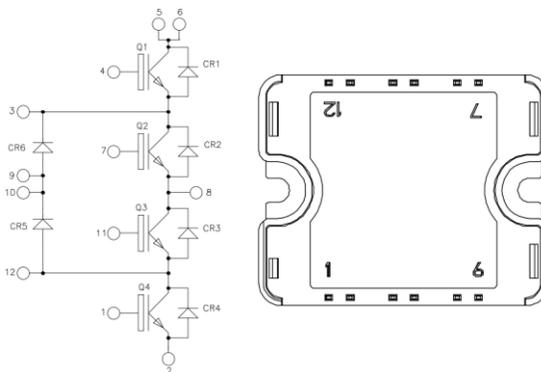


Fig. 5.3 IGBT Inversor APTGF30TL601G

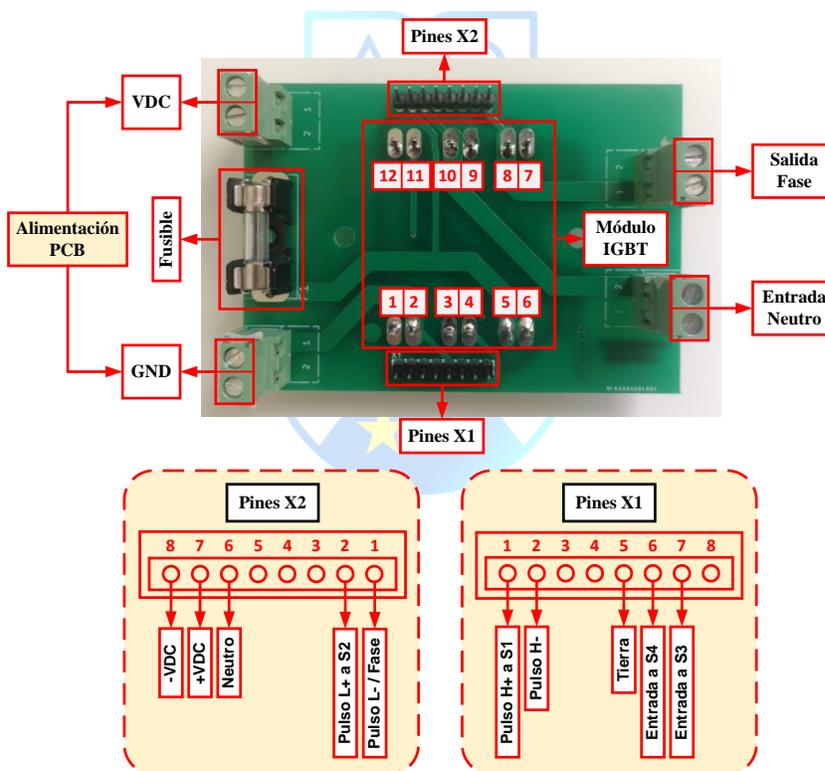


Fig. 5.4 Placa de poder con especificaciones físicas.

5.2.2 Placa de Disparo por Fibra Óptica

Esta placa tiene como objetivo transmitir las señales de control para el circuito de drive IR2104 mediante seis transmisores HFBR T-1523Z, los cuales son capaces de transmitir longitudes de onda

de 600[nm] a través de un cable compuesto por fibra óptica. Por medio de estos terminales se envían las señales a la placa de control situadas en las piernas del convertidor NPC. Tienen una alimentación de 12[V], incluyendo un regulador de tensión para poder convertir el voltaje de 15[V] que proporciona la fuente.

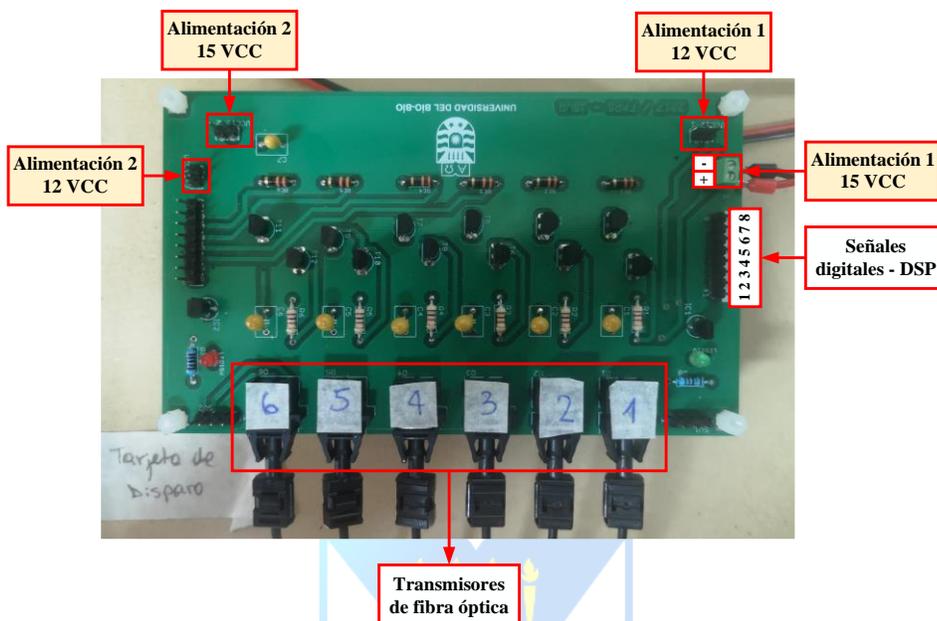


Fig. 5.5 Placa de disparo por Fibra Óptica

5.2.3 Placa de Acondicionamiento

Placa que transforma la señal de corriente emitida por los sensores en voltaje mediante un divisor de tensión. Tiene como principal función acondicionar las señales provenientes de los sensores hacia la tarjeta de Procesamiento digital de señales (DSP). Se debe agregar un offset para aumentar la tensión y realizar un escalamiento a valores que permite la tarjeta de procesamiento, lo cuales son de 0 a 3.3[V].

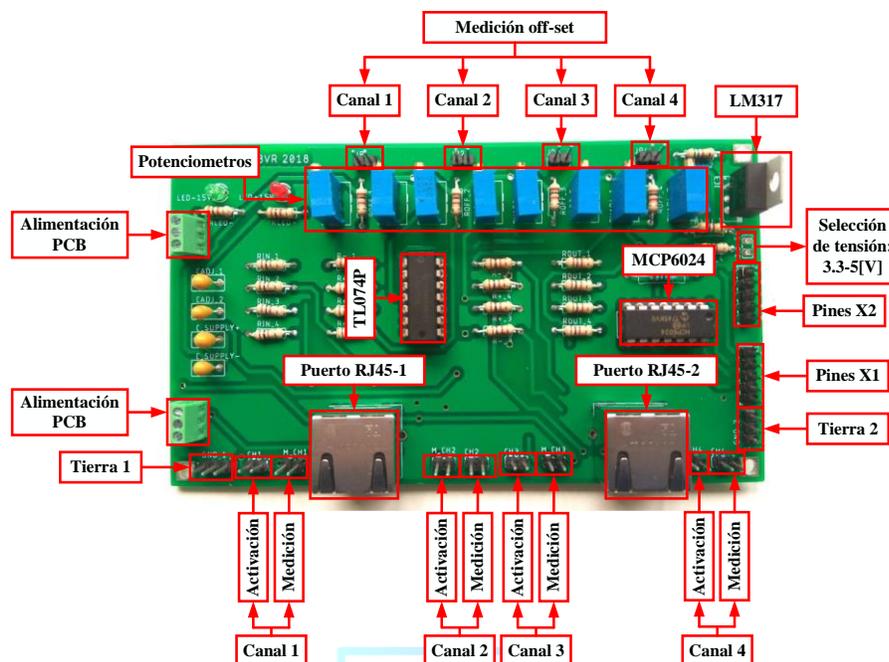


Fig. 5.6 Placa de acondicionamiento con rótulos de componentes físicos.

5.2.4 Placas de sensado.

El Setup posee a disposición sensores dual de voltaje, dual de corriente, y dual corriente voltaje, que permitirán realimentar la DPS con datos en tiempo real de las variaciones de la medición para cada señal. En general estas placas están alimentadas por 15[V] mediante puertos RJ-45.

- **Sensor dual de Voltaje.**

Compuesto por sensores LV25-P miden voltaje por Efecto Hall, transmite los datos sensados por un cable RJ-45 el cual va directo a una entrada de una de las placas de acondicionamiento, para escalamiento de señal.

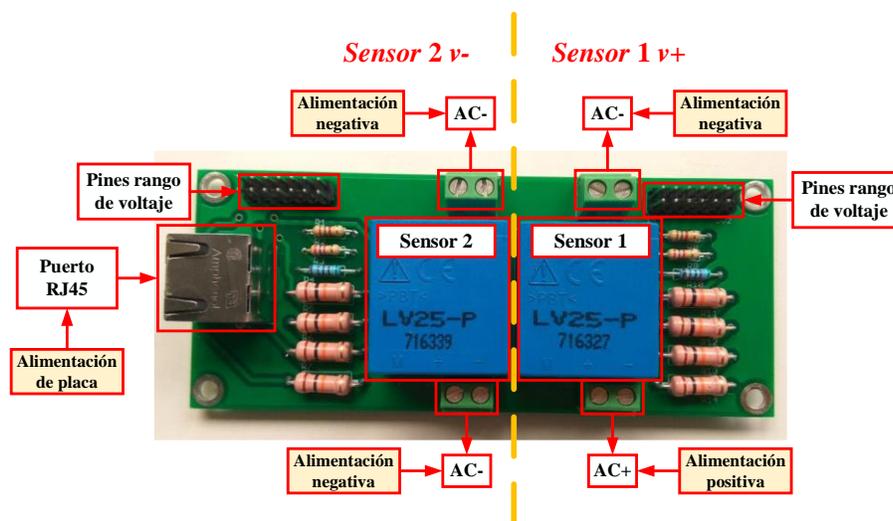


Fig. 5.7 Sensor dual de Voltaje

▪ **Sensor dual de Corriente.**

Compuesto por sensores LA55-P miden corriente por Efecto Hall, produciendo un campo magnético el cual induce la corriente que se mide. Transmite los datos sensados por un cable RJ-45 el cual va directo a una entrada de una de las placas de acondicionamiento, para escalamiento de la señal.

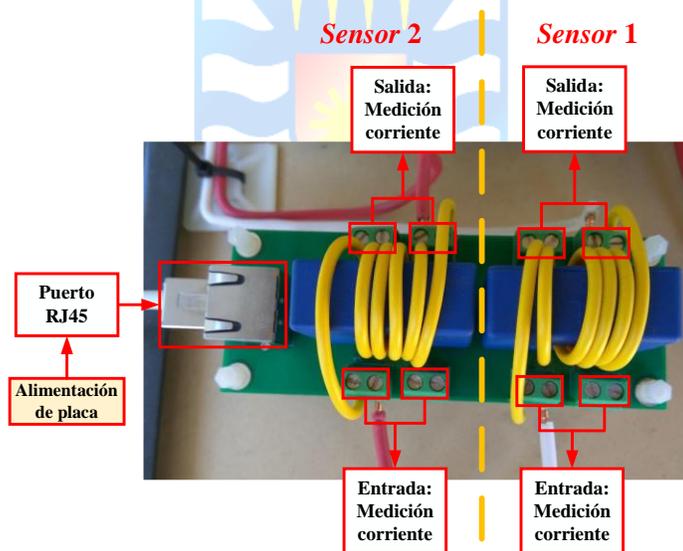


Fig. 5.8 Sensor dual de corrientes

▪ **Sensor dual de Voltaje/Corriente.**

Esta placa se compone de un sensor de corriente LA55-P y un sensor de voltaje LV25-P, los cuales poseen celdas de efecto hall, produciendo internamente un campo electromagnético, que induce una corriente proporcional y escalada, para transmitir las señales mediante un puerto RJ45 a la placa de

acondicionamiento. La alimentación se efectúa en el mismo puerto y tiene una variación entre $\pm 12[V]$ a $\pm 15[V]$.

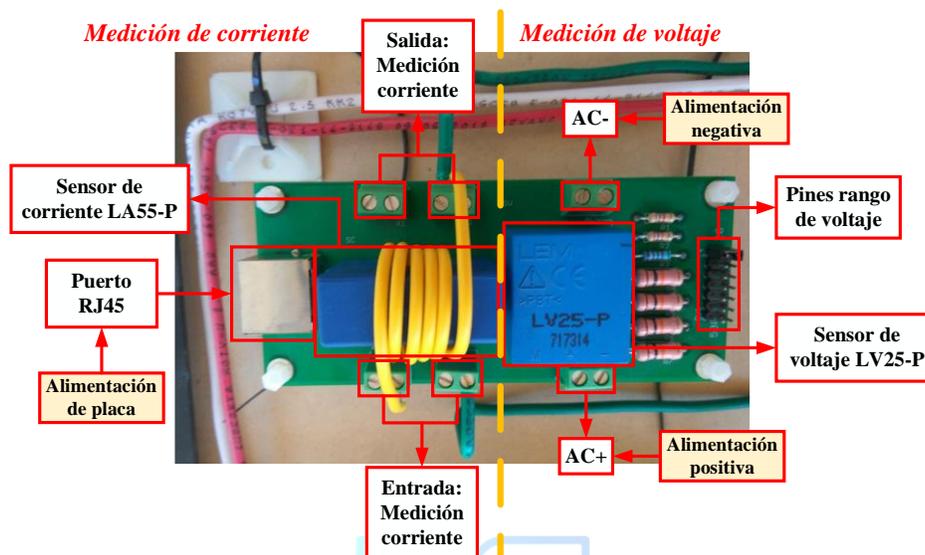


Fig. 5.9 Sensor dual de Corriente/Voltaje

5.2.5 Tarjeta DSP TMS320F28335

La **DSP TMS320F28335** es un procesador fabricado por la compañía *Texas Instruments* con su serie TMS320 que contiene las familias C2000, C5000 y C5000. En este caso se utilizó el de la familia C2000, el cual se caracteriza por su bajo costo, núcleo optimizado, periféricos de alto rendimiento ideal para aplicaciones de control real time. Técnicamente es un procesador de 32 bits, a continuación, se lista las principales características en las que se destacan:

- Ciclo de trabajo 150MHz
- 6 canales de acceso de memoria directo DMA.
- 6 módulos de modulación de ancho de pulso PWM con 18 salidas.
- Módulo de temporizador de perro guardián.
- 16 canales de conversor análogo-digital ADC DE 12 BITS Y FREC. DE MUESTREO DE 80khz, con periodo de conversión 80ns.
- 88 pines de entrada-salida de propósito general.
- 8 interrupciones externas
- Memoria Flash de 256k x 6

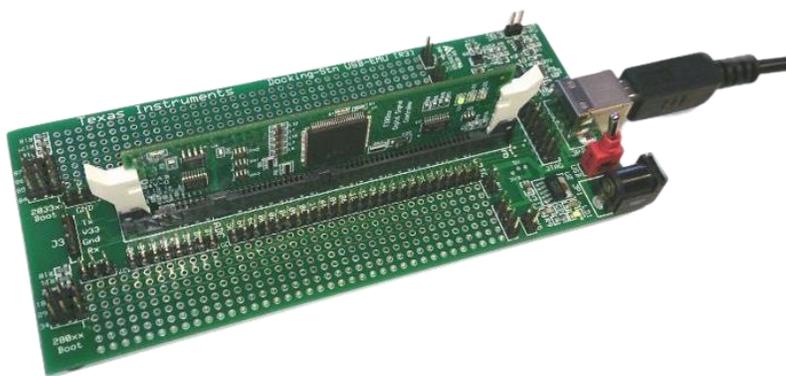


Fig. 5.10 Tarjeta DSP TMS320F28335

Se presenta a continuación el diagrama de distribución y conexiones internas del TMS320F28335.

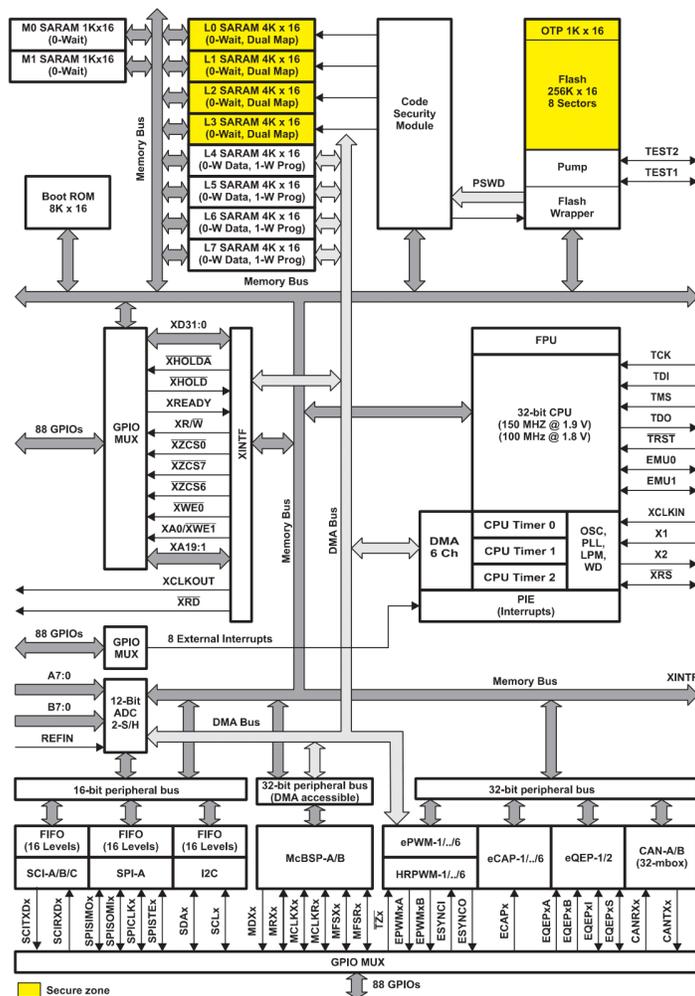


Fig. 5.11 Diagrama de Bloque Funcional TMS320F8335.

5.2.6 Osciloscopio Keysight MSOX3054T

Para la visualización de las señales a estudiar en este trabajo se utiliza el osciloscopio disponible en Laboratorio LACCEER, modelo keysight MSOX3054T. Posee muchas funciones de las cuales se destacan:

- Interfaz gráfica e intuitiva
- Integración de instrumentos 6 en 1
- Correlación de dominio frecuencial, analógico y digital con FFT
- Cuatro canales para visualización de señales.

Entre los manuales que entrega el fabricante puede encontrar un manual con ejercicios sencillos para aprender a utilizarlo. En él puede obtener imágenes de alta resolución y guardar archivos tanto PNG como .CSV para procesar los datos en MATLAB.



Fig. 5.12 Osciloscopio keysight MSOX3054T.

5.2.7 Fuente de alimentación DC.

Se cuenta con una fuente de alimentación DC variable VOLTEQ HY3003D-2 de salida doble 30[V] 3[A], la cual es utilizada para conectar y alimentar el convertidor NPC. Se utilizan las dos salidas para conectar en cada condensador para que no haya desbalance de cargas y se pueda trabajar correctamente sin preocuparse de implementar un control para desbalance. El objetivo principal de este trabajo es dar los primeros pasos de implementación en esta maqueta, por lo que implementarlo así es lo más correcto en esta etapa. Esta fuente cuenta con algunas características relevantes, de las cuales se pueden mencionar algunas como:

- Salidas duales ajustables: 0-30V y 0-3A
- Salida fija: 5V y 3A
- Voltaje de entrada: 110V/60Hz y 220V/50Hz conmutable.

- Regulación de línea: CV $\leq 0,01\% + 0,5 \text{ mV}$, CC $\leq 0,2\% + 6 \text{ mA}$
- Regulación de Carga: CV $\leq 0.01\% + 2\text{mV}$, CC $\leq 0.2\% + 5 \text{ mA}$
- Ruido ondulado: CV $\leq 0,5 \text{ mV RMS}$, CC $\leq 3 \text{ mA RMS}$
- Protección: corriente constante y protección contra cortocircuitos
- Precisión de lectura de LED: $\pm 1 \%$ para voltaje y $\pm 2 \%$ para corriente

Información obtenida de la ficha técnica entregada por fabricante. En la imagen se presenta una referencia de la fuente disponible en laboratorio, solo que esta cuenta con tres salidas.



Fig. 5.13 Fuente DC variable VOLTEQ HY3003D-2

5.2.8 Pulsos de salida DSP

Mediante el uso de Software de MATLAB, se obtienen un compilado de las gráficas de los pulsos obtenidos en las mediciones tanto de la salida de la DSP como los pulsos de salida de la Placa de control.

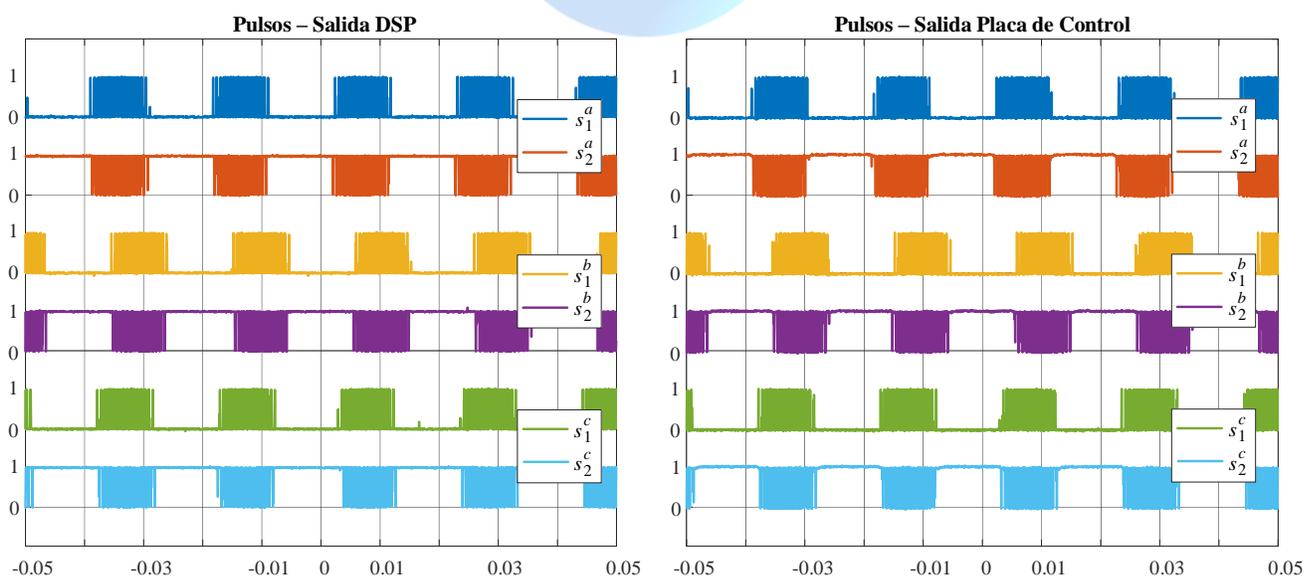


Fig. 5.14 Compilación de pulsos de salida desde la DSP y Placa de Control

5.3. Análisis de variables en lazo abierto.

Para la obtención de estas señales en lazo abierto, se realiza un programa mediante software Code Composer studio, el cual se detalla en el Anexo. Esto se implementa sin activar el Switch 1 correspondiente a GPIO84, el cual activa el control. Se esperan unos segundos para que se establezca el control en la referencia, y es aquí donde se obtienen las siguientes respuestas.

En la Fig. 5.15 se visualizan las corrientes i_s^a , i_s^b , i_s^c , balanceadas manualmente variando el valor de los reóstatos. Las tres corrientes poseen un desfase de 120° e iguales en amplitud.

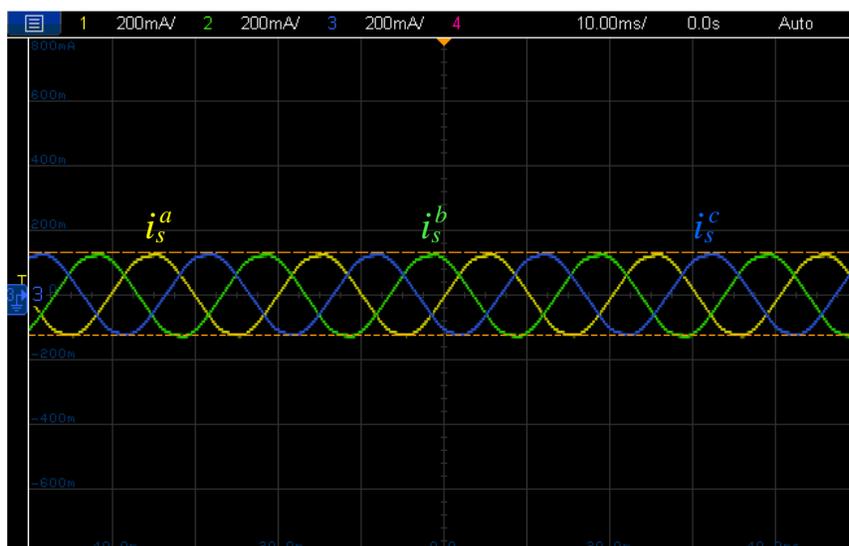


Fig. 5.15 Implementación: Corrientes i_s^a , i_s^b e i_s^c en lazo abierto.

En la Fig. 5.16 se visualiza el comportamiento del voltaje v_{aN} , v_{bN} , v_{cN} , en donde también las señales tienen un desfase de 120° y de igual amplitud.

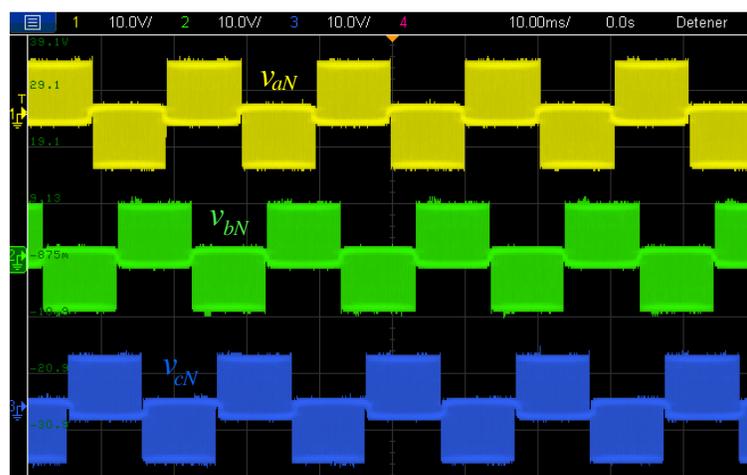


Fig. 5.16 Implementación: Voltajes v_{aN} , v_{bN} , v_{cN} en lazo abierto.

Estas señales muestran que se puede continuar trabajando ya que se encuentran en condiciones para dar puesta en marcha el control diseñado. Hasta esta etapa se ha verificado el correcto funcionamiento de la maqueta, el Setup se encuentra operativo y en correctas condiciones tanto físicas como en señales de control. Se realiza la conexión de las señales salientes de los sensores corriente y voltaje a la DSP y continuar con el control en Lazo Cerrado.

5.4. Control en Lazo Cerrado

Para la obtención de estas señales en lazo cerrado, se carga el código mediante software Code Composer studio a la DSP, una vez que se establecen las señales de interés, se activa el Switch 1 correspondiente a GPIO84 activando el control. Se esperan unos segundos para que se establezca el control en la referencia, esto permitirá observar en el osciloscopio como será el desempeño del algoritmo implementado.

5.4.1 Control de Corrientes.

El control de corriente realizado en la simulación presentado en el Capítulo 4.2 es el mismo utilizado en la implementación. Gracias a la compatibilidad de lenguaje de programación entre el entorno de simulación de circuitos eléctricos Psim y Code Composer studio.

5.4.2 Implementación Control de corriente en Laboratorio LACCEER.

En base a la programación en software PSim y los resultados obtenidos en simulación, se implementa el control programado anteriormente en Code Composer. Se cargan los datos en la DSP, y se activa el control con el Switch que pone en estado activo o **1** el **GPIO84**.

A continuación, se presenta la diagramación de cómo todo se interconecta y funciona en el Setup del Laboratorio de Control de Convertidores Estáticos y Energías Renovables.

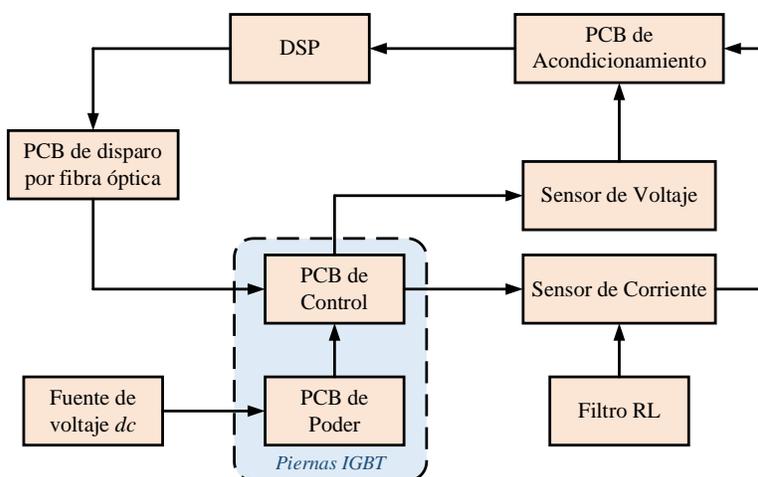


Fig. 5.17 Diagramación de conexionado y direcciones de señales en el Setup



Fig. 5.18 Setup en funcionamiento con implementación del control de corrientes.

En la Fig. 5.18 se muestra el Setup montado en laboratorio LACCEER, se observan los dispositivos de medición como las pinzas de corriente, convertidor NPC, fuente DC, osciloscopio y el PC en el cual se tiene conexión directa con la DSP mediante un cable USB y se puede monitorear en tiempo real las variables con el control en funcionamiento.

5.4.3 Resultados Implementación Control de Corriente.

Una vez obtenido los resultados esperados del control de corrientes se realizan variaciones en función de una referencia. En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos. Para establecer un

balance entre las corrientes a y b se multiplican las señales sensadas por los dispositivos de medición con una ganancia **float** $GIs_a = -0.0016522380186$, $GIs_b = 0.000935$ como valores constantes.

En la Fig. 5.19 Implementación: Control de corrientes ante un aumento en la referencia. se presenta una de las pruebas realizadas al algoritmo de control con un cambio en la referencia desde Code Composer en de 0.1[A] a 0.8[A]. A pesar de ser los valores reflejados en el osciloscopio esto sucede debido al escalamiento interno que se utiliza en la medición. En la Fig. 5.20 Implementación: Control de corrientes ante una disminución en la referencia. se visualiza una disminución en la referencia de 0.8[A] a 0.1[A], y en la Fig. 5.21 se grafican los voltajes v_{aN} , v_{bN} , v_{cN} . Si estos últimos se comparan con la Fig. 5.16 ambas gráficas son similares y se comprueba no haber grandes cambios en estas señales en lazo abierto y en lazo cerrado con el control de corriente en funcionamiento.

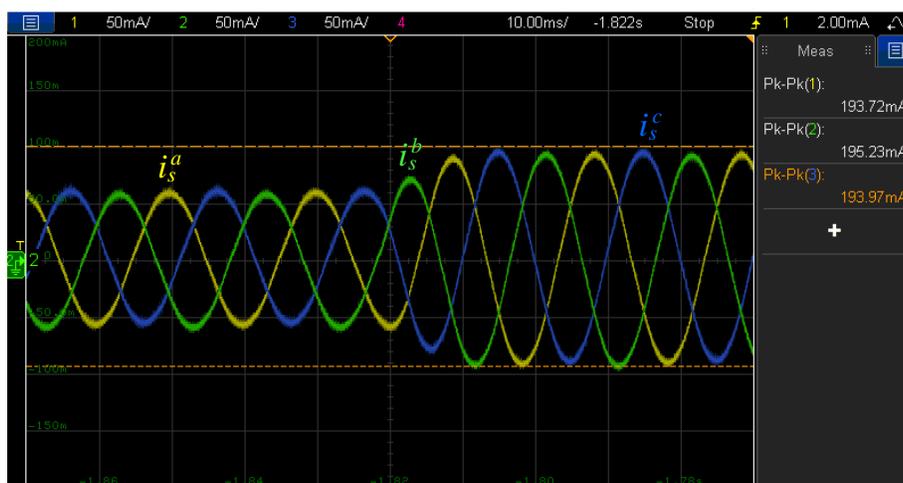


Fig. 5.19 Implementación: Control de corrientes ante un aumento en la referencia.

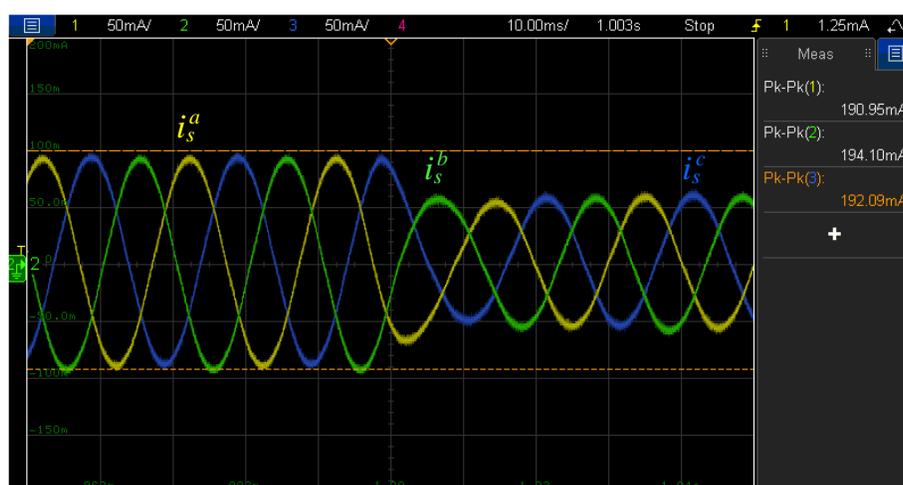


Fig. 5.20 Implementación: Control de corrientes ante una disminución en la referencia.

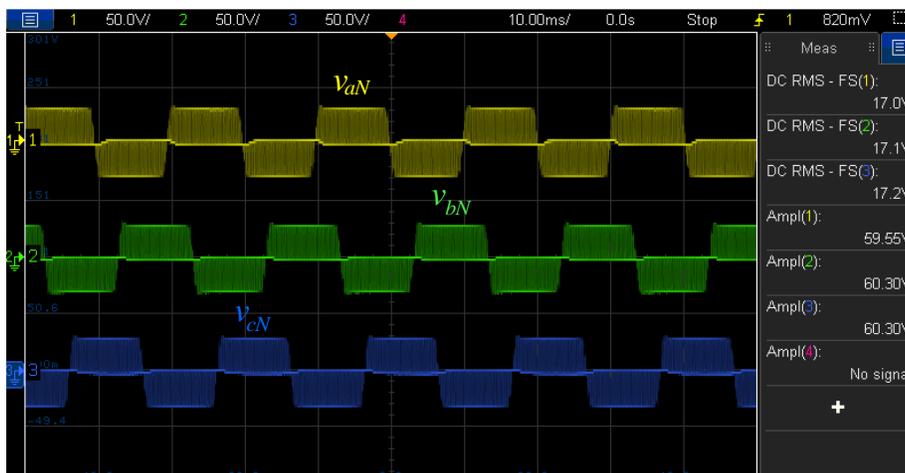


Fig. 5.21 Implementación: Señales v_{aN} , v_{bN} y v_{cN}

Finalmente, se realiza un análisis del THD, graficando la FFT de las señales de corriente en estado estacionario. El programa Code Composer entrega en tiempo real un ciclo de la señal con 360 muestras, tal como se muestra en la Fig. 5.22.

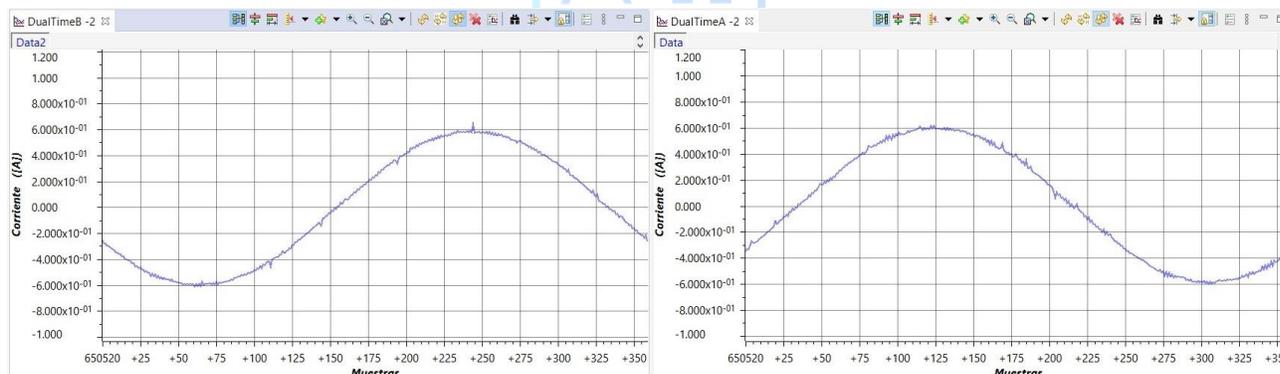


Fig. 5.22 Corrientes fase a y b en tiempo real Code Composer Studio.

La corriente de la fase c se puede obtener como $i_s^c = -i_s^a - i_s^b$,

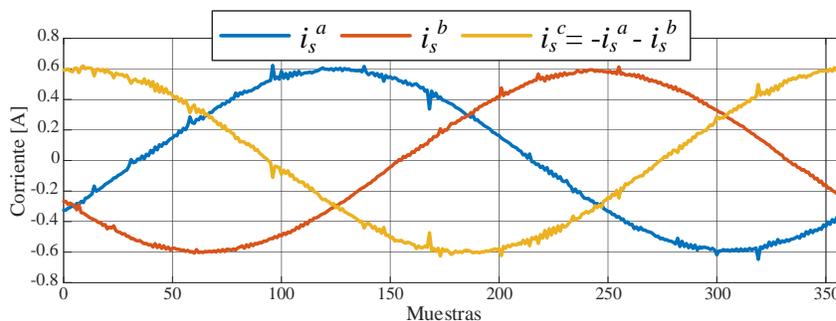


Fig. 5.23 Corrientes abc en Code Composer

Analizando la corriente de la fase a en simulación e implementación, se obtienen las gráficas para la FFT en la

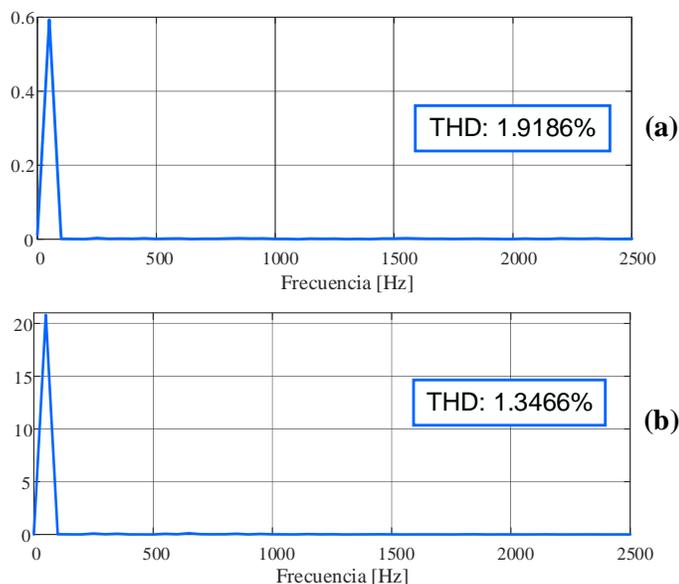


Fig. 5.24 FFT y THD corriente fase α , (a) Implementación física, (b) Simulación.

5.5. Discusión y Conclusiones

Los resultados obtenidos en la implementación del control de corriente en el Setup del convertidor NPC de tres niveles son muy buenos, el control hace un seguimiento casi perfecto a la referencia indicada a una velocidad muy alta. Esto tiene directa relación con la dinámica del control en donde la ganancia del control LQR sintonizada en base a los ponderadores y la acción del controlador integral, llevan a las variables físicas al seguimiento de la referencia. Sin duda, los resultados son exactamente similares a los obtenidos en simulación, esto demuestra la destreza de los programas computacionales, la exactitud de las estrategias de control y cálculos realizados a un modelo matemático lineal en un punto de operación, en comparación al sistema real, no lineal. Sin embargo, una estrategia utilizada en la estabilidad del sistema, para mantener la linealidad, fue utilizar dos fuentes DC en cada condensador y así despreocuparse de los desbalances en los dispositivos de enlace. Es por ello por lo que se recomienda seguir utilizando los softwares como MATLAB y PSim. Es muy importante es conocer el sistema en tanto en su modelación, como el funcionamiento de cada etapa de la maqueta física para su correcto entendimiento e implementación de cualquier estrategia de control y modo de operación que se desee llevar a cabo de manera experimental. Finalmente, es clave mencionar que se logra un coeficiente de distorsión armónica total bastante bajo tanto en simulación como en implementación, lo cual indica que las señales de corriente son muy parecidas a una sinusoidal pura.

Capítulo 6. Conclusiones y Trabajos Futuros.

6.1. Conclusiones

Sin duda el estudio de convertidores estáticos es bastante accesible matemáticamente, ya que su modelo es fácil de encontrar gracias a las leyes físicas que lo dominan. Un buen control es imperativo para obtener el máximo rendimiento de estos dispositivos y así poder hacer uso de energías renovables con el objetivo de aportar a la sociedad disminuyendo la contaminación y contribuyendo al cambio climático. En base a esto, se obtienen las siguientes conclusiones del trabajo de título:

- La representación lineal de los convertidores multinivel se asemeja bastante con la no lineal (real), es por ello que encontrar una representación en variables de estado es muy ventajoso para realizar análisis, estudios e investigación intensiva de estos sistemas. Estos permiten reducir el coeficiente de distorsión armónico (THD) y hacer uso de ellos en procesos que requieran una alta potencia.
- El control LQG en simulación demuestra una gran robustez frente a ruido gaussiano tanto en el proceso como en la medición. A su vez, mediante el Filtro de Kalman, es posible observar los estados del sistema sin necesidad de usar dispositivos de sensado para las variables y realizar el seguimiento de una referencia mediante el control LQR para los estados observados. Un apoyo importante para lo anterior es la utilización de técnicas de control clásica como el controlador integrativo que asegura el cero error en estado estable. Experimentar nuevas estrategias de control, permiten abrir un amplio campo de investigación en la Electrónica de Potencia, con el objetivo de demostrar la eficacia y funcionalidad de estas.
- El uso de software para la simulación permite obtener aproximaciones cercanas a la realidad. En este trabajo se logró comprobar que los resultados en simulación fueron casi tan reales como los de la implementación y mediante el software Code composer, es posible validar físicamente los resultados simulados.
- La implementación física de un sistema ayuda a usar todos los aspectos aprendidos en la carrera, siendo un compendio de las distintas asignaturas. Es una excelente forma de poner en práctica lo aprendido teóricamente, debido a que se trabaja con componentes reales y el proceso está sujeto a diversas perturbaciones, validando los conocimientos adquiridos en el aula.

- El control de corrientes implementado físicamente demuestra una gran rapidez para llevar las variables de interés en tiempo real al estado estacionario y realizar el seguimiento de una referencia impuesta desde el computador. Según lo expuesto en el Capítulo 5, las variables alcanzan el régimen permanente en alrededor de 10ms, siendo un tiempo bastante rápido.

6.2. Trabajos Futuros

En el trabajo de implementación de este proyecto de título sin duda fue de gran apoyo metodológico el uso software de simulación, donde se pudo verificar los comportamientos entre modelación matemática y resultados de laboratorio. Este estudio fue la continuación del Trabajo de Titulo de los actuales ingenieros Wolfgang Carlos Stuart Mora Friz y Rodrigo Iván Rodríguez Contreras. Se realizaron las pruebas de implementación de un control óptimo en el prototipo elaborado en Laboratorio LACCEER de la Universidad del Bio-Bío, teniendo en conocimiento que para llevar esto a la realidad se debió simular en su totalidad todas las etapas. Como trabajo futuro, se realizará la implementación física del control de potencias, haciendo uso de paneles fotovoltaicos en la alimentación continua.

Se recomienda a futuras generaciones de estudiantes realizar pruebas de otros métodos de control, para comparar y analizar rapidez, eficiencia, robustez, entre otros indicadores de desempeño, ya que la maqueta se encuentra totalmente operativa.

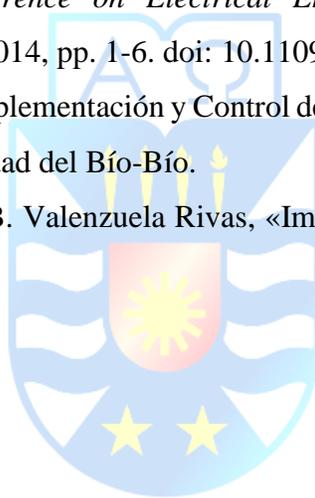
Como recomendaciones, las y los estudiantes deben iniciar estudiando cada etapa de funcionamiento del setup, el software Code Composer Studio, uso del osciloscopio y los elementos a disposición en el laboratorio. Sin duda esta maqueta cumple la finalidad de realizar diferentes pruebas y se espera que sigan experimentando, validando los resultados en simulación e implementación.

Capítulo 7. Bibliografía

- [1] Shafiee, S., & Topal, E. (2009), «When will fossil fuel reserves be diminished?. Energy policy, 37(1), 181-189.»
- [2] A. B. Robinson, N. E. Robinson, y W. Soon, «Efectos Ambientales de los Incrementos Atmosféricos de Dióxido de Carbono», p. 23.
- [3] J. Asafu-Adjaye, «The relationship between energy consumption, energy prices and economic growth: time series evidence from Asian developing countries», *Energy Econ.*, vol. 22, n.º 6, pp. 615-625, dic. 2000, doi: 10.1016/S0140-9883(00)00050-5.
- [4] N. L. Panwar, S. C. Kaushik, y S. Kothari, «Role of renewable energy sources in environmental protection: A review», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, n.º 3, pp. 1513-1524, abr. 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.11.037.
- [5] R. A. Escobar, C. Cortés, A. Pino, E. B. Pereira, F. R. Martins, y J. M. Cardemil, «Solar energy resource assessment in Chile: Satellite estimation and ground station measurements», *Renew. Energy*, vol. 71, pp. 324-332, nov. 2014, doi: 10.1016/j.renene.2014.05.013.
- [6] A. Zurita *et al.*, «State of the art and future prospects for solar PV development in Chile», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 92, pp. 701-727, sep. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.04.096.
- [7] M. Grágeda, M. Escudero, W. Alavia, S. Ushak, y V. Fthenakis, «Review and multi-criteria assessment of solar energy projects in Chile», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 59, pp. 583-596, jun. 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.149.
- [8] Camila, «Incorporating the use of Renewable Energy in the Mining Industry». <https://store.cim.org/en/incorporating-the-use-of-renewable-energy-in-the-mining-industry> (accedido 5 de enero de 2022).
- [9] D. Quezada, C. Beltran, J. Rohten, N. Risso, V. Esparza, y M. Rivera, «Linear Quadratic Control design for a Buck-Boost Power Converter supplied by a Solar array», en *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, Valparaíso, Chile, mar. 2021, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICAACCA51523.2021.9465328.
- [10] K. Jung y Y. Suh, «Analysis and Control of Neutral-Point Deviation in Three-Level NPC Converter Under Unbalanced Three-Phase AC Grid», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, n.º 5, pp. 4944-4955, sep. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2923379.

- [11] Y. Wang, Q. Xu, Z. Ma, y H. Zhu, «An Improved Control and Energy Management Strategy of Three-Level NPC Converter Based DC Distribution Network», *Energies*, vol. 10, n.º 10, p. 1635, oct. 2017, doi: 10.3390/en10101635.
- [12] G. Abad, M. A. Rodríguez, y J. Poza, «Three-Level NPC Converter-Based Predictive Direct Power Control of the Doubly Fed Induction Machine at Low Constant Switching Frequency», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n.º 12, pp. 4417-4429, dic. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2007829.
- [13] Z. Hao, X. Wang, y X. Cao, «Harmonic Control for Variable-Frequency Aviation Power System Based on Three-Level NPC Converter», *IEEE Access*, vol. 8, pp. 132775-132785, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3005192.
- [14] K. Tan, Q. Ge, Z. Yin, C. Liu, y Y. Li, «The optimal control strategy for rectifier side of low switching frequency back-to-back converter», en *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, feb. 2010, pp. 1419-1423. doi: 10.1109/APEC.2010.5433415.
- [15] J. Li, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, y W. Jing, «Application of active NPC converter on generator side for MW direct-driven wind turbine», en *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, feb. 2010, pp. 1010-1017. doi: 10.1109/APEC.2010.5433381.
- [16] S. A. Lindiya, K. Vijayarekha, y S. Palani, «Deterministic LQR controller for dc-dc Buck converter», en *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, ene. 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/PESTSE.2016.7516450.
- [17] A. Nabae, I. Takahashi, y H. Akagi, «A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, n.º 5, pp. 518-523, sep. 1981, doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [18] M. H. Rashid y R. Navarro Salas, *Electrónica de potencia*. 2015.
- [19] A. Bueno Montilla, «Electrónica de Potencia UNIDAD N° 4. CONVERTIDORES».
- [20] M. Y. Ali Khan, H. Liu, Z. Yang, y X. Yuan, «A Comprehensive Review on Grid Connected Photovoltaic Inverters, Their Modulation Techniques, and Control Strategies», *Energies*, vol. 13, n.º 16, p. 4185, ago. 2020, doi: 10.3390/en13164185.
- [21] A. Sel, U. Gunes, O. Elbir, y C. Kasnakoglu, «Comparative analysis of performance of the SEPIC converter using LQR and PID controllers», en *2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, Sinaia, oct. 2017, pp. 839-844. doi: 10.1109/ICSTCC.2017.8107141.

- [22] F. Huerta, D. Pizarro, S. Cobreces, F. J. Rodriguez, C. Giron, y A. Rodriguez, «LQG Servo Controller for the Current Control of $\$LCL\$$ Grid-Connected Voltage-Source Converters», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n.º 11, pp. 4272-4284, nov. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2179273.
- [23] M. T. Andani, H. Pourgharibshahi, Z. Ramezani, y H. Zargarzadeh, «Controller design for voltage-source converter using LQG/LTR», en *2018 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, feb. 2018, pp. 1-6. doi: 10.1109/TPEC.2018.8312072.
- [24] C. *Regulación, control y protección de máquinas eléctricas. Santander, Cantabria* 2008.
- [25] B. I. Y., M. B. L. C., y M. A. C., «Inversores multinivel para aplicaciones de gran potencia. Estado del arte. Ingeniería Energética, 25(3), 38-a». 2004.
- [26] M. H. Rashid, *Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications*. Pearson, 2014.
- [27] L. Camacho-Solorio y A. Sariñana-Toledo, «I-LQG control of DC-DC boost converters», en *2014 11th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, sep. 2014, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICEEE.2014.6978327.
- [28] R. Rodríguez y W. Mora, «Implementación y Control de Corrientes de un Convertidor Estático NPC de Tres Niveles», Universidad del Bío-Bío.
- [29] F. A. P. Pereira Salinas y J. B. Valenzuela Rivas, «Implementacion de un Inversor Trifasico fuente de Voltaje», p. 364, 2017.



Anexo : Código Control implementación.

El código implementado en el software Code Composer se detalla en la siguiente tabla.

TABLA 9. Código implementado en Code Composer.

```

///This File was estructured by Jaime Rohten///
///This code was made for power electronic application///
///Use a discrete PLL, ADC converter, and PWM functions///

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
#include <stdio.h>
#include <math.h>

// ADC start parameters
#if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0 MHz
#endif
#if (CPU_FRQ_100MHZ)
#define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 100/(2*2) = 25.0 MHz
#endif
#define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1 = 25.5MHz/(1) = 25.0 MHz
#define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC cycle
#define AVG 1000 // Average sample limit
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
#define pi 3.14159 // pi
#define N 360 // Number of samples per period imposed
#define Nbuf 720 // Number of samples per period imposed
#define sqrt2_3 0.8164965809277 // sqrt(2/3)
#define sqrt_3 1.7320508075688 // sqrt(3)
#define NVdc 1440 // delay for Vdc control
#define NIs 36 // delay for Is control

///PWM///#####
typedef struct
{
    volatile struct EPWM_REGS *EPwmRegHandle;
    Uint16 EPwm_CMPA_Direction;
    Uint16 EPwm_CMPB_Direction;
    Uint16 EPwmTimerIntCount;
    Uint16 EPwmMaxCMPA;
    Uint16 EPwmMinCMPA;
    Uint16 EPwmMaxCMPB;
    Uint16 EPwmMinCMPB;
}EPWM_INFO;

// Prototype statements for functions found within this file.
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void InitEPwm3Example(void);

// Global variables used in this example
EPWM_INFO epwm1_info;
EPWM_INFO epwm2_info;
EPWM_INFO epwm3_info;

// Configure the period for each timer
#define EPWM1_TIMER_TBPRD 0x1FAA//0x493A // Period register
#define EPWM1_MAX_CMPA 0xFFFF
#define EPWM1_MIN_CMPA 0x0
#define EPWM1_MAX_CMPB 0xFFFF
#define EPWM1_MIN_CMPB 0x0

#define EPWM2_TIMER_TBPRD 0x1FAA//0x493A // Period register
#define EPWM2_MAX_CMPA 0xFFFF
#define EPWM2_MIN_CMPA 0x0

```

```

#define EPWM2_MAX_CMPB    0xFFFF
#define EPWM2_MIN_CMPB    0x0

#define EPWM3_TIMER_TBPRD 0x1FAA//0x493A // Period register
#define EPWM3_MAX_CMPA    0xFFFF
#define EPWM3_MIN_CMPA    0x0
#define EPWM3_MAX_CMPB    0xFFFF
#define EPWM3_MIN_CMPB    0x0

// To keep track of which way the compare value is moving
#define EPWM_CMP_UP    1
#define EPWM_CMP_DOWN 0
///PWM//#####

// Global variable for this example
int i = 0; // counter

// Prototype statements for functions found within this file.
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
void Gpio_setup1();
void dac_send(float x, float xmin, float xmax, int channel);
void spi_init(void);
//PLL Variables declared
int indexPLLS0 = 0, indexPLLS120 = 2*N/3, indexPLLS240 = N/3;
int indexPLLC0 = N/4, indexPLLC120 = N/4 + 2*N/3, indexPLLC240 = N/4 + N/3;

int TsInt, Ts_min = 15., Ts_max = 1000.;
float Ts = 50.;

float sine[N], Yk = 0., Yk1 = 0.;
float a = 0.998, kp = 1;// PLL PI Parameters
float sin0, sin120, sin240;
float cos0, cos120, cos240;

///Inputs Variables declared
float Vs_a, Vs_b, Vs_c, Vs_d, Vs_q; // Input voltage Reference
float Is_a, Is_b, Is_c, Is_d, Is_q; // Input current Reference
float GVs_a = 0.0473, GVs_b = 0.04799, GIdc = 0.00154, Gvp = 0.0755, Gvn = 0.076, N1; //GVdc = 0.0995, N1;
float Vs_a_m = 2320., Vs_b_m = 2255., Is_a_m = 2027., Is_b_m = 2005., Vn_m = 0.,Vp_m = 0., Vdc_m = 102.;
float Idc_m=0.;
float GIs_a = -0.00177660002*0.93, GIs_b = -0.000935;
// GIs_a = 0.00184, GIs_b = 0.00187
int PLLready;
float uVs_a[N], uVs_b[N], uVdc[N], uIs_a[N], uIs_b[N];
float uIdc[N], uVn[N], uVp[N];

///Control
int control = 0, n1_control = 1;
float ms_a, ms_b, ms_c, ms_d, ms_q, ms_d_0, ms_q_0;
float Vdc, Idc, Vp, Vn;
//float mL_a, mL_b, mL_c, mL_d_0, mL_q_0;

int IndVdc, IndIs;
float kdump, Cdc, Vdc_reff, Vdcf, Pmax, Vdc_cntrl_buf[NVdc], Isd_WF[NIs], Isq_WF[NIs];
float k1Is, k2Is, a1, b1, Is_d_reff, Is_q_reff, uIs_d, uIs_q, eIs_d, eIs_q, eIs_d1, eIs_q1;
float k11=0.1276, k12=0.0003, k21=0.0003, k22=0.1386;

float Is_d_ref, Is_q_ref, Vdc, Vdc_ref, fi_ref, fp;
float k_Vdc_1, k_Vdc_2, kc_Vdc, Ti_Vdc, u_Vdc, error_Vdc, error_Vdc_1;
float k_Is_1, k_Is_2, kc_Is, Ti_Is, error_Is_d, error_Is_q, error_Is_q_1, uIs_d, uIs_q;
float w, w0, w1, w2, tau, tau1, Vdc1, Ls, Rs, T, Ti;

//Predictive Control
//ejes alpha beta
float P_ref = 4., Q_ref = 0., Q_ref0 = 0., P, Q, fp_ref, g, g1, k1, k2, k1_1, k2_1, k_P = 0.1, k_Q = 0.1;

///Buffer
int i_buf = 0, reset_variables = 1, i_Q_ref = 0, aux_Q_ref = 0;
float Ts_buf[Nbuf];

```

```

float aux, Vs_a_f, Vs_a2, Vs_a2_buff[N], Vs_b_f, Vs_b2, Vs_b2_buff[N];

main()
{
    InitSysCtrl();
    // Specific clock setting for this example:
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;    // HSPCLK = SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
    EDIS;

    // Enable the pin GPIO34 as output
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;    // GPIO pin
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;    // Output pin
    EDIS;

    DINT;

    InitPieCtrl();
    ///GPIO SETUP//#####
    Gpio_setup1();
    ///GPIO//#####
    ///SPI//#####
    InitSpiGpio();
    ///SPI//#####
    ///PWM//#####
    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm3Gpio();
    spi_init();
    ///PWM//#####

    // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();

    ///PWM//#####
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
    EDIS;

    InitEPwm1Example();
    InitEPwm2Example();
    InitEPwm3Example();

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
    EDIS;

    // Enable CPU INT3 which is connected to EPWM1-3 INT:
    IER |= M_INT3;

    // Enable EPWM INTn in the PIE: Group 3 interrupt 1-3
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = 1;
    ///PWM//#####

    ////////// JAIME //////////

    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

    InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, Ts);
    CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0

```

```

IER |= M_INT1;
// Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
// Enable ADCINT in PIE
// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGEM

//////// JAIME //////////

InitAdc(); // For this example, init the ADC

// Specific ADC setup for this example:
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK; // Sequential mode: Sample rate = 1/[(2+ACQ_PS)*ADC clock in
ns]
// = 1/(3*40ns) =8.3MHz (for 150 MHz
SYSCLKOUT) // = 1/(3*80ns) =4.17MHz (for 100 MHz
SYSCLKOUT) // If Simultaneous mode enabled: Sample rate =
1/[(3+ACQ_PS)*ADC clock in ns]

AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0x1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0x1; // 1 Cascaded mode
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x3; // convert and store in 8 results registers
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1; // Enable Sequencer override feature

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Initialize ADC channel to A0
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Initialize ADC channel to A1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; // Initialize ADC channel to A2
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; // Initialize ADC channel to A3
//AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4; // Initialize ADC channel to A4
//AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5; // Initialize ADC channel to A5
//AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6; // Initialize ADC channel to A6
//AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7; // Initialize ADC channel to A7

// Start SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;

for(i = 0;i < N;i++) {
    sine[i] = sin(2.0*pi*i/N);
}

for(i = 0;i < NVdc;i++) {
    Vdc_cntrl_buf[i] = 0;
}

Yk = 0.;
Yk1 = 0.;

///Parametros Control
T = 1./(N*50.);
Ti = 5.25e-3;

Rs = 1;
Ls = 7e-3;
w0 = 314.159;

///Modulators in steady state///
ms_d_0 = 1.1360;
ms_q_0 = -0.1106;

N1 = 1./N;
PLLready = 0;

for(;;)
{
}

```

```

}

interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO10 = 1;
    CpuTimer0.InterruptCount++;

    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

    #####ADC input#####
    if (PLLready < 2*N) {
        uVs_a[indexPLLS0] = 0.;
        uVs_b[indexPLLS0] = 0.;
        uIs_a[indexPLLS0] = 0.;
        uIs_b[indexPLLS0] = 0.;
        uVdc[indexPLLS0] = 0.;
        uIdc[indexPLLS0] = 0.;
        uVn[indexPLLS0] = 0.;
        uVp[indexPLLS0] = 0.;

        Vs_a_m = 0.;
        Vs_b_m = 0.;
        Vdc_m = 0.;
        Vp_m = 0.;
        Vn_m = 0.;
        Vdc_reff = 0;

        Is_a_m = 0.;
        Is_b_m = 0.;
        Idc_m = 0.;

        Ts = 52; //
        Yk1 = 0;
        kdump = 0.25;
        Cdc = 2.35e-3;
        k_Vdc_1 = 1/(2*Ts*1e-6/(Cdc*0.1));
        k_Vdc_2 = - k_Vdc_1;

        Pmax = 30;
        IndVdc = 0;
        IndIs = 0;

        PLLready++;
    }
    else if (PLLready >= 2*N && PLLready < 4*N) {
        //Voltages
        Vs_a = (float)((AdcRegs.ADCRESULT0)>>4) - 2050.; //Synchronization voltage "a"
        Vs_a_m = Vs_a_m + N1*(Vs_a - uVs_a[indexPLLS0]); //RWF
        uVs_a[indexPLLS0] = Vs_a;
        Vs_a = Vs_a - Vs_a_m;

        Vs_b = (float)((AdcRegs.ADCRESULT2)>>4) - 2050.; //Synchronization voltages "b"
        Vs_b_m = Vs_b_m + N1*(Vs_b - uVs_b[indexPLLS0]); //RWF
        uVs_b[indexPLLS0] = Vs_b;
        Vs_b = Vs_b - Vs_b_m;
        Vs_c = -Vs_a - Vs_b;

        //dc Voltage
        //Vdc = (float)((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4) - 100.;
        //Vdc_m = Vdc_m + N1*(Vdc - uVdc[indexPLLS0]); //RWF
        //uVdc[indexPLLS0] = Vdc;
        //Vdc = Vdc - Vdc_m;

        Vp = (float)((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4) - 100.;
        Vp_m = Vp_m + N1*(Vp - uVp[indexPLLS0]); //RWF
        uVp[indexPLLS0] = Vp;
        Vp = Vp - Vp_m;

        Vn = (float)((AdcRegs.ADCRESULT6)>>4) - 100.;
    }
}

```

```

Vn_m = Vn_m + N1*(Vn - uVn[indexPLLS0]); //RWF
uVn[indexPLLS0] = Vn;
Vn = Vn - Vn_m;

Vdc = Vp + Vn;

///Currents
Is_a = (float)((AdcRegs.ADCRESULT1)>>4) - 2050.;
Is_a_m = Is_a_m + N1*(Is_a - uIs_a[indexPLLS0]); //RWF
uIs_a[indexPLLS0] = Is_a;
Is_a = Is_a - Is_a_m;

Is_b = (float)((AdcRegs.ADCRESULT3)>>4) - 2050.;
Is_b_m = Is_b_m + N1*(Is_b - uIs_b[indexPLLS0]); //RWF
uIs_b[indexPLLS0] = Is_b;
Is_b = Is_b - Is_b_m;

Is_c = -Is_a - Is_b;

////////////////////////////////////
///Idc current
Idc = (float)((AdcRegs.ADCRESULT5)>>4) - 100.;
Idc_m = Idc_m + N1*(Idc - uIdc[indexPLLS0]); //RWF
uIdc[indexPLLS0] = Idc;
Idc = Idc - Idc_m;
////////////////////////////////////

Ts = 52;//7762.0;
PLLready++;
}
else {
///Voltages
Vs_a = GVsa*((float)((AdcRegs.ADCRESULT0)>>4) - 2050. - Vs_a_m); //Synchronization voltage "a"
Vs_b = GVsb*((float)((AdcRegs.ADCRESULT2)>>4) - 2050. - Vs_b_m); //Synchronization voltage "b"
Vs_c = -Vs_a - Vs_b;

///Currents
Is_a = GISa*((float)((AdcRegs.ADCRESULT1)>>4) - 2050. - Is_a_m);
Is_b = GISb*((float)((AdcRegs.ADCRESULT3)>>4) - 2050. - Is_b_m);
Is_c = -Is_a - Is_b;

///dc Voltage
//Vdc = GVdc*((float)((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4) - 100. - Vdc_m);

Vp = GVp*((float)((AdcRegs.ADCRESULT6)>>4) - 100. - Vp_m);
Vn = GVn*((float)((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4) - 100. - Vn_m);
Vdc = Vp + Vn;

Idc = GIdc*((float)((AdcRegs.ADCRESULT5)>>4) - 100. - Idc_m);
}

if (PLLready >= 4*N) {
///Vector of voltages
uVs_a[indexPLLS0] = Vs_a;
uVs_b[indexPLLS0] = Vs_b;
uIs_a[indexPLLS0] = Is_a;
uIs_b[indexPLLS0] = Is_b;
uIdc[indexPLLS0] = Idc;
uVdc[indexPLLS0] = Vdc;
uVp[indexPLLS0] = Vp;
uVn[indexPLLS0] = Vn;
}

}

////###PLL Control###////
sin0 = sine[indexPLLS0];
sin120 = sine[indexPLLS120];
sin240 = sine[indexPLLS240];

```

```

cos0 = sine[indexPLLC0];
cos120 = sine[indexPLLC120];
cos240 = sine[indexPLLC240];

Yk = Vs_a*cos0 + Vs_b*cos120 + Vs_c*cos240;

//Ts = Ts - kp*Yk + a*kp*Yk1; //PI controller
Ts = 52.0; //if no synchronization needed
if(Yk <= 10000 && Yk > -10000) {
    Yk1 = Yk;
}
else {if(Yk >= 0) {Yk1 = 10000;} else {Yk = -10000;}}

i_buf++;
if (i_buf==Nbuf) {i_buf = 0; i_Q_ref++; {if(i_Q_ref == 5) {i_Q_ref = 1; aux_Q_ref = 1- aux_Q_ref; Q_ref
= 2.*(aux_Q_ref - 0.5)*Q_ref0;}}}
// sine index //
indexPLLC0++;
if (indexPLLC0==N) indexPLLC0 = 0;

indexPLLC120++;
if (indexPLLC120==N) indexPLLC120 = 0;

indexPLLC240++;
if (indexPLLC240==N) indexPLLC240 = 0;

// cosine index //
indexPLLC0++;
if (indexPLLC0==N) indexPLLC0 = 0;

indexPLLC120++;
if (indexPLLC120==N) indexPLLC120 = 0;

indexPLLC240++;
if (indexPLLC240==N) indexPLLC240 = 0;

#####Set Next interruption Time#####
//Synchronization indicators
if (Ts < Ts_min ) Ts = Ts_min;//Min sample time
//if (Ts > Ts_max ) Ts = Ts_max;//Max sample time

TsInt=(int)Ts;
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, Ts);

CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0
IER |= M_INT1;
// Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
// Enable ADCINT in PIE
// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:

#####End PLL Control#####

#####
/

#####
/

// Signals
dac_send(Ts,800, 3200, 1);

#####dq Transform#####
Vs_d = sqrt2_3*(Vs_a*sin0 + Vs_b*sin120 + Vs_c*sin240);
Vs_q = sqrt2_3*(Vs_a*cos0 + Vs_b*cos120 + Vs_c*cos240);

Is_d = sqrt2_3*(Is_a*sin0 + Is_b*sin120 + Is_c*sin240);
Is_q = sqrt2_3*(Is_a*cos0 + Is_b*cos120 + Is_c*cos240);

/*

```

```

#####Ejes abc a alpha beta#####
Vs_alpha = sqrt2_3*(Vs_a - Vs_b*0.5 - Vs_c*0.5);
Vs_beta  = sqrt2_3*(sqrt_3*Vs_b*0.5 - sqrt_3*Vs_c*0.5);

Is_alpha = sqrt2_3*(Is_a - Is_b*0.5 - Is_c*0.5);
Is_beta  = sqrt2_3*(sqrt_3*Is_b*0.5 - sqrt_3*Is_c*0.5);
*/

Ts_buf[i_buf] = Ts;

#####Soft DeadBeat Control#####

//Closed and Open Loop
control = GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO84; //SW 1
//Linear or nonlinear control
//nl_control = GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO85; //SW 2
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = !control; //control == 1, then LED 2 on
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34 = !GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO86; //nl_control == 1, then LED 3 on
if (control) { //SW1
    ////////////
    Vdc_reff = Vdc_reff + (Vdc_ref - Vdc_cntrl_buf[IndVdc])*6.94444444e-4;
    Vdc_cntrl_buf[IndVdc] = Vdc_ref;

    Vdcf = 0.5*Vdcf + (1 - 0.5)*Vdc;

    IndVdc = IndVdc + 1;
    if (IndVdc == NVdc){IndVdc = 0;}

    error_Vdc = Vdc_reff*Vdc_reff - Vdcf*Vdcf;

    u_Vdc = u_Vdc + k_Vdc_1*error_Vdc + k_Vdc_2*error_Vdc_1;
    error_Vdc_1 = error_Vdc;

    //P_ref = u_Vdc*k_dump + Vdc*Vdc*0.01;

    if (P_ref > Pmax){
        P_ref = Pmax;
    }
    if (P_ref < -Pmax){
        P_ref = -Pmax;
    }

    Q_ref = 0;
    //Is_d_ref = P_ref/Vs_d;
    // Is_q_ref = -Q_ref/Vs_d;
    //Is_d_ref = 20*(t>=0.3);
    //Is_q_ref = -5*(t>=0.5);

    //Current Window Filter
    //Is_d_reff = Is_d_reff + (Is_d_ref - Isd_WF[IndIs])*0.027777777;
    //Isd_WF[IndIs] = Is_d_ref;

    //Is_q_reff = Is_q_reff + (Is_q_ref - Isq_WF[IndIs])*0.027777777;
    //Isq_WF[IndIs] = Is_q_ref;

    //IndIs = IndIs + 1;
    //if (IndIs == NIs){IndIs = 0;}

    //DeadBeat Control Parameters
    //a1 = 0.99;
    //b1 = 0.06965;
    //k1Is = 1./b1;
    //k2Is = -a1/b1;

    //error definition
    eIs_d = Is_d_reff - Is_d;
    eIs_q = Is_q_reff - Is_q;

    ///d axis

```

```

uIs_d = uIs_d + kcI*(T/Ti)*eIs_d;
eIs_d1 = eIs_d;

///q axis
uIs_q = uIs_q + kcI*(T/Ti)*eIs_q;
eIs_q1 = eIs_q;

///Feedback Control
Vdc1 = 1./Vdc;
w = 2*pi*50;
ms_d = (uIs_d - (k11*Is_d + k12*Is_q)); /////
ms_q = (uIs_q - (k21*Is_d + k22*Is_q)); /////

}

if(!control) {
    Vdc_reff = Vdc_reff + (Vdc_ref - Vdc_cntrl_buf[IndVdc])*6.94444444e-4;
    Vdc_cntrl_buf[IndVdc] = Vdc_ref;
    IndVdc = IndVdc + 1;
    if (IndVdc == NVdc){IndVdc = 0;}
    Vdc_ref = Vdc;
    error_Vdc = 0.;
    error_Vdc_1 = 0.;
    u_Vdc = 4.;
    ///P_ref = u_Vdc;
    Q_ref = 0.;

    Is_d_ref = Is_d;
    Is_q_ref = Is_q/Vs_d;
    Is_d_reff = Is_d;///Is_d_ref;
    Is_q_reff = Is_q;///Is_q_ref;

    ///Reseteo de variables
    eIs_d = 0;
    eIs_q = 0;
    eIs_d1 = 0;
    eIs_q1 = 0;
    uIs_d = 0;
    uIs_q = 0;

    Isd_WF[IndIs] = Is_d_ref;
    Isq_WF[IndIs] = Is_q_ref;

    IndIs = IndIs + 1;
    if (IndIs == NIs){IndIs = 0;}

    ms_d = ms_d_0;
    ms_q = ms_q_0;
}

///###Modulators in abc reference frame###
ms_a = ms_d*sin0 + ms_q*cos0;
ms_b = ms_d*sin120 + ms_q*cos120;
ms_c = ms_d*sin240 + ms_q*cos240;

/* ///SPWM Comparison Register
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_a + 0.5)*EPWM1_TIMER_TBPRD; /// //(ms_a + 0.5)*EPWM1_TIMER_TBPRD;
// Set compare A value PW1
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_b + 0.5)*EPWM2_TIMER_TBPRD; /// // Set compare A value PW2
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_c + 0.5)*EPWM3_TIMER_TBPRD; /// // Set compare A value PW3
////////////////////////////////////
*/

///SPWM Comparison Register
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_a)*EPWM1_TIMER_TBPRD; /// // Set compare A value PW1
EPwm1Regs.CMPB = (-ms_a)*EPWM1_TIMER_TBPRD; /// // Set Compare B value PW1

EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_b)*EPWM2_TIMER_TBPRD; /// // Set compare A value PW2
EPwm2Regs.CMPB = (-ms_b)*EPWM2_TIMER_TBPRD; /// // Set Compare B value PW2

```



```

EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (ms_c)*EPWM3_TIMER_TBPRD; // Set compare A value PW3
EPwm3Regs.CMPB = (-ms_c)*EPWM3_TIMER_TBPRD; // Set Compare B value PW3

//if (Vs_a > 0) GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO6 = 1;
//else GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO6 = 1;

//if (sine[indexPLLs0] > 0) GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO7 = 1;
//else GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO7 = 1;

EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global real-time interrupt DBGCM
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO10 = 1;
}

void InitEPwm1Example()
{
// Setup TBCLK
EPwm1Regs.TBPRD = EPWM1_TIMER_TBPRD; // Set timer period 801 TBCLKs
EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DBB_ENABLE; // enable Dead-band module
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR; // set actions for EPWM1B
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
}

void InitEPwm2Example()
{
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBPRD = EPWM2_TIMER_TBPRD; // Set timer period 801 TBCLKs
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DBB_ENABLE; // enable Dead-band module
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR; // set actions for EPWM1B
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
}

void InitEPwm3Example()
{
// Setup TBCLK
EPwm3Regs.TBPRD = EPWM3_TIMER_TBPRD; // Set timer period 801 TBCLKs
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode

```

```

EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;           // Master module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = TB_CTR_ZERO;      // Sync down-stream module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;    // load on CTR=Zero
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;    // load on CTR=Zero
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DBB_ENABLE;       // enable Dead-band module
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;        // Active Hi complementary
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;               // set actions for EPWM1A
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;             // set actions for EPWM1B
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
}

void Gpio_setup1()
{
    // Enable GPIO0-GPIO49
    EALLOW;
    // Enable GPIO output GPIO6 to GPIO11
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO6 = 0;           // Enable pullup on GPIO6
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO7 = 0;           // Enable pullup on GPIO7
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO8 = 0;           // Enable pullup on GPIO8
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO9 = 0;           // Enable pullup on GPIO9
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO10 = 0;          // Enable pullup on GPIO10
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO11 = 0;          // Enable pullup on GPIO11

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 0;          // GPIO6 = GPIO6
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 0;          // GPIO7 = GPIO7
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 0;          // GPIO8 = GPIO8
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9 = 0;          // GPIO9 = GPIO9
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 0;         // GPIO10 = GPIO10
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 0;         // GPIO11 = GPIO11

    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1;           // GPIO6 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1;           // GPIO7 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO8 = 0;           // GPIO8 = input
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO9 = 0;           // GPIO9 = input
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO10 = 1;          // GPIO10 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11 = 1;          // GPIO11 = output

    // Enable GPIO output GPIO30 to GPIO33
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO30 = 0;          // Enable pullup on GPIO30
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO31 = 0;          // Enable pullup on GPIO31
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO32 = 0;          // Enable pullup on GPIO32
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO33 = 0;          // Enable pullup on GPIO33
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO34 = 0;          // Enable pullup on GPIO34
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO48 = 0;          // Enable pullup on GPIO48
    GpioCtrlRegs.GPBPUD.bit.GPIO49 = 0;          // Enable pullup on GPIO49

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO30 = 0;         // GPIO30 = GPIO30
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO31 = 0;         // GPIO31 = GPIO31
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO32 = 0;         // GPIO32 = GPIO32
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO33 = 0;         // GPIO33 = GPIO33
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;         // GPIO34 = GPIO34
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO48 = 0;         // GPIO48 = GPIO48
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO49 = 0;         // GPIO49 = GPIO49

    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO30 = 1;          // GPIO30 = output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1;          // GPIO31 = output
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1;          // GPIO32 = output
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO33 = 1;          // GPIO33 = output
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;          // GPIO34 = output
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO48 = 1;          // GPIO48 = output
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO49 = 1;          // GPIO49 = output

    // Make GPIO84 as an input SW1
    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO84 = 0;          // Enable pullup on GPIO34
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO84 = 0;         // GPIO84 = GPIO84

```

```

GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO84 = 0; // GPIO84 = input

// Make GPIO85 as an input SW2
GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO85 = 0; // Enable pullup on GPIO34
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO85 = 0; // GPIO85 = GPIO85
GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO85 = 0; // GPIO85 = input

// Make GPIO86 as an input SW3
GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO86 = 0; // Enable pullup on GPIO86
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO86 = 0; // GPIO86 = GPIO86
GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO86 = 0; // GPIO86 = input

// Make GPIO87 as an input SW4
GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO87 = 0; // Enable pullup on GPIO34
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO87 = 0; // GPIO87 = GPIO87
GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO87 = 0; // GPIO87 = input

EDIS;
}

void spi_init()
{
    SpiaRegs.SPICCR.all = 0x000F; // Reset on, rising edge, 16-bit char bits
    SpiaRegs.SPICTL.all = 0x000E; // Enable master mode, delay phase,
    // enable talk, and SPI int disabled.

    SpiaRegs.SPIBRR = 0x000A;
    SpiaRegs.SPICCR.all = 0x009F; // Relinquish SPI from Reset
    SpiaRegs.SPIPRI.bit.FREE = 1; // Set so breakpoints don't disturb xmission
}

void dac_send(float x, float xmin, float xmax, int channel)
{
    float Ftest, offset, span;
    Uint16 data, AB;
    if(x<xmin)x=xmin;
    if(x>xmax)x=xmax;
    offset = - xmin;
    span = xmax-xmin;
    Ftest=(x + offset)/span*511.0;
    data = ((int)(Ftest))<<7;
    if (channel == 2) AB= 1024;
    else AB=0;
    SpiaRegs.SPIDAT= AB + 768 + (data>>8);

    SpiaRegs.SPIDAT= 768 + (data>>8);
}

```