

**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



Profesor Patrocinante:  
**Dr. José R. Espinoza C.**

Informe de Tesis  
para optar al grado:  
**Magister en Ciencias de la  
Ingeniería Eléctrica**

**Control Predictivo Mejorado con Cancelación de Error en Estado Estacionario Mediante  
Retroalimentación de Estado**

Concepción, MARZO de 2024

Marcos Lorenzo Andreu Oliva

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:  
Dr. José R. Espinoza C.

Control Predictivo Mejorado con Cancelación de Error en Estado Estacionario Mediante  
Retroalimentación de Estado

Marcos Lorenzo Andreu Oliva

Informe de Tesis  
para optar al Grado

Magister en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica

Marzo 2024

## Resumen

Este trabajo contempla el estudio e implementación de un control predictivo, apoyado por realimentación de salida, capaz de alcanzar cero-error en estado estacionario para convertidores trifásicos con el objetivo de inyectar potencia activa y compensar reactivos en la red en aplicaciones solares fotovoltaicas. Esta situación se da en la industria minera – entre otras – donde la conexión de grandes cargas inductivas, como lo pueden ser motores eléctricos, produce un factor de desplazamiento inductivo y la implementación de energía solar fotovoltaica está tomando un papel importante en la búsqueda de reducir la huella de carbono.

Los arreglos fotovoltaicos se asocian típicamente a la inyección de potencia real o potencia activa a los sistemas eléctricos. Sin embargo, las topologías de acondicionamiento y conversión también tienen la capacidad de realizar compensación de reactivos. Así es posible aprovechar la topología del arreglo incluso si ésta no está generando potencia de manera activa. No obstante, la potencia a compensar también está limitada por la potencia aparente del sistema puesto que, a distintas condiciones ambientales, la potencia extraída de los paneles variará. Por lo que un análisis de la región de operación forma parte importante de esta propuesta.

El seguimiento de referencia con nulo error en estado estacionario es uno de los principales desafíos que presenta el control predictivo. La estrategia de control propuesta tiene en su centro una variante de la retroalimentación lineal de estados que añade un integrador puro en la retroalimentación de la salida, el cual puede ser utilizado para este propósito. Esta estrategia contempla los lazos de potencia activa, ligados a la tensión del panel fotovoltaico como la compensación de reactivos, asociada la fase de las corrientes trifásicas.

En este documento, el diseño de la estrategia de control de corrientes se realiza a partir del modelo en ejes sincrónicos de la topología. Un análisis teórico del error en estado estacionario, así como la sensibilidad y estabilidad del sistema indica que es posible corregir el error en estado estacionario del control predictivo ante incertidumbre de parámetros del sistema. Esto es luego comprobado por medio de simulación en MATLAB y PSim, que sirve de evidencia de su implementabilidad en plataformas digitales. Se construye un prototipo de acuerdo con la topología propuesta. La estrategia es implementada en una tarjeta DSP TMSF28335 de Texas Instruments. Los resultados experimentales muestran que la estrategia propuesta es viable para el control de corrientes dentro de una aplicación solar fotovoltaica.



A Susana Oliva, mi madre.

## Agradecimientos

En primer lugar, quisiera agradecer a mi madre Susana Oliva por su amor y apoyo incondicional, espero algún día poder devolver todo amor que me ha dado. A mi hermano, Aminadab Andreu, por ser el mejor compañero de juegos. A mi padre Marcos Andreu por los años esfuerzo.

Además, agradecer al profesor D.Sc. José Espinoza por el apoyo y paciencia que ha tenido conmigo ante las condiciones inciertas de mis estudios en la UdeC. En especial, agradecer al profesor D.Sc. Jaime Rohten Carrasco, quien ha sido un pilar en mi desarrollo profesional y académico, además de ser mi guía espiritual durante tantos años.

También, agradecer los grupos de investigación LCDA y LACCEER de cuyos miembros he aprendido tanto.

Finalmente, se agradece al proyecto ANID / FONDAP / 15110019 and Project ANID / FONDEQUIP / EQM140148



## Tabla de Contenidos

<b>LISTA DE TABLAS .....</b>	<b>VIII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>IX</b>
<b>NOMENCLATURA.....</b>	<b>X</b>
<b>ABREVIACIONES.....</b>	<b>XII</b>
<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>13</b>
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	13
1.1. FORMULACIÓN GENERAL DEL PROYECTO.....	14
1.2. TRABAJOS PREVIOS .....	14
1.2.1 <i>Sistemas Fotovoltaicos</i> .....	15
1.2.2 <i>Compensación de Reactivos</i> .....	17
1.2.3 <i>Estrategias de Control</i> .....	18
1.3. DISCUSIÓN .....	25
1.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO .....	26
1.5. OBJETIVOS.....	26
1.5.1 <i>Objetivo General</i> .....	26
1.5.2 <i>Objetivos Específicos</i> .....	26
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES .....	26
1.7. TEMARIO Y METODOLOGÍA .....	27
<b>CAPÍTULO 2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....</b>	<b>28</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	28
2.2. CELDA FOTOVOLTAICA.....	28
2.2.1 <i>Modelo Ideal</i> .....	28
2.2.2 <i>Modelo con Pérdidas</i> .....	33
2.3. DISCUSIÓN .....	37
<b>CAPÍTULO 3. MODELAMIENTO DE CONVERTIDOR .....</b>	<b>38</b>
3.1. INTRODUCCIÓN .....	38
3.2. TOPOLOGÍA PROPUESTA .....	38
3.2.1 <i>Modelo Promedio en Ejes Trifásicos</i> .....	39
3.2.2 <i>Modelo Promedio en Ejes Sincrónicos</i> .....	40
3.3. DISCUSIÓN .....	43
<b>CAPÍTULO 4. CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTES PARA VSC .....</b>	<b>44</b>
4.1. INTRODUCCIÓN .....	44
4.2. MODELO DISCRETO DEL CONVERTIDOR .....	44
4.2.1 <i>Aproximación de Euler</i> .....	44
4.2.2 <i>Modelo Promedio Discretizado</i> .....	45
4.3. CONTROL PREDICTIVO PARA CORRIENTES $DQ$ .....	45
4.4. ANÁLISIS DEL CONTROL PREDICTIVO.....	48
4.4.1 <i>Predicción de salida del controlador</i> .....	49
4.4.2 <i>Sensibilidad y Robustez</i> .....	52
4.4.3 <i>Respuesta en Estado Estacionario</i> .....	54
4.4.4 <i>Análisis de estabilidad de Lyapunov</i> .....	55
4.5. DISCUSIÓN .....	57
<b>CAPÍTULO 5. CONTROL PREDICTIVO CON INTEGRADOR.....</b>	<b>58</b>
5.1. REALIMENTACIÓN DE ESTADOS EXTENDIDOS.....	58
5.1.1 <i>Ubicación de los Valores Propios</i> .....	60
5.1.2 <i>Respuesta en estado estacionario</i> .....	62
5.2. ROBUSTEZ & SENSIBILIDAD.....	63
5.3. SIMULACIONES .....	64

5.3.1	<i>p</i> Respuesta Control Predictivo .....	65
5.3.2	Respuesta Control Predictivo Mejorado .....	66
5.4.	DISCUSIÓN .....	67
<b>CAPÍTULO 6. CONTROL DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA .....</b>		<b>68</b>
6.1.	MODELAMIENTO .....	68
6.2.	CONTROLADOR PI CONTINUO .....	68
6.3.	REFERENCIA DE CORRIENTE .....	69
6.4.	SIMULACIÓN .....	71
6.5.	DISCUSIÓN .....	73
<b>CAPÍTULO 7. RESULTADOS .....</b>		<b>74</b>
7.1.	EXPERIMENTAL .....	74
7.2.	DISCUSIÓN .....	77
<b>CAPÍTULO 8. CONCLUSIÓN .....</b>		<b>78</b>
8.1.	SUMARIO .....	78
8.2.	CONCLUSIONES .....	79
8.3.	TRABAJOS FUTUROS .....	80
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>		<b>81</b>



**Lista de Tablas**

TABLA I PARÁMETROS TÍPICOS DE CELDA FOTOVOLTAICA ..... 30  
TABLA II. PARÁMETROS DE CONVERTIDOR..... 52  
TABLA III PARÁMETROS DE SIMULACIÓN ..... 64  
TABLA IV PARÁMETROS DE CONVERTIDOR ..... 71





## Lista de Figuras

Fig. 1 Mapa de Potencial de Generación fotovoltaica. ....	13
Fig. 2 Unión P-N .....	28
Fig. 3 Circuito equivalente Panel Fotovoltaico .....	29
Fig. 4 Circuito Simplificado .....	29
Fig. 5 Corriente del diodo dada por Shockley .....	30
Fig. 6 Curvas Características Ideal de Celda .....	31
Fig. 7 Curvas I/V y P/V ante distintas condiciones de irradiancia .....	33
Fig. 8 Algoritmo de Simulación Recursivo de Panel Fotovoltaico de $N_s$ celdas. ....	35
Fig. 9 First Solar Series 6 Características .....	36
Fig. 10 First Solar FS-6440A Curvas de Corriente y Potencia .....	36
Fig. 11 Topología de Convertidor Propuesta .....	38
Fig. 12 Circuito Equivalente de Convertidor .....	39
Fig. 13 Transformada de ejes Rotatorios. ....	41
Fig. 14 Diagrama de Simulación Corrientes en Ejes Rotatorios .....	42
Fig. 15 Forward Euler Approximation .....	44
Fig. 16 Control Predictivo de Corrientes .....	47
Fig. 17 Lazo de Control .....	48
Fig. 18 Lazo de Control de Corriente .....	49
Fig. 19 Comparación del Horizonte de Control Predictivo .....	50
Fig. 20 Comparación del Horizonte de Control Predictivo .....	51
Fig. 21 Lazo de Control Predictivo .....	52
Fig. 22 Valores propios de control predictivo bajo variación de parámetros: .....	53
Fig. 23 Error de estado estacionario para parámetros de sistema variable. ....	54
Fig. 24 Retroalimentación Integral .....	58
Fig. 25 Control Predictivo vs Control Predictivo Mejorado .....	61
Fig. 26 Error de estado estacionario del controlador predictivo mejorado para la variación de parámetros .....	63
Fig. 27 Valores Propios del Control Predictivo Mejorado bajo variación en los parámetros del modelo: .....	64
Fig. 28 Control Predictivo de Corriente Parámetros Inciertos .....	65
Fig. 29 Control Predictivo Mejorado .....	66
Fig. 30 Lazo de control de potencia .....	70
Fig. 31 Lazo de control de potencia simplificado .....	69
Fig. 32 Resultados de Simulación: Lazo de Control de Potencia. ....	70
Fig. 33 MPPT Algoritmo Implementado .....	72
Fig. 34 Resultados de Simulación: Maximum Power Point Tracking. ....	72
Fig. 35 Prototipo de Laboratorio .....	74
Fig. 36 Resultados Experimentales: Control Predictivo Mejorado .....	75
Fig. 37 Resultados Experimentales: Control Predictivo Mejorado, Acercamiento respuesta al escalón .....	75
Fig. 38 Resultados Experimentales: Lazo de Control de Potencia .....	76
Fig. 39 Resultados Experimentales: Lazo de Control de Potencia con MPPT .....	76

## Nomenclatura

<b>F</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$ .
<b>G</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$ .
<b>E</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$ .
<b>C</b>	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$ .
<b>F<sub>c</sub></b>	: matriz de parámetros inciertos de dimensión $n \cdot n$ .
<b>G<sub>c</sub></b>	: matriz de parámetros inciertos de dimensión $n \cdot p$ .
<b>E<sub>c</sub></b>	: matriz de parámetros inciertos de dimensión $n \cdot p$ .
<b>F<sub>σ</sub></b>	: matriz de parámetros inciertos de dimensión $n \cdot n$ .
<b>U<sub>N</sub></b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot (N-1)p$ .
<b>P<sub>N</sub></b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot (N-1)p$ .
<b>U<sub>N</sub><sup>+</sup></b>	: matriz pseudo-inversa de parámetros de dimensión $n \cdot (N-1)p$ .
<b>U<sub>o</sub></b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot 2p$ .
<b>P<sub>o</sub></b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot 2p$ .
<b>p<sub>N</sub></b>	: vector de $N-1$ perturbaciones, $n \cdot (N-1)m$ .
<b>T<sub>abc-αβ0</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $abc$ a $\alpha\beta0$ , dimensión 3·3.
<b>T<sub>αβ0-abc</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta0$ a $abc$ , dimensión 3·3.
<b>T<sub>αβ0-dq0</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta0$ a $dq0$ , dimensión 3·3.
<b>T<sub>dq0-αβ0</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a $\alpha\beta0$ , dimensión 3·3.
<b>T<sub>abc-dq0</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $abc$ a $dq0$ , dimensión 3·3.
<b>T<sub>dq0-abc</sub></b>	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a $abc$ , dimensión 3·3.
<b>K<sub>c</sub></b>	: Matriz de realimentación de estados.
<b>W</b>	: Matriz de rotación (Transformada de Park), dimensión 3·3.

## Vectores

<b>x</b>	: vector de $n$ variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
<b>z</b>	: vector de $n$ variables de estados, $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_n]^T$
<b>u</b>	: vector de $p$ variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
<b>u*</b>	: vector de $2n$ salidas de controlador predictivo, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
<b>u<sub>ex</sub></b>	: vector de $p$ variables de entrada, $\mathbf{u}_{ex} = [u_{ex1} \ u_{ex2} \ \dots \ u_{exp}]^T$
<b>y</b>	: vector de $q$ variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
<b>y<sub>d</sub></b>	: vector de $q$ referencias, $\mathbf{y}_d = [y_{d1} \ y_{d2} \ \dots \ y_{dq}]^T$
<b>p</b>	: vector de $m$ perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
<b>x<sup>abc</sup></b>	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios $abc$ ).
<b>x<sup>αβ0</sup></b>	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{\alpha\beta0} = [x^\alpha \ x^\beta \ x^0]^T$ (ejes estacionarios $\alpha\beta0$ ).
<b>x<sup>dq0</sup></b>	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q \ x^0]^T$ (ejes rotatorios $dq0$ ).
<b>i<sup>abc</sup></b>	: vector de corrientes en ejes trifásicos, $\mathbf{i}^{abc} = [i^a \ i^b \ i^c]^T$ .
<b>i<sup>αβ0</sup></b>	: vector de corrientes en estacionarios $\alpha\beta0$ , $\mathbf{i}^{\alpha\beta0} = [i^\alpha \ i^\beta \ i^0]^T$ .
<b>i<sup>dq0</sup></b>	: vector de corrientes en ejes rotatorios $dq0$ , $\mathbf{i}^{dq0} = [i^d \ i^q \ i^0]^T$ .
<b>i<sup>dq0</sup><sub>ref</sub></b>	: vector de referencias de corrientes en ejes rotatorios $dq0$ , $\mathbf{i}^{dq0}_{ref} = [i^d_{ref} \ i^q_{ref} \ i^0_{ref}]^T$ .
<b>v<sub>o</sub><sup>abc</sup></b>	: vector de voltajes en ejes trifásicos, $\mathbf{v}_o^{abc} = [v_o^a \ v_o^b \ v_o^c]^T$ .
<b>v<sub>o</sub><sup>αβ0</sup></b>	: vector de voltajes en estacionarios $\alpha\beta0$ , $\mathbf{v}_o^{\alpha\beta0} = [v_o^\alpha \ v_o^\beta \ v_o^0]^T$ .
<b>v<sub>o</sub><sup>dq0</sup></b>	: vector de voltajes en ejes rotatorios $dq0$ , $\mathbf{v}_o^{dq0} = [v_o^d \ v_o^q \ v_o^0]^T$ .
<b>v<sub>s</sub><sup>abc</sup></b>	: vector de voltajes en ejes trifásicos, $\mathbf{v}_s^{abc} = [v_s^a \ v_s^b \ v_s^c]^T$ .
<b>v<sub>s</sub><sup>αβ0</sup></b>	: vector de voltajes en estacionarios $\alpha\beta0$ , $\mathbf{v}_s^{\alpha\beta0} = [v_s^\alpha \ v_s^\beta \ v_s^0]^T$ .

$\mathbf{v}_s^{dq0}$  : vector de voltajes en ejes rotatorios  $dq0$ ,  $\mathbf{v}_s^{dq0} = [v_s^d \ v_s^q \ v_s^0]^T$ .  
 $\mathbf{m}^{abc}$  : vector de moduladora en ejes trifásicos,  $\mathbf{m}^{abc} = [m^a \ m^b \ m^c]^T$ .  
 $\mathbf{m}^{\alpha\beta 0}$  : vector de moduladora en estacionarios  $\alpha\beta 0$ ,  $\mathbf{m}^{\alpha\beta 0} = [m^\alpha \ m^\beta \ m^0]^T$ .  
 $\mathbf{m}^{dq0}$  : vector de moduladora en ejes rotatorios  $dq0$ ,  $\mathbf{m}^{dq0} = [m^d \ m^q \ m^0]^T$ .

## Escalares

$FP$  : Factor de potencia.  
 $\Phi$  : desfase de la corriente de red.  
 $w^d(k)$  : Aproximación discreta de la derivada de la corriente  $d$ .  
 $w^q(k)$  : Aproximación discreta de la derivada de la corriente  $q$ .  
 $N$  : Factor de atenuación de acción derivativa.  
 $C_{dc}$  : Capacitancia del enlace de corriente continua.  
 $R_{dc}$  : Resistencia del enlace de corriente continua.  
 $R_s$  : Resistencia de la red.  
 $L_f$  : Inductancia de la red.  
 $f_s$  : Frecuencia nominal de la red.  
 $f_{sw}$  : Frecuencia de conmutación.  
 $V_{pvmax}$  : Voltaje máximo del panel fotovoltaico.  
 $I_{pvmax}$  : Corriente máxima del panel fotovoltaico.  
 $k_{pv}$  : Constante del panel fotovoltaico.  
 $H_\infty$  : Control optimo H-infinito.  
 $i_{pv}$  : Corriente de arreglo fotovoltaico  
 $i_{ph}$  : Corriente por efecto fotovoltaico  
 $i_d$  : Corriente de diodo  
 $v_d$  : Voltaje de diodo  
 $s_0$  : Irradiancia Nominal  
 $s$  : Irradiancia ambiental  
 $i_{sc}$  : Corriente de Cortocircuito  
 $i_r$  : Corriente de pérdidas por impureza de unión  $p-n$   
 $q$  : Carga de electrón  
 $I_0$  : Corriente de Fuga  
 $k$  : Constante de Boltzman  
 $n$  : Constante Idealidad Diodo  
 $T$  : Temperatura  
 $V_{dc}$  : Voltaje de enlace continuo (Constante)  
 $v_{dc}$  : Voltaje de enlace continuo (Variable)  
 $i^{dc}$  : Corriente de enlace continuo (Variable)  
 $G_{ac}$  : Ganancia de Convertidor  
 $\omega$  : Frecuencia angular de la red  
 $T_s$  : Periodo de muestreo



# Abreviaciones

## Mayúsculas

ERNC	: Energías Renovables no Convencionales.
DSP	: Procesador Digital de Señales (del inglés <i>Digital Signal Processor</i> )
STATCOM	: Compensador Estático.
FCS-MPC	: Finite Control Set Model Predictive Control.
CCS-MPC	: Continuos Control Set Model Predictive Control.
MPC	: Model Predictive Control.
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
VSC	: Voltage Source Converter.
LCDA	: Laboratorio de Control Digital Aplicado.
MPP	: Maximum Power Point.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking.
LVK	: Ley de Voltaje de Kirchhoff.
LCK	: Ley de Corriente de Kirchhoff.
PLL	: Phase Locked Loop.
PV	: fotovoltaico (del inglés <i>Photovoltaic</i> ).
PI	: Proporcional Integrativo.
THD	: Distorsión armónica total (del inglés <i>Total Harmonic Distortion</i> ).
HVDC	: Alto Voltaje Continuo (del inglés High Voltage Direct Current).
LQR	: Regulador Cuadrático Lineal (del inglés Linear Quadratic Regulator).
MLI	: Inversor Multinivel (del inglés Multi-level Inverter).
DB-MPC	: Control Predictivo de Pulso Muerto (del inglés Deadbeat MPC)

## Minúsculas

c.c.	: corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: corriente alterna (en Inglés es a.c.).

# Capítulo 1. Introducción

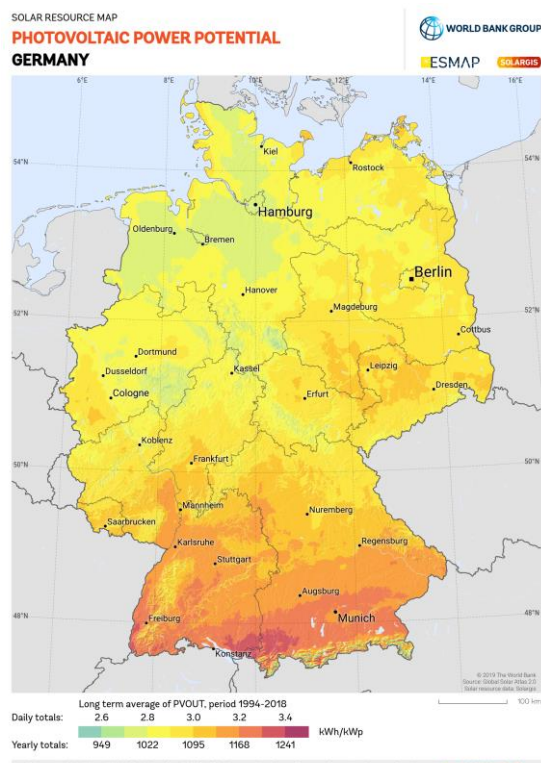
## 1.1. Introducción General

En las últimas décadas el interés hacia las Energías Renovables No Convencionales (ERNC) ha crecido junto con la investigación, innovación y desarrollo. Acompañado con una mayor accesibilidad, por la reducción de los costos asociados, la popularidad creciente también está ligada a la profunda preocupación por el impacto ambiental de los sistemas de generación tradicionales. Está claro que el nivel de desarrollo de una sociedad se correlaciona con la demanda energética de la misma [1]. Si bien, el 80% de matriz energética es de origen fósil, los esfuerzos gubernamentales y privados por dar auge a una mayor penetración de renovables es muy bien visto, posicionando a Chile dentro de los tres países con mayor inversión en proyectos de este tipo el año 2019 [2]-[5].

Chile cuenta con los niveles de irradiancia más grandes del mundo, teniendo una ventaja intrínseca



(a)



(b)

**Fig. 1 Mapa de Potencial de Generación fotovoltaica.**

(a) Chile, (b) Alemania

\*Fuente: <https://globalsolaratlas.info/map>

en energía solar. Es más, la irradiación que presenta Chile a la altura de Puerto Montt es comparable con la que se encuentra en Bavaria (Sur de Alemania). Siendo estos últimos líderes en el desarrollo de la energía solar fotovoltaica. Como se muestra en la Fig. 1, el potencial de generación fotovoltaica de ambos países es muy distinto, siendo el territorio chileno mucho más beneficiado en este recurso, casi doblando los valores máximos [6]. Lo que presenta una ventana de oportunidad para potenciar el desarrollo y así convertirnos en referentes en energía solar fotovoltaica. Lo que es más relevante considerando que Chile compra buena parte de su energía a través del petróleo o carbón.

De la misma manera se puede notar, de la Fig. 1 (a), que el potencial fotovoltaico más alto lo encontramos a norte del territorio chileno. Ubicación que coincide con la producción de la industria minera, que es el sector de mayor demanda energética con cerca del 35% del consumo total. La integración e implementación de energías limpias a producciones industriales se presenta como un desafío para sustentabilidad energética tanto de la industria como del país [7]-[9].

## 1.1. Formulación General del Proyecto

Generalmente, cuando se habla de instalaciones solares fotovoltaicas se piensa en las características de generación de energía e inyección de potencia activa. Sin embargo, las topologías de potencia asociadas, convertidores estáticos de potencia, disponen de características tanto para la inyección de potencia activa como de potencia reactiva [10].

La potencia reactiva se asocia al porcentaje de utilización de la red, en otras palabras, que tan eficiente es su uso. La conexión de cargas inductivas, desfazan la corriente con respecto al voltaje, cambiando el factor de potencia y respectivamente disminuyendo la eficiencia [11]. Soluciones como bancos de condensadores son utilizados en la industria. Sin embargo, éstos son diseñados para compensar niveles específicos de reactivos. Estructuras basadas en convertidores estáticos de potencia, también conocidos como STATCOM, tienen la ventaja de compensar en forma dinámica del factor de desplazamiento de las corrientes, característica que comparten con las topologías fotovoltaicas [12]-[14].

## 1.2. Trabajos Previos

La generación de energía para la actividad minera a través del recurso solar fotovoltaico abre una serie de interrogantes. En esta revisión bibliográfica, se analizan las publicaciones y documentos más relevantes, que permitan contestar (i) ¿Es posible inyectar reactivos con la misma topología con la cual se inyecta potencia activa?, (ii) ¿Cuáles son los límites de potencia que se puede inyectar? y (iii)

¿Se puede realizar todo lo anterior aplicando un controlador predictivo?

La discusión que nace a partir del análisis de los documentos será clasificada según los tópicos que ayuden a contestar (i), (ii) y (iii). De esta manera, se clasifican en; **Sistemas Fotovoltaicos**, los documentos que analicen el comportamiento de los sistemas fotovoltaicos y las topologías más comunes para sistemas trifásicos y sus técnicas de modulación implementadas en la generación solar fotovoltaica; **Compensación de Reactivos**, los que hagan hincapié en los límites de inyección de potencia de las topologías; **Estrategias de Control Predictivo**, las publicaciones más relevantes, que incluyan las estrategias de control lineal, no-lineal y predictivas aplicadas en los convertidores estáticos de potencia.

### 1.2.1 *Sistemas Fotovoltaicos*

En esta sección se presenta un análisis bibliográfico enfocado en los requisitos y desafíos presentes en la generación fotovoltaica. Partiendo por un panorama generalizado hasta llegar al contexto nacional.

- L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, and V. Salas, “Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 30, pp. 796–807, 2014, doi: 10.1016/j.rser.2013.11.005.

En este documento se presentan las topologías, estrategias de control y requerimientos en el manejo de potencia, contenido armónico y máxima extracción de potencia en sistemas de generación fotovoltaicos conectados a una red. Desde el punto de vista estructural, o de topologías de potencia, la configuración centralizada (*Centralized inverter*), en el cual todos los módulos son conectados a un solo inversor, tiene un pobre seguimiento de máxima potencia, puesto que la regulación de voltaje se realiza a la totalidad de los módulos a la vez. Un caso distinto es la configuración por filas (*string inverters*) donde, la conexión modular de los arreglos a distintos inversores, hace que la regulación de voltaje sea más precisa y por lo tanto la extracción de potencia más eficiente.

Los sistemas fotovoltaicos conectados a red deben cumplir con ciertas características esenciales; (i) Control MPP, con el objetivo de extraer la máxima energía ante diferentes condiciones ambientales; y (ii) Control de inversión, con la capacidad de regular el flujo de potencia activa y reactiva en sincronía con la red. Típicamente encontraremos que las estrategias de control de convertidores desacoplan los lazos de corriente c.a. con el de la tensión c.c., considerando este último entre 5 a 20 veces más lento que el lazo de corriente. De esta manera se consigue un lazo interno de corriente,



encargado de regular la calidad de la energía (THD), y un lazo externo de voltaje que regula el flujo de potencias activa y reactiva, además de seguir las referencias de voltaje provenientes del MPPT.

El control de potencia reactiva es de los problemas más importantes al conectar un sistema PV a una red. El sistema conectado a la red no solo debe controlar la calidad de la energía que inyecta, sino que también el factor de potencia debe ser el adecuado cada vez, puesto que este afecta la eficiencia del sistema. Un control de esta variable debe ser incluido en los lazos. La solución más aceptada aprovecha el control sobre el flujo de potencia activa, a través de la teoría  $pq$ . La corriente directa  $d$  y en cuadratura  $q$  se relacionan con la potencia activa y reactiva respectivamente. La referencia de corriente  $d$  se obtiene directamente del control de voltaje c.c. (en cascada), mientras que la referencia de corriente  $q$  se obtiene del con el cociente entre el producto de la potencia activa por la tangente del arcoseno del factor de potencia y la tensión RMS de la red.

La aplicación de la transformada de Park permite observar las variables, que eran originalmente alternas, como continuas. Así, el análisis y diseño aplicando teoría de control clásico se hace muy intuitivo. En el eje de referencias sincrónico, el control PI es uno de los más utilizado, la simpleza de diseño y programación le dan una ventaja. Sin embargo, este tiene una pobre regulación de armónicos y puede llegar a tener una respuesta lenta. En ejes estacionarios, el control proporcional resonante acompañado de compensación de armónicos en paralelo es el más atractivo, al introducir una ganancia infinita en la frecuencia de la red, hace que el seguimiento de referencia tenga una mejor respuesta dinámica, que su contraparte rotatoria, alcanzando cero error en estado estacionario.

Si bien este trabajo entrega un panorama de los sistemas de generación fotovoltaica, es necesario tener en consideración los avances que se han hecho en este tema. La popularidad del control predictiva ha crecido en los últimos años. Su respuesta dinámica sin paralelo y naturaleza puramente digital, lo hacen muy atractivo como solución para los sistemas de potencia.

- K. Nabil, M. Nazih and O. Rachid, “General review and classification of different MPPT Techniques,” vol. 68, no. July 2015, pp. 1–18, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.09.132.

El presente documento muestra una revisión de 40 técnicas para la máxima extracción de máxima potencia de sistemas fotovoltaicos. Cada una de las técnicas presenta sus propias ventajas, diferenciándose principalmente en el grado de dificultad de implementación, precisión, velocidad de seguimiento y costos. Las técnicas son clasificadas en función de su metodología de seguimiento en (i) técnicas con parámetros constantes, (ii) técnicas de medición y comparación, (iii) técnicas de



prueba y error, (iv) técnicas con cálculo matemático y (v) técnicas con predicción inteligente. Siendo las técnicas basadas en prueba y error, como es el caso de Perturbar y Observar (P&O) y Conductancia Incremental (IC), las más populares. Esto pues resultan ser una solución robusta a varios tipos de sistemas fotovoltaicos, sin la necesidad de conocer las características del arreglo, llegan a la máxima extracción de potencia.

El algoritmo de perturbar y observar mide el voltaje y la corriente del arreglo PV para realizar el cálculo de la potencia instantánea del sistema. Si esta potencia es menor a la potencia máxima del sistema, se modifica el voltaje del arreglo, aumentando o disminuyendo un  $\Delta v$ , hasta alcanzar el punto de máxima potencia. La simpleza en su implementación y robustez lo hace ideal para realizar pruebas de algoritmos de control primarios.

### 1.2.2 Compensación de Reactivos

La compensación de reactivos tiene que ver con la eficiencia de los sistemas de generación, las implicaciones ambientales y económicas que esto traen se deben tener en consideración. En esta sección se muestra la naturaleza del fenómeno reactivo y como estos afectan la región de operación de los sistemas fotovoltaicos.

- ♣ M. A. Graña-López, A. García-Diez, A. Filgueira-Vizoso, J. Chouza-Gestoso, and A. Masdías-Bonome, “Study of the sustainability of electrical power systems: Analysis of the causes that generate reactive power,” *Sustain.*, vol. 11, no. 24, 2019.

La potencia reactiva reduce la eficiencia de los sistemas de generación y limita la capacidad de inyectar potencia útil a las redes. El análisis de las posibles causas y como afecta la potencia reactiva son analizados en esta publicación.

La potencia reactiva afecta el factor de potencia de los sistemas eléctricos, lo que se observa como un desfase entre las corrientes y los voltajes de una red. Las causas de estos desfases, planteadas por los autores, son la presencia de elementos reactivos (inductancias y capacitancias) y los desbalances en los voltajes de una red trifásica. Los autores realizan el análisis de potencia reactiva en una red en dos casos (i) voltajes balanceados en una red trifásica; y (ii) voltajes desbalanceados. Donde se testean impactos de cargas reactivas e inductivas. Con el objetivo de identificar el origen del problema reactivo.

Los resultados muestran que, en un sistema totalmente resistivo, la potencia reactiva aparece producto de los desbalances en la red. En el caso (ii) desbalanceado, la potencia reactiva puede ser

inductiva o capacitiva dependiendo de los elementos del sistema. En el caso (i) balanceado, la presencia de reactivos se debe a los elementos reactivos del sistema lo que coincide con la teoría de potencias.

En este documento queda claro que la naturaleza de los orígenes de potencia reactiva y que esta afecta la eficiencia de los sistemas de generación, teniendo un impacto económico y ambiental. Minimizar la cantidad de energía no utilizada de los sistemas es un desafío considerable para abordar a través del control de los sistemas de generación distribuida.

- ♣ M. K. Mishra and V. N. Lal, “An improved methodology for reactive power management in grid integrated solar PV system with maximum power point condition,” *Sol. Energy*, vol. 199, no. January, pp. 230–245, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.02.001.

En este documento se presenta un método para determinar las capacidades de potencias activa, reactiva y aparente de un sistema de generación fotovoltaico acoplado a un bus IEEE-33. Por un lado, el método propuesto plantea trazar curvas de potencia, representando la región de operación, haciendo un barrido en amplitud y fase de la moduladora (asumiendo un modelo promedio en ejes sincrónicos). Curvas que muestran los límites teóricos de la transferencia de potencia y compensación de reactivos en condiciones de máxima extracción de potencia. Por otro lado, se plantea una función a partir del balance de potencias. Esta última, se soluciona haciendo uso del método de Newton-Rapson para el voltaje de máxima potencia y amplitud de moduladora ante distintas condiciones de Temperatura e Irradiancia.

Se puede observar que los resultados que presentan los autores se condicen con el desarrollo de la metodología. Se aprecia que a mayor la transferencia de potencia activa, buenas condiciones de irradiancia y temperatura, menor es la capacidad de potencia reactiva para compensar. De la misma manera, cuando la temperatura aumenta y la irradiancia cae, la capacidad de aportar potencia activa del sistema disminuye y por lo tanto la capacidad de reactivos aumenta. Esto entrega una noción de los resultados esperables de la investigación propuesta en este documento.

### 1.2.3 Estrategias de Control

La estrategia de control predictivo que se propone es el tema central de esta investigación. Un análisis bibliográfico de publicaciones que describan las fortalezas y debilidades de este tipo de controladores se presenta en esta subsección. Se observa que la veloz respuesta de los sistemas y su

aplicación a sistemas no lineales es una de las principales ventajas, mientras que la ausencia de teoría de estabilidad y error en estado estacionario son desafíos que aún están por abordarse.

- ✦ S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.

En este documento los autores presentan una revisión de múltiples tipos de controladores predictivos. Indicando su evolución y aplicaciones en la electrónica de potencia. Además, aportan con una serie de funciones de costos con distintas características.

El control predictivo se presenta como una buena alternativa para el control de sistemas no lineales. Siempre y cuando se cuente con un modelo relativamente exacto de la planta a controlar. Existen dos grandes grupos de control predictivo en la electrónica de potencia; Control Predictivo de Estados Finitos donde un número acotado de acciones de control disponibles y validas del convertidores son evaluadas y se selecciona la que minimice alguna función de costo; Control Predictivo de Espectro definido donde se obtiene, del algoritmo de control para cada tiempo de muestreo, una señal (típicamente senoidal) de frecuencia igual a la frecuencia nominal y es comparada con una señal triangular (SPWM), accionando los elementos del convertidor. La gran diferencia entre estos es el espectro de frecuencia de la corriente de la salida, donde en el primer caso FCS-MPC, siendo el más rápido de los dos casos, es posible que aparezcan armónicos de baja frecuencia en las corrientes, esto implica una distorsión armónica total alta que afecta directamente a la calidad del suministro o en otro caso los elementos alimentados con la red. En el caso de CCS-MPC se tiene un espectro definido de frecuencia, múltiplo de la frecuencia de conmutación. Sin embargo, el tiempo de respuesta será menor.

La función de costo puede ser diseñada para distintos propósitos. Sin embargo, no existe un fundamento matemático para el diseño de los factores de peso. Los autores indican las funciones de costo más usadas en distintas aplicaciones, en ellas se incluyen variables como; las corrientes de la red, la potencia activa transferida y potencia reactiva, en el caso de topologías de generación de energía; y en el caso de motores eléctricos el torque puede ser incluido.

Dentro de otros tópicos tocados en esta publicación, los autores están de acuerdo con que los principales desafíos que presenta el control predictivo; la ausencia de formalidad para definir el comportamiento en estado estacionario, error de seguimiento y diseño de factor de peso en la función de costo.

- ♣ G. Rigatos and P. Wira, “Nonlinear optimal control for the VSC-HVDC transmission system,” pp. 600–605, 2016.

Los autores proponen una estrategia de control con características  $H_\infty$  para un sistema de transmisión c.c. de alto voltaje. A partir del modelo no lineal en ejes sincrónicos del sistema, obtiene una linealización de la forma  $dx/dt = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u + \mathbf{d}$ , donde  $\mathbf{A}$  es la matriz Jacobiana,  $\mathbf{x}$  el vector de estados,  $\mathbf{B}$  la matriz de las entradas,  $\mathbf{u}$  las entradas y  $\mathbf{d}$  es utilizada para modelar las incertidumbres del sistema. Se diseña el controlador incluyendo su función de costo cuadrática  $J(x,u,d)$  las incertidumbres del sistema, que maximizan la función. Así, mientras  $d(t)$  aumenta esta función de costo  $u(t)$  la disminuye. Convirtiendo el problema *mini-max optimization* escrito que se puede expresar como  $\min_u \max_d J(u,d)$ .

El control  $H_\infty$  de la forma  $u(t) = -Kx(t)$ , con  $K = B^T P / r$  donde  $r$  es la penalización de entradas y  $P$  se obtiene a partir de la ecuación de Riccati, lleva los estados del sistema a su estado mínimo de energía. No obstante, para aplicaciones de seguimiento, los autores realizan un análisis de estabilidad a partir de Lyapunov, mostrando que tanto las incertidumbres, como el error del sistema están contenidos, no se indeterminan, incluso alcanzando cero error en estado estacionario.

Este documento explica de manera muy clara el procedimiento para diseñar un controlador es estados que con características  $H_\infty$ . Las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$  son calculadas en cada tiempo de muestreo, haciendo lo mismo con el controlador. la ventaja que presenta y se puede ver en los resultados experimentales, es que para diferentes puntos de operación mantiene las características de desempeño. Diseñar un controlador de este estilo puede encargarse de reducir las incertidumbres a las cuales se enfrenta el controlador predictivo.

- ♣ M. Ahmed, M. Abdelrahem, and R. Kennel, “Highly efficient and robust grid connected photovoltaic system-based model predictive control with Kalman filtering capability,” *Sustain.*, vol. 12, no. 11, 2020, doi: 10.3390/su12114542.

En este documento los autores presentan un control de predictivo de estados finitos FCS-MPC con tiempo de cómputo reducido apoyado por un filtro Kalman para atenuar las incertidumbres en los parámetros para una aplicación fotovoltaica de dos etapas.

La topología que se presenta es una de dos etapas, donde en el enlace c.c. encontramos un convertidor elevador en paralelo a un filtro  $C_{dc}$ . Además, cuenta con un inversor trifásico de dos niveles acoplado a una red por medio de un filtro RL. La ventaja que presenta esta topología es que,

al tener dos convertidores, es posible independizar el seguimiento de máxima potencia de la inyección de potencia activa y reactiva. El método de MPPT utilizado permite obtener el estado del *switch* del convertidor boost en cada instante de muestreo, lo que presenta una ventaja en la velocidad de respuesta del voltaje c.c., similar a un control predictivo, pero sin la dependencia de los parámetros del enlace. En el caso del inversor, los autores implementan un FCS-MPC con cálculo reducido, determinando el sector (el triángulo de posibles voltajes) que se usará en cada tiempo de muestreo, consiguiendo encontrar el estado óptimo de conmutación en solo tres cálculos, no en siete como en el caso tradicional.

El FSC-MPC tiene una gran dependencia de los parámetros, lo que pone en duda su robustez, los autores abordan este problema añadiendo un filtro Kalman al lazo de control para la identificación de los parámetros. De esta manera, refuerzan la robustez del lazo de control predictivo. Los resultados que presentan son muy buenos, alcanzando cero error en estado estacionario para las corrientes, incluso ante variaciones tipo escalón en los parámetros del sistema.

◆ Rohten, J.; Zanchetta, P.; Rivera, M.; Muñoz, J.; Espinoza, J. & Silva, J. “Multivariable Control for a Three Phase Rectifier Based on Deadbeat Algorithm,” *Proc. IECON 2016 - 42nd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016, 5977-5982*

En esta publicación se propone una estrategia de control predictivo para todas las variables controlables de un convertidor fuente de voltaje. Se plantea un control de potencia para el lazo externo con el objetivo de controlar el voltaje c.c. en el capacitor. A partir de las potencias (activa y reactiva) se generan las referencias de corrientes para el lazo interno y así controlar el factor de potencia en el punto de conexión con la red.

El modelo matemático del convertidor, el cual es obtenido con las leyes de corriente y voltaje de Kirchhoff, es una parte esencial para el diseño del controlador. Las ecuaciones diferenciales que describen las dinámicas del convertidor son llevadas a ejes estacionarios con la *Transformada de Clark* en orden de reducir la cantidad de ecuaciones conservando las características dinámicas del sistema trifásico balanceado. Posteriormente son llevadas al tiempo discreto con la aproximación de Euler hacia adelante, calculando así las predicciones para un tiempo de muestreo en adelante.

La rápida respuesta del voltaje, característica de este tipo de controladores, tiene como consecuencia una gran transferencia de potencia entre los enlaces (c.a./c.c) del convertidor. Niveles que pueden provocar la saturación de los componentes semiconductores y/o reducir su vida útil. El problema es abordado limitando (saturando) por software la potencia activa.

Finalmente, los resultados obtenidos con esta técnica de control son satisfactorios, con respuestas muy rápidas y sin sobrepaso. Como fue mencionado previamente, la estrategia presentada depende del modelo matemático y, por lo tanto, de los parámetros del sistema.

✦ Rodrigo Alejandro Méndez Leal, “Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos de Potencia Asistido por Técnicas Lineales para un Desempeño Global Robusto,” *Escuela de Graduados de la Universidad de Concepción.*, Tesis de Magister.

En su tesis de grado el autor presenta alternativas para la construcción y diseño de un controlador de tipo FCS-MPC o de estados finitos para convertidores estáticos apoyado por técnicas lineales de control que es la realimentación de estados con integradores para mejorar características transitorias y estacionarias del sistema ante incertidumbre en los parámetros. Sin embargo, por la naturaleza del control propuesto, el uso de señales moduladoras para generar las corrientes en los ejes rotatorios es descartada, decantándose por implementación de los estados definidos en los ejes rotatorios  $\alpha\beta$  para evaluar la función de costo que optimiza los resultados del control. Los resultados experimentales presentados representan exitosamente la efectividad de la estrategia de control propuesta.

Por un lado, la integración en la realimentación de estados entrega al lazo de control robustez ante las variaciones de parámetros, lo que tiene sentido, pues la única forma que la acción de control sea nula es que la diferencia entre la referencia y el estado realimentado sea también cero. Además, se muestra la ubicación de los dos valores propios del sistema con la realimentación de estado, quedando ubicados en lugares distintos sobre el eje real, lo que sugiere una respuesta sobre amortiguada. Cabe destacar que no se presenta el método utilizado para esta sintonización.

Se puede esperar una respuesta similar a la presentada en este documento con una estrategia de control basada en un set continuo de acciones de control, como lo es la implementación de una señal moduladora para obtener los estados de las piernas del convertidor. Esta alternativa reduciría aún más la carga computacional. La ubicación de los valores característicos puede ser definida usando LQR diseñando las matrices de peso para evitar grandes variaciones en los estados.

✦ Roberto Orlando Ramírez Alegría, “Control Predictivo de Alto Rendimiento en Régimen Transiente y Estacionario,” *Escuela de Graduados de la Universidad de Concepción.*, Tesis de Doctorado.

En este caso el autor propone una estrategia de control predictivo con cero error en estado estacionario. A través de la modificación del modelo estimado y su comparación con el modelo

predicho, se obtiene el error de predicción, lo que se busca hacer cero agregando una entrada auxiliar que es apoyada por un integrador en el caso continuo o un control resonante en el caso alterno. De esta manera, la única forma que tiene el sistema de asegurar error cero es que el modelo estimado y el real no tengan diferencia o que el error de seguimiento sea nulo.

Si bien el documento presenta un FCS-MPC para generar la entrada óptima, también se agrega una moduladora para comparar el estado de conmutación seleccionado por el algoritmo predictivo y así asegurar un espectro de conmutación definido.

Un análisis de la respuesta estacionaria de los resultados experimentales muestra un comportamiento con prácticamente nulo desfase por parte de la estrategia propuesta comparada con la respuesta obtenida por el control predictivo “clásico”. Además, se observa que el voltaje de salida del convertidor muestra un espectro mejor definido de las componentes frecuenciales. Por su parte el comportamiento dinámico muestra un asentamiento con mucho menor error de sobrepaso

✦ I. Harbi et al., "Model-Predictive Control of Multilevel Inverters: Challenges, Recent Advances, and Trends," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 10845-10868, Sept. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3288499.

Este documento realiza una exhaustiva revisión bibliográfica del estado del arte del control predictivo basado en modelo (MPC) para inversores multinivel (MLI). El MPC se muestra como una estrategia de control prometedora para aplicaciones de con MLI. Ya que en ciertos casos es capaz de abordar problemas de control multiobjetivo y ha atraído gran interés en la electrónica de potencia.

Los desafíos en el MPC para MLI incluyen la carga computacional, la precisión del modelado, el diseño de la función de costo y la selección del factor de ponderación. Se han reportado soluciones efectivas para estos desafíos. El MPC ha demostrado mejoras en la reducción de la carga computacional, el diseño de la función de costo, la selección del factor de ponderación, la operación a frecuencia de conmutación fija, la precisión del modelado y la implementación a largo plazo para aplicaciones de MLI.

Particularmente las estrategias Deadbeat-MPC se presenta con un buen desempeño dinámico, pero con una alta sensibilidad a variación de parámetros del sistema, a veces llevando el sistema a oscilación permanente. Esto es considerado en el contexto de este trabajo de tesis.

✦ C. R. Baier, R. O. Ramirez, E. I. Marciel, J. C. Hernández, P. E. Melín and E. E. Espinosa, "FCS-MPC Without Steady-State Error Applied to a Grid-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel



Inverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 10, pp. 11785-11799, Oct. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3065003.

Los autores de este documento reconocen el error en estado estacionario del control predictivo como un problema el cual es corregido en esta estrategia de estados finitos FCS-MPC en un MLI monofásico. La estrategia modifica la predicción del modelo a partir de la resonancia del error de salida, así corrigiendo el error en estado estacionario. Los autores prueban el comportamiento del control comparando el FCS-MPC tradicional y el propuesto, mostrando que este último compensa el desfase entre la corriente de referencia y la de la red. Además, la característica del MLI desplaza mejora el espectro de frecuencia del voltaje de salida del convertidor.

Este paper es relevante para el estudio de la tesis, pues ataca el mismo desafío que presenta el control predictivo, el error en estado estacionario y el efecto de las variaciones de los parámetros sobre el modelo, pero lo hace con una estrategia de estados finitos. En este documento, la estrategia es modulada y aplicada a un convertidor de tres niveles trifásico.

✦ Babayomi, O., Zhang, Z., Dragicevic, T., Hu, J., & Rodriguez, J. (2023). Smart grid evolution: Predictive control of distributed energy resources—A review. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 147, 108812.

Este paper entrega una revisión bibliográfica del estado del arte del control predictivo en electrónica de potencia y su papel en la integración de sistemas o fuentes de generación distribuidos y su integración en las redes eléctricas, los autores principalmente se enfocan en la energía solar y eólica. Sin embargo, también incluyen fuel cells y otros sistemas de almacenamiento de energía. Este estudio hace énfasis en la estrategia FCS-MPC y su potencial para un alto desempeño dinámico, máxima extracción de potencia y el control de redes débiles. El paper sugiere que una de las alternativas de investigación futura se enfoque en la exactitud de los modelos utilizados para la predicción. Además, el efecto de la variación inesperada de los parámetros del modelo puede deteriorar el desempeño de esta estrategia. Lo anterior, se alinea con los objetivos específicos de este trabajo de tesis, donde la variación de parámetros es estudiada y compensada para alcanzar cero-error en estado estacionario de las corrientes.

✦ Hu, J., Shan, Y., Guerrero, J. M., Ioinovici, A., Chan, K. W., & Rodriguez, J. (2021). Model predictive control of microgrids—An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 136, 110422.



Esta revisión bibliográfica muestra el potencial de las estrategias MPC para el control de micro-redes. Principalmente en la regulación de voltaje, frecuencia y potencia. Esta se muestra como una alternativa competitiva ante otras estrategias convencionales.

El paper muestra claramente los desafíos del control predictivo; partiendo por el modelo, donde se debe alcanzar un equilibrio entre la exactitud del **modelo y su complejidad de cálculo**, este caso suele estar presente en las topologías multinivel; Lo que va de la mano con la selección adecuado **tiempo de muestreo**, pues los cálculos de predicciones se deben realizar en tal intervalo y es esencial para mantener la **estabilidad** del sistema; Esta última, además se ve influenciada por la variabilidad de las fuentes renovables y **los parámetros del sistema**; la selección de una **función de costo** y sus pesos que sean representativos de las restricciones del sistema; por último, las estrategias deben considerar la **escalabilidad** del sistema.

### 1.3. Discusión

La revisión bibliográfica entrega un panorama de la generación fotovoltaica, los desafíos y requisitos necesarios presentes en su aplicación. Vemos que el documento analizado referente a esto indica claramente que el objetivo primero de esta tecnología es la inyección de la máxima cantidad de energía útil a las redes eléctricas. Por esto, algoritmos de máxima extracción de potencia son esenciales en las estrategias de control. Vemos además que la presencia de potencia reactiva disminuye la eficiencia de los sistemas eléctricos, por lo que conocer la naturaleza que da origen a las desviaciones del factor de potencia permite entender el problema a enfrentar. Los lazos de potencia regulan el flujo de potencia y, a través de la teoría de potencias, es posible obtener regulación de reactivos.

Más énfasis se hizo en las estrategias de control predictivo y robustos para convertidores de potencia. Los principales desafíos que presenta este tipo de controladores es la dependencia de los parámetros del sistema. La implementación de un Filtro Kalman se presenta como una solución al problema. Sin embargo, la complejidad de implementación y tiempos de cómputo de esta estrategia no se menciona en el documento. En búsqueda de diseño de controladores robustos se analiza el diseño de controladores  $H_\infty$  que incluye la incertidumbre de los parámetros en el modelo del sistema. La respuesta dinámica se mantiene en distintos puntos de operación. Pero esto no asegura error nulo en régimen permanente. Los autores estudiados coinciden con que la estabilidad, el seguimiento de referencia sin error y la dependencia de parámetros siguen siendo tópicos para estudiar e investigar. La estrategia de control propuesta abordará estos desafíos.

## 1.4. Hipótesis de Trabajo

Las hipótesis del trabajo son:

- Es posible mejorar el control predictivo dinámica y estáticamente a través de realimentación.
- Es posible lograr cero error en estado estacionario usando control predictivo
- Es posible extraer la máxima potencia desde los paneles solares utilizando el control propuesto.
- Es posible regular la inyección de reactivos a la red eléctrica con cero error en estado estacionario y utilizando control predictivo.
- Es posible lograr cero error en estado estacionario con parámetros que varían levemente desde su valor nominal.

## 1.5. Objetivos

### 1.5.1 Objetivo General

Controlar un convertidor estático de potencia considerando una aplicación solar con una estrategia de control predictivo apoyado por retroalimentación de estados del sistema que permita cero error en estado estacionario para las variables de interés.

### 1.5.2 Objetivos Específicos

- Proponer una estrategia de control predictivo con realimentación lineal de estados con integrador puro de salida para VSC.
- Diseñar lazos de control con cero error en estado estacionario que permitan la inyección de potencia activa a la red eléctrica y la inyección de armónicos.
- Corroborar a través de simulación el sistema de control en software Psim.
- Implementar en la estrategia de control propuesta en el Laboratorio de Control Digital Aplicado L.C.D.A. en prototipo de VSC.

## 1.6. Alcances y Limitaciones

- ⊕ La estrategia de control se diseña de forma exclusiva para la topología propuesta. La implementación en otra configuración requerirá de modificaciones en el algoritmo.
- ⊕ Los sistemas que se propongan para estudio e investigación se acotarán a los prototipos que se puedan construir con los recursos presentes en el L.C.D.A.
- ⊕ Los resultados experimentales se obtienen con las capacidades instaladas en laboratorio.
- ⊕ La estrategia de control se prueba ante condiciones inciertas de parámetros, i.e. la impedancia de la red real y programada difieren hasta un 30% entre sí.

- ⌘ El seguimiento de referencia del lazo de corriente se prueba realizando cambios tipo escalón en las corrientes de referencia en ejes sincrónicos.
- ⌘ Se realizan cambios tipo escalón en lazo de voltaje c.c., posteriormente se prueba con arreglo fotovoltaico de baja potencia.

## 1.7. Temario y Metodología

- ⌘ Realización de un análisis y estudio teórico de la topología. Para esto se desarrollarán modelos basados en los principios físicos del convertidor.
- ⌘ Proposición de estrategias de control para las variables c.c. y c.a. del inversor.
- ⌘ Simulación en Matlab, Mathcad y/o Psim para verificar los modelos y controladores propuestos. Se idealizarán los modelos del convertidor para trabajar con modelos promedios.
- ⌘ Implementación de un prototipo de bajo voltaje y baja potencia controlado por DSP. Los diseños y construcción se realizarán en el L.C.D.A.
- ⌘ Obtención de resultados experimentales para evaluar el desempeño de algoritmos utilizados y contrastarlos con las simulaciones.



## Capítulo 2. Sistemas Fotovoltaicos

### 2.1. Introducción

Chile es considerado como uno de los países más aventajados en energía solar. El aprovechamiento de este recurso va de la mano con la implementación de tecnología. Los sistemas fotovoltaicos se han mostrado como una de las más potentes alternativas a los combustibles fósiles.

La mayoría de los Software de programación y simulación de electrónica de potencia, como Psim, cuentan con módulos fotovoltaicos para simular su comportamiento. Sin embargo, se hace necesario estudiar un modelo para simulación, con el objetivo final de y diseño del controlador predictivo mejorado.

### 2.2. Celda Fotovoltaica.

#### 2.2.1 Modelo Ideal

La celda fotovoltaica es la unidad básica de los sistemas de generación solar fotovoltaica. Está convierte directamente la radiación solar en energía eléctrica por medio del fenómeno fotovoltaico. En el campo de la electrónica de potencia resulta útil tener modelo de simulación que representen el comportamiento de paneles FV. Dichos modelos son utilizados para el diseño de estrategias de control de potencia (regulación del flujo de la energía) y algoritmos de máxima extracción de potencia o de seguimiento MPPT. Los modelos FV se obtienen a partir de la física de los semiconductores, que forma parte del fenómeno FV.

Un gran porcentaje de los paneles solares, disponibles a nivel comercial, utilizan silicio como material semiconductor. A través de la unión de dos láminas de silicio, una dopada positivamente

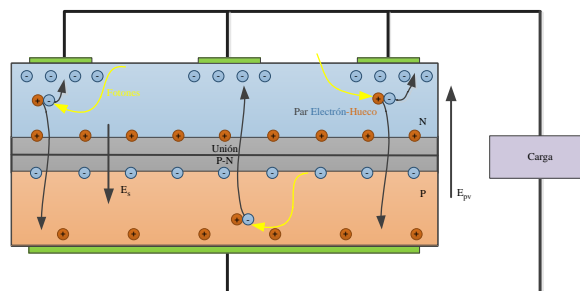


Fig. 2 Unión P-N

\*Fuente: Elaboración Propia

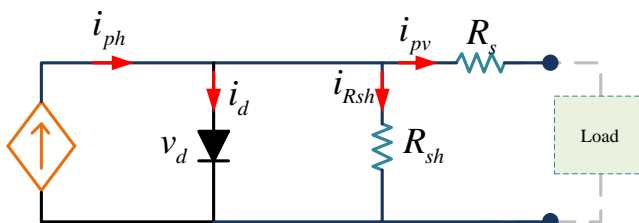


Fig. 3 Circuito equivalente Panel Fotovoltaico

\*Fuente: Elaboración Propia

(tipo- $p$ ) y otra dopada negativamente (tipo- $n$ ), se obtiene una unión  $p-n$  que forma una barrera de potencial eléctrico en la unión, separando las cargas, como se muestra en la Fig. 2.

Con la exposición a luz solar, los fotones, que tengan la energía suficiente, liberan cargas que vencen el potencial eléctrico. los electrones fluyen desde el lado dopado tipo- $n$  hasta el lado tipo- $p$ , generando una corriente cuando está conectado a una carga. Este fenómeno puede ser modelado con un circuito eléctrico como el que se muestra en Fig. 3 que contiene una fuente de corriente y un diodo en paralelo y resistencias que representan pérdidas o no idealidades.

En el circuito equivalente, la resistencia  $R_{sh}$  refleja principalmente las impurezas de la juntura y por lo general es del orden de los  $k\Omega$ . la resistencia  $R_s$ , del orden de los  $m\Omega$ , incluye al modelo resistencias parasitas del semiconductor (Bulk resistance), los contactos e interconexiones metálicas.  $I_{ph}$  representa la corriente producida por la radiación solar que incide en la unión  $p-n$  (diodo) mientras que  $I_d$  es la corriente en el diodo dada por la ecuación de Shockley:

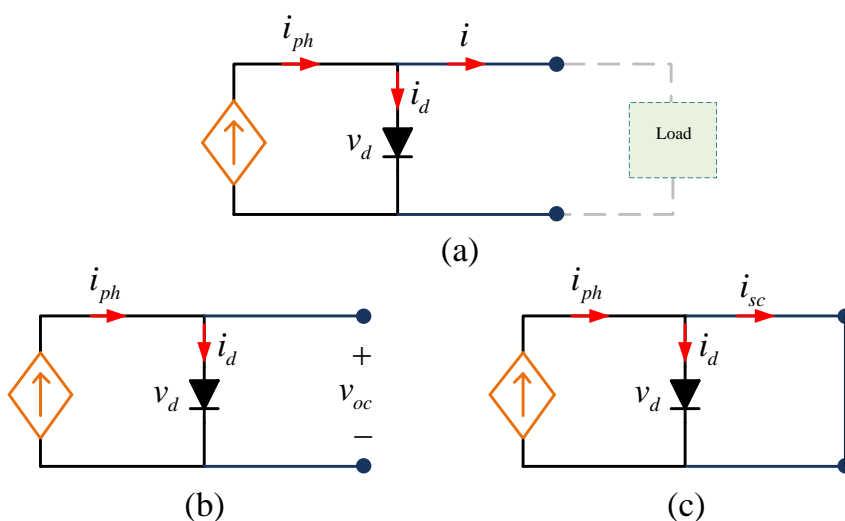


Fig. 4 Circuito Simplificado

(a) Conectado a Carga, (b) Circuito Abierto, (c) Corto-Circuito

\*Fuente: Elaboración Propia

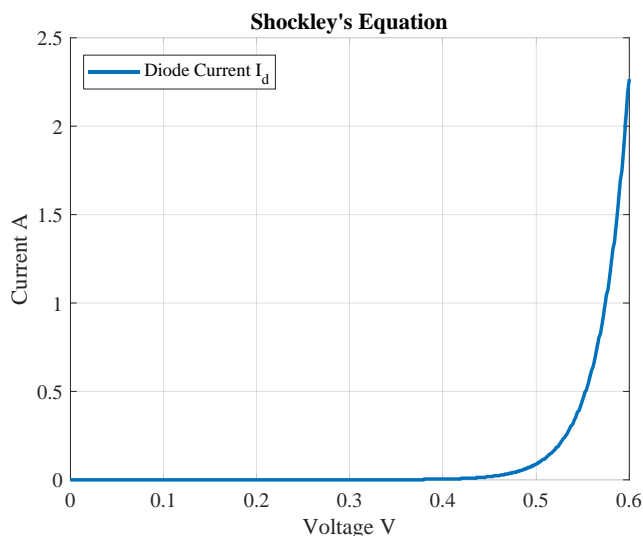


Fig. 5 Corriente del diodo dada por Shockley

\*Fuente: Elaboración Propia

$$I_d(V) = I_0 \left( e^{\left( \frac{qV}{nkT} \right)} - 1 \right) \quad (2.1)$$

donde  $I_0$  es la corriente de fuga del diodo,  $q$  es la carga de un electrón,  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura de la celda y  $n$  es el factor de idealidad. Se puede observar que la corriente del diodo es una función del voltaje.

TABLA I PARÁMETROS TÍPICOS DE CELDA FOTOVOLTAICA

Parámetro	Valor
$I_0$ (Corriente de Fuga)	$8 \cdot 10^{-9}$ A
$q$ (Carga de Electrón)	$1.6022 \cdot 10^{-19}$ C
$k$ (Constante de Boltzmann)	$1.38065 \cdot 10^{-23}$ JK <sup>-1</sup>
$n$ (Idealidad del Diodo)	1.2 p.u.
$T$ (Temperatura)	25 °C
$i_{sc}$ (Corriente de Cortocircuito)	1 A
$s$ (Irradiancia)	1000 W/m <sup>2</sup>
$s_0$ (Irradiancia de Prueba)	1000 W/m <sup>2</sup>

Se presenta en la Fig. 5 la corriente del diodo dada por (2.1), obtenida considerando los parámetros típicos, que se presentan en la TABLA I, y realizando un barrido de voltaje. Se observa en la curva que: *i*) la corriente en el diodo será nula para un voltaje cero y como consecuencia habrá una corriente igual a la de la fuente en la carga – esto lo llamamos corriente de cortocircuito ( $i_{sc}$ ) – y *ii*) la corriente será máxima en el diodo cuando el voltaje en paralelo sea máximo, i.e., la carga se encuentre en circuito abierto – a esta tensión la llamamos voltaje de circuito abierto ( $v_{oc}$ ) –. De esta manera,

podemos definir que existen puntos críticos en el modelo simplificado del panel. En la siguiente subsección se presenta la derivación del modelo.

### A. Modelo Simplificado a Condiciones Ideales

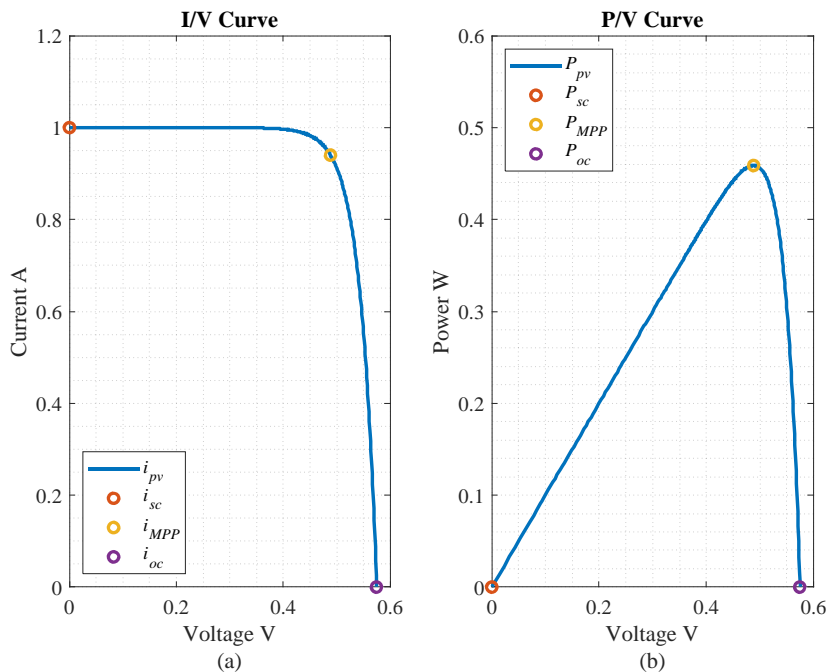
A partir de un modelo simplificado es posible obtener las curvas características para la corriente y potencia. Aplicando LCK al modelo reducido de Fig. 4 (a) se tienen que

$$i = i_{ph}(s) - i_d(v_d) \quad (2.2)$$

donde, la corriente generada por el efecto fotovoltaico depende de la irradiancia nominal de prueba  $s_0$ , la irradiancia ambiental  $s$  a la que está expuesta la unión, y su corriente de cortocircuito  $i_{sc}$  de la forma

$$i_{ph} = i_{sc} \frac{s}{s_0} \quad (2.3)$$

Así, bajo condiciones ideales de temperatura e irradiancia se obtienen las curvas características de la celda fotovoltaica que se muestran en la Fig. 6. En la Se Fig. 6 (a) observa que la corriente es máxima cuando el voltaje es nulo y mínima cuando se encuentra en el voltaje de cortocircuito, lo que se correlaciona con la Fig. 4 (b) y Fig. 4 (a) respectivamente.



**Fig. 6** Curvas Características Ideal de Celda

(a) Curva I/V ideal, (b) Curva P/V ideal

\*Fuente: Elaboración Propia

Otro punto característico de una celda fotovoltaica es el punto en el cual se puede obtener la máxima cantidad de energía. Conocido como el punto de máxima potencia MPP. Se observa claramente en la Fig. 6 (b) que existe un máximo de potencia que es posible extraer. Derivado la potencia e igualando a 0, es posible obtener este máximo. Como se muestra en la Fig. 6 hay tres puntos esenciales en la curva P/V:  $P_{MPP}$ ) Punto de Máxima Potencia,  $P_{sc}$ ) Potencia de Corto Circuito y  $P_{oc}$ ) Potencia de Circuito Abierto. En  $P_{sc}$ ) y  $P_{oc}$ ) la potencia de la celda es nula, mientras que en  $P_{MPP}$ ) la potencia es máxima y es donde se busca trabajar con los algoritmos de seguimiento de máxima potencia MPPT.

### ***B. Modelo Simplificado a Condiciones Variables***

Las celdas fotovoltaicas en muy pocos casos se verán enfrentadas a condiciones ideales, por lo que el estudio de estas ante condiciones ambientales distintas a las de prueba es necesario. Como se puede ver en (2.1) y (2.3) las condiciones de irradiancia y temperatura afectan el comportamiento de la celda. Por lo tanto, las curvas características se verán modificadas.

Se observa en la Fig. 7 (a) que, a menor irradiancia, menor es la corriente y por lo tanto menor es la potencia que se puede obtener del sistema como se corrobora en Fig. 7 (b). Por otro lado, la temperatura también tiene un efecto en la energía que puede extraer la celda. En la Fig. 7 (c) se observa que las altas temperaturas reducen el voltaje de cortocircuito, reduciendo a su vez la potencia como



se muestra en Fig. 7 (d). Si bien este modelo ideal muestra un comportamiento bastante cercano a lo que se esperaría del comportamiento de una celda fotovoltaica, no considera las impurezas en la unión, ni la resistencia de los conductores. Estas pérdidas pueden ser representadas con resistencias paralelo y serie respectivamente, como se muestra en Fig. 3.

## 2.2.2 Modelo con Pérdidas

El modelo que se muestra en la Fig. 3 representa un circuito equivalente de una celda fotovoltaica que considera las pérdidas por impurezas como resistividad de conductores. La aplicación de este modelo permite obtener simulaciones más cercanas al comportamiento de paneles fotovoltaicos bajo diferentes condiciones ambientales. Simuladores tales como Psim utiliza de estos modelos en su librería. A partir de la LCK se tiene que

$$i = i_{ph} - i_d - i_r \quad (2.4)$$

donde  $i$  es la corriente que alimenta la carga,  $i_{ph}$  es la corriente producida por el efecto fotovoltaico,  $i_d$  es la corriente del diodo e  $i_r$  es la corriente que representa las pérdidas por las impurezas del semiconductor y la resistencia de los conductores. Luego, reemplazando la corriente del diodo de (2.1) en (2.4), y aplicando un divisor de tensión en la carga, se tiene

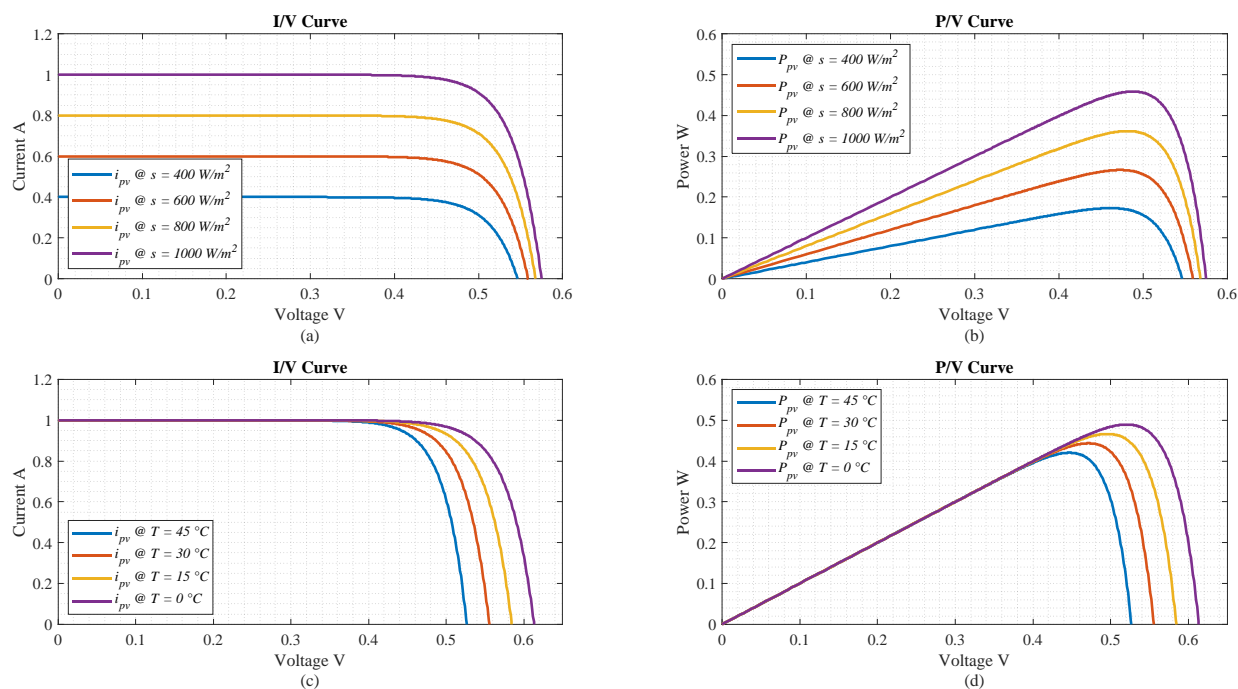


Fig. 7 Curvas I/V y P/V ante distintas condiciones de irradiancia

(a) Curva I/V, (b) Curva P/V

\*Fuente: Elaboración Propia

$$i = i_{ph} - I_o \left( e^{\left( \frac{q(v_d + iR_s)}{nkT} \right)} - 1 \right) - \frac{v_d - iR_s}{R_{sh}} \quad (2.5)$$

donde la corriente generada por la celda puede ser aproximada de mejor manera considerando el efecto de la temperatura en la corriente de la celda:

$$i_{ph} = I_{sc0} \frac{S}{S_0} + C_T (T - T_n) \quad (2.6)$$

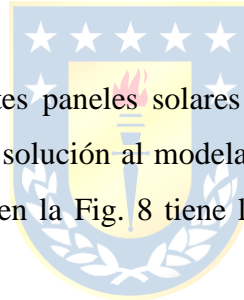
Con  $C_T$  el factor de temperatura A/K,  $T_n$  temperatura nominal de prueba (25 °C). Por otro lado, la corriente de fuga puede ser aproximada considerando el semiconductor y la temperatura como

$$I_o = I_{s0} \left( \frac{T}{T_n} \right)^3 e^{\left( \frac{qE_g}{nk} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right)} \quad (2.7)$$

donde  $E_g$  es el Band-Gap de la unión semiconductor y  $I_{s0}$  es la corriente de fuga nominal de la unión  $p-n$ .

#### A. *Algoritmo Recursivo*

Realizar simulaciones para diferentes paneles solares supone un desafío, en este apartado se presenta un algoritmo recursivo que da solución al modelado y simulación de paneles con pérdidas [14]-[16]. El algoritmo que se presenta en la Fig. 8 tiene la ventaja de poder ser implementado en



```

For j=1:length(v)-1
    i(1,1) = I_sc0 * S / S_0
    T = T_a + k_s S;
    v_d(1,j) = (v(1,j) / N_s) + R_s i(1,j)
    i_ph(1,j) = i(1,1) + C_T (T - T_n)
    I_0 = I_s0 * (T / T_n)^3 * exp((qE_g / nk) * (1 / T_n - 1 / T))
    i_d(1,j) = I_0 * (exp((q v_d(1,j) / A * k * T)) - 1)
    i_r(1,j) = (v_d(1,j) / R_sh)
    i(1,j+1) = i_ph(1,j) - i_d(1,j) - i_r(1,j)
End

```

Fig. 8 Algoritmo de Simulación Recursivo de Panel Fotovoltaico de  $N_s$  celdas.

\*Fuente: Elaboración Propia

cualquier software de simulación. Cabe destacar que lo que se muestra en la Fig. 8 se implementa en Matlab que tiene base uno (1), si esto se implementase en C o Python el ciclo partiría desde cero (0).

## B. Simulación

La continua evolución, desarrollo e innovación en tecnología fotovoltaica ha permitido prominentes mejoras en la eficiencia y reducción de costos de la conversión de la energía, desde su concepción en la década del 70. Hoy en día, es común encontrar en el mercado paneles de tipo Monocristalino, Policristalino y Thin Film CdTe. Con el modelamiento matemático propuesto es posible obtener las curvas I/V y P/V para una variedad de paneles FV.

- **First Solar Series 6**

First Solar ofrece una gama de módulos Thin Film CdTe altamente eficientes. Para este estudio, se ha optado por seleccionar el módulo FS-6440A y se han recopilado sus especificaciones, que se presentan detalladamente en la Fig. 9. Se implementa el algoritmo de Fig. 8 en Matlab, con el cual se generan las gráficas correspondientes a este módulo, estas se exhiben en la Fig. 10, donde se presenta el punto de máxima potencia. Estos resultados no solo proporcionan una idea clara del comportamiento del módulo en diferentes condiciones, sino que también pueden ser utilizados como

MODEL TYPES AND RATINGS AT STANDARD TEST CONDITIONS (1000W/m <sup>2</sup> , AM 1.5, 25°C) <sup>2</sup>								
NOMINAL VALUES		FS-6420 FS-6420A	FS-6425 FS-6425A	FS-6430 FS-6430A	FS-6435 FS-6435A	FS-6440 FS-6440A	FS-6445 FS-6445A	FS-6450 FS-6450A
Nominal Power <sup>3</sup> (-0/+5%)	P <sub>MAX</sub> (W)	420	425	430	435	440	445	450
Efficiency (%)	%	17.0	17.2	17.4	17.6	17.8	18.0	18.2
Voltage at P <sub>MAX</sub>	V <sub>MAX</sub> (V)	180.4	181.5	182.6	183.6	184.7	185.7	186.8
Current at P <sub>MAX</sub>	I <sub>MAX</sub> (A)	2.33	2.34	2.36	2.37	2.38	2.40	2.41
Open Circuit Voltage	V <sub>OC</sub> (V)	218.5	218.9	219.2	219.6	220.0	220.4	221.1
Short Circuit Current	I <sub>SC</sub> (A)	2.54	2.54	2.54	2.55	2.55	2.56	2.57
Maximum System Voltage	V <sub>SYS</sub> (V)	1500 <sup>5</sup>						
Limiting Reverse Current	I <sub>R</sub> (A)	5.0						
Maximum Series Fuse	I <sub>CF</sub> (A)	5.0						
RATINGS AT NOMINAL OPERATING CELL TEMPERATURE OF 45°C (800W/m <sup>2</sup> , 20°C air temperature, AM 1.5, 1m/s wind speed) <sup>2</sup>								
Nominal Power	P <sub>MAX</sub> (W)	317.2	320.9	324.7	328.5	332.4	336.0	339.9
Voltage at P <sub>MAX</sub>	V <sub>MAX</sub> (V)	168.7	169.8	170.9	172.0	173.1	174.1	175.2
Current at P <sub>MAX</sub>	I <sub>MAX</sub> (A)	1.88	1.89	1.90	1.91	1.92	1.93	1.94
Open Circuit Voltage	V <sub>OC</sub> (V)	206.3	206.6	207.0	207.3	207.7	208.0	208.8
Short Circuit Current	I <sub>SC</sub> (A)	2.04	2.05	2.05	2.06	2.06	2.06	2.07
TEMPERATURE CHARACTERISTICS								
Module Operating Temperature Range	(°C)	-40 to +85						
Temperature Coefficient of P <sub>MAX</sub>	T <sub>K</sub> (P <sub>MAX</sub> )	-0.32%/°C [Temperature Range: 25°C to 75°C]						
Temperature Coefficient of V <sub>OC</sub>	T <sub>K</sub> (V <sub>OC</sub> )	-0.28%/°C						
Temperature Coefficient of I <sub>SC</sub>	T <sub>K</sub> (I <sub>SC</sub> )	+0.04%/°C						

Fig. 9 First Solar Series 6 Características

\*Fuente: First Solar

datos de entrada confiables para futuras simulaciones. Dado que Psim utiliza el mismo algoritmo para simular, estos resultados se convierten en una herramienta valiosa y coherente para validar y mejorar los modelos y las estrategias de control en simulaciones futuras. Es importante resaltar que en este

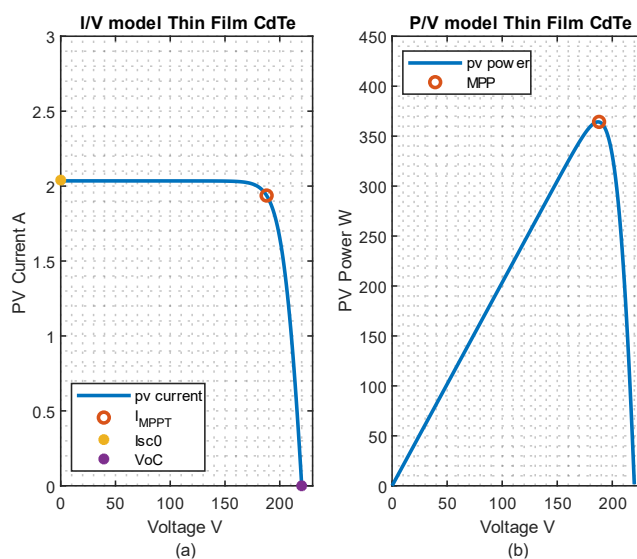


Fig. 10 First Solar FS-6440A Curvas de Corriente y Potencia

\*Fuente: Elaboración Propia

análisis se ha incorporado un modelo que considera las pérdidas inherentes al panel, proporcionando así resultados más realistas y aplicables.

### **2.3. Discusión**

El estudio del comportamiento de paneles fotovoltaicos desde su modelamiento entrega una mayor perspectiva para entender los fenómenos asociados a las variaciones de temperatura e irradiancia a la cual estos están expuestos. La simulación por otro lado permite experimentar a bajo costo variando las condiciones ambientales de estos. Además, este capítulo permite comprender como las variaciones en el voltaje del panel afecta la potencia que este entrega, y cuáles serán los valores esperados de corriente inyectada a un convertidor de potencia. Este estudio se puede extender a arreglos fotovoltaicos donde el tipo de conexión ya sea esta en paralela o serie, afectara tanto la corriente como el voltaje del panel de distinta manera. Por otro lado, las curvas de potencia dan paso al diseño de algoritmos de seguimiento y extracción de máxima potencia.



## Capítulo 3. Modelamiento de Convertidor

### 3.1. Introducción

Los controladores de tipo predictivo son bastantes sensibles a los modelos de los sistemas a los cuales se busca aplicar. Por lo que tener claro el modelo matemático de la topología propuesta es clave para cumplir con el objetivo. En este capítulo se presenta un modelamiento matemático del sistema considerando las leyes fundamentales. Se presenta un modelo en ejes trifásicos y posteriormente un modelo en ejes sincrónicos.

### 3.2. Topología Propuesta

Se plantea el sistema de generación fotovoltaico on-grid trifásico de una etapa como el que se muestra en la Fig. 11. En el enlace continuo, se observa un arreglo fotovoltaico acoplado a un inversor trifásico de dos niveles a través de una capacitancia  $C_{dc}$ , en paralelo a una resistencia  $R_{dc}$ , esta última representando las pérdidas de energía en el capacitor. En el caso alterno, el inversor se acopla a una red trifásica a 50 Hz equilibrada y de bajo contenido armónico por medio de un filtro  $RL$ , representando las pérdidas de potencia y la inductancia de la red respectivamente.

Tanto la compensación de reactivos como la inyección de la energía extraída del panel se realiza a través del control del accionamiento de los *switchs* de potencia del convertidor ( $S_{r1}$ - $S_{r6}$ ). Técnicas de modulación y control para los convertidores estáticos se han diseñado para aprovechar sus características dinámicas. Actualmente, diferentes estrategias de control predictivo en convertidores son estudiados. La rapidez de su respuesta y simple implementación en tarjetas digitales, lo hacen atractivo. Sin embargo, la estabilidad, y el preciso seguimiento de referencia siguen siendo desafíos que enfrentar [16]-[19]. El diseño de una estrategia de control predictivo para la máxima extracción de

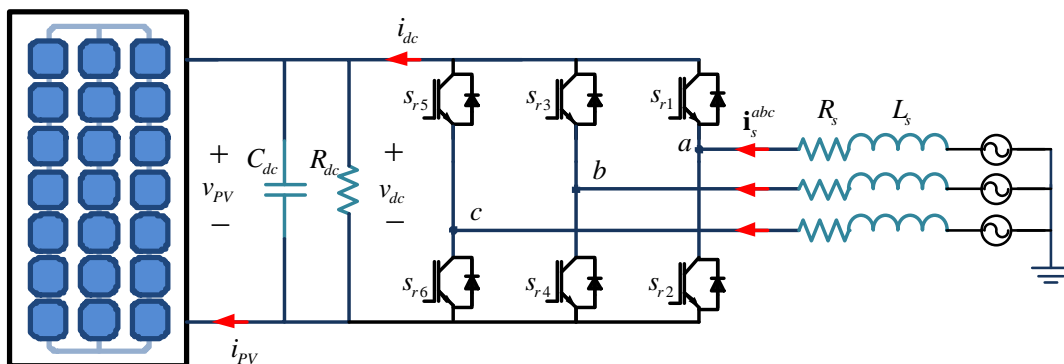


Fig. 11 Topología de Convertidor Propuesta

\*Fuente: Elaboración propia

potencia y compensación de reactivos para la topología de potencia presentada, buscando alcanzar un error nulo en estado estacionario, es el núcleo de esta propuesta [20] - [23].

### 3.2.1 Modelo Promedio en Ejes Trifásicos

A partir de la topología propuesta es posible determinar o proponer un circuito equivalente, como el que muestra la Fig. 12. A partir de este se determina un modelo matemático de la topología que describa la interacción de los elementos y variables. En el lado alterno, haciendo uso de LVK es posible determinar que el voltaje al cual se enfrenta el VSC está dado por la caída de tensión en los elementos pasivos y la red, despejando la derivada se tiene

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}^{abc} = -\frac{1}{L_f} \mathbf{v}_o^{abc} - \frac{R_f}{L_f} \mathbf{i}^{abc} + \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_s^{abc}, \quad (3.1)$$

donde  $\mathbf{v}_o^{abc}$  es el voltaje impuesto por el convertidor, mientras que en el lado continuo la LCK revela su ecuación dinámica

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{i_{pv}(v_{dc})}{C_{dc}} + \frac{1}{C_{dc}} i^{dc} - \frac{v_{dc}}{R_{dc} C_{dc}}. \quad (3.2)$$

donde  $i_{pv}$  es la corriente generada por el panel fotovoltaico en función del voltaje, según su curva I/V y P/V característica,  $i^{dc}$  es la corriente continua del convertidor.

Es bien conocido que existen principalmente dos modelos que describen las dinámicas en los convertidores estáticos de potencia. El primero es el modelo conmutado, que toma en cuenta el estado de los elementos de conmutación, dicha conmutación proveniente de una SPWM obtenida de la comparación de una sinusoidal de frecuencia igual a la de la red y una triangular de amplitud unitaria varias veces más rápida. El segundo modelo, y el cual se tratará a partir de este punto, es el modelo promedio que, como su nombre lo indica, considera solo el valor promedio de la conmutación para describir el comportamiento de la modulación. Considerando este último es que el voltaje impuesto por el convertidor está dado por

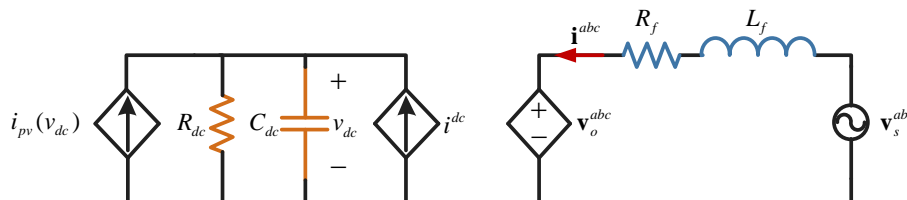


Fig. 12 Circuito Equivalente de Convertidor

\*Fuente: Elaboración propia

$$\mathbf{v}_o^{abc} = G_{ac} \mathbf{m}^{abc} v_{dc}, \quad (3.3)$$

mientras que la corriente que pasa por él estaría dada por

$$\mathbf{i}^{dc} = G_{ac} (\mathbf{m}^{abc})^T \mathbf{i}^{abc}. \quad (3.4)$$

Se observa que ambos son funciones de la moduladora trifásica. Así, reemplazando (3.3) en (3.1) y (3.4) en (3.2) se tiene que el modelo promedio en ejes trifásicos está dado por

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}^{abc} = -\frac{1}{L_f} G_{ac} \mathbf{m}^{abc} v_{dc} - \frac{R_s}{L_f} \mathbf{i}^{abc} + \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_s^{abc}, \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{i_{pv}(v_{dc})}{C_{dc}} + \frac{1}{C_{dc}} G_{ac} (\mathbf{m}^{abc})^T \mathbf{i}^{abc} - \frac{v_{dc}}{R_{dc} C_{dc}}. \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Modelo Promedio en Ejes Sincrónicos

Con el objetivo de obtener un modelo matemático en ejes sincrónicos, es necesario enunciar la transformada que hará esto posible. Esta será la transformada  $abc-dq0$ :

$$\mathbf{T}_{abc-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

La transformada en (3.7) convierte las variables trifásicas balanceadas en variables continuas en cuadratura. Esta transformada rota a la frecuencia de la red (o de la variable a transformar), proyectado los valores de los ejes trifásicos sobre un eje móvil  $dq0$ , como se muestra en la Fig. 13. La variable transformada se escribe:

$$\mathbf{x}^{dq0} = \mathbf{T}_{abc-dq0} \mathbf{x}^{abc}. \quad (3.8)$$

En el caso contrario, si se buscara la transformada desde los ejes sincrónicos hasta los ejes trifásicos, se tiene que:

$$\mathbf{x}^{abc} = \mathbf{T}_{dq0-abc} \mathbf{x}^{dq0} = (\mathbf{T}_{abc-dq0})^{-1} \mathbf{x}^{dq0} = (\mathbf{T}_{abc-dq0})^T \mathbf{x}^{dq0}. \quad (3.9)$$



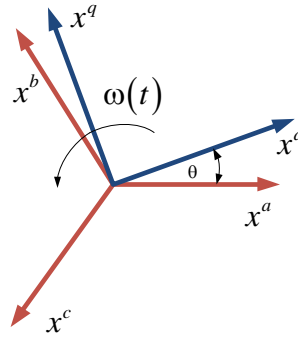


Fig. 13 Transformada de ejes Rotatorios.

\*Fuente: Elaboración Propia

Lo que indica (3.9), es que la transformada de ejes  $dq0$  a ejes  $abc$  es la inversa de la Transformada de Park, que a su vez es la transpuesta de la misma. Como se observa en (3.7) la transformada depende del tiempo, por lo tanto, existe una derivada para la misma y para su inversa, siendo esta última:

$$\frac{d}{dt} \{ \mathbf{T}_{dq0-abc} \} = \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1/\sqrt{2} \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

$$\frac{d}{dt} \{ \mathbf{T}_{dq0-abc} \} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1/\sqrt{2} \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \mathbf{W}. \quad (3.11)$$

donde:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

o de otro modo,

$$\frac{d}{dt} \{ \mathbf{T}_{dq0-abc} \} = \mathbf{T}_{dq0-abc} \mathbf{W}. \quad (3.13)$$

Con las representaciones de los sistemas trifásicos ya expuestos, es posible determinar un modelo en los ejes rotatorios. Aplicando (3.9) a las variables trifásicas de (3.6) y (3.6) se tiene:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}^{dq0} = \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_s^{dq0} - \frac{R_f}{L_f} \mathbf{i}^{dq0} - \mathbf{W} \mathbf{i}^{dq0} - \frac{1}{L_f} (G_{ac} \mathbf{m}^{dq0} v_{dc}) \quad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{i_{pv}(v_{dc})}{C_{dc}} + \frac{G_{ac}}{C_{dc}} (\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{i}^{dq} - \frac{v_{dc}}{R_{dc} C_{dc}} \quad (3.15)$$

descomponiendo en sus componentes se obtiene

$$\frac{d}{dt} i^d = \frac{1}{L_f} v_s^d - \frac{R_f}{L_f} i^d + \omega i^q - \frac{1}{L_f} G_{ac} m^d v_{dc}, \quad (3.16)$$

$$\frac{d}{dt} i^q = \frac{1}{L_f} v_s^q - \frac{R_f}{L_f} i^q - \omega i^d - \frac{1}{L_f} G_{ac} m^q v_{dc}, \quad (3.17)$$

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{i_{pv}(v_{dc})}{C_{dc}} + \frac{G_{ac}}{C_{dc}} (m^d i^d + m^q i^q) - \frac{v_{dc}}{R_{dc} C_{dc}}, \quad (3.18)$$

donde  $i^d$  y  $i^q$  son las corrientes de la red trifásica en ejes rotatorios,  $v_s^d$  y  $v_s^q$  son las tensiones de la red trifásica en ejes rotatorios,  $v_{dc}$  es el voltaje c.c. del panel fotovoltaico,  $m^d$  y  $m^q$  son las señales

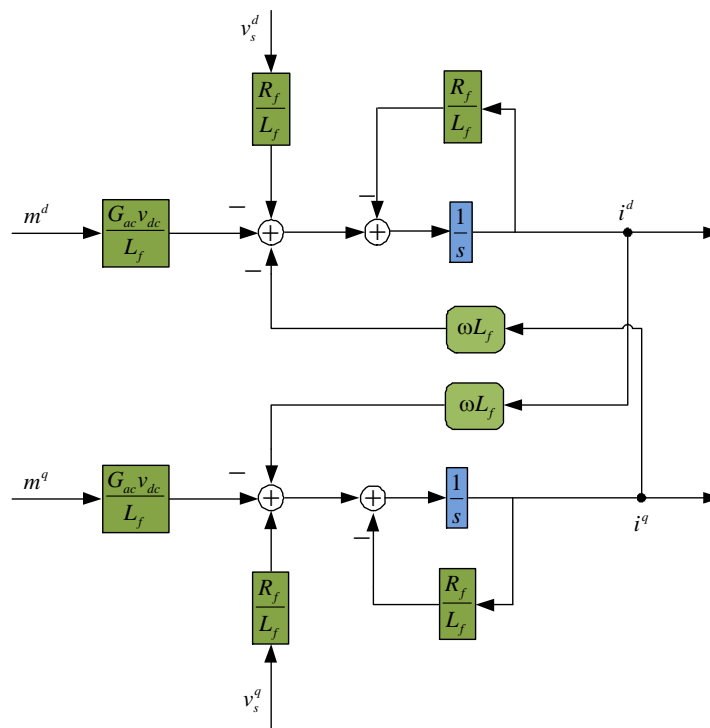


Fig. 14 Diagrama de Simulación Corrientes en Ejes Rotatorios

\*Fuente: Elaboración Propia

moduladoras trifásicas en ejes rotatorios del modelo promedio del sistema,  $G_{ac}$  es la ganancia del convertidor y  $\omega$  es la frecuencia angular de la red.

Considerando que la dinámica tensión en enlace c.c. es varias veces más lento que la de las corrientes  $i^{dq}$ , es posible observar claramente que existe un acoplamiento entre las componentes directa y de cuadratura asociada a la frecuencia de la red. Así, las ecuaciones (3.16) y (3.17) pueden ser vistas en un diagrama de simulación como se muestra en Fig. 14.

### 3.3. Discusión

Considerando las variables de estado como los voltajes y las corrientes en los acumuladores del sistema. Se encuentra que el sistema posee cuatro variables de estado. Sin embargo, la suma de las cantidades en un sistema trifásico equilibrado es nula, lo que permite describir una de las variables en función de las otras. Haciendo de este un sistema sobre determinado, pero con solo cuatro variables de estado. Es posible llegar a la misma conclusión aplicando la transformada de Park. Esta hace posible representar los sistemas trifásicos (equilibrados) como variables continuas  $dq$ , (variables que están muy relacionadas con la potencia activa y reactiva respectivamente). Así el orden del sistema en ejes trifásicos y  $dq$  son idénticos (cuatro). Esta transformada es dependiente del tiempo, la frecuencia angular del sistema y su derivada es distinta de cero. Por lo que, al aplicar esta representación a las ecuaciones de estado que describen las corrientes, se produce un acoplamiento entre las componentes  $i^d$  y  $i^q$  por la frecuencia angular.

Estudiar las variables del sistema en continuo, permite el uso de técnicas herramientas del control clásico para el análisis de las respuestas del sistema completo, ya que se combinan los sistemas alternos y continuos del sistema.

## Capítulo 4. Control Predictivo de Corrientes para VSC

### 4.1. Introducción

El control predictivo es un algoritmo de control en tiempo discreto que cuenta con una respuesta dinámica sumamente rápida, optimizando la acción de control para alcanzar la referencia en el siguiente instante de tiempo. Sin embargo, el cálculo de la acción de control exacta es solo posible considerando un modelo preciso de la planta a controlar. Incertidumbres en el modelo afectan las características de desempeño, induciendo error en estado estacionario [23] - [30].

### 4.2. Modelo Discreto del Convertidor

#### 4.2.1 Aproximación de Euler

Determinar una aproximación discreta del sistema es parte esencial para el diseño del control predictivo. Se conocen varios métodos para la discretización [50] M. Gopal “Modern Control Theory,” 1st ed, New York, John Wiley & Sons, 1984, pp. 224-232.[50]. Específicamente el método de Euler hacia Adelante (*Forward Euler*), como se muestra en la Fig. 15 permite aproximar la derivada a la pendiente entre dos puntos. O puesto de otra forma:

$$\frac{d}{dt}x \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.1)$$

donde  $x(k)$  es el valor de la variable en el instante de tiempo actual,  $x(k+1)$  es la variable evaluada en un tiempo de muestreo en el futuro y  $T_s$  es el periodo de muestreo del sistema.

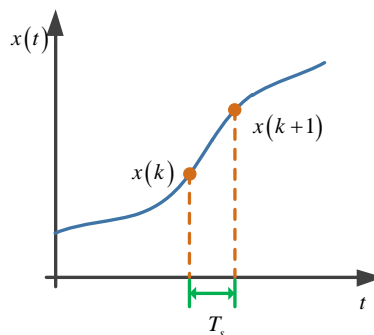


Fig. 15 Forward Euler Approximation

\*Fuente: Elaboración Propia

## 4.2.2 Modelo Promedio Discretizado

Con la aproximación de Euler definida anteriormente es posible determinar un modelo promedio discretizado del convertidor. Aplicando (4.1) a (3.16), (3.17) y (3.18) se tiene

$$\frac{i^d(k+1) - i^d(k)}{T_s} = \frac{1}{L_f} v_s^d(k) - \frac{R_f}{L_f} i^d(k) + \omega i^q(k) - \frac{1}{L_f} G_{ac} m^d(k) v_{dc}(k), \quad (4.2)$$

$$\frac{i^q(k+1) - i^q(k)}{T_s} = \frac{1}{L_f} v_s^q(k) - \frac{R_f}{L_f} i^q(k) - \omega i^d(k) - \frac{1}{L_f} G_{ac} m^q(k) v_{dc}(k), \quad (4.3)$$

$$\frac{v_{dc}(k+1) - v_{dc}(k)}{T_s} = \frac{i_{pv}(v_{dc}(k))}{C_{dc}} + \frac{G_{ac}}{C_{dc}} (m^d(k) i^d(k) + m^q(k) i^q(k)) - \frac{v_{dc}(k)}{R_{dc} C_{dc}} \quad (4.4)$$

respectivamente. Despejando de estas últimas tres ecuaciones el primer futuro de las variables de estado, se obtiene

$$i^d(k+1) = \frac{T_s}{L_f} v_s^d(k) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^d(k) + \omega T_s i^q(k) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^d(k) v_{dc}(k), \quad (4.5)$$

$$i^q(k+1) = \frac{T_s}{L_f} v_s^q(k) - \omega T_s i^d(k) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^q(k) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^q(k) v_{dc}(k), \quad (4.6)$$

$$v_{dc}(k+1) = \frac{T_s}{C_{dc}} i_{pv}(v_{dc}(k)) + \frac{G_{ac} T_s}{C_{dc}} (m^d(k) i^d(k) + m^q(k) i^q(k)) + \left(1 - \frac{T_s}{R_{dc} C_{dc}}\right) v_{dc}(k). \quad (4.7)$$

A partir de estas ecuaciones de diferencia es posible diseñar un controlador predictivo.

## 4.3. Control Predictivo para Corrientes $dq$

Se diseña un control predictivo cuyas acciones de control están dadas por una moduladora, que en el caso de convertidores se basa en SPWM, pues la señal se generará con valores entre -1 y 1 y es comparada con una triangular. Como se plantea en la subsección 3.2.2, la dinámica de la tensión en el enlace c.c. es varias veces más lenta que las corrientes, por lo que se puede considerar para el diseño de los lazos internos de corrientes está puede ser considerada constante. Así el modelo discreto de (4.5) - (4.7) puede ser reducido a

$$i^d(k+1) = \frac{T_s}{L_f} v_s^d(k) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^d(k) + \omega T_s i^q(k) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^d(k) V_{dc} \quad (4.8)$$

$$i^q(k+1) = \frac{T_s}{L_f} v_s^q(k) - \omega T_s i^d(k) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^q(k) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^q(k) V_{dc} \quad (4.9)$$

Como se puede observar en (4.8) y (4.9) el primer futuro de la corriente depende de las mediciones actuales del voltaje de la red  $\mathbf{v}_s^{dq}(k)$ , la medición actual de las corrientes  $\mathbf{i}^{dq}(k)$  y la moduladora  $\mathbf{m}^{dq}(k)$ . Esto puede ser expresado en Espacio de Estados como

$$\mathbf{i}^{dq}(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \end{bmatrix} \mathbf{i}^{dq}(k) + \begin{bmatrix} \frac{-G_{ac} T_s V_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{-G_{ac} T_s V_{dc}}{L_f} \end{bmatrix} \mathbf{m}^{dq}(k) + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_f} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s^{dq}(k) . \quad (4.10)$$

Considerando que la corriente alcanzaría el valor de  $\mathbf{i}^{dq}(k+1)$  en el siguiente instante de tiempo, es posible determinar la acción de control (moduladora) que lo consigue. Así para la corriente directa

$$m^d(k) = \frac{L_f}{G_{ac} V_{dc} T_s} \left( \omega T_s i^q(k) + \frac{T_s}{L_f} v_s^d(k) + \left( 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right) i^d(k) + i^d(k+1) \right), \quad (4.11)$$

mientras que la moduladora para la corriente de cuadratura será

$$m^q(k) = \frac{L_f}{G_{ac} V_{dc} T_s} \left( -\omega T_s i^d(k) + \frac{T_s}{L_f} v_s^q(k) + \left( 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right) i^q(k) + i^q(k+1) \right). \quad (4.12)$$

Sin embargo, debido al retardo por computo se hace necesario considerar una segunda predicción de la corriente. Así desplazando un instante de tiempo en el futuro las ecuaciones (4.8) y (4.9) se obtiene

$$i^d(k+2) = \frac{T_s}{L_f} v_s^d(k+1) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^d(k+1) + \omega T_s i^q(k+1) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^d(k+1) V_{dc}, \quad (4.13)$$

$$i^q(k+2) = \frac{T_s}{L_f} v_s^q(k+1) - \omega T_s i^d(k+1) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^q(k+1) - \frac{G_{ac} T_s}{L_f} m^q(k+1) V_{dc}. \quad (4.14)$$

Donde  $\mathbf{v}_s^{dq}(k+1) \approx \mathbf{v}_s^{dq}(k)$  es el voltaje de la red. Considerando ahora que se espera que la corriente alcance el valor de  $\mathbf{i}^{dq}(k+2)$ , se puede despejar el valor de la moduladora que será aplicada en el instante  $k+1$  como

$$m^d(k+1) = \frac{L_f}{G_{ac} V_{dc} T_s} \left( \omega T_s i^q(k+1) + \frac{T_s}{L_f} v_s^d(k+1) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^d(k+1) + i^d(k+2) \right), \quad (4.15)$$

$$m^q(k+1) = \frac{L_f}{G_{ac} V_{dc} T_s} \left( -\omega T_s i^d(k+1) + \frac{T_s}{L_f} v_s^q(k+1) + \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i^q(k+1) + i^q(k+2) \right). \quad (4.16)$$

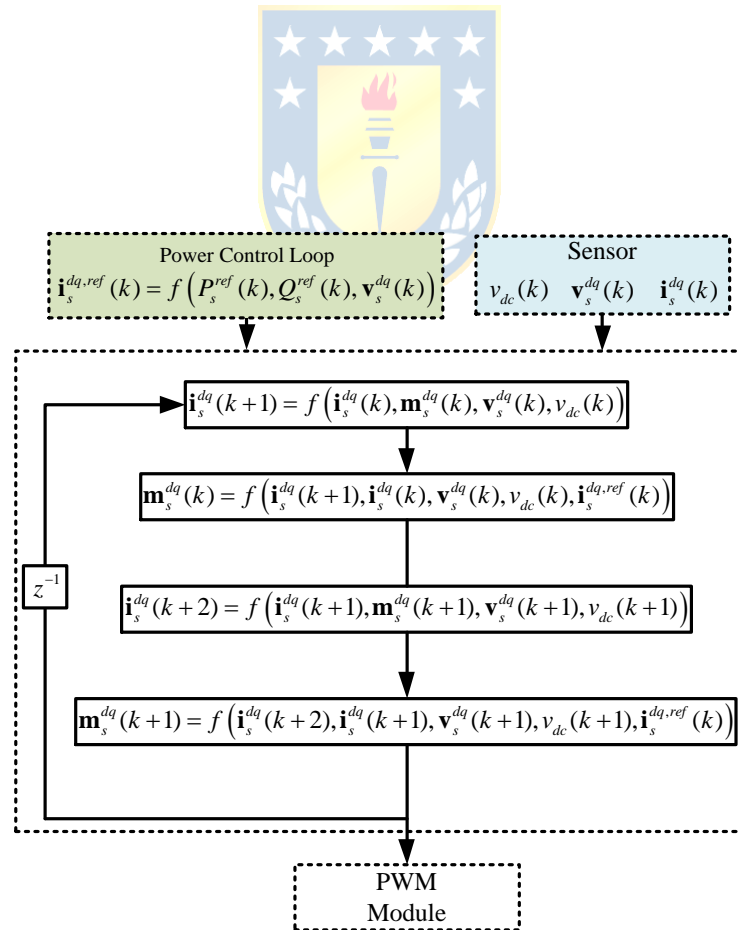


Fig. 16 Control Predictivo de Corrientes

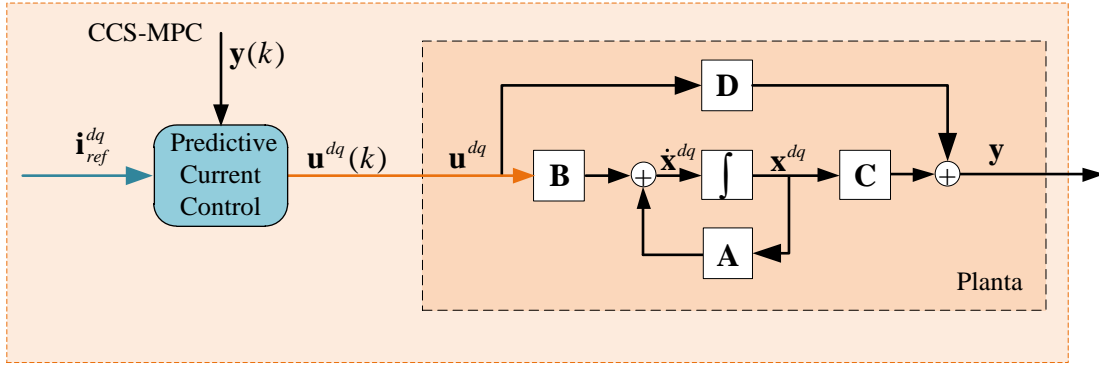


Fig. 17 Lazo de Control

\*Fuente: Elaboración propia

Así es posible determinar las acciones de control para las primeras dos predicciones del sistema. Como se muestra en la Fig. 16 el algoritmo determina dos predicciones del futuro en cada instante de tiempo. Se ve claramente que al reemplazar las moduladoras en las ecuaciones que predicen la corriente obtendrían de forma exacta el valor esperado. No obstante, las predicciones dependen bastante de las constantes y mediciones del sistema, por lo que incertidumbres afectarán el valor final. De esta manera el lazo de control se plantea en Fig. 17. De manera más detallada el esquema de control queda como se muestra en Fig. 18.

#### 4.4. Análisis del Control Predictivo

A partir de (4.10), es posible escribir el sistema en espacio de estados discreto de la forma

$$\mathbf{i}^{dq}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{G}\mathbf{m}^{dq}(k) + \mathbf{E}\mathbf{v}_s^{dq}(k), \quad (4.17)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{i}^{dq}(k) \quad (4.18)$$

con

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{-G_{ac} T_s V_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{-G_{ac} T_s V_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}, \quad (4.20)$$



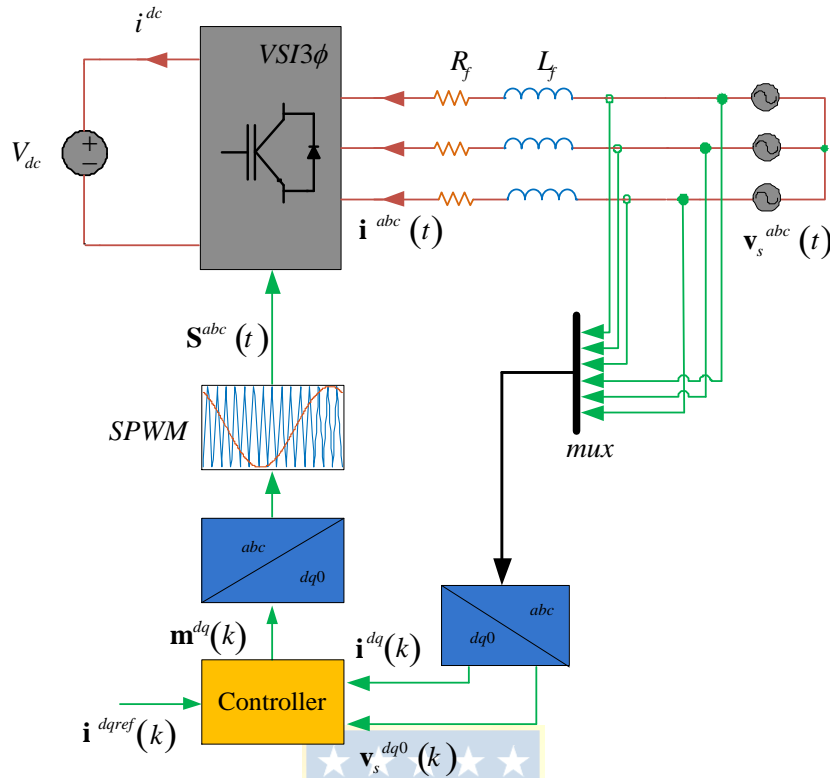


Fig. 18 Lazo de Control de Corriente

\*Fuente: Elaboración propia

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_f} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

y  $\mathbf{C}$  una matriz identidad de orden 2. El comportamiento dinámico discreto de (4.17) puede ser descrito como la salida futura del sistema un instante de tiempo hacia adelante. De esta manera, la entrada al sistema  $\mathbf{m}^{dq}(k)$  que genera una salida específica puede ser determinada. Cabe mencionar nuevamente, que  $V_{dc}$  es considerado un valor constante.

#### 4.4.1 Predicción de salida del controlador

Se puede obtener una predicción de la salida del controlador a partir de (4.17), de la forma:

$$\mathbf{m}^{dq}(k) = \mathbf{G}^{-1} \left( \mathbf{i}^{dq}(k+1) - \mathbf{F}\mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{E}\mathbf{p}^{dq}(k) \right). \quad (4.22)$$

Notar que para que  $\mathbf{m}^{dq}(k)$  sea contenida, el  $\det\{\mathbf{G}\} \neq 0$ , por simple inspección de (4.20), se puede notar que dado que  $G_{ac}$ ,  $T_s$ , y  $L_f$ , son constante conocidas, solo es necesario que el voltaje c.c. sea distinto de cero de modo que  $\mathbf{m}^{dq}(k)$  sea acotada. Más aún, mientras mayor el valor de  $V_{dc}$  menor será el valor

de la moduladora. Al considerar la compensación del retardo por cálculo, una segunda predicción puede ser definida:

$$\mathbf{i}^{dq}(k+2) = \mathbf{F}\mathbf{i}^{dq}(k+1) + \mathbf{G}\mathbf{m}^{dq}(k+1) + \mathbf{E}\mathbf{v}_s^{dq}(k+1), \quad (4.23)$$

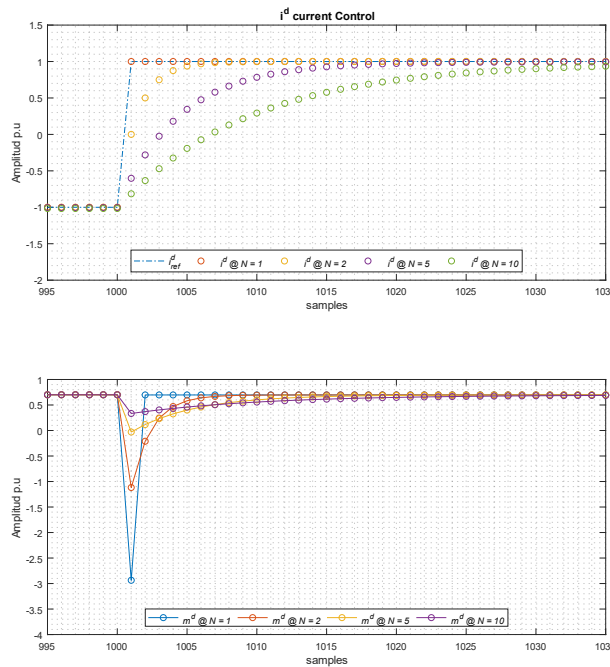
se observa que la segunda predicción depende de la anterior, por lo que al reemplazar  $\mathbf{i}^{dq}(k+1)$ , desde (4.17), en (4.23) se tiene

$$\mathbf{i}^{dq}(k+2) = \mathbf{F}^2\mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{U}_o \begin{bmatrix} \mathbf{m}^{dq}(k+1) \\ \mathbf{m}^{dq}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{P}_o \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^{dq}(k+1) \\ \mathbf{v}_s^{dq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

con  $\mathbf{U}_o = [\mathbf{G} \ \mathbf{F}\mathbf{G}]$  and  $\mathbf{P}_o = [\mathbf{E} \ \mathbf{F}\mathbf{E}]$ . Notar que  $\mathbf{U}_o$  es la matriz de controlabilidad, luego si  $\text{rank}(\mathbf{U}_o) = n$ , siendo  $n$  el orden del sistema, el sistema es controlable. Así, a partir de (4.24) la primera y segunda predicción pueden ser obtenidas de la forma

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{U}_o^T (\mathbf{U}_o \mathbf{U}_o^T)^{-1} (\mathbf{i}_{ref}^{dq} - \mathbf{F}^2\mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{P}_o\mathbf{p}). \quad (4.25)$$

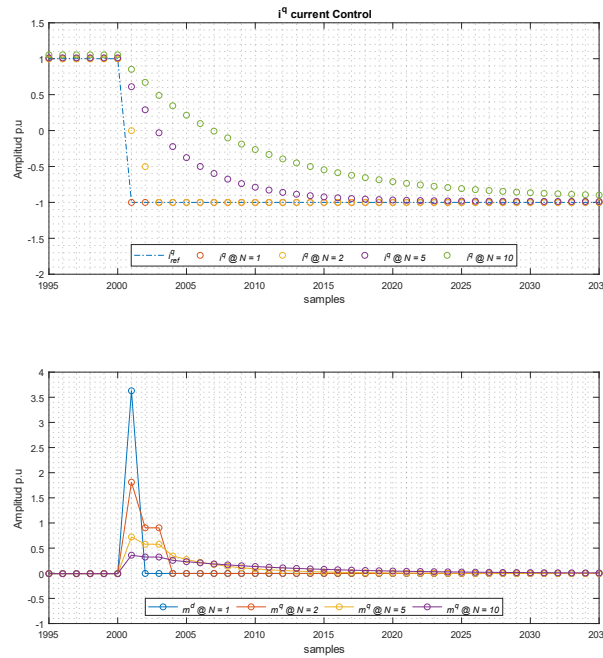
Dado que  $\mathbf{U}_o$  es de dimensiones  $n \times 2n$  y, por lo tanto, no invertible, razón por la cual su pseudo-inversa es aplicada. Donde  $\mathbf{u}^* = [\mathbf{m}^{dq}(k+1) \ \mathbf{m}^{dq}(k)]^T$  es un vector que contiene la primera y segunda predicción de la salida del controlador,  $\mathbf{p} = [\mathbf{v}_s^{dq}(k+1) \ \mathbf{v}_s^{dq}(k)]^T$  un vector que contiene la perturbación



**Fig. 19 Comparación del Horizonte de Control Predictivo.**

(a) Corriente Directa  $i^d$ , (b) Moduladora  $m^d$ .

\*Fuente: Elaboración propia



**Fig. 20 Comparación del Horizonte de Control Predictivo.**

(a) Corriente en Cuadratura  $i^q$  (b) Moduladora  $m^q$ .

\*Fuente: Elaboración propia

y su primer futuro, y  $\mathbf{i}^{dq}(k+2)$  es la salida deseada del sistema (referencia). Además, la predicción de la salida del controlador puede ser extendida aún más

$$\mathbf{u}_N^* = \mathbf{U}_N^+ \left( \mathbf{i}_{ref}^{dq} - \mathbf{F}^N \mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{P}_N \mathbf{p}_N \right) \quad (4.26)$$

con  $\mathbf{U}_N^+ = \mathbf{U}_N^T (\mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^T)^{-1}$  la pseudo-inversa de  $\mathbf{U}_N = [\mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{G} \dots \mathbf{F}^{N-1} \mathbf{G}]$ ,  $\mathbf{u}^* = [\mathbf{m}^{dq}(k+N) \mathbf{m}^{dq}(k+N-1) \dots \mathbf{m}^{dq}(k)]^T$  las salidas predichas,  $\mathbf{P}_N = [\mathbf{E} \mathbf{F} \mathbf{E} \dots \mathbf{F}^{N-1} \mathbf{E}]$  matriz de perturbaciones,  $\mathbf{p}_N = [\mathbf{v}_s^{dq}(k+N) \mathbf{v}_s^{dq}(k+N-1) \dots \mathbf{v}_s^{dq}(k)]^T$  perturbaciones medidas y predichas. Donde el subíndice  $N$  indica el horizonte de predicción. Es claro, a partir de (4.24)-(4.26) que la acción de control depende fuertemente de los parámetros del modelo.

En las Fig. 19 y Fig. 20, se realiza una comparación entre la respuesta del sistema y las acciones de control para diferentes horizontes de predicción. Claramente, cuando el horizonte de predicción es el más corto ( $N = 1$ ), mayor es la acción de control calculada y aplicada, de esta manera, se obliga al sistema a alcanzar la referencia en un instante de muestreo (de forma ideal). Al extender el horizonte de predicción, como se muestra en (4.26), se obtienen acciones de control más relajadas, por lo que se tiene una respuesta del sistema más lenta. Es importante mencionar que, para este caso, tanto las

matrices implementadas en el controlador son idénticas a las del sistema, cuyos valores se muestran en TABLA II

Parameter	Value	
$R_f$ (resistencia)	1	$\Omega$
$L_f$ (inductancia)	10	mH
$V_s$ (voltage RMS)	220	V
$\omega$ (frecuencia angular)	$2\pi 50$	rad/s
$G_{ac}$ (ganancia de convertidor)	0.5	p.u.
$V_{dc}$ (voltaje c.c.)	1000	V
$T_s$ (period de muestreo)	100	$\mu s$

#### 4.4.2 Sensibilidad y Robustez

Para diseñar un controlador robusto, se debe tener en cuenta la incertidumbre de los parámetros. Sean  $\mathbf{F}_c$ ,  $\mathbf{G}_c$  y  $\mathbf{E}_c$  las matrices de Evolución, Control y Perturbación con parámetros inciertos. Entonces, a partir de (4.25), se puede establecer una ley de control para un horizonte  $N = 2$

$$\mathbf{u}_c^* = \mathbf{U}_c^T (\mathbf{U}_c \mathbf{U}_c^T)^{-1} (\mathbf{i}^{dq}_{ref} - \mathbf{F}_c^2 \mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{P}_c \mathbf{p}), \quad (4.27)$$

con  $\mathbf{U}_c = [\mathbf{G}_c \mathbf{F}_c \mathbf{G}_c]$  y  $\mathbf{P}_c = [\mathbf{E}_c \mathbf{F}_c \mathbf{E}_c]$ . A partir (4.17) de y (4.23) se establece la relación que describe la evolución del sistema y su predicción de la forma

$$\mathbf{i}^{dq}(k+2) = \mathbf{F}^2 \mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{U}_o \mathbf{u}_c^* + \mathbf{P}_o \mathbf{p}, \quad (4.28)$$

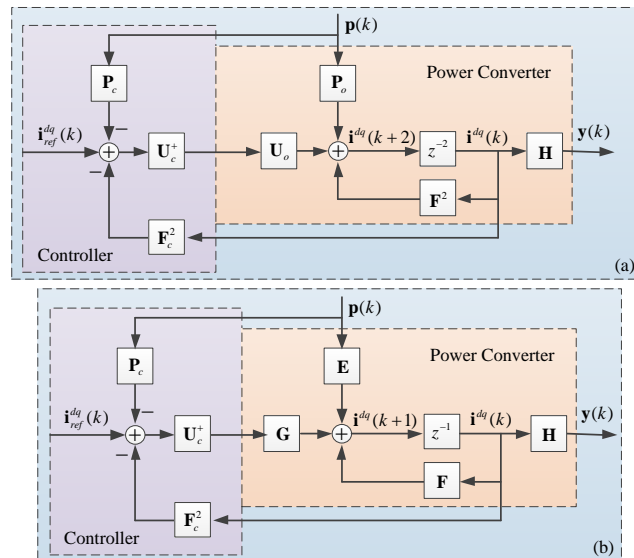


Fig. 21 Lazo de Control Predictivo

(a) Lazo de Control para (4.24), (b) Lazo de Control para (4.23).

Sustituyendo (4.27) en (4.28), la evolución del sistema queda definida en función de los parámetros del controlador y la referencia

$$\mathbf{i}^{dq}(k+2) = \mathbf{F}^2 \mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{U}_o \left( \mathbf{U}_c^+ \left( \mathbf{i}_{ref}^{dq} - \mathbf{F}_c^2 \mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{P}_c \mathbf{p} \right) \right) + \mathbf{P}_o \mathbf{p} \quad (4.29)$$

Luego, organizando (4.29) a conveniencia

$$\mathbf{i}^{dq}(k+2) = \mathbf{F}_\sigma \mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{G}_\sigma \mathbf{i}_{ref}^{dq} + \mathbf{E}_\sigma \mathbf{p} \quad (4.30)$$

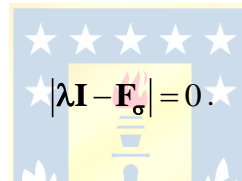
dónde

$$\mathbf{F}_\sigma = \mathbf{F}^2 - \mathbf{U}_o \mathbf{U}_c^+ \mathbf{F}_c^2, \quad (4.31)$$

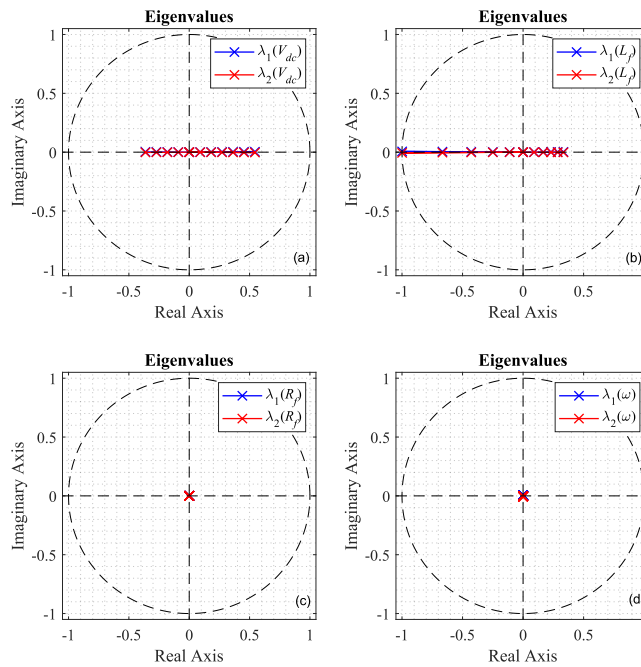
$$\mathbf{G}_\sigma = \mathbf{U}_o \mathbf{U}_c^+, \quad (4.32)$$

$$\mathbf{E}_\sigma = \mathbf{P}_o - \mathbf{U}_o \mathbf{U}_c^+ \mathbf{P}_c. \quad (4.33)$$

Dando como resultado un sistema de lazo cerrado como se muestra en Fig. 21 a). Finalmente, los valores propios son dictados por  $\mathbf{F}_\sigma$ , que depende de los valores de los parámetros del control predictivo. Revelando así la estabilidad y robustez del controlador. Resolviendo la ecuación característica



$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{F}_\sigma| = 0. \quad (4.34)$$



**Fig. 22 Valores propios de control predictivo bajo variación de parámetros:**

(a) Cambios en  $V_{DC}$ , (b) cambios en  $L_f$ , (c) Cambios en  $R_f$ , (d) Cambios en  $\omega$ .

\*Fuente: Elaboración propia

Los valores propios en función de la variación del parámetro se muestran en Fig. 22. El sistema con parámetro exactos se comportaría como un retardo puro de segundo orden ( $z^{-2}$ ), lo que significa que los dos valores propios resultantes de la solución de (4.34) estarían ubicados en el origen. Los valores propios para un cambio en el voltaje de c.c. de  $\pm 50\%$  se muestran en Fig. 22 (a), esta variación cambia el comportamiento principalmente a lo largo del eje real, produciendo una respuesta más lenta. Sin embargo, está claro en la Fig. 22 (b) que el sistema de control es más sensible al valor del inductor, incluso volviéndose inestable para las variaciones del  $\pm 50\%$  propuestas. Por otro lado, la incertidumbre en la resistencia de la línea y la frecuencia de la red tienen poco o ningún efecto en la posición de los valores propios, mostrando robustez para el cambio del  $\pm 50\%$ , como se muestra en la Fig. 22 (c) y Fig. 22 (d).

#### 4.4.3 Respuesta en Estado Estacionario

Un análisis pequeño, pero poderoso, de la respuesta en estado estacionario es un paso necesario para comprender y mejorar el controlador. De (4.30) y (4.18) es posible obtener una expresión como esa aplicando la transformada  $Z\{\}$ , se obtiene

$$z^2 \mathbf{i}^{dq}(z) = \mathbf{F}_\sigma \mathbf{i}^{dq}(z) + \mathbf{G}_\sigma \mathbf{i}_{ref}^{dq}(z) + \mathbf{E}_\sigma \mathbf{p}(z), \quad (4.35)$$

y

$$\mathbf{y}(z) = \mathbf{C} \mathbf{i}^{dq}(z). \quad (4.36)$$

Entonces, reemplazando el vector de estado  $\mathbf{i}^{dq}(z)$  de (4.35) in (4.36), la salida del sistema en función del vector de referencia es  $\mathbf{i}_{ref}^{dq}(z)$

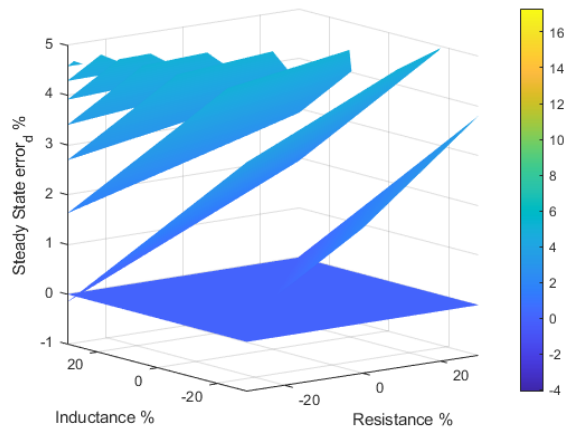


Fig. 23 Error de estado estacionario para parámetros de sistema variable.

\*Fuente: Elaboración propia

$$\mathbf{y}(z) = \mathbf{C} \left( z^2 \mathbf{I} - \mathbf{F}_\sigma \right)^{-1} \mathbf{G}_\sigma \mathbf{i}_{ref}^{dq}(z). \quad (4.37)$$

La respuesta en estado estacionario de (4.37) es:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{y}(k) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \mathbf{y}(z). \quad (4.38)$$

dando lugar a:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{y}(k) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \mathbf{C} (\mathbf{I} - \mathbf{F}_\sigma)^{-1} \mathbf{G}_\sigma \mathbf{i}_{ref}^{dq}(z). \quad (4.39)$$

Para valores constantes de (es decir, respuesta al escalón),  $\mathbf{i}_{ref}^{dq}$  (4.39) se mantiene como:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} (\mathbf{I} - \mathbf{F}_\sigma)^{-1} \mathbf{G}_\sigma. \quad (4.40)$$

Reemplazando (4.31) y (4.32) en (4.40) él se puede decir:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} (\mathbf{I} - \mathbf{F}^2 + \mathbf{U}_o \mathbf{U}^+ \mathbf{F}_c^2)^{-1} \mathbf{U}_o \mathbf{U}_c^+, \quad (4.41)$$

lo que significa que la salida del sistema será igual a la referencia (sin error de estado estacionario) cuando los parámetros que forman parte de la ley de control y los del sistema son idénticos. Sin embargo, esto no es una suposición válida, ya que los parámetros varían naturalmente con respecto a la temperatura, corriente, voltaje y otras variables.

El gráfico presentado en Fig. 23 muestra el error de estado estacionario del componente directo de la corriente bajo variación en los parámetros del filtro de cuadratura ( $R_f$  y  $L_f$ ). El plano de color azul sólido indica la referencia de error cero. Cabe destacar que la variación en los parámetros del sistema genera planos que cruzan la referencia, lo que significa que un conocimiento exacto de los parámetros no siempre es necesario para alcanzar cero error, sino que las relaciones entre los elementos de las matrices  $\mathbf{F}^2$ ,  $\mathbf{U}_o$  y  $\mathbf{F}_c^2$ ,  $\mathbf{U}_c$ , respectivamente.

#### 4.4.4 Análisis de estabilidad de Lyapunov

Sea la parte autónoma del sistema de control en (4.30) de la forma

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}_a \mathbf{x}(k), \quad (4.42)$$

dónde:

$$\mathbf{F}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{F}_\sigma & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (4.43)$$

y el vector  $\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}_1(k) \ \mathbf{x}_2(k)]^T = [\mathbf{i}^{dq}(k) \ \mathbf{i}^{dq}(k+1)]^T$ . Teniendo en cuenta que la entrada externa y las perturbaciones no se consideran. Entonces, se dice que el sistema es asintóticamente estable en el origen, si para cualquier matriz simétrica definida positiva  $\mathbf{M}$ , existe una matriz simétrica definida

positiva  $\mathbf{P}$  que satisface la ecuación de Lyapunov:

$$\mathbf{F}_a^T \mathbf{P} \mathbf{F}_a - \mathbf{P} = -\mathbf{M}. \quad (4.44)$$

Diseñando la función Lyapunov

$$V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (4.45)$$

Entonces

$$V(\mathbf{x}) > 0 \text{ para cualquier } \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (4.46)$$

y

$$V(\mathbf{0}) = 0. \quad (4.47)$$

La diferencia

$$\Delta V(\mathbf{x}) = V(\mathbf{x}(k+1)) - V(\mathbf{x}(k)). \quad (4.48)$$

Luego, reemplazando (4.42) en (4.48)

$$\Delta V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T(k) \mathbf{F}_a^T \mathbf{P} \mathbf{F}_a \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P} \mathbf{x}(k), \quad (4.49)$$

organizando

$$\Delta V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T(k) (\mathbf{F}_a^T \mathbf{P} \mathbf{F}_a - \mathbf{P}) \mathbf{x}(k). \quad (4.50)$$

Finalmente, de (4.44), se obtiene que el delta de la función de Lyapunov está dada por:

$$\Delta V(\mathbf{x}) = -\mathbf{x}^T(k) \mathbf{M} \mathbf{x}(k) \quad (4.51)$$

donde  $\mathbf{M}$  es una matriz definida positiva, entonces (4.51) es definida negativa, por lo tanto, el sistema es asintóticamente estable en el origen. Sea  $\mathbf{M}$  definido arbitrariamente como una matriz de identidad  $\mathbf{I}$  de orden  $2n \times 2n$ . Luego, (4.44) se convierte en

$$\mathbf{F}_a^T \mathbf{P} \mathbf{F}_a - \mathbf{P} = -\mathbf{I} \quad (4.52)$$

Solucionando (4.52) para determinar  $\mathbf{P}$ , se tiene

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.53)$$

es decir, una matriz definida positiva simétrica. Por lo tanto, el sistema autónomo de (4.42) es asintóticamente estable alrededor del origen.



## 4.5. Discusión

El diseño del control predictivo se basa en el modelo discretizado de las corrientes del convertidor, en este caso el voltaje del enlace c.c. se considera constante, esto es posible gracias a que las dinámicas de las corrientes son mucho más rápidas que la dinámica del capacitor.

La ventaja que presenta esta estrategia es su rápida respuesta ante cambios en la referencia de las corrientes. Sin embargo, el análisis del error en estado estacionario ante variaciones de los parámetros indica que no existe compensación alguna ante incertidumbre de estos generando así error en estado estacionario. Por otro lado, vemos que ante la desviación de parámetros el lazo de control mantendría sus valores propios dentro del círculo unitario, lo que indica estabilidad. El análisis de Lyapunov indica que el sistema es asintóticamente estable.

La ausencia de memoria en esta estrategia de control le quita robustez a su respuesta, lo que da un espacio para mejorar el esquema de control.



## Capítulo 5. Control Predictivo con Integrador

### 5.1. Realimentación de estados extendidos

Como se menciona en el capítulo anterior, la variación de parámetros impone un error de seguimiento no deseado, la ausencia de memoria en la estrategia de control implica que el controlador calcula las siguientes  $N$  salidas sin considerar las pasadas. Por lo tanto, no permite corregir este error de estado estacionario, como se establece en (4.41). En la Fig. 21, el lazo de control predictivo propuesto no calcula el error, siendo incapaz de corregirlo. Para proporcionar memoria al sistema y definir las características dinámicas y estáticas deseables, se presenta el lazo de control en la Fig. 24. Se considera que el controlador, al estar diseñado para soportar el comportamiento estacionario, no se ve compensado por el algoritmo predictivo, por lo que tienen una influencia paralela en la señal de control [31]-[40].

Consideremos la aproximación rectangular de la integral de la forma

$$u(t) = \int x(t)dt \approx \sum x(k)T_s, \quad (5.1)$$

la cual puede ser expresada en el dominio discreto

$$\mathbf{u}_i^{dq}(k) = \mathbf{u}_i^{dq}(k-1) + \mathbf{e}^{dq}(k). \quad (5.2)$$

Aplicando la transformada  $\mathbb{Z}\{\}$  se obtiene una función de transferencia discreta, que considerando el retraso computacional está dada por:

$$\frac{\mathbf{u}_i^{dq}(z)}{\mathbf{e}^{dq}(z)} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}, \quad (5.3)$$

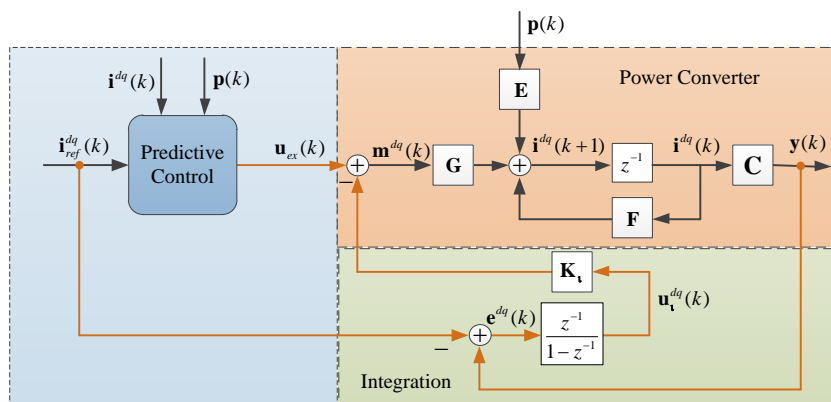


Fig. 24 Retroalimentación Integral

esta se muestra en el diagrama de simulación de Fig. 24. Aplicando un desplazamiento hacia delante en (5.2), en un período de muestreo ( $k = k + 1$ ) se encuentra

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_i^{dq}(k+1) &= \mathbf{u}_i^{dq}(k) + \mathbf{e}^{dq}(k) \\ &= \mathbf{u}_i^{dq}(k) + (\mathbf{C}\mathbf{i}^{dq}(k) - \mathbf{i}_{ref}^{dq}(k))\end{aligned}\quad (5.4)$$

donde  $\mathbf{e}^{dq}(k)$  es el error del sistema en el instante  $k$ , y  $\mathbf{u}_i^{dq}(k)$  la salida del integrador discreto. Luego, la moduladora:

$$\mathbf{m}^{dq}(k) = \mathbf{u}_{ex}^{dq} - \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i^{dq}(k). \quad (5.5)$$

Cuando se consideran ambos, el control predictivo y la retroalimentación integral se obtiene una retroalimentación de estados extendida. Para estudiar y modificar la respuesta dinámica del lazo de control, es necesario introducir la entrada externa  $\mathbf{u}_{ex}^{dq}(k) = \mathbf{u}_c^*(k)$ , como salida del controlador predictivo de (4.27), cuya acción de control viene dada por

$$\mathbf{m}^{dq}(k) = \mathbf{u}_c^*(k) - \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i^{dq}(k), \quad (5.6)$$

donde  $\mathbf{K}_i$  es una matriz definida positiva simétrica de la retroalimentación de los estados extendidos. Dado que solo se considera la primera predicción, las matrices  $\mathbf{U}_c = \mathbf{G}_c$  y  $\mathbf{P}_c = \mathbf{E}_c$ . Luego la primera predicción se obtiene sustituyendo (5.6) en (4.23), obteniéndose

$$\mathbf{i}^{dq}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{i}^{dq}(k) + \mathbf{G}(\mathbf{u}_i^*(k) - \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i^{dq}(k)) + \mathbf{E}_i \mathbf{p}^{dq}. \quad (5.7)$$

Por lo tanto, considerando el sistema en espacio de estados de (5.7) y a (5.4), como un co-estado de la integración discreta, la representación del espacio de estado extendido del sistema con retroalimentación integral queda

$$\boldsymbol{\psi}^{dq}(k+1) = \mathbf{F}_\psi \boldsymbol{\psi}^{dq}(k) + \mathbf{E}_\psi \mathbf{p}^{dq}(k) - \mathbf{I}_\psi \mathbf{i}_{ref}^{dq}(k), \quad (5.8)$$

con matrices constantes:

$$\mathbf{F}_\psi = \begin{bmatrix} \mathbf{F} - \mathbf{G}\mathbf{G}_c^{-1}\mathbf{F}_c & -\mathbf{G}\mathbf{K}_i \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

$$\mathbf{E}_\psi = [\mathbf{E} - \mathbf{G}\mathbf{G}_c^{-1}\mathbf{E}_c \quad \mathbf{0}]^T, \quad (5.10)$$

$$\mathbf{I}_\psi = [\mathbf{G}\mathbf{G}_c^{-1} \quad \mathbf{I}]^T. \quad (5.11)$$

Donde  $\boldsymbol{\psi}^{dq}(k) = [\mathbf{i}^{dq}(k) \quad \mathbf{u}_i^{dq}(k)]^T$  es el vector de variables de estado discreto extendido,  $\mathbf{u}_{ex}^{dq}(k)$  es una entrada externa e independiente (en este caso del controlador predictivo). Los nuevos valores propios del sistema extendido están en  $\mathbf{F}_\psi$ . Modificando los valores de la matriz de retroalimentación  $\mathbf{K}_i$ , la

respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado cambiará. La matriz en (5.9) puede ser descompuesta de la forma

$$\mathbf{F}_\psi = \left[ \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} [\Delta \mathbf{k} \quad \mathbf{K}_i] \right], \quad (5.12)$$

con

$$\mathbf{A} = \mathbf{F} - \mathbf{G}\mathbf{G}_c^{-1}\mathbf{F}_c + \mathbf{G}_c\Delta \mathbf{k}, \quad (5.13)$$

donde  $\Delta \mathbf{k}$  es un término de compensación del controlador de la retroalimentación del estado. De esta manera, los valores propios del sistema se pueden modificar a voluntad. Luego, se puede definir

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (5.14)$$

$$\mathbf{G}_k = [\mathbf{G} \quad \mathbf{0}]^T \quad (5.15)$$

$$\mathbf{K} = [\Delta \mathbf{k} \quad \mathbf{K}_i] \quad (5.16)$$

Notación que será útil para seguir con la ubicación de los valores propios.

### 5.1.1 Ubicación de los Valores Propios

Los valores de la matriz  $\mathbf{K}_i$  cambiarán la respuesta dinámica y estática del sistema, por lo tanto, para ubicar los valores propios del lazo cerrado de manera óptima, se propone una función de costo discreto en términos de la energía esperada de los estados y la salida del controlador:

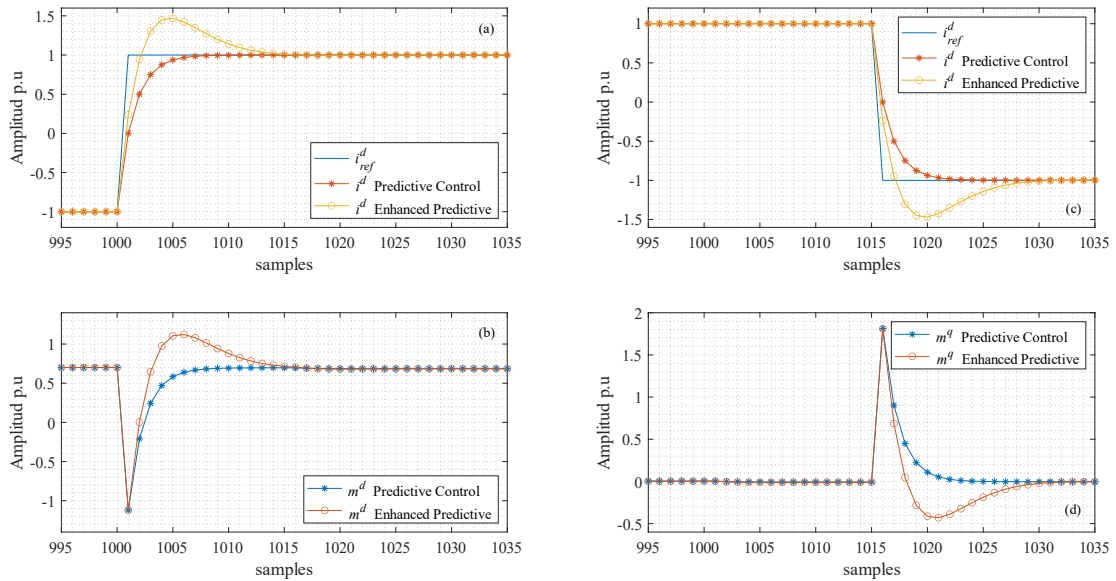
$$J = (\boldsymbol{\psi}^{dq}(N))^T \mathbf{H}(\boldsymbol{\psi}^{dq}(N)) + \sum_{k=0}^{N-1} (\boldsymbol{\psi}^{dq}(k))^T \mathbf{Q}(\boldsymbol{\psi}^{dq}(k)) + (\mathbf{u}_i^{dq}(k))^T \mathbf{R}(\mathbf{u}_i^{dq}(k)) \quad (5.17)$$

donde  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$  son matrices definidas positivas simétricas constantes. Para encontrar una solución que minimice la función de costo, se define la función de costo para el instante de tiempo  $N$

$$\begin{aligned} J_{N,N}(\boldsymbol{\psi}(N)) &= (\boldsymbol{\psi}^{dq}(N))^T \mathbf{H}(\boldsymbol{\psi}^{dq}(N)) \\ &= (\boldsymbol{\psi}^{dq}(N))^T \mathbf{P}(0)(\boldsymbol{\psi}^{dq}(N)) \end{aligned} \quad (5.18)$$

donde  $\mathbf{P}(0)$  es una matriz dinámica definida arbitrariamente que da peso relativo a la respuesta en estado estacionario del vector de estado  $\boldsymbol{\psi}^{dq}(N) = [\mathbf{i}^{dq}(N) \quad \mathbf{u}_i^{dq}(N)]^T$ . Luego, la función de costo para  $N-1$  es

$$\begin{aligned} J_{N-1,N}(\boldsymbol{\psi}(N-1), \mathbf{u}_i^{dq}(N-1)) &= (\boldsymbol{\psi}(N))^T \mathbf{P}(0)(\boldsymbol{\psi}(N)) + (\boldsymbol{\psi}(N-1))^T \mathbf{Q}(\boldsymbol{\psi}(N-1)) + \\ &.. + (\mathbf{u}_i^{dq}(N-1))^T \mathbf{R}(\mathbf{u}_i^{dq}(N-1)). \end{aligned} \quad (5.19)$$



**Fig. 25 Control Predictivo vs Control Predictivo Mejorado.**

(a) Corriente directa  $i^d$ , (b) Componente directa de moduladora  $m^d$ , (c) Corriente en cuadratura  $i^q$ , (d) Componente en cuadratura de moduladora  $m^q$ .

\*Fuente: Elaboración propia

Reemplazando (5.8) como una función de  $N$  en (5.19) y organizando el resultado

$$\begin{aligned}
 J_{N-1,N}(\boldsymbol{\psi}(N-1), \mathbf{u}_i^{dq}(N-1)) = & \\
 & (\boldsymbol{\psi}(N-1))^T (\mathbf{F}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{F}_K + \mathbf{Q}) (\boldsymbol{\psi}(N-1)) + \dots \\
 & (\mathbf{u}_i^{dq}(N-1))^T (\mathbf{G}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{G}_K + \mathbf{R}) (\mathbf{u}_i^{dq}(N-1)) + \dots \\
 & (\boldsymbol{\psi}(N-1))^T (\mathbf{F}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{G}_K) (\mathbf{u}_i^{dq}(N-1)) + \dots \\
 & (\mathbf{u}_i^{dq}(N-1))^T (\mathbf{G}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{F}_K) (\boldsymbol{\psi}(N-1)).
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Luego, para encontrar la salida del controlador que minimiza (5.20), como

$$J_{N-1,N}(\boldsymbol{\psi}(N-1)) = \min_{\mathbf{u}_i^{dq}(N-1)} \{\dots\}, \tag{5.21}$$

es necesario encontrar el mínimo, derivando parcialmente (5.20) en función de las variaciones de la acción de control e igualando a cero, obteniéndose

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}_i^{dq}} J_{N-1,N}(\boldsymbol{\psi}(N-1), \mathbf{u}_i^{dq}(N-1)) = 0, \tag{5.22}$$

entonces, resolviendo en función de  $\mathbf{u}_i^{dq}(N-1)$ ,

$$\mathbf{u}_i^{dq}(N-1) = (\mathbf{G}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{G}_K + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{G}_K^T \mathbf{P}(0) \mathbf{F}_K \boldsymbol{\psi}(N-1) \tag{5.23}$$

$$\mathbf{u}_t^{dq}(N-1) = -\mathbf{K}(N-1)\boldsymbol{\psi}(N-1), \quad (5.24)$$

la salida de control óptima es una función de los estados extendidos del sistema y la matriz dinámica  $\mathbf{K}_t(N-1)$ , que colocará los valores propios de los sistemas para y la respuesta óptima en lazo cerrado. El comportamiento dinámico se puede expresar en términos de  $j$  iteraciones

$$\mathbf{K}(N-j) = \left[ \mathbf{R} + \mathbf{G}_k^T \mathbf{P}(j-1) \mathbf{G}_k \right]^{-1} \mathbf{G}_k^T \mathbf{P}(j-1) \mathbf{F}_k. \quad (5.25)$$

y la matriz dinámica  $\mathbf{P}(j)$  se actualiza de la forma

$$\mathbf{P}(j) = \left[ \mathbf{F} + \mathbf{GK}(N-j) \right]^T \mathbf{P}(j-1) \left[ \mathbf{F} + \mathbf{GK}(N-j) \right] + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}(N-j) + \mathbf{Q}. \quad (5.26)$$

Mediante la elección arbitraria de matrices  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{Q}$ , es posible dar forma a la respuesta lineal como se muestra en Fig. 25, teniendo en cuenta el conocimiento exacto de los parámetros a partir del TABLA II. El controlador predictivo y su respuesta mejorada para corrientes directas y de cuadratura se muestran en Fig. 25 (a) y Fig. 25 (c) respectivamente. Hay una diferencia notable en el sobrepaso de ambas respuestas, casi un 25% en el controlador mejorado. Sin embargo, el tiempo de asentamiento permanece sin cambios. Ambos componentes de la salida del controlador se muestran en Fig. 25 b) y Fig. 25 (c), el valor en estado estacionario de las señales del modulador es el mismo en ambos casos.

### 5.1.2 Respuesta en estado estacionario

Para mostrar la mejora de la respuesta en estado estacionario, dado por el soporte integral, se aplica el teorema del valor final en el dominio de la frecuencia discreta. Aplicando la transformada  $\mathbb{Z}\{\}$  a (5.7), resolviendo en función de  $\mathbf{i}^{dq}(z)$  y reemplazando en la ecuación de error:

$$\mathbf{e}^{dq}(z) = \mathbf{C} \mathbf{i}^{dq}(z) - \mathbf{i}_{ref}^{dq}(z), \quad (5.27)$$

y resolviendo nuevamente por  $\mathbf{i}^{dq}(z)$  se obtiene

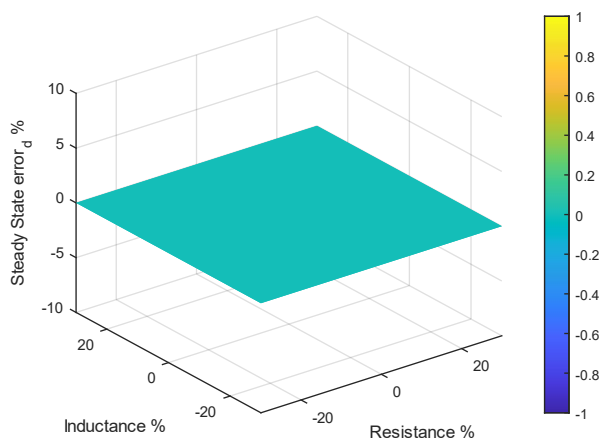
$$\mathbf{i}^{dq}(z) = -\left( z\mathbf{I} - \mathbf{F} - \mathbf{G} \mathbf{G}_c^{-1} \mathbf{F}_c \right)^{-1} \mathbf{G} \mathbf{K}_t \mathbf{u}_t^{dq}(z). \quad (5.28)$$

Luego, aplicando la transformada  $\mathbb{Z}\{\}$  a (5.4), resolviendo por  $\mathbf{u}_t^{dq}(z)$  y reemplazando en (5.28), luego resolviendo por  $\mathbf{e}^{dq}(z)$ , se obtiene

$$\mathbf{e}^{dq}(z) = -(z\mathbf{I} - \mathbf{I}) \left[ (z\mathbf{I} - \mathbf{I}) + \mathbf{C} \left( z\mathbf{I} - \mathbf{F} - \mathbf{G} \mathbf{G}_c^{-1} \mathbf{F}_c \right)^{-1} \mathbf{G} \mathbf{K}_t \right]^{-1} \mathbf{i}_{ref}^{dq}(z) \quad (5.29)$$

En última instancia, evaluando el límite de (5.29), para  $z \rightarrow 1$ , el valor final del error se obtiene que

$$\lim_{z \rightarrow 1} \mathbf{e}^{dq}(z) = 0 \quad (5.30)$$



**Fig. 26 Error de estado estacionario del controlador predictivo mejorado para la variación de parámetros**

\*Fuente: Elaboración propia

Por lo tanto, las características estáticas mejoradas del sistema fueron mejoradas en cuanto al seguimiento de referencia. En la Fig. 26 se puede ver que el error en estado estacionario es cero para cualquier variación de parámetros en el rango estudiado. Cabe destacar que el soporte de retroalimentación integral permite una mayor flexibilidad en el diseño del lazo, manteniendo un comportamiento dinámico rápido, como se muestra en Fig. 25.

## 5.2. Robustez & Sensibilidad

La adición de la acción integradora proporciona al sistema lineal un mejor seguimiento de referencia. Sin embargo, como se muestra en Fig. 27, en comparación con la Fig. 22, todo el sistema es más sensible a la variación e incertidumbre de los parámetros. El efecto del voltaje c.c. en los valores propios se muestra en Fig. 27 (a), el comportamiento dinámico del sistema variará, pero su estabilidad no se verá comprometida. Tomando en cuenta que en el caso de que el inductor del sistema difiera más del  $\pm 50\%$  de su valor esperado (valor programado en el controlador), los valores propios salen de la región de estabilidad, como se muestra en la Fig. 27 (b). En el caso de la resistencia, Fig. 27 (c), se observa que la región donde se encuentran los valores propios se extiende, mostrando mucha más sensibilidad, en contraste con Fig. 22 (c). Cabe destacar que el sistema lineal (tal como se analiza) no se ve afectado por la frecuencia de la red, como se muestra en Fig. 27 (d). Sin embargo, este análisis solo muestra el comportamiento de los valores propios desde el punto de vista de los sistemas de control y no considera la interacción no sincronizada del convertidor con la red, que puede afectar en gran medida a toda la estabilidad de la topología [41].

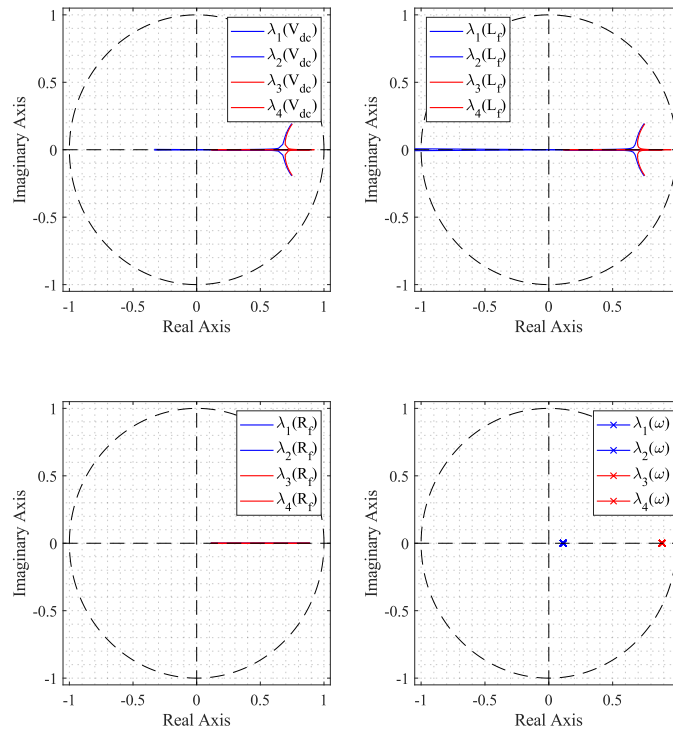


Fig. 27 Valores Propios del Control Predictivo Mejorado bajo variación en los parámetros del modelo:

(a)  $V_{dc}$ , (b)  $L_p$ , (c)  $R_p$ , (d)  $\omega$ .

\*Fuente: Elaboración propia

### 5.3. Simulaciones

El control predictivo depende fuertemente de conocer los parámetros del sistema, por este motivo se propone simular el algoritmo propuesto considerando incertidumbre en los elementos pasivos de la topología. En el caso de la resistencia de la red se considera una variación del 30% de la nominal (con la que se diseña el controlador), en la inductancia un 50% y la capacitancia un 50%. En la Fig. 16 y Fig. 18 se plantea el lazo de control de corriente a implementarse en simulación. Con el software Psim es posible obtener la respuesta del control de corriente aplicando el algoritmo presentado. Las condiciones de simulación se presentan en la TABLA III.

TABLA III PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

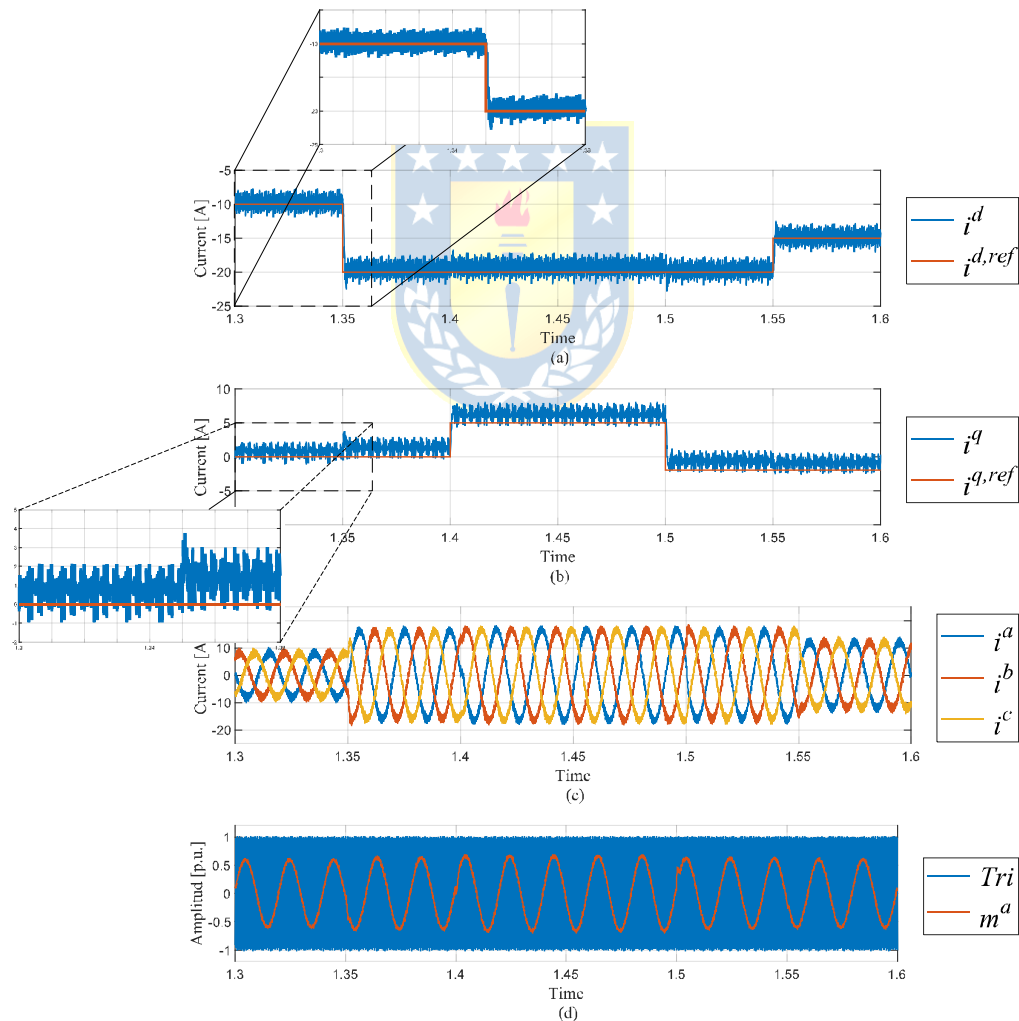
parámetro	Valor
$R_s$ (resistencia de línea)	$1 \pm 30\% \Omega$
$L_s$ (inductancia de línea)	$10 \pm 50\% \text{ mH}$
$V_s$ (voltaje red RMS)	$220 \text{ V}$



$f_s$ (frecuencia nominal)	50 Hz
$f_{sw}$ (frecuencia de conmutación)	2150 Hz
$C_{dc}$ (filtro c.c.)	$2.35 \pm 50\%$ $\mu\text{F}$
$R_{dc}$ (dc resistance)	10k $\Omega$
$V_{dc}$ (voltaje enlace c.c.)	1100 V
$G_{ac}$ (Ganancia de Convertidor)	1 p.u.

### 5.3.1 pRespuesta Control Predictivo

En la Fig. 28 se presenta la respuesta dinámica del controlador predictivo puro, diseñado a partir de los parámetros del sistema. En la Fig. 28 (a) se presenta el seguimiento de referencia de la corriente directa  $i^d$  en  $t = 1.35$  s se produce un cambio tipo escalón en la referencia de -10 [A], luego un cambio de 5 [A] en  $t = 1.5$  s. Por otro lado, en Fig. 28 (b) se muestran las dinámicas de la corriente en cuadratura  $i^q$  donde se hacen cambios de referencia tanto a los  $t = 1.4$  s como a los  $t = 1.5$  s. Se observa



**Fig. 28 Control Predictivo de Corriente Parámetros Inciertos**

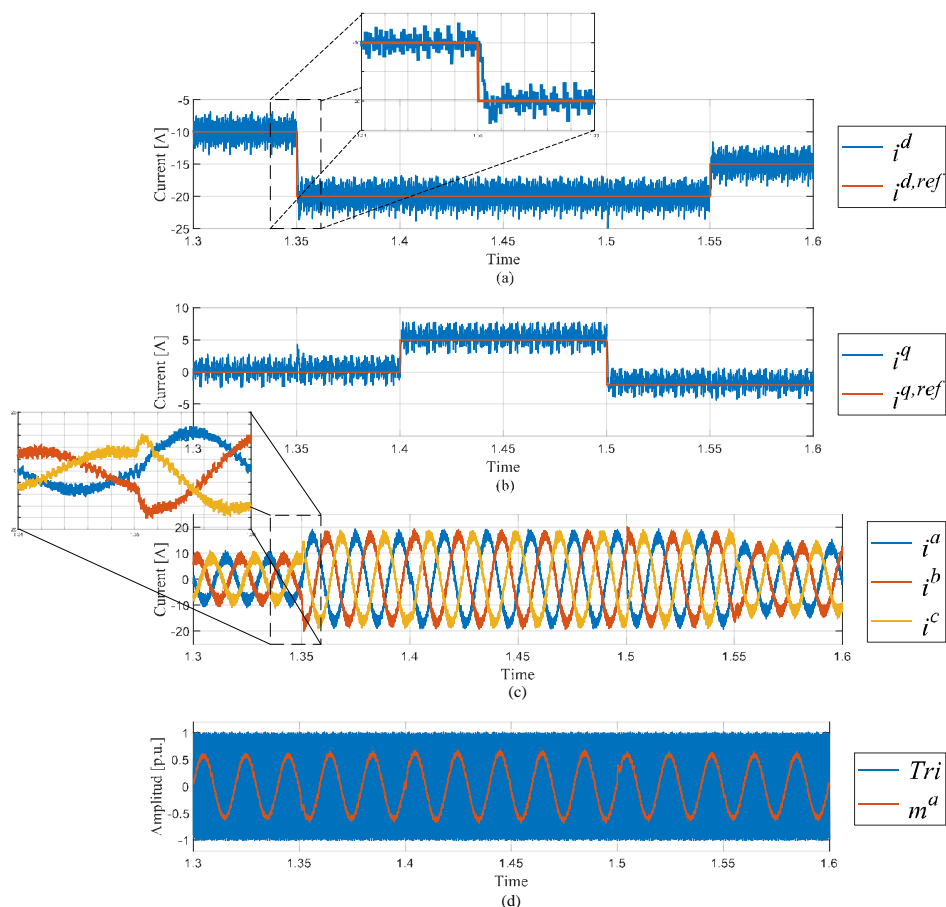
(a) Corriente  $i^d$ , (b) Corriente  $i^q$ , (c) Corrientes Trifásicas  $i^{abc}$ , (d) Triangular vs moduladora  $m^a$

\*Fuente: Elaboración propia

que el controlador tiene error de seguimiento de referencia con un tiempo de subida de aproximadamente cinco periodos de muestro. El desacople dinámico que existe dado el propio diseño del controlador se puede observar en  $t = 1.35$  s. La corriente trifásica inyectada a la red se observa en la Fig. 28 (c). Estas últimas se observan equilibradas y con la dinámica de acuerdo con lo visto en su caso sincrónico. Por último, la modulación se presenta en Fig. 28 (d), en esta no se percibe sobre modulación ni gran ruido de alta frecuencia.

### 5.3.2 Respuesta Control Predictivo Mejorado.

La Fig. 29 muestra la respuesta del control de corriente frente a variaciones en los valores de las constantes del sistema. Como era de esperarse la respuesta varía respecto a la Fig. 28. En la Fig. 29 (a) se muestra es seguimiento de referencia de la corriente  $i^d$  ante cambios tipo escalón en  $t = 1.35$  s y en  $t = 1.5$  s. Se observa que su comportamiento dinámico no es afectado en gran medida. La diferencia en estado estacionario se observa de manera más clara en la Fig. 29 (b), el desacople de la



**Fig. 29 Control Predictivo Mejorado.**

(a) Corriente  $i^d$ , (b) Corriente  $i^q$ , (c) Corrientes Trifásicas  $i^{abc}$ , (d) Triangular vs moduladora  $m^a$

\*Fuente: Elaboración propia

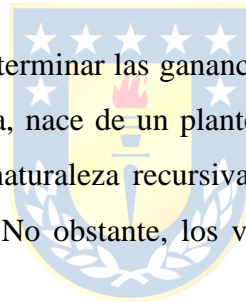
estrategia de control se ve disminuido, pero más importante es que la corriente  $i_q$  tiene error en estado estacionario. En la Fig. 29 (c) se muestran las corrientes trifásicas equilibradas inyectadas a la red. Mientras que en la Fig. 29 (d) se presenta una moduladora dentro de los márgenes de modulación.

En contraste con las curvas en la Fig. 28, las de la Fig. 29 muestran el lazo de control predictivo mejorado. Al igual que en la Fig. 25, se observa un sobrepaso en la Fig. 29 (a) y se corrige el error en estado estacionario. Además, se atenúa el efecto de la incertidumbre en los parámetros en la Fig. 29 (b). También se nota que las corrientes trifásicas son casi idénticas en la Fig. 29 (c) y en la Fig. 28 (c). La adición de la integración paralela no afecta en gran medida la señal de modulación.

## 5.4. Discusión

Extendiendo los estados del convertidor con integradores da paso a la corrección del error en estado estacionario dado por la incertidumbre de los parámetros, los integradores le otorgan la memoria que al sistema le faltaba. La presencia de estos estados hace al sistema más sensible visto desde los valores propios del sistema.

La estrategia de optimización para determinar las ganancias de retroalimentación del sistema, que por su parte modificaran la moduladora, nace de un planteamiento lineal cuadrático que ubica los valores propios de forma óptima. La naturaleza recursiva permite su implementación discreta en lenguajes como C, C++ o MATLAB. No obstante, los valores de las matrices R y Q deben ser seleccionados de forma iterativa.



## Capítulo 6. Control de Potencia Activa y Reactiva

### 6.1. Modelamiento

Se ha desarrollado completamente el diseño de un lazo de corriente predictivo estable y robusto. La corriente de referencia directa y en cuadratura se obtienen del control de potencia activa y reactiva, respectivamente. Con el fin de suministrar energía desde el arreglo fotovoltaico a la red, es necesario diseñar adecuadamente un lazo de control de potencia. En este documento se propone un controlador PI clásico [41]-[50].

Para definir las ganancias del controlador PI, se busca determinar un modelo matemático y, eventualmente, una función de transferencia para el control de potencia. Consideremos la expresión para la representación en tiempo continuo de la energía en el capacitor de enlace de corriente continua como

$$E_{C_{dc}}(t) = \frac{1}{2} C_{dc} (v_{dc}(t))^2. \quad (31)$$

A continuación, la potencia se obtiene derivando (31)

$$P_{C_{dc}}(t) = \frac{C_{dc}}{2} \frac{d}{dt} (v_{dc}(t))^2, \quad (32)$$

así, una función de transferencia en el dominio de Laplace, que relaciona la potencia del capacitor de enlace de corriente continua y el cuadrado de la tensión de corriente continua, se puede obtener aplicando la Transformada de Laplace  $\mathcal{L}\{\}$  a la expresión (32)

$$\frac{(v_{dc}(s))^2}{P_{dc}(s)} = \frac{2}{C_{dc}s}. \quad (33)$$

### 6.2. Controlador PI continuo

La función de transferencia en lazo cerrado, como se muestra en el esquema simplificado en Fig. 30, está dada por

$$H_{clp}(s) = \frac{\frac{2k_{cp}}{C_{dc}T_{ip}}}{s^2 + \frac{2k_{cp}}{C_{dc}}s + \frac{2k_{cp}}{C_{dc}T_{ip}}}. \quad (34)$$

A partir de la función de transferencia general de un sistema de segundo orden, se pueden obtener los valores de las ganancias del controlador PI como

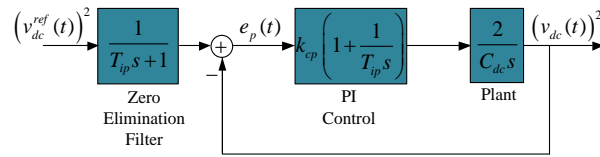


Fig. 30 Lazo de control de potencia simplificado

\*Fuente: Elaboración propia

$$k_{cp} = \xi \omega_n C_{dc}, \quad (35)$$

$$T_{ip} = \frac{2k_{cp}}{C_{dc} \omega_n^2}, \quad (36)$$

donde  $\xi$  es el factor de amortiguamiento,  $\omega_n = 4/T_{ss}$  es la frecuencia natural del sistema y  $T_{ss}$  es el tiempo de establecimiento deseado.

La implementación discreta del controlador PI diseñado se puede expresar mediante la siguiente ecuación discreta [50],

$$u_p(k) = u_p(k-1) + q_0 e_p(k) + q_1 e_p(k-1) \quad (37)$$

con:

$$q_0 = k_{cp} (1 + T_s/T_{ip}), \quad (38)$$

$$q_1 = -k_{cp} \quad (39)$$

### 6.3. Referencia de corriente

A partir de un balance de potencia, como se muestra en la Fig. 31

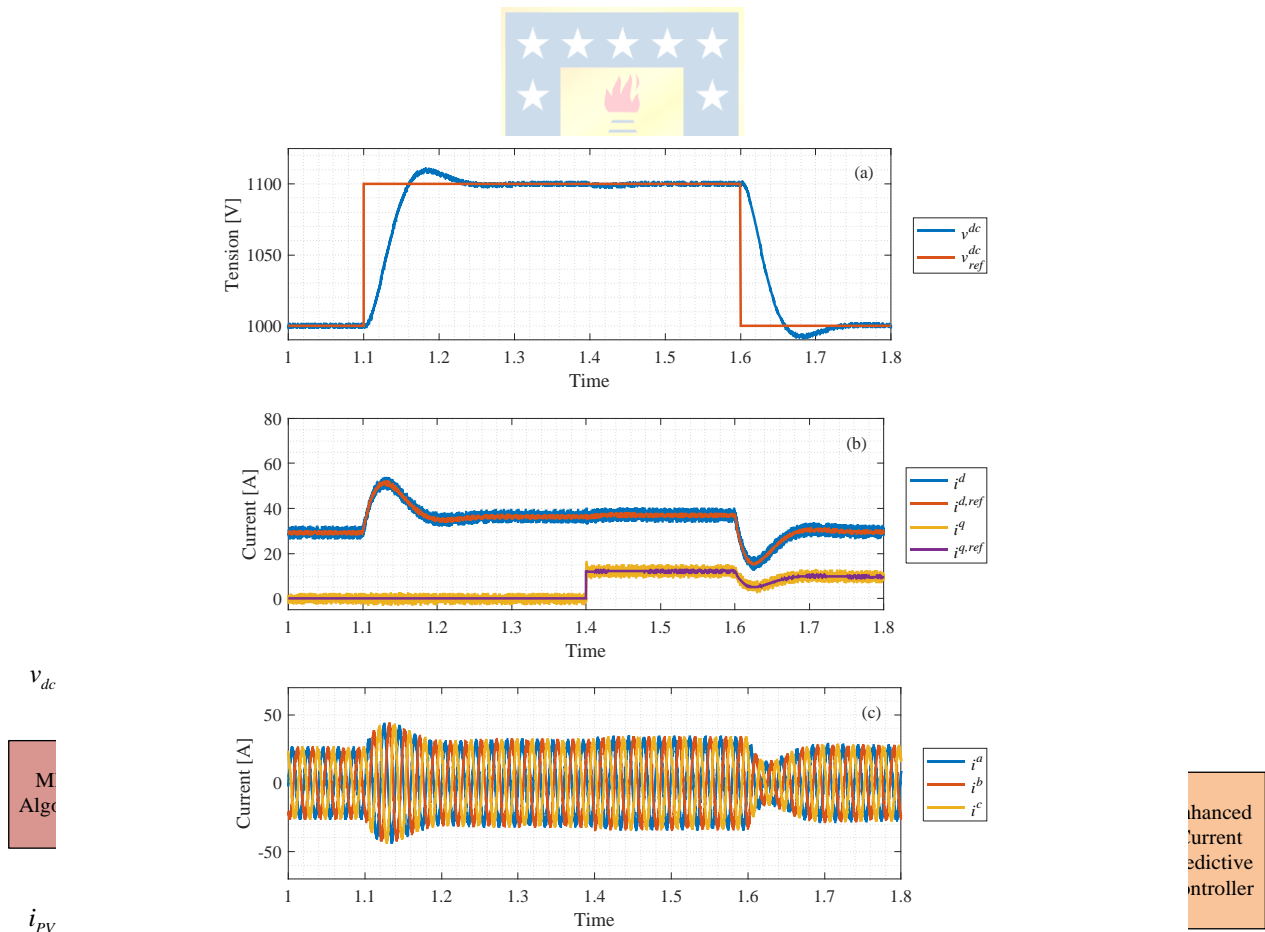
$$P_s^{ref} = P_{pv} + P_{C_{dc}} + P_{RL}, \quad (40)$$

donde  $P_s^{ref}$  es la potencia deseada en la red,  $P_{PV}$  es la potencia proporcionada por arreglo fotovoltaico,  $P_{Cdc}$  es la potencia en el capacitor de enlace de corriente continua y  $P_{RL}$  es la potencia disipada en el filtro  $RL$ . Dada la teoría PQ, la relación de la corriente directa y en cuadratura en términos de la potencia activa y reactiva deseada se expresa como:

$$i_{ref}^d = \frac{P_s^{ref} v_s^d + Q_s^{ref} v_s^q}{\|v_s^{dq}\|^2}, \tag{41}$$

$$i_{ref}^q = \frac{P_s^{ref} v_s^q - Q_s^{ref} v_s^d}{\|v_s^{dq}\|^2}. \tag{42}$$

Considerando que la Transformada  $dq$  está sincronizada con la tensión de red, la componente en cuadratura de la tensión de red generalmente es cero. La expresión reducida para las ecuaciones (41) y (42) se muestra en la Fig. 31.



**Fig. 32 Resultados de Simulación: Lazo de Control de Potencia.**

(a) voltaje capacitor c.c., (b) Lazo interno de corriente, (c) Corriente trifásica de red.

propia

\*Fuente: Elaboración propia

## 6.4. Simulación

La respuesta dinámica de todo el lazo de control de potencia/voltaje se muestra en la Fig. 33. La respuesta al escalón de la tensión de corriente continua se presenta en la Fig. 32 (a), donde se observa un sobrepaso de aproximadamente el 10% y un tiempo de establecimiento de casi 1.6 ms, características proporcionadas por el diseño. A partir del control de tensión, se obtienen las referencias de corriente- $dq$  para el lazo interno de Control de Corriente Predictivo Mejorado, ambas corrientes y referencias de corriente se muestran en la Fig. 32 (b). Además, se presenta una variación escalón en el factor de potencia, de unitario a 0.95 en  $t = 1.4$  s, en la Fig. 32 (b). Es claramente visible en la componente en cuadratura de la corriente- $dq$ , dada por (42), y su efecto en la tensión de corriente continua es compensado por el lazo de control de potencia, lo que permite lograr el control de potencia reactiva. Por último, se muestran las corrientes trifásicas de la red en la Fig. 32 (c).

TABLA IV PARÁMETROS DE CONVERTIDOR

Parameter	Value	
$R_f$ (line resistance)	1.5	$\Omega$
$L_f$ (line inductance)	15	mH
$V_s$ (RMS grid voltage)	220	V
$\omega$ (angular frequency)	$2\pi 50$	rad/s
$G_{ac}$ (Converter Gain)	0.5	Hz
$V_{dc}$ (c.c. voltage)	1000	V
$T_s$ (sampling period)	100	us

El algoritmo para el seguimiento de máxima potencia (MPPT) implementado se presenta en la Fig. 33, el diagrama de flujo muestra procedimiento utilizado para optimizar el rendimiento del sistema fotovoltaico. La estrategia MPPT, conocido como Perturbar y Observar (P&O), es una técnica ampliamente reconocida en el campo de la energía solar que ajusta el voltaje del sistema de manera iterativa en un  $\delta v$ , con el fin de maximizar la generación de potencia en condiciones variables.

Se simulan cambios escalón en irradiancia y temperatura. Si bien, este tipo de cambios no se encuentran normalmente en aplicaciones reales, los resultados proporcionan una noción del funcionamiento del algoritmo MPPT. En la Fig. 34, la temperatura del conjunto de paneles solares varía de 25 °C a 15 °C en  $t = 1.2$  s, y la irradiancia disminuye de 800 W/m<sup>2</sup> a 600 W/m<sup>2</sup> en  $t = 1.1$  s. Como era de esperar debido a la naturaleza del sistema fotovoltaico, la potencia disponible aumenta a temperaturas más bajas y disminuye con irradiancias más bajas [10], como se muestra en la Fig. 34 (b). La salida de la tensión del enlace de corriente continua se muestra en la Fig. 34 (a), y las referencias se obtienen a partir del algoritmo MPPT. Se aplica una variación del factor de potencia de 1 a 0.95 en  $t = 1.05$  s, visible en la corriente en cuadratura mostrada en la Fig. 34 (c). La potencia directa está principalmente relacionada con la corriente-d, que también se muestra en la Fig. 34 (c). Las corrientes trifásicas de la red se muestran en la Fig. 34 (d).

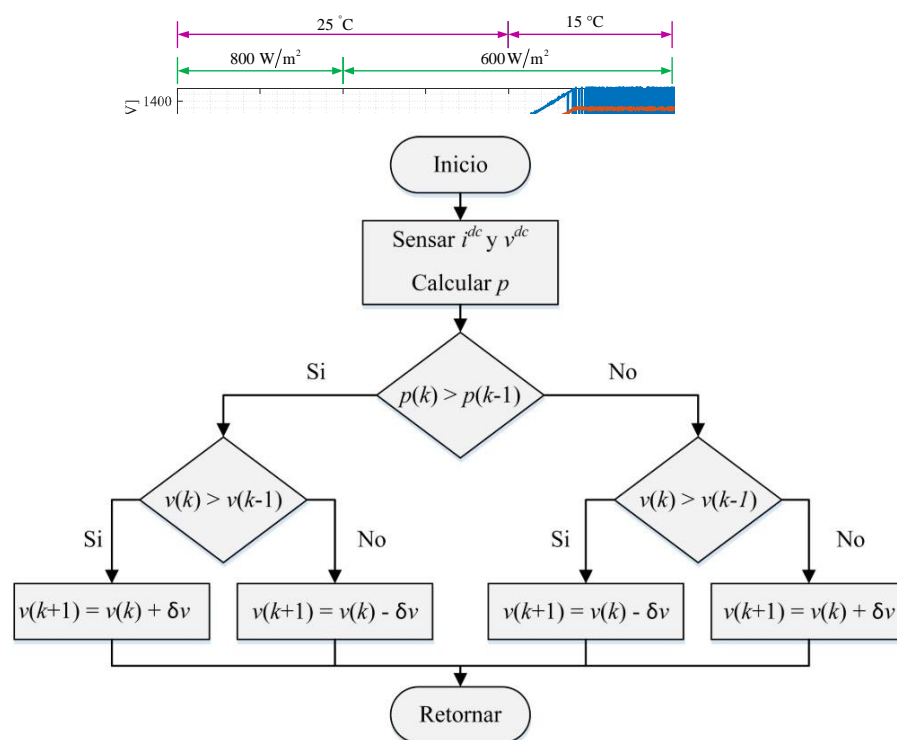


Fig. 33 MPPT Algoritmo Implementado



## 6.5. Discusión

La regulación de potencia entrega las referencias de corriente para los lazos predictivos internos. El control PI del voltaje c.c. es sintonizado a partir del modelo de energía en el capacitor y ajustado para obtener un sobrepaso menor al 5% (modulo optimo). La simulación del sistema indica que la sintonización es correcta y el seguimiento de la referencia de voltaje se prueba ante factores de potencia unitario y capacitivo, así demostrando la capacidad de entregar potencia reactiva cuando sea requerido.

La referencia de voltaje c.c. es obtenida a partir del algoritmo MPPT perturbar y observar, cuyo propósito es obtener la máxima potencia del arreglo fotovoltaico simulado, el paso de tensión es seleccionado de forma iterativa. Las simulaciones muestran como el algoritmo MPPT, en conjunto con el controlador de potencia extraen la máxima potencia disponible en el panel simulado.



## Capítulo 7. Resultados

---

### 7.1. Experimental

Se construye el prototipo de la Fig. 11 con el objetivo de obtener resultados experimentales de la estrategia de control propuesta. La Fig. 35 muestra sus componentes. En esta encontramos una fuente trifásica programable (CSW5550) acoplada al convertidor a través de una micro-red, que en paralelo a reóstatos simulan la red eléctrica. Los sensores de voltaje y corriente se comunican con una etapa de acondicionamiento que envía los valores de tensión y corrientes aptos para la conversión análoga digital en la DSP TMSF28335. En la DSP se encuentran los algoritmos sincronización y control. La salida PWM de la unidad de control es convertida en señales ópticas por la tarjeta de disparo que cierra el lazo con el convertidor [51].

Por un lado, la Fig. 36 (a) muestra la respuesta al escalón en la componente-d de las corrientes de la red. Claramente, estos cambios tienen un efecto en la amplitud de la corriente trifásica de la red, resultados similares se presentan en los resultados simulados de la Fig. 29. Por otro lado, para variaciones escalón en la componente-q de las corrientes, genera un cambio de fase en las corrientes de la red, como se muestra en la Fig. 36 (b), afirmando la capacidad de compensación de reactivos del

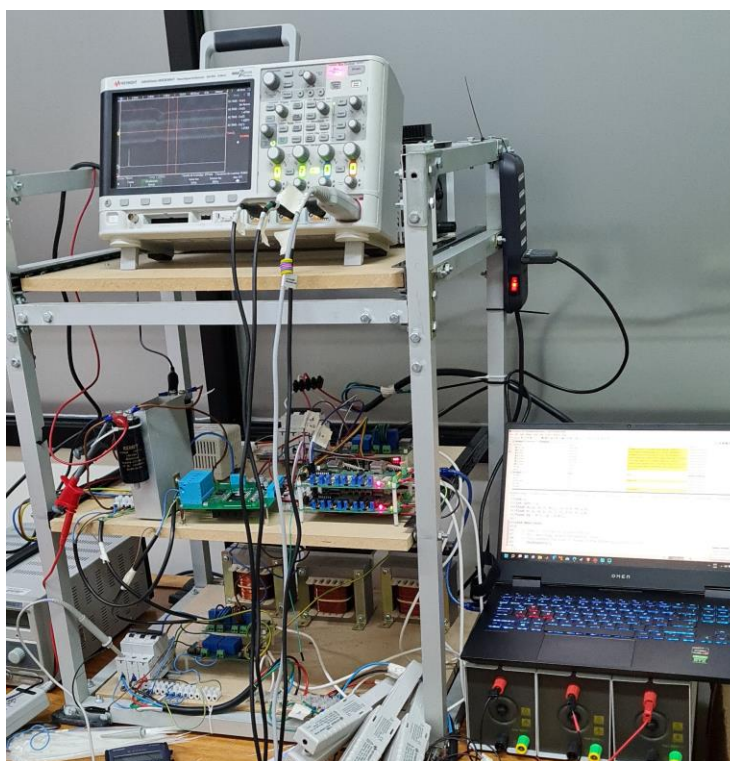
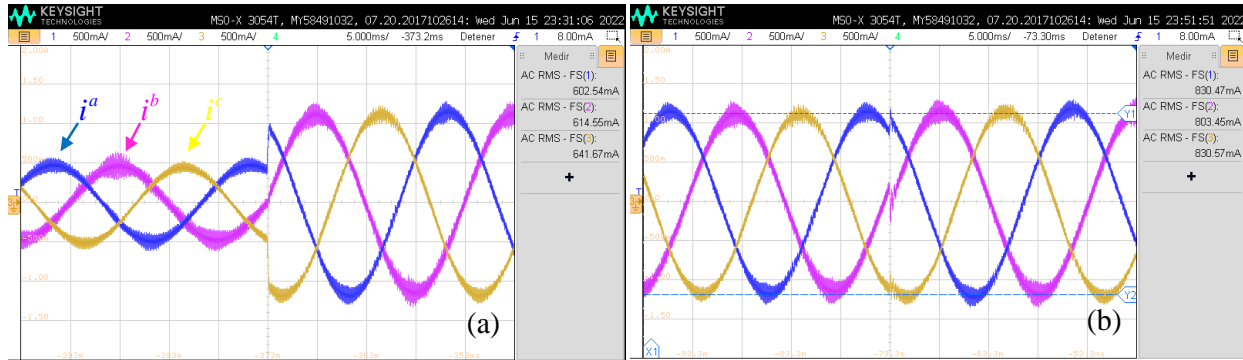


Fig. 35 Prototipo de Laboratorio

\*Fuente: Elaboración propia



**Fig. 36 Resultados Experimentales: Control Predictivo Mejorado**

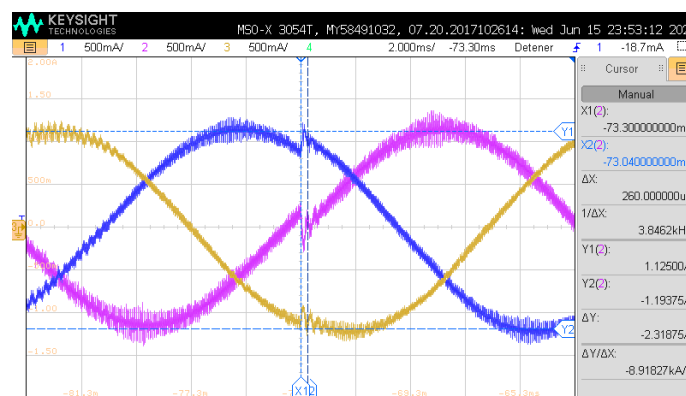
(a) respuesta al escalón corriente directa, (b) respuesta al escalón corriente en cuadratura.

\*Fuente: Elaboración propia

algorithm. Para mostrar la capacidad de compensar potencia reactiva de la estrategia propuesta, se muestra en la Fig. 36 (b). El factor de potencia cambió de unitario a 0.95, presentado como la comparación entre la corriente de red  $i^a$  y la tensión de red  $v_s^a$ . También se proporciona el comportamiento dinámico de la tensión de corriente continua para mostrar la regulación de potencia activa.

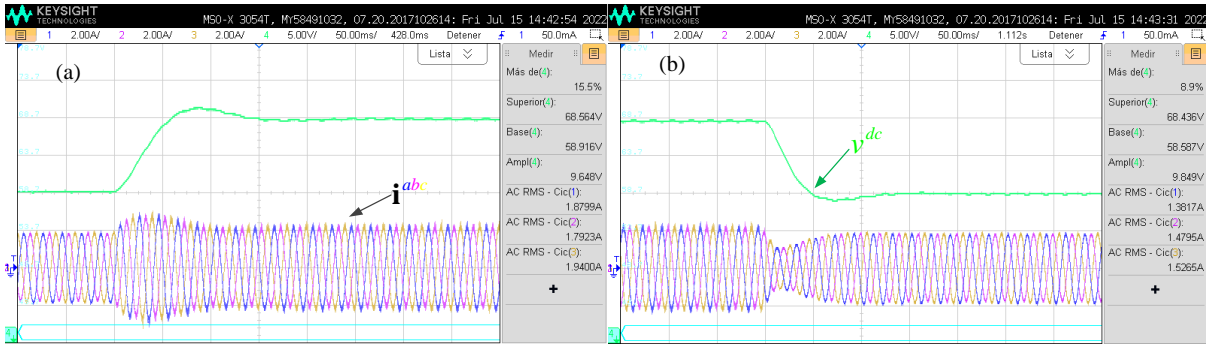
Así mismo, el tiempo de respuesta del algoritmo de Control Predictivo Mejorado se muestra en la Fig. 37. Con un tiempo de subida cercano a  $260 \mu\text{s}$ , el tiempo de respuesta se acerca a tres periodos de muestreo. En comparación con los resultados simulados e ideales, presentados en la Fig. 25 (a) o (b), los resultados experimentales muestran un buen desempeño.

El control de la tensión del lado continuo, necesario para la integración de MPPT para la inyección fotovoltaica, se muestra en la Fig. 38. Se diseña para un sobrepaso del 10% y un tiempo de establecimiento de 8 ms. Al comparar con los resultados esperados de la simulación (Fig. 32), se observa que los resultados experimentales, en la Fig. 38 (a), tienen un 5% más de sobrepaso, lo cual



**Fig. 37 Resultados Experimentales: Control Predictivo Mejorado, Acercamiento respuesta al escalón**

\*Fuente: Elaboración propia



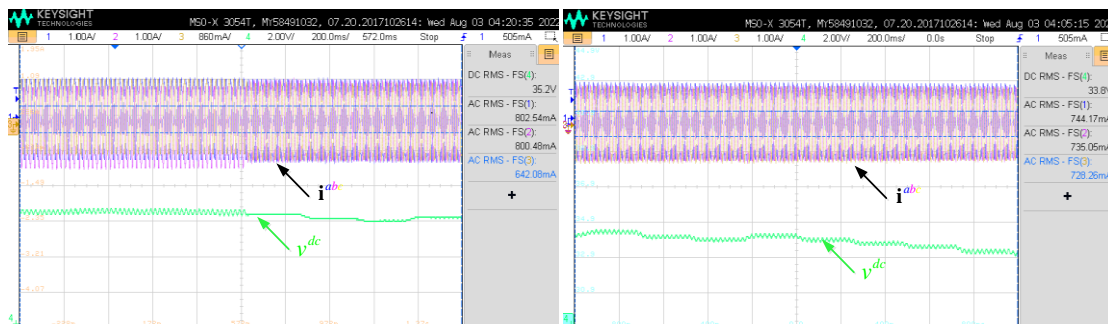
**Fig. 38 Resultados Experimentales: Lazo de Control de Potencia**

(a) Respuesta ascendente (+10V), (b) Respuesta descendente (-10V).

\*Fuente: Elaboración propia

puede deberse a variaciones, con respecto a la programación, en valores del capacitor o las resistencias. Este mismo sobrepaso el conservado para variaciones tipo escalón negativo en la referencia, Fig. 38 (b).

En la Fig. 39 (a) se presenta la transición entre el lazo abierto y cerrado del convertidor, i.e. se inicia el algoritmo de control en condiciones iniciales no nulas. En la segunda mitad se aprecia claramente cómo la forma de las corrientes mejora y el comportamiento del MPPT se asemeja a los resultados simulados en Fig. 34. Así mismo, en la Fig. 39 (b) se muestra la respuesta en lazo cerrado en estado estacionario, el seguimiento de voltaje c.c. es evidentemente. Además, se puede notar que las corrientes trifásicas se encuentran equilibradas. Los resultados experimentales muestran la factibilidad de implementar el algoritmo de control predictivo con soporte de estados extendido. Esta mejora compensa reactivos corrigiendo el seguimiento de la corriente en cuadratura. Cabe destacar que los parámetros de diseño y los reales son distintos, por lo que existe incertidumbre sobre el conocimiento de las condiciones del sistema y de la red.



**Fig. 39 Resultados Experimentales: Lazo de Control de Potencia con MPPT**

\*Fuente: Elaboración propia

## 7.2. Discusión

El set-up es construido a partir de la topología propuesta de convertidor para mostrar la viabilidad de la estrategia de control predictiva mejorada propuesta en este documento. La estrategia de control es programada en la DSP TMSF28335. La etapa experimental fue llevada a cabo en un entorno de laboratorio con voltajes y corrientes controladas.

Los resultados experimentales muestran que se logra el comportamiento esperado de las corrientes, a partir de las simulaciones realizadas en capítulos anteriores. Siendo la estrategia capaz de seguir cambios en la corriente directa como en la corriente de cuadratura. Así mismo, los tiempos de respuesta son acotados tales y como se diseñaron.

Por otro lado, el lazo de potencia muestra un comportamiento correcto, indicando que tanto dicho lazo, como el interno funcionan de manera correcta. Así mismo, el algoritmo MPPT es capaz de seguir el máximo punto de potencia regulando el voltaje del panel fotovoltaico. Así mostrando que la estrategia de control consigue su objetivo.



## Capítulo 8. Conclusión

---

### 8.1. Sumario

En este documento se presenta el diseño de un control predictivo con soporte de integral para las corrientes de un convertidor fuente de voltaje en frente activo para la inyección de energía fotovoltaica a una red eléctrica con incertidumbre.

A partir del modelo promedio de la topología se diseña el controlador en ejes sincrónicos. La frecuencia de la red es considerada constante (50 Hz). Por lo que se asume que las corrientes en ejes sincrónicos se comportaran como un sistema continuo, lo que simplifica el análisis. Se discretiza el modelo usando Euler hacia adelante (Forward Euler) lo que permite obtener la primera predicción de la corriente en función de su pasado y perturbaciones (Tensión de la red).

El control predictivo para  $N$  pasos es generalizado usando una representación en espacio de estados de las corrientes. Posterior a esto, un análisis del error en estados estacionario y sensibilidad a los parámetros es lograda observando variaciones en los parámetros de hasta un 100%. Luego, el análisis de estabilidad a través de Lyapunov se realiza al lazo autógeno.

Se extiende el lazo de control añadiendo una realimentación discreta de estados con integración pura. Los parámetros de la realimentación de estados son obtenidos en línea solucionando una función de costo cuadrática (LQR). La respuesta temporal, el análisis del error en estado estacionario y sensibilidad muestran el efecto de la integración sobre el lazo.

Se diseña un controlado para lazo externo de voltaje con el objetivo de regular la potencia inyectada a la red desde el arreglo fotovoltaico. A partir de la energía del capacitor, se diseña un control Proporcional Integra que cumpla con características de desempeño deseada. Un algoritmo de perturbar y observa es implementado para la extracción de máxima potencia del arreglo solar.

En el laboratorio se construye un convertidor según la topología propuesta. La red es simulada por una fuente trifásica variable, y la incertidumbre de parámetros se implementa a través de un arreglo de reóstatos en paralelo (cambios en carga). Se programa la estrategia de control en la tarjeta de control. Si bien la frecuencia de la red es constante, un lazo de enganche de fase (PLL) es implementado para la sincronización con la red. Finalmente, los resultados son obtenidos.

## 8.2. Conclusiones

Se presenta el diseño de un controlador predictivo con soporte integral a través de una realimentación de estados. Este controlador se diseña para el control de corriente en ejes sincrónicos. Una representación discreta y sincronizada del sistema no solo facilita el diseño del controlador predictivo, sino también la determinación de los coeficientes óptimos del integrador de soporte. Estos coeficientes desempeñan un papel fundamental al corregir el error en estado estacionario a lo largo de un horizonte de predicción extendido, incluso considerando incertidumbre en el sistema, al mismo tiempo que se logra mantener una respuesta temporal rápida, en el orden de tres tiempos de muestreo para las corrientes.

La estrategia de control propuesta resulta ser de simple implementación, como se muestra en el diagrama de la Fig. 16. Las ecuaciones que resuelven la acción de control nacen del propio modelo discretizado del sistema. Una segunda predicción del sistema fue necesaria para la compensación del retardo por cálculo de la acción de control en cada iteración. Para suavizar la acción de control se realiza un filtrado previo de la referencia. Esto permite la parcelación de la acción de control y prevenir sobre modulación a costa de unos pocos periodos de muestreo ( $L = 3$ ).

La estabilidad del sistema se valida mediante el análisis de sensibilidad y la ubicación de los valores propios, incluso cuando se somete a variaciones del 100% en sus parámetros. Tanto los resultados de simulación como los experimentales refuerzan la idea de que el controlador diseñado logra exitosamente las características de rendimiento previstas, lo que confirma la factibilidad de su implementación de manera contundente.

Los resultados de simulación, así como los experimentales, demuestran la viabilidad de controlar un convertidor estático de potencia en una aplicación solar mediante una estrategia de control predictivo respaldada por la retroalimentación de los estados del sistema. Para lograr esto, se propuso una estrategia de control predictivo con realimentación lineal de estados que incorpora un integrador puro de salida para el convertidor VSC. Esta estrategia se verificó a través de simulaciones en el software Psim y finalmente se implementó en el laboratorio utilizando un prototipo de VSC que la estrategia es aplicable en la práctica y no se limita solo a simulaciones.

### 8.3. Trabajos Futuros

La robustez del lazo de control en relación con las variaciones de frecuencia en la red es relevante en las aplicaciones de conversión de energía. Es necesario evaluar cómo responde el controlador predictivo ante estas variaciones. Esto implica estudiar el comportamiento del controlador ante cambios tipo escalón y rampa en la frecuencia de la red. Así mismo, estudiar y analizar el impacto de variaciones lenta, tipo rampa en los parámetros del sistema por posible desgaste de componente. El controlador ha sido diseñado para una topología específica, por lo existe valor en extender el diseño del controlador a otras topologías.





## Bibliografía

- [1] C. Pastén, “Chile, energy and development,” *Obras y Proy.* 11, 28-39, 2012.
- [2] BloombergNEF, “Scale-up of Solar and Wind Puts Existing Coal, Gas at Risk.” [Online]. Available: [https://about.bnef.com/blog/scale-up-of-solar-and-wind-puts-existing-coal-gas-at-risk/#\\_ftn2](https://about.bnef.com/blog/scale-up-of-solar-and-wind-puts-existing-coal-gas-at-risk/#_ftn2).
- [3] BloombergNEF, “NEO 2019.” [Online]. Available: <https://about.bnef.com/new-energy-outlook/#toc-download>.
- [4] D. Tapia, “La ruta de la energía solar en Chile,” 1 abril 2020, Apr. 01, 2020.
- [5] G. de Chile, “Energías Renovables.” [Online]. Available: <https://energia.gob.cl/educacion/que-son-las-energia-renovables>.
- [6] “Global Solar Atlas.” <https://globalsolaratlas.info/map>.
- [7] S. Nasirov and C. A. Agostini, “Mining experts’ perspectives on the determinants of solar technologies adoption in the Chilean mining industry,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 95, no. March, pp. 194–202, 2018.
- [8] R. Wang, S. C. Hsu, S. Zheng, J. H. Chen, and X. I. Li, “Renewable energy microgrids: Economic evaluation and decision making for government policies to contribute to affordable and clean energy,” *Appl. Energy*, vol. 274, no. April, p. 115287, 2020.
- [9] S. A. Maximov, G. P. Harrison, and D. Friedrich, “Long term impact of grid level energy storage on renewable energy penetration and emissions in the Chilean electric system,” *Energies*, vol. 12, no. 6, 2019.
- [10] M. K. Mishra and V. N. Lal, “An improved methodology for reactive power management in grid integrated solar PV system with maximum power point condition,” *Sol. Energy*, vol. 199, no. January, pp. 230–245, 2020.
- [11] R. Sabzehgar, “A Review of AC / DC Microgrid – Developments, Technologies, and Challenges,” pp. 11–17, 2015.
- [12] A. M. Noman, A. I. Alolah, K. E. Addoweesh, and A. A. Alabduljabbar, “The Three-Phase Cascaded VSI Topology Using Coupled Transformers for Grid-Connected PV Applications,” pp. 0–5, 2019.
- [13] M. A. Graña-López, A. García-Diez, A. Filgueira-Vizoso, J. Chouza-Gestoso, and A. Masdías-Bonome, “Study of the sustainability of electrical power systems: Analysis of the causes that generate reactive power,” *Sustain.*, vol. 11, no. 24, 2019.
- [14] T. Bennett, A. Zilouchian, and R. Messenger, “Photovoltaic model and converter topology considerations for MPPT purposes,” *Sol. Energy*, vol. 86, no. 7, pp. 2029–2040, 2012, doi: 10.1016/j.solener.2012.04.005.
- [15] D. Singh and H. Singh, “Technical Survey and review on MPPT techniques to attain Maximum Power of Photovoltaic system,” *Proc. IEEE Int. Conf. Signal Process. Control*, vol. 2019-Octob, pp. 265–268, 2019.
- [16] Y. Zhu and W. Xiao, “A comprehensive review of topologies for photovoltaic I–V curve tracer,” *Sol. Energy*, vol. 196, no. November 2019, pp. 346–357, 2020.

- [17] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 30, pp. 796–807, 2014.
- [18] T. Jing and A. S. Maklakov, "A Review of Voltage Source Converters for Energy Applications," *Proc. - 2018 Int. Ural Conf. Green Energy, Ural. 2018*, pp. 275–281, 2018, doi: 10.1109/URALCON.2018.8544364.
- [19] A. Rashwan, "A New topology for the Large-Scale Photovoltaic Systems grid Connection based on Modular Multilevel Converter," pp. 286–291, 2018.
- [20] S. Jahan et al., "An advanced control technique for power quality improvement of grid-tied multilevel inverter," *Sustain.*, vol. 13, no. 2, pp. 1–20, 2021, doi: 10.3390/su13020505.
- [21] J. Rohten, P. Zanchetta, M. Rivera, J. Muñoz, J. Espinoza, and J. Silva, "Multivariable control for a three-phase rectifier based on deadbeat algorithm," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 56, no. 41, pp. 5977–5982, 2016.
- [22] M. Ahmed, M. Abdelrahem, and R. Kennel, "Highly efficient and robust grid connected photovoltaic system based model predictive control with Kalman filtering capability," *Sustain.*, vol. 12, no. 11, 2020.
- [23] P. Falkowski, "Model Predictive Control of Grid-Connected Power Converters with LCL Filter and Additional Feedback," vol. 2, no. 1, pp. 5–9, 2019.
- [24] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [25] T. Dragičević and M. Novak, "Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Electronic Converters: An Artificial Neural Network Approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, 2019.
- [26] M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. Mauri, and M. Rossi, "Efficiency characterization for model predictive control of a three-phase voltage source converter," *2019 21st Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2019 ECCE Eur.*, pp. 1–9, 2019.
- [27] G. Rigatos and P. Wira, "Nonlinear optimal control for the VSC-HVDC transmission system," pp. 600–605, 2016.
- [28] D. Murillo-Yarce et al., "A review of control techniques in photovoltaic systems," *Sustain.*, vol. 12, no. 24, pp. 1–22, 2020.
- [29] J. M. Carrasco et al., "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [30] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2066534.
- [31] J. Hu, Z. Li, J. Zhu, and J. M. Guerrero, "Voltage Stabilization: A Critical Step Toward High Photovoltaic

- Penetration,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 13, no. 2, pp. 17–30, 2019, doi: 10.1109/MIE.2019.2906844.
- [32] D. Ma and W. Li, “Wind-Storage Combined Virtual Inertial Control Based on Quantization and Regulation Decoupling of Active Power Increments,” *Energies*, vol. 15, no. 14, p. 5184, Jul. 2022, doi: 10.3390/en15145184.
- [33] M. S. Alam et al., “Frequency Stabilization of AC Microgrid Clusters: An Efficient Fractional Order Supercapacitor Controller Approach,” *Energies*, vol. 15, no. 14, p. 5179, Jul. 2022, doi: 10.3390/en15145179.
- [34] X. Wang, X. Wei, and Y. Meng, “Experiment on Grid-Connection Process of Wind Turbines in Fractional Frequency Wind Power System,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 22–31, Mar. 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2358498.
- [35] R. Barrera-Cardenas and M. Molinas, “Comparative Study of Wind Turbine Power Converters Based on Medium-Frequency AC-Link for Offshore DC-Grids,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 525–541, Jun. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2360578.
- [36] J. J. Silva et al., “MPC Algorithm with Reduced Computational Burden and Fixed Switching Spectrum for a Multilevel Inverter in a Photovoltaic System,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 77405–77414, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2988627.
- [37] A. Y. Jaen-Cuellar, D. A. Elvira-Ortiz, R. A. Osornio-Rios, and J. A. Antonino-Daviu, “Advances in Fault Condition Monitoring for Solar Photovoltaic and Wind Turbine Energy Generation: A Review,” *Energies*, vol. 15, no. 15, p. 5404, Jul. 2022, doi: 10.3390/en15155404.
- [38] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, Aug. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [39] R. Aliaga et al., “Implementation of Exact Linearization Technique for Modeling and Control of DC/DC Converters in Rural PV Microgrid Application,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 56925–56936, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3178425.
- [40] D. R. Espinoza Trejo, S. Taheri, J. L. Saavedra, P. Vazquez, C. H. De Angelo, and J. A. Pecina-Sanchez, “Nonlinear Control and Internal Stability Analysis of Series-Connected Boost DC/DC Converters in PV Systems With Distributed MPPT,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 11, no. 2, pp. 504–512, Mar. 2021, doi: 10.1109/JPHOTOV.2020.3041237.
- [41] J. A. Rohten et al., “A Simple Self-Tuning Resonant Control Approach for Power Converters Connected to Micro-Grids with Distorted Voltage Conditions,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 216018–216028, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3041528.
- [42] J. Rodriguez et al., “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007, doi: 10.1109/TIE.2006.888802.
- [43] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.

- [44] P. Cortes, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Model Predictive Control of an Inverter with Output *LC* Filter for UPS Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, Jun. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2015750.
- [45] J. Rodriguez et al., "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2221469.
- [46] J. A. Rohten et al., "Multivariable Deadbeat Control of Power Electronics Converters with Fast Dynamic Response and Fixed Switching Frequency," *Energies*, vol. 14, no. 2, p. 313, Jan. 2021, doi: 10.3390/en14020313.
- [47] H. Dan, P. Zeng, W. Xiong, M. Wen, M. Su, and M. Rivera, "Model predictive control-based direct torque control for matrix converter-fed induction motor with reduced torque ripple," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 5, no. 2, pp. 90–99, Jun. 2021, doi: 10.30941/CESTEMS.2021.00012.
- [48] X. Li, Y. Wang, X. Guo, X. Cui, S. Zhang, and Y. Li, "An Improved Model-Free Current Predictive Control Method for SPMSM Drives," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 134672–134681, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3115782.
- [49] C. E. Prieto Cerón, L. F. Normandia Lourenço, J. S. Solís-Chaves, and A. J. Sguarezi Filho, "A Generalized Predictive Controller for a Wind Turbine Providing Frequency Support for a Microgrid," *Energies*, vol. 15, no. 7, p. 2562, Apr. 2022, doi: 10.3390/en15072562.
- [50] M. Gopal "Modern Control Theory," 1st ed, New York, John Wiley & Sons, 1984, pp. 224-232.
- [51] F. Pereira, J. Valenzuela, "Implementación de un Inversor Fuente de Voltaje", Universidad del Bío-Bío, 2017.
- [52] I. Harbi et al., "Model-Predictive Control of Multilevel Inverters: Challenges, Recent Advances, and Trends," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 10845-10868, Sept. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3288499.
- [53] C. R. Baier, R. O. Ramirez, E. I. Marciel, J. C. Hernández, P. E. Melín and E. E. Espinosa, "FCS-MPC Without Steady-State Error Applied to a Grid-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11785-11799, Oct. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3065003.
- [54] Babayomi, O., Zhang, Z., Dragicevic, T., Hu, J., & Rodriguez, J. (2023). Smart grid evolution: Predictive control of distributed energy resources—A review. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 147, 108812.
- [55] Hu, J., Shan, Y., Guerrero, J. M., Ioinovici, A., Chan, K. W., & Rodriguez, J. (2021). Model predictive control of microgrids—An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 136, 110422.