



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

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

**ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL PREDICTIVO EN
MICROINVERSORES FOTOVOLTAICOS INTERCONECTADOS A LA
RED**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: CIBERNÉTICA, CONTROL Y ROBÓTICA**

P R E S E N T A:

ING. LUZ MARIANA VIRAMONTES ESPINOZA

A S E S O R:

DR. MARIO ARTURO GONZÁLEZ GARCÍA

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

ENERO DE 2026



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Cibernética, Control y Robótica

***“Estudio e Implementación del Control Predictivo en Microinversores
Fotovoltaicos Interconectados a la Red”***

Presenta:

Ing. Luz Mariana Viramontes Espinoza

Sinodales:

Dr. Mario Arturo González García
(Asesor de Tesis)

Dr. César F. Francisco Méndez Barrios

Dr. Victor Manuel Cárdenas Galindo

Dr. Homero Miranda Vidales



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA

16 de octubre de 2025

**ING. LUZ MARIANA VIRAMONTES ESPINOZA
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Mario Arturo González García**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestra en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 16 de octubre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Estudio e Implementación del Control Predictivo en Microinversores Fotovoltaicos Interconectados a la Red"

Introducción

1. Estado del arte del control predictivo y convertidores fotovoltaicos
2. Estrategias de control predictivo basado en modelo
3. Modelado y dimensionamiento del microinversor fotovoltaico
4. Diseño del sistema de control del microinversor fotovoltaico
5. Resultados de simulación y experimentales

Conclusiones

Apéndices

Referencias

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

ATENTAMENTE



DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION

www.uaslp.mx

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

Ccp. Archivo
-bvlg

"1945-2025: 80 años formando profesionales de la Ingeniería en beneficio de la sociedad"



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
Área de Investigación y Estudios de Posgrado

D E C L A R A C I Ó N

El presente trabajo que lleva por título:

Estudio e Implementación del Control Predictivo en Microinversores Fotovoltaicos Interconectados a la Red

se realizó en el periodo abril de 2024 a enero de 2026 bajo la dirección del Dr. Mario Arturo González García.

Originalidad

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

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

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

Este trabajo no ha sido sometido como tesis o trabajo terminal a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total, exceptuando el caso cuando existe un convenio específico de doble titulación celebrado entre ambas instituciones.

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

El autor del trabajo escrito, Luz Mariana Viramontes Espinoza

Agradecimientos

A Dios que siempre ha estado presente en mi vida.

A mi madre Lupita Espinoza por su consuelo, motivación y apoyo a lo largo de mi vida. A mi padre Miguel Viramontes por impulsarme siempre a continuar con mi preparación académica. A ambos por los consejos que me brindan y que me han ayudado a encontrar una solución en la vida.

A mis hermanos Karen y Miguel por los momentos de risa y convivencia que me ayudaron en los momentos de estrés. Gracias por sus palabras de ánimo, por motivarme a nunca rendirme y por todo el apoyo que siempre me han dado.

A mi novio Antonio Martínez por brindarme siempre su apoyo, consuelo y compañía. Por los momentos que compartimos juntos y que alegraron mis días. Gracias por ser parte de mi vida y por toda la motivación que siempre me brindas.

A mi asesor el Dr. Mario Arturo González García por su paciencia, apoyo, dedicación y amistad. Le agradezco por sus enseñanzas y sus asesorías, las cuales siempre me permitieron aprender cosas nuevas y que contribuyeron de manera significativa a mi formación académica.

A mi amiga Selma Santillán por todos los momentos compartidos de pláticas, convivencias, tristezas y alegrías. Gracias por acompañarme durante mi estadía en la maestría y siempre apoyarme y enseñarme cosas nuevas.

A mis amigos Michel, Diego, Arturo, Fer, Ángel y Toño por el apoyo que me brindaron y por la convivencia que siempre me sacaba una sonrisa. Gracias por acompañarme en este camino y brindarme su amistad.

A Ana Cecilia Rivera (Anita) por sus consejos, apoyo y las pláticas en el laboratorio que siempre motivaban mi día.

Al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, por el conocimiento y apoyo que me brindó.

Agradecimientos

A mis revisores, el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, el Dr. César Francisco Méndez Barrios y el Dr. Homero Miranda Vidales por sus observaciones y revisiones, las cuales contribuyeron de manera significativa al fortalecimiento de este trabajo de tesis.

A los doctores del CIEP por la enseñanza y el conocimiento transmitido durante mi formación académica.

A mis cinco gatos, Kitty, Princesa, Michelina, Tommy y Anelina, por su compañía incondicional durante las jornadas dedicadas a este trabajo y por la alegría que siempre me brindaron.

A SECIHTI por la beca otorgada, la cual representó un apoyo fundamental durante la realización de mis estudios.

ÍNDICE GENERAL

Índice general	IX
Índice de tablas	XI
Índice de figuras	XIII
Lista de acrónimos y símbolos	XVII
Resumen	XXIII
Introducción	1
1. Planteamiento del problema	3
2. Objetivo de la Investigación	4
3. Objetivos particulares	4
4. Organización general de la tesis	4
1 Estado del arte del control predictivo y convertidores fotovoltaicos	7
1.1. Estado del arte de topologías de convertidores fotovoltaicos que emplean control predictivo . . .	7
1.2. Topologías de convertidores para sistemas fotovoltaicos con interconexión a la red	20
1.3. Selección de la topología del convertidor	22
2 Estrategias de control predictivo basado en modelo	25
2.1. Control predictivo por matriz dinámica	26
2.2. Control predictivo basado en algoritmo matricial	29
2.3. Control predictivo funcional	32
2.4. Control predictivo generalizado	35
2.5. Control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito	41
2.6. Selección de estrategias de control predictivo para la investigación	42
2.6.1. Criterios de selección de la estrategia de control	43
3 Modelado y dimensionamiento del microinversor fotovoltaico	45
3.1. Modelado de la etapa CD-CD y el panel fotovoltaico	45
3.2. Modelado de la etapa CD-CA y la red	47
3.3. Modelado del bus de CD	48
3.4. Limitaciones de los modelos del microinversor	50
3.5. Dimensionamiento del microinversor fotovoltaico	51

3.5.1.	Dimensionamiento del convertidor elevador	51
3.5.2.	Dimensionamiento del condensador del bus de CD	55
3.5.3.	Dimensionamiento del filtro L_s	56
3.5.4.	Casos de estudio	58
3.5.5.	Panel fotovoltaico operando a 250 W	58
3.5.6.	Panel fotovoltaico operando a 1000 W	59
4	Diseño del sistema de control del microinversor fotovoltaico	61
4.1.	Control predictivo generalizado orientado al seguimiento del punto de máxima potencia	62
4.1.1.	Estrategias para el seguimiento del punto de máxima potencia	62
4.1.2.	Análisis de estabilidad del sistema	64
4.1.3.	Diseño del controlador predictivo generalizado para el convertidor elevador	66
4.2.	Control predictivo generalizado orientado al seguimiento de la corriente de salida del inversor . .	69
4.2.1.	Análisis de estabilidad del sistema	70
4.2.2.	Diseño del controlador predictivo generalizado	72
4.3.	Controlador para la regulación del bus de CD	74
4.4.	Esquema de control basado en un controlador clásico	76
4.4.1.	Control PI para el seguimiento del MPPT	77
4.4.2.	Control PI para la corriente de salida del inversor	78
4.5.	Control FCS-MPC aplicado al convertidor elevador	79
4.6.	Control FCS-MPC para el seguimiento de la corriente de salida del inversor	83
4.6.1.	Horizonte de predicción de una muestra	83
4.6.2.	Extensión del horizonte de predicción	84
4.7.	Estrategias de control aplicadas al microinversor fotovoltaico	85
5	Resultados de simulación y experimentales	89
5.1.	Resultados de simulación empleando la estrategia GPC	90
5.2.	Resultados de simulación empleando el controlador PI	93
5.3.	Resultados de simulación empleando la estrategia FCS-MPC	97
5.4.	Comparación y evaluación de desempeño de los controladores en simulación	103
5.5.	Prototipo utilizado para pruebas experimentales	106
5.6.	Pruebas experimentales empleando la estrategia GPC	106
5.7.	Pruebas experimentales empleando el controlador PI	110
5.8.	Comparación y evaluación de desempeño de los controladores en pruebas experimentales	114
5.9.	Discusión de los resultados obtenidos	115
	Conclusiones	119
	Apéndices	
A	Código para el cálculo del GPC	123
B	Lazo de amarre de fase	127
	Referencias	131

ÍNDICE DE TABLAS

1.1.	Estado del arte del control predictivo aplicado a convertidores de electrónica de potencia.	18
2.1.	Formulaciones del MPC basadas en el modelo y estructura del algoritmo.	43
2.2.	Comparación de estrategias de MPC.	44
3.1.	Parámetros a STC del módulo fotovoltaico operando a 250 W.	59
3.2.	Parámetros a STC del arreglo fotovoltaico operando a 1000 W.	60
3.3.	Valores de los elementos pasivos del microinversor fotovoltaico para 250 W y 1000 W.	60
4.1.	Parámetros de simulación del convertidor elevador con entrada fotovoltaica.	65
4.2.	Parámetros de simulación del inversor monofásico interconectado a la red.	70
4.3.	Estados y valores correspondientes del valor de v_{CD} con los distintos estados de conmutación.	84
4.4.	Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia GPC.	86
4.5.	Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador PI.	86
4.6.	Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC y FCS-MPC.	87
5.1.	Parámetros del microinversor fotovoltaico.	89
5.2.	Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 1000 W/m^2	105
5.3.	Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 500 W/m^2	105
5.4.	Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 200 W/m^2	105
5.5.	Parámetros empleados experimentalmente en los controladores GPC.	107
5.6.	Evaluación experimental de los controladores ante un nivel alto de irradiancia.	114
5.7.	Evaluación experimental de los controladores ante un nivel bajo de irradiancia.	115

ÍNDICE DE FIGURAS

1.	Estructura general del MPC.	3
1.1.	Tipos de inversores fotovoltaicos: (a) Topología del inversor central. (b) Topología del inversor de tipo <i>string</i> . (c) Topología del inversor de tipo <i>multistring</i> . (d) Topología del inversor de módulo CA (microinversor).	20
1.2.	Clasificación de las topologías de microinversores fotovoltaicos.	21
1.3.	Topología seleccionada del microinversor fotovoltaico basada en una estructura de dos etapas.	23
2.1.	Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de respuesta al escalón.	26
2.2.	Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de respuesta al impulso.	29
2.3.	Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de función de transferencia.	36
2.4.	Estructura general del FCS-MPC.	42
3.1.	Microinversor fotovoltaico de dos etapas propuesto.	45
3.2.	Circuito del convertidor CD-CD elevador conectado a un panel fotovoltaico y con una fuente de voltaje a la salida.	46
3.3.	Circuito equivalente del panel fotovoltaico conectado al convertidor CD-CD elevador.	46
3.4.	Topología del inversor monofásico puente H interconectado a la red eléctrica.	48
3.5.	Balance de potencia en el enlace de CD del microinversor.	49
3.6.	Circuitos equivalentes del convertidor elevador conectado a un panel fotovoltaico.	51
3.7.	Formas de onda en el capacitor C_{pv} del convertidor elevador. (a) Corriente. (b) Tensión.	55
3.8.	Gráfica de la tensión presente en el condensador del bus de CD.	55
4.1.	Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico.	61
4.2.	Esquema de control del convertidor elevador.	62
4.3.	Diagrama de flujo del algoritmo MPPT perturba y observa.	63
4.4.	Diagrama de bloques del controlador GPC y la planta en lazo cerrado.	64
4.5.	Gráfica de los polos del sistema discreto en lazo cerrado. (a) Ubicación de los polos del sistema para distintos horizontes de predicción. (b) Ubicación de los polos del sistema manteniendo un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y de control $N_u = 2$, ante diferentes niveles de irradiancia.	66
4.6.	Esquema de control del inversor monofásico puente H interconectado a la red.	70
4.7.	Gráfica de los polos del sistema discreto en lazo cerrado. (a) Ubicación de los polos del sistema para distintos horizontes de predicción. (b) Ubicación de los polos del sistema manteniendo un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y de control $N_u = 2$, ante diferentes valores de tensión en el bus de CD.	71
4.8.	Diagrama de bloques del esquema de control de doble lazo implementado en el inversor monofásico, compuesto por un lazo externo de tensión y lazo interno de corriente.	75

4.9.	Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto.	76
4.10.	Estrategia de control PI para el MPPT en el convertidor elevador.	77
4.11.	Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto.	78
4.12.	Esquema del controlador PI aplicado al inversor monofásico puente H.	78
4.13.	Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del inversor monofásico.	79
4.14.	Esquema de control del convertidor elevador usando la estrategia FCS-MPC.	81
4.15.	Esquema de control utilizando la estrategia FCS-MPC aplicado al inversor monofásico puente H. . .	83
4.16.	Esquema del FCS-MPC para la selección del estado de conmutación que minimiza la función de costo, considerando un horizonte de predicción de $N_p = 3$	85
4.17.	Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico con implementación de un controlador PI o GPC, según el caso de estudio.	86
4.18.	Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador VCC y FCS-MPC con horizonte de predicción $N_p = 1$ o $N_p = 3$	87
5.1.	Microinversor y estructura de la estrategia GPC empleada para validación en simulación.	90
5.2.	Desempeño del microinversor fotovoltaico en simulación utilizando la estrategia GPC. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Señal moduladora del inversor. (g) Tensión del bus de CD. (h) Tensión de la red eléctrica.	91
5.3.	Acercamiento de la respuesta del controlador GPC ante diferentes irradiancias.	92
5.4.	Señales de error de los controladores empleando la estrategia GPC. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y la señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s	93
5.5.	Microinversor y estructura de controlador PI empleada para la validación en simulación.	94
5.6.	Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador PI. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Señal moduladora del inversor. (g) Tensión del bus de CD. (h) Tensión de red.	95
5.7.	Acercamiento de la respuesta de los controladores PI en el microinversor ante diferentes irradiancias. . .	96
5.8.	Señales de error empleando los controladores PI. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s . . .	97
5.9.	Microinversor y estructura de la estrategia FCS-MPC empleada para validación en simulación. . . .	98
5.10.	Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC para la extracción de la máxima potencia del panel fotovoltaico y FCS-MPC para el seguimiento de la corriente inyectada a la red. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Tensión del bus de CD. (g) Tensión de red.	99
5.11.	Acercamiento de la respuesta de la estrategia FCS-MPC ante diferentes irradiancias.	100
5.12.	Señales de error empleando la estrategia FCS-MPC con $N_p = 1$. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s	101

5.13. Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC para la extracción de la máxima potencia del panel fotovoltaico y FCS-MPC con horizonte de predicción de 3 muestras, para el seguimiento de la corriente inyectada a la red. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Tensión del bus de CD. (g) Tensión de red.	102
5.14. Acercamiento de la respuesta de la estrategia FCS-MPC con un horizonte de predicción de 3 muestras, ante diferentes irradiancias.	103
5.15. Señales de error empleando la estrategia FCS-MPC con $N_p = 3$. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s	104
5.16. Prototipo de microinversor utilizado para las pruebas experimentales de los controladores.	106
5.17. Prueba experimental del sistema bajo una irradiancia de $1027 W/m^2$. (a) Desempeño del MPPT utilizando la estrategia GPC. (b) Corriente de red controlada mediante la estrategia GPC. (c) Corriente y tensión de red. (d) Tensión del bus de CD regulada en 120V.	108
5.18. Acercamiento de la respuesta de la estrategia GPC bajo una condición de irradiancia de $1027 W/m^2$ (a) Medición del tiempo de asentamiento de la tensión v_{pv} . (b) Desempeño de la corriente de red i_s	108
5.19. Prueba experimental del sistema ante variaciones de tensión de la red, bajo una irradiancia de $1027 W/m^2$. (a) Tensión de red $v_{spico} = 70V$. (b) Tensión de red $v_{spico} = 90V$	109
5.20. Prueba experimental del sistema usando la estrategia GPC bajo una condición de irradiancia de $400 W/m^2$. (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente y tensión de red. (c) Medición del tiempo de asentamiento. (d) Acercamiento de la corriente de red.	110
5.21. Prueba experimental del sistema controlado con PI bajo una irradiancia de $1027 W/m^2$. (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente de red. (c) Corriente y tensión de red. (d) Tensión del bus de CD.	111
5.22. Acercamiento de la respuesta del controlador PI a una irradiancia de $1027 W/m^2$. (a) Medición del tiempo de asentamiento de la tensión v_{pv} . (b) Acercamiento de la corriente de red i_s	112
5.23. Prueba experimental del sistema ante variaciones de tensión de la red bajo una irradiancia de $1027 W/m^2$. (a) Tensión de red $v_{spico} = 70V$. (b) Tensión de red $v_{spico} = 90V$	112
5.24. Prueba experimental del sistema usando el controlador PI bajo una condición de irradiancia de $400 W/m^2$. (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente y tensión de red. (c) Acercamiento del desempeño del MPPT. (d) Acercamiento de la corriente de red.	113
B.1. Diagrama de bloques de un PLL básico.	127
B.2. Modelo de pequeña señal del PLL básico.	127

LISTA DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS

Símbolo/Acrónimo	Descripción
B_l	Función base.
CA	Corriente alterna.
CARIMA	Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average.
C_{CD}	Capacitor del bus de CD.
CCM	Modo de conducción continua.
CCS-MPC	Control predictivo basado en modelo con conjunto de control continuo.
CD	Corriente directa.
CHB	Puentes H en cascada.
CHC	Control de histéresis de corriente.
CHIL	Configuración hardware in the loop.
C_o	Capacitor de salida del convertidor elevador.
C_{pv}	Capacitor en las terminales del panel fotovoltaico.
CSF	Frecuencia de conmutación constante.
d	Tiempo muerto del sistema.
D	Diodo del convertidor elevador.
DBCC	Control de corriente dead-beat.
DCM	Modo de conducción discontinua.
DMC	Control predictivo basado en matriz dinámica.
DMPC	Observador digital basado en MPC.
DO	Observador digital.
DSP	Procesador digital de señales.
E	Energía almacenada en el condensador del bus de CD.
EHAC	Control adaptativo de horizonte extendido.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
E_{inf}	Energía mínima almacenada en el condensador del bus de CD.
e_{i_s}	Error de seguimiento de la señal i_{sref} e i_s .
ESS	Sistemas con almacenamiento de energía.
E_{sup}	Energía máxima almacenada en el condensador del bus de CD.
EPSAC	Control auto adaptativo de predicción extendida.
$e_{v_{pv}}$	Error de seguimiento de la señal v_{pvref} y v_{pv} .
f_c	Frecuencia de corte.
FCS-MPC	Control predictivo basado en conjunto de control finito.
f_{MPPT}	Frecuencia de ejecución del algoritmo de MPPT.
f_R	Frecuencia del rizado de voltaje en el enlace de CD.
f_{s_cdcd}	Frecuencia de muestreo del convertidor elevador.
f_{s_inv}	Frecuencia de muestreo del inversor.
f_{sw_cdcd}	Frecuencia de conmutación del convertidor elevador.
f_{sw_inv}	Frecuencia de conmutación del inversor.
G_{boost}	Función de transferencia de la planta para el control de la tensión v_{pv} .
GPC	Control predictivo generalizado.
G_{inv}	Función de transferencia de la planta para el control de la corriente i_s .
IC	Conductancia incremental.
I_g	Fuente de corriente equivalente del arreglo de paneles PV.
i_L	Corriente del inductor del convertidor elevador.
I_n	Corriente eficaz del armónico de orden n .
$I_{L_{máx}}$	Corriente máxima del inductor L .
$I_{L_{mín}}$	Corriente mínima del inductor L .
i_o	Corriente de salida del sistema.
i_{pv}	Corriente del panel fotovoltaico.
I_{pvmp}	Corriente de máxima potencia del panel fotovoltaico.
I_{pvsc}	Corriente de corto circuito del panel fotovoltaico.
i_s	Corriente inyectada a la red eléctrica.
i_{sref}	Referencia de la corriente inyectada a la red eléctrica.
$\hat{I}_s$	Corriente pico de la red eléctrica.
i_{vr}	Corriente que fluye hacia el capacitor C_{pv} .

Símbolo/Acrónimo	Descripción
I_1	Corriente eficaz de la componente fundamental para 60Hz.
k_f	Factor de la potencia procesada por el inversor.
k_i	Constante integral.
k_{i_cd}	Constante integral para la regulación de la tensión del bus de CD.
k_{i_cd-cd}	Constante integral para el control de la tensión del panel fotovoltaico.
k_{i_inv}	Constante integral para el control de la corriente de red.
K_{inv}	Ganancia del inversor.
k_p	Constante proporcional.
k_{p_cd}	Constante proporcional para la regulación de la tensión del bus de CD.
k_{p_cd-cd}	Constante proporcional para el control de la tensión del panel fotovoltaico.
k_{p_inv}	Constante proporcional para el control de la corriente de red.
LCK	Ley de corrientes de Kirchhoff.
LF	Filtro de lazo.
MAC	Control predictivo basado en algoritmo matricial.
MMC	Convertidor multinivel modular.
MPC	Control predictivo basado en modelo.
MPDPC	Control directo de potencia basado en modelo predictivo.
m_{ph}	Señal promedio continua del inversor.
MPP	Punto de máxima potencia.
MPPC	Control predictivo de potencia basado en modelo.
MPPT	Seguimiento del punto de máxima potencia.
N_1	Horizonte de predicción mínimo.
N_2	Horizonte de predicción máximo.
N_{2_cdcd}	Horizonte de predicción máximo del GPC orientado al seguimiento del MPPT.
N_{2_inv}	Horizonte de predicción máximo del GPC para el seguimiento de i_s .
N_p	Horizonte de predicción.
NPI	Sistemas de fase no mínima.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
N_u	Horizonte de control.
N_{u_cdcd}	Horizonte de control del GPC orientado al seguimiento del MPPT.
N_{u_inv}	Horizonte de control del GPC para el seguimiento de i_s .
$P_{C_{CD}}$	Potencia presente en el bus de CD.
P_{CD}	Potencia del convertidor elevador.
P_{conv}	Potencia activa nominal del convertidor.
PD	Detector de fase.
PFC	Control predictivo funcional.
P_i	Potencia de entrada del sistema.
PI	Controlador proporcional integral.
PICC	Control de corriente PI.
P_{inv}	Potencia del inversor.
PLL	Lazo de amarre de fase.
P_o	Potencia de salida del sistema.
$P_{pv_{mp}}$	Potencia máxima del panel fotovoltaico.
PRCC	Control de corriente proporcional-resonante.
P_s	Potencia activa.
p.u.	Por unidad.
PV	Fotovoltaico.
PWM	Modulación por ancho de pulso.
P&O	Perturba y Observa.
Q	Carga almacenada en el capacitor C_{pv} .
Q_s	Potencia reactiva.
ΔQ	Variación de la carga almacenada en el capacitor C_{pv} .
$r[k]$	Set point.
r_{pv}	Resistencia equivalente del arreglo de paneles PV.
r_o	Resistencia de carga del convertidor elevador.
R_{ored}	Resistencia equivalente de la red eléctrica.
R_s	Resistencia parásita del filtro L_s .
S_{CD}	Interruptor activo del convertidor elevador.
SPWM	Modulación sinusoidal por ancho de pulso.
SSI	Inversor de fase dividida.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
STC	Condiciones de prueba estándar.
SVM	Modulación de espacio vectorial.
$S_{1,2,3,4}$	Interruptores activos del inversor.
T	Periodo de conmutación.
THD	Distorsión armónica total.
T_i	Constante de tiempo integral.
T_{i_cd}	Constante de tiempo integral para la regulación de la tensión en el bus de CD.
T_{i_cd-cd}	Constante de tiempo integral para el control de la tensión del panel fotovoltaico.
T_{i_inv}	Constante de tiempo integral para el control de la corriente de red.
TRD	Distorsión total nominal.
u_a	Señal moduladora del inversor.
u_{CD}	Ciclo de trabajo del convertidor elevador.
U_{CD_N}	Ciclo de trabajo nominal del convertidor elevador.
$u[k]$	Señal de control en el instante k .
UPS	Fuente de alimentación ininterrumpida.
VCC	Control de corriente en valle.
v_{CD}	Tensión en el bus de CD.
VCO	Oscilador controlado por voltaje.
V_{inf}	Tensión inferior en el condensador del bus de CD.
V_n	Tensión eficaz del armónico de orden n .
V_o	Tensión de salida del sistema.
$V_{PertMPPT}$	Voltaje de perturbación del algoritmo MPPT.
v_{pv}	Tensión en las terminales del panel fotovoltaico.
V_{pvmp}	Tensión de máxima potencia del panel fotovoltaico.
V_{pvoc}	Tensión de circuito abierto del panel fotovoltaico.
v_{pvref}	Referencia de tensión en las terminales del panel fotovoltaico.
V_{pwm}	Tensión conmutada en las terminales del inversor.
v_s	Tensión de la red eléctrica.
$\hat{V}_s$	Tensión pico de la red eléctrica.
VSI	Inversor de fuente de tensión.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
$v_{s_{rms}}$	Tensión RMS de la red eléctrica.
V_{sup}	Tensión superior en el condensador del bus de CD.
VSC	Convertidor de fuente de voltaje.
V_1	Tensión eficaz de la componente fundamental para 60 Hz .
$w[k]$	Trayectoria de referencia del MPC.
$\mathbf{x}$	Vector de variables de estado.
ZOH	Retenedor de orden cero.
α	Parámetro de suavizado ($0 < \alpha < 1$).
λ_{cdcd}	Peso aplicado al error en el seguimiento de la salida en el GPC orientado al seguimiento del MPPT.
λ_{inv}	Peso aplicado al error en el seguimiento de la salida en el GPC orientado al seguimiento de i_s .
δ_{cdcd}	Peso aplicado a la acción de control en el GPC orientado al seguimiento del MPPT.
δ_{inv}	Peso aplicado al error en el seguimiento de la salida en el GPC orientado al seguimiento de i_s .
Δ	Operador de diferencias.
Δi_L	Rizo de corriente del inductor L.
ΔV_{cd}	Rizo de tensión del capacitor del bus de CD.
ΔV_{pv}	Rizo de tensión del capacitor del panel fotovoltaico.
ϕ_M	Margen de fase.
ω_c	Ancho de banda.

RESUMEN

El control predictivo basado en modelo (MPC) es una estrategia que abarca un amplio conjunto de métodos que emplean un modelo explícito del sistema para calcular la señal de control mediante la minimización de una función objetivo. En este trabajo de tesis se aborda el estudio e implementación del control predictivo generalizado (GPC), el cual utiliza un modelo de función de transferencia expresado en forma de un modelo CARIMA.

Se realiza una revisión del estado del arte del MPC aplicado a convertidores en electrónica de potencia, lo que permite identificar las estrategias comúnmente empleadas en este tipo de sistemas. En la literatura se reporta una amplia cantidad de trabajos relacionados con el control predictivo en electrónica de potencia, empleando en su mayoría el control predictivo basado en conjunto de control finito (FCS-MPC). En cambio, la estrategia GPC se ha reportado poco en este tipo de aplicaciones, e incluso su uso en sistemas fotovoltaicos es casi nulo. Los sistemas fotovoltaicos son de particular interés en el área de control, debido a que el punto de operación puede variar de manera significativa entre la condición de potencia nula y la de máxima potencia, en función de la irradiancia solar disponible en cada instante.

Después de una revisión de topologías de microinversores fotovoltaicos, se selecciona una configuración y la estrategia de control a emplear. El sistema bajo estudio corresponde a un microinversor conformado por dos etapas. La primera está integrada por un convertidor elevador alimentado por un panel fotovoltaico, mientras que la segunda corresponde a un inversor monofásico puente H conectado a la red eléctrica. Ambas etapas están unidas mediante un bus de CD, lo que permite considerar el sistema desacoplado y, por tanto, aplicar estrategias de control independientes en cada etapa. Además, se realiza el dimensionamiento de los elementos pasivos que conforman el sistema.

Se presenta el estudio del GPC aplicado a las dos etapas del microinversor, obteniendo la función de transferencia en lazo cerrado, y se realiza un análisis de estabilidad mediante el mapa de polos del sistema. Esto permite seleccionar de manera adecuada los horizontes de control y de predicción del controlador, asegurando un desempeño favorable del sistema. Además, una de las

ventajas que ofrece esta estrategia, es el diseño de la función objetivo, ya que permite establecer que la salida futura siga a una señal de referencia determinada. Los factores de ponderación penalizan el seguimiento de la referencia y el esfuerzo de control permitiendo obtener un balance adecuado de la importancia que el controlador debe asignar a cada uno de estos términos.

Debido a que el GPC se basa en un modelo de función de transferencia, se obtiene el modelo promedio del sistema bajo estudio, lo cual permite diseñar el controlador propuesto. El controlador GPC se valida mediante simulaciones, comparando su desempeño con el controlador clásico PI y el FCS-MPC, esto con el fin de mostrar las ventajas y limitaciones que ofrece el GPC frente a estrategias comúnmente utilizadas para aplicaciones de convertidores fotovoltaicos conectados a la red.

Se realizan también pruebas experimentales en un prototipo de laboratorio donde se evalúa y compara su desempeño con un controlador PI. En esta evaluación se consideran aspectos como el tiempo de asentamiento ante perturbaciones, la distorsión armónica total (THD) y la distorsión total de corriente nominal (TRD) para la corriente inyectada a la red eléctrica, así como la estabilidad del sistema frente a cambios en la irradiancia y temperatura. Estas pruebas se realizan utilizando un procesador digital de señales (DSP), que efectúa el control de forma digital en el convertidor.

INTRODUCCIÓN

Las energías renovables son un tema de gran relevancia en la actualidad, lo que ha impulsado la búsqueda de estrategias de control avanzadas que brinden un mejor desempeño de los sistemas incluso bajo condiciones variables de operación. En este contexto, los microinversores fotovoltaicos representan una alternativa, ya que ofrecen la posibilidad de gestionar de manera individual los módulos solares y, con ello, facilitar su integración en entornos residenciales y comerciales.

Los inversores fotovoltaicos pueden clasificarse según su tipo de conexión y la capacidad de potencia que manejan en inversores centrales, tipo string, multistring y orientados a módulo (microinversor) [1]. La capacidad del inversor fotovoltaico suele definirse en función del tipo de mercado al que está dirigido. De este modo se distinguen:

- Microinversores, con potencias de hasta $2kW$.
- Inversores residenciales, de $1kW$ a $10kW$.
- Inversores comerciales, de $10kW$ a $100kW$.
- Inversores para plantas de generación, con capacidades que van desde $100kW$ hasta $3MW$.

Entre los fabricantes de inversores más reconocidos se encuentran: Fronius, SMA, Huawei, SolarEdge, Solis, ABB, SunGrow, Enphase, Apsystems, Schneider Electric, entre otros.

A pesar del buen desempeño que ofrecen los inversores fotovoltaicos en la actualidad en términos de operación, aún persisten esfuerzos de investigación orientados a incrementar su eficiencia, mejorar su confiabilidad, reducir sus costos de implementación y proponer nuevos esquemas y estrategias de control que contribuyen a mejorar el rendimiento del sistema en aspectos como la reducción de la THD, menor tiempo de asentamiento y el aumento de robustez ante diferentes condiciones de operación. En este contexto, el presente trabajo de tesis se enfoca en el estudio e implementación del control predictivo generalizado (GPC) aplicado a un microinversor fotovoltaico.

El diseño de la estrategia de control en un inversor fotovoltaico desempeña un papel fundamental en garantizar un funcionamiento estable y con rápida respuesta dinámica. Algunas de las

estrategias de control típicamente empleadas en la literatura se clasifican en controladores lineales, predictivos, robustos, no lineales, adaptativos e inteligentes [2], [3].

Los controladores clásicos, como el P, PI, PD y PID, se utilizan con mayor frecuencia en entornos comerciales e industriales debido a su facilidad de implementación, simplicidad estructural y bajo costo computacional. Sin embargo, debido a la naturaleza no lineal de algunos sistemas, y a la presencia de perturbaciones externas, su desempeño se ve afectado en condiciones alejadas a las nominales, además de no brindar una respuesta dinámica rápida que garantice una operación eficiente y estable en todas las posibles condiciones que se puedan presentar.

En [4] se presenta un estudio comparativo de las estrategias de control actuales para inversores fotovoltaicos monofásicos conectados a la red. En el artículo se analizan técnicas como el control de histéresis de corriente (CHC), el control de corriente PI (PICC), el control de corriente proporcional-resonante (PRCC), el control de corriente dead-beat (DBCC) y control predictivo de corriente basado en modelo (MPPC). Los autores concluyen que el MPPC ofrece el mejor rendimiento en estado estacionario y una mitigación efectiva de armónicos, presentando el valor más bajo de THD en comparación con los demás controladores.

El control predictivo basado en modelo es un conjunto de métodos que hacen uso de un modelo del sistema para obtener la señal de control minimizando una función objetivo. La metodología general que se utiliza es la siguiente [5]:

- En cada instante de muestreo k , se emplea el modelo del sistema para predecir la salida futura a lo largo de un horizonte de predicción de N muestras.
- La secuencia de acciones de control futuras se obtiene mediante la minimización de una función objetivo, que normalmente penaliza el error entre la salida predicha y la referencia futura, incluyendo un término que limita el esfuerzo de control.
- En cada instante de muestreo, solo se aplica al proceso la primera acción de control $u[k]$, mientras que las acciones futuras calculadas se descartan.

Para implementar la estrategia de control predictivo se requiere el modelo del sistema, que permita predecir el comportamiento de la salida o estado del proceso a partir de señales de entrada y salida conocidas. En la Figura 1 se muestra la estructura básica para implementar el control predictivo basado en modelo (MPC) [5].

Los elementos principales por considerar para el diseño del MPC son los siguientes:

- Modelo de predicción.

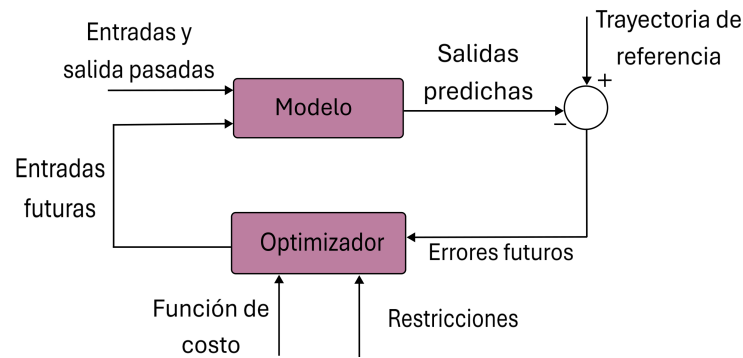


Figura 1. Estructura general del MPC.

- Función objetivo.
- Obtención de la ley de control.

El MPC estima la respuesta futura del sistema a lo largo de un horizonte de predicción, generalmente en el orden de los microsegundos a algunos milisegundos en convertidores de electrónica de potencia. Aunque el intervalo es relativamente reducido, esta capacidad de anticipación permite mejorar el seguimiento de la referencia en dichos sistemas, los cuales poseen una dinámica rápida.

En este trabajo de tesis se realiza el estudio del GPC, una estrategia basada en el MPC, para su aplicación en un microinversor fotovoltaico. Se realiza un análisis de estabilidad que permite determinar adecuadamente los horizontes de predicción y de control, además de evaluar su desempeño mediante simulaciones y pruebas experimentales, realizando una comparación con el controlador clásico PI.

1. Planteamiento del problema

En el campo de la electrónica de potencia, el diseño y control de los microinversores fotovoltaicos enfrentan retos significativos debido a la naturaleza no lineal, multivariable y sujeta a perturbaciones y variaciones de potencia naturales que presenta el sistema. Los controladores convencionales presentan limitaciones en cuanto al desempeño dinámico, robustez y la capacidad de rechazo a perturbaciones.

Ante estas limitaciones, el control predictivo basado en modelo (MPC) se presenta como una alternativa de gran interés, ya que permite predecir el comportamiento futuro del sistema, y actuar en consecuencia anticipadamente y de manera más rápida. En este trabajo de tesis se exploran las estrategias basadas en control predictivo basado en modelo, con el objetivo de

determinar si pueden ofrecer mejoras significativas en estabilidad y calidad de la energía en los inversores fotovoltaicos, frente a los métodos convencionales.

2. Objetivo de la Investigación

Implementar un esquema de control predictivo basado en modelo en un microinversor fotovoltaico interconectado a la red eléctrica para efectuar sus principales objetivos de control con base a la optimización de una función de costo.

3. Objetivos particulares

- Realizar una revisión bibliográfica sobre sistemas fotovoltaicos interconectados a red que implementan control predictivo, así como de técnicas de control convencionales.
- Seleccionar una topología de convertidor CD-CD/CD-CA (microinversor), para la implementación del esquema de control predictivo basado en modelo en un sistema fotovoltaico interconectado a la red.
- Realizar un estudio comparativo del desempeño del control predictivo con alguna técnica convencional para controlar el convertidor.
- Obtener validación por simulación y pruebas experimentales.

4. Organización general de la tesis

En el capítulo 1, se presenta el estado del arte de las estrategias de control predictivo basado en modelo aplicadas en electrónica de potencia, junto con una revisión de las topologías de microinversores fotovoltaicos empleadas en la literatura. Este análisis permite realizar la selección adecuada de la topología a emplear en el desarrollo de esta investigación.

En el capítulo 2, se presentan y analizan algunas de las estrategias de control predictivo basado en modelo. De esta manera, se selecciona la estrategia más adecuada para ser objeto de estudio y aplicación en el desarrollo de este trabajo de tesis. En particular, se destaca el GPC, una estrategia que no es comúnmente empleada en electrónica de potencia, por lo que resulta relevante su estudio y aplicación en el sistema propuesto.

En el capítulo 3, se desarrolla el modelo matemático de la topología seleccionada y se realiza el dimensionamiento de los componentes electrónicos, como etapa previa para el planteamiento de la estrategia de control.

En el capítulo 4, se lleva a cabo el diseño del sistema de control. En la primera etapa se implementa un algoritmo MPPT en conjunto con un controlador predictivo, para obtener la máxima potencia obtenida del panel fotovoltaico. En la segunda etapa se regula el bus de CD mediante un controlador PI, mientras que la corriente inyectada a la red eléctrica es controlada mediante una estrategia de control predictivo.

En el capítulo 5, se valida el desempeño del sistema mediante simulaciones y pruebas experimentales. En el primer caso, los resultados en simulación permiten comparar el controlador propuesto con un controlador clásico PI y con la estrategia FCS-MPC, evaluando así el comportamiento del GPC frente a métodos tradicionalmente utilizados en este tipo de aplicaciones. Posteriormente, se realiza una comparación experimental entre la estrategia GPC y el controlador PI, lo que permite demostrar las ventajas que ofrece el GPC y el desempeño superior que presenta en condiciones reales de operación.

Finalmente, en la última sección se presentan las conclusiones, las propuestas de trabajo a futuro derivadas de esta tesis y la publicación generada a partir del desarrollo de este trabajo.

ESTADO DEL ARTE DEL CONTROL PREDICTIVO Y CONVERTIDORES FOTOVOLTAICOS

1.1. Estado del arte de topologías de convertidores fotovoltaicos que emplean control predictivo

El control predictivo basado en modelo (MPC) ha adquirido un creciente interés en el ámbito de la electrónica de potencia, en particular en el control de convertidores. Aunque sus orígenes se remontan a la década de 1970, su aplicación práctica presentaba limitaciones debido a la elevada carga computacional necesaria y a los dispositivos digitales disponibles en aquella época. Sin embargo, el desarrollo de microcontroladores y procesadores digitales de señales (DSP) ha favorecido en la actualidad su implementación práctica, demostrando ventajas significativas en términos de velocidad de respuesta, capacidad de manejo de restricciones y buen desempeño dinámico.

El MPC constituye un conjunto de estrategias de control basadas en la predicción del comportamiento futuro del sistema, lo que ha favorecido su implementación en una amplia variedad de aplicaciones. En la literatura se reportan múltiples enfoques del MPC aplicados en la electrónica de potencia, los cuales han demostrado un desempeño superior frente a técnicas convencionales en términos de robustez y respuesta dinámica.

El MPC se puede clasificar según el método utilizado en [6]:

- MPC con conjunto de control continuo (CCS-MPC).

- Requiere de una técnica de modulación en anchura de pulso (PWM).
- Frecuencia de conmutación fija.
- Se pueden incluir restricciones.
- MPC con conjunto de control finito (FCS-MPC).
 - No requiere de una técnica de modulación PWM.
 - Frecuencia de conmutación variable.
 - Optimización en línea.
 - Complejidad baja (Horizonte de predicción $N_2 = 1$).
 - Se pueden incluir restricciones.

Según el tipo de modelo utilizado, los controladores pueden clasificarse de la siguiente manera [5]:

- Basados en función de transferencia.
 - Incluyen formulaciones como el control predictivo generalizado (GPC), control auto adaptativo de predicción extendida (EPSAC), control adaptativo de horizonte extendido (EHAC), entre otros.
- Basados en modelos de convolución.
 - Modelo de respuesta al impulso: utilizado en el control predictivo por matriz dinámica (DMC).
 - Modelo de respuesta al escalón: empleado en el control predictivo basado en algoritmo matricial (MAC).
- Basados en modelos en el espacio de estados.
 - El control predictivo funcional (PFC) utiliza esta formulación.

Diversos trabajos han explorado el uso de estrategias de MPC en convertidores fotovoltaicos conectados a la red, integrando algoritmos de MPPT para mejorar la eficiencia del sistema, siendo el control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito (FCS-MPC) la estrategia más empleada; sin embargo, métodos como el control predictivo generalizado (GPC), el control predictivo basado en matriz dinámica (DMC) y el control predictivo funcional (PFC) no han sido estudiados en inversores fotovoltaicos interconectados a la red. En la literatura reportada hasta el momento solo se tiene una referencia que aplica GPC en un sistema fotovoltaico. Esta se encuentra al final de la presente revisión bibliográfica.

En [7] se aborda un inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) trifásico de siete niveles, donde el MPC se combina con el algoritmo de conductancia incremental (IC) y un lazo de control de voltaje, además del uso de la estrategia FCS-MPC para la corriente inyectada a la red, mostrando un seguimiento preciso de las referencias de corriente y tensión incluso ante

perturbaciones externas. Por su parte, en [8] se propone un esquema de FCS-MPC combinado con un algoritmo MPPT aplicado a un inversor fotovoltaico monofásico, logrando tiempos de respuesta más rápidos en comparación con la técnica convencional de conductancia incremental, con validación experimental en dSPACE DS1103. Asimismo, en [9] se presenta una estrategia de control directo de potencia basada en modelo predictivo (MPDPC) para inversores fotovoltaicos, la cual predice el comportamiento del sistema y compensa retrasos, incorporando además una restricción no lineal en la función de costo para reducir la frecuencia de conmutación, validado tanto en simulación como en trabajo experimental.

En [10] se propone un esquema de control predictivo de potencia (MPPC) para sistemas fotovoltaicos conectados a la red con almacenamiento de energía (ESS), orientado al control del convertidor bidireccional CD-CD y del inversor. A través de la regulación de la tensión del bus de CD y de los flujos de potencia activa y reactiva, el MPPC contribuye a mantener la estabilidad de tensión y frecuencia en la red, además de mejorar el factor de potencia. Los resultados obtenidos mediante simulaciones y pruebas experimentales en configuración hardware in the loop (CHIL), muestran una menor oscilación en el bus de CD, mejor capacidad de regulación de potencia y un THD inferior en comparación con la estrategia FCS-MPC. Además, en [11] se presenta una evaluación de los métodos MPPT basados en MPC para sistemas fotovoltaicos aplicados a diversas topologías de convertidores de potencia. Se comparan el desempeño del enfoque FCS-MPC y el de un observador digital basado en MPC-MPPT (DMPC-MPPT). Los resultados en simulación y experimentales muestran que el DMPC-MPPT presenta una dinámica más rápida y una menor sensibilidad al desajuste en los parámetros del modelo, especialmente durante variaciones abruptas en las condiciones ambientales.

El MPC es también comúnmente aplicado a inversores conectados a la red que no están orientados a sistemas fotovoltaicos. En [12] se presenta el diseño de un controlador CCS-MPC, formulado como un MPC no restringido, aplicado a inversores conectados a la red con filtros LCL, cuyo objetivo es controlar la corriente inyectada a la red. El diseño del MPC emplea un horizonte de predicción de 100 muestras y un horizonte de control de 20 muestras, utilizando una estructura de realimentación de estados con ganancias fijas y modulación PWM. Las simulaciones muestran un seguimiento eficaz de las referencias de corriente sinusoidal, un adecuado amortiguamiento de los picos de resonancia y una alta capacidad de rechazo frente a perturbaciones en la tensión de la red. Por otro lado, en [13] se propone un método de MPC con modulación de espacio vectorial (MPC-SVM) para el control de un inversor de fuente de voltaje (VSI) trifásico de dos niveles conectado a la red. El enfoque evalúa múltiples vectores de voltaje para determinar el vector óptimo, y la combinación de estos vectores con la modulación SVM permite reducir el rizado de corriente en la salida del inversor. Para disminuir

la carga computacional, el método incorpora la selección de un único sector y el uso de dos diagramas de espacios vectoriales distintos. Los resultados son validados mediante simulaciones y pruebas experimentales, evidenciando un seguimiento preciso de la corriente y un menor THD en comparación con la estrategia FCS-MPC.

En [14] se propone un algoritmo MPC para mejorar el comportamiento de sistemas de fase no mínima (NPI-MPC) para controlar la tensión de salida (v_o) en convertidores CD-CD elevadores. La estrategia propone una ecuación de diferencias del inductor modificada y la determinación de un ciclo de trabajo óptimo que permite mantener una frecuencia de conmutación constante. La estabilidad del sistema se evalúa mediante la matriz jacobiana aplicada al algoritmo propuesto. Los resultados experimentales demuestran la efectividad del NPI-MPC, garantizando operación estable, respuesta dinámica rápida y alta robustez.

El control FCS-MPC es una estrategia ampliamente utilizada en el control de convertidores de electrónica de potencia, como convertidores CD-CD, inversores trifásicos, y en el control de motores síncronos de imanes permanentes, principalmente porque elimina la necesidad de una etapa de modulación, simplificando la implementación [6]. En [15] se emplea esta técnica de control en un convertidor multinivel conformado por inversores puente H conectados en cascada. A partir del modelo del sistema, se realiza la discretización mediante el método de forward Euler, lo que permite predecir el comportamiento de la corriente de salida con un horizonte de dos muestras, logrando una respuesta dinámica rápida. Además, en [16] se presenta la estrategia FCS-MPC aplicado a convertidores de potencia, destacando sus ventajas frente a controladores lineales tradicionales. Una de sus principales ventajas es la flexibilidad para controlar múltiples variables y el uso de restricciones. El enfoque FCS-MPC se presenta para diferentes topologías de convertidores y aplicaciones en electrónica de potencia, demostrando que esta estrategia mejora el desempeño del sistema y facilita el cumplimiento de normas y límites operativos exigidos en entornos industriales.

De igual manera, el FCS-MPC ha sido ampliamente estudiado en inversores fotovoltaicos conectados a la red. En [17] se presenta un inversor de fase dividida (SSI) alimentado por un sistema fotovoltaico, donde se propone un controlador FCS-MPC para la regulación de la corriente de la red y la corriente de entrada del SSI. Los resultados de la simulación muestran un desempeño satisfactorio en estado estacionario, así como una respuesta dinámica rápida y robusta frente a variaciones en las condiciones de operación. Por otro lado, en [18] se presenta un inversor multinivel monofásico de cinco niveles basado en una topología tipo T para sistemas de energía renovable, en el que se implementa un FCS-MPC. Los resultados experimentales muestran que el voltaje de salida se mantiene estable frente a variaciones de carga, logrando un

contenido armónico inferior al 5 %.

En [19] se propone un sistema fotovoltaico de dos etapas conectado a la red controlado mediante FCS-MPC complementado con un filtro de Kalman. En la etapa CD-CD se emplea un algoritmo de MPPT de conmutación directa que reduce el esfuerzo computacional, mientras que en la etapa CD-CA se utiliza un inversor de dos niveles con un esquema de MPC modificado para disminuir el número de cálculos. Los resultados muestran mayor rapidez en el seguimiento y una reducción del THD en comparación con técnicas de control convencionales. En [20] se presenta la estrategia FCS-MPC aplicada a un sistema fotovoltaico conectado a la red, conformado por un convertidor elevador CD-CD y un inversor trifásico de dos niveles. Las simulaciones demuestran que la estrategia FCS-MPC ofrece tiempos de respuesta más rápidos ante variaciones ambientales, logrando un mejor desempeño tanto dinámico como estacionario en el seguimiento del MPPT, además de una mayor eficiencia en comparación con el algoritmo P&O. Asimismo, el análisis muestra que el FCS-MPC reduce el THD, mejorando el rendimiento global del sistema.

Las referencias [21] y [22] presentan un sistema fotovoltaico monofásico interconectado a la red en una sola etapa, empleando un inversor NPC de 3 niveles. En [21] se propone una estrategia de control basada en FCS-MPC combinada con un algoritmo mejorado de MPPT. El controlador predictivo regula la corriente inyectada a la red y mantiene simultáneamente el MPPT, logrando un control conjunto más eficiente. Los resultados de simulación evidencian una extracción de energía más rápida y precisa, menor distorsión armónica y estabilidad frente a variaciones de irradiancia y condiciones de carga, confirmando su superioridad respecto a controladores tradicionales. Por otra parte, en [22] se plantea una estrategia de control predictivo con conjunto finito y horizonte extendido. Las simulaciones muestran que la técnica aborda de manera efectiva el balance de tensión en los condensadores, la reducción de la THD y el bajo costo computacional, proporcionando una solución de control robusta.

En [23] se presenta un esquema de control predictivo basado en modelo para inversores fotovoltaicos monofásicos interconectados a la red. El artículo propone simplificar el controlador, reduciendo el esfuerzo computacional respecto al FCS-MPC convencional, sin sacrificar precisión ni estabilidad. Los resultados en simulación muestran que la estrategia logra una respuesta dinámica más rápida, menor distorsión armónica en la corriente inyectada a la red y mayor robustez ante variaciones de irradiancia y perturbaciones de carga en comparación con estrategias MPC convencionales.

Otra aplicación del FCS-MPC se presenta en [24], donde se propone una metodología de control para un inversor elevador de una sola etapa. El algoritmo simplifica la estrategia de control sin

necesidad de recurrir a procesos de linealización. Los resultados de simulación muestran que el nivel de tensión de red se mantiene constante ante variaciones en la irradiancia y la onda de la tensión de salida del inversor es de forma sinusoidal.

En [25] se propone un método de FCS-MPC de frecuencia de conmutación constante (CFS-FCS-MPC) aplicado a un inversor fotovoltaico monofásico conectado a la red. Este enfoque sintetiza, dentro de un periodo de muestreo, una acción de conmutación distinta de cero y una acción de conmutación nula. Los resultados experimentales muestran una reducción significativa del rizado en la corriente y una mejora en la calidad de la corriente inyectada a la red en comparación con el FCS-MPC convencional, alcanzando una THD del 3 %.

Una de las limitaciones que presenta la estrategia FCS-MPC es el alto costo computacional al extender el horizonte de predicción. Para abordar esta problemática se han desarrollado diversos métodos, como el propuesto en [26], donde se plantea un esquema de control mixto que combina técnicas de control lineal con MPC, aplicado a una topología de inversor NPC conectado a la red en sistemas fotovoltaicos. En este enfoque, la función de costo propuesta elimina las multiplicaciones presentes en la formulación típica, reduciendo el número de evaluaciones de 27 a solo 18. La estrategia permite minimizar el desequilibrio de tensión en el enlace de CD y garantizar una corriente sinusoidal con un factor de potencia unitario. El costo computacional es menor en comparación con las formulaciones convencionales de MPC. Por otro lado, en [27] se utiliza un esquema FCS-MPC con un horizonte de predicción de dos muestras para el control de la tensión en un inversor trifásico con filtro LC. El método emplea el modelo del sistema para optimizar el voltaje de salida mediante la predicción las variables futuras y la minimización de una función de costo. Los resultados en simulación evidencian que extender el horizonte a dos muestras reduce la THD de la tensión de salida en comparación con un horizonte de una muestra, manteniendo un desempeño adecuado incluso ante cargas resistivas y no lineales.

En [28] se revisan los principios fundamentales y los métodos del MPC aplicados a la electrónica de potencia y a los impulsores eléctricos. El estudio destaca que, si bien el uso de horizontes de predicción largos mejora el desempeño del sistema, también incrementa la carga computacional debido a la necesidad de resolver problemas de optimización en cada periodo de muestreo. Además, se analiza el caso particular del FCS-MPC con horizonte de una muestra y se presentan algoritmos de optimización que permiten implementar MPC con horizontes de predicción largos. En [29] se analiza la aplicación del MPC en electrónica de potencia, destacando su eficacia para el control de sistemas dinámicos conmutados. El estudio aborda como las propiedades del controlador varían según se manipulen directamente las posiciones discretas de los interruptores o se utilice un modulador PWM. Se emplea un FCS-MPC en un inversor VSI

de tipo NPC, orientado al control de corriente. Los resultados muestran que emplear horizontes de predicción largos mejora considerablemente el desempeño del sistema, reduciendo la THD de corriente.

Otra estrategia es el MPC basado en un conjunto de control continuo (CCS-MPC). En [30], este método se aplica en un convertidor elevador, destacando que, debido a su naturaleza de fase no mínima, se requieren horizontes de predicción largos. Sin embargo, el artículo presenta la ventaja de utilizar un horizonte de una muestra, logrando además una frecuencia de conmutación constante. Los resultados de simulación muestran que el sistema mantiene el voltaje de salida regulado, incluso frente a variaciones en la carga resistiva y cambios en el valor de la referencia de tensión.

En sistemas fotovoltaicos conectados a la red, la estrategia MPC también se ha empleado en el control del MPPT, combinándola con algoritmos convencionales. En [31] y [32] se proponen técnicas que integran el algoritmo de conductancia incremental con FCS-MPC en la etapa del convertidor CD-CD. En [31] se plantea un esquema aplicado a un sistema híbrido fotovoltaico-eólico conectado a la red, donde se realiza el control del MPPT y se implementa la técnica FCS-MPC en la etapa del inversor. Por otro lado, en [32] se presenta un sistema fotovoltaico conectado a la red que combina MPC con optimización por *Particle Swarm Optimization* (PSO). En este caso, la etapa CD-CD emplea un convertidor boost controlado por FCS-MPC, mientras que la etapa CD-CA, correspondiente al inversor trifásico, utiliza MPC-PSO para regular la tensión del bus de CD y mantener un factor de potencia unitario. En ambos trabajos, los resultados de simulación muestran un desempeño rápido y estable ante variaciones de irradiancia en el MPPT, además de mejorar la calidad de la corriente inyectada a la red en comparación con el controlador PI tradicional.

En [33] se propone un enfoque híbrido para el seguimiento de la máxima potencia (MPP) en sistemas fotovoltaicos interconectados a la red, combinando las estrategias (IncCond-PSO-MPC). El MPC se aplica tanto al convertidor elevador para el control de la corriente del inductor (i_L) como al inversor trifásico de dos niveles. Las simulaciones demuestran que esta metodología reduce el tiempo de seguimiento y las oscilaciones de potencia, superando el desempeño de métodos convencionales.

En [34] se presenta un sistema fotovoltaico conectado a la red que emplea un convertidor elevador en la primera etapa, donde la estrategia de control se basa en un MPC con un MPPT orientado al voltaje (VO-MPPT). En la segunda etapa, un inversor NPC de 5 niveles es controlado mediante la estrategia FCS-MPC. Los resultados de simulación muestran que los controladores propuestos superan a los métodos convencionales al lograr un MPPT más rápido

y preciso, una mejor calidad de la corriente inyectada a la red y un equilibrio estable de las tensiones en el enlace de CD, incluso ante variaciones en la irradiancia.

En [35] se utiliza la técnica FCS-MPC para el seguimiento del MPPT y el control desacoplado de potencia en sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red. Esta técnica simplifica el algoritmo de control al eliminar la necesidad de un lazo de amarre de fase (PLL) y estrategias de modulación PWM. La validación experimental se realiza utilizando la plataforma dSPACE ds1007, evidenciando una mayor rapidez y eficiencia en el MPPT en comparación con el método convencional de P&O.

Por otro lado, en [36] se evalúan diversas técnicas de MPPT basadas en MPC, comparando métodos de conmutación fija y variable. El trabajo propone nuevas perspectivas para simplificar la implementación y reducir el número de sensores. En las simulaciones, el sistema bajo estudio consiste en un emulador fotovoltaico conectado a un convertidor elevador y una carga resistiva, donde se comparan el método de conmutación fija basado en observador digital (DO), la técnica FCS-MPC, el MPPT directo por P&O (DMPPT1) y el enfoque indirecto (DMPPT2). Los resultados experimentales muestran que tanto el FCS-MPC como los métodos directos ofrecen mayor velocidad de seguimiento, mientras que el DMPPT2 logra una mayor eficiencia y una respuesta dinámica más rápida.

Otro método para la estrategia MPPT para sistemas fotovoltaicos haciendo uso del MPC y el FCS-MPC para inversores se muestra en [37]. El algoritmo predice la corriente del inversor bajo diferentes vectores de voltaje, seleccionando el vector óptimo en función del valor de la función de costo mejorando la respuesta dinámica y el desempeño en el seguimiento en comparación con el controlador PI.

En [38] se desarrolla un MPPT adaptativo P&O con control predictivo de corriente en inversores NPC trifásicos. El método utiliza un modelo predictivo para calcular directamente el ciclo de trabajo del convertidor, sin recurrir a la selección de estados de conmutación como en el FCS-MPC. Esto permite obtener un seguimiento rápido y estable de la potencia máxima, mantener un adecuado balance del punto neutro y alcanzar un factor de potencia cercano a la unidad superando el desempeño del P&O convencional en condiciones dinámicas.

Una de las problemáticas que presenta el convertidor elevador es su naturaleza de fase no mínima, lo que dificulta el diseño del control. En [39], este inconveniente se aborda mediante el uso de la estrategia FCS-MPC aplicada a la regulación de la tensión de salida. La propuesta consiste en emplear salidas estáticamente equivalentes junto con herramientas de control no lineal, lo que permite obtener un control efectivo de la tensión con un horizonte de predicción

corto.

Entre las principales desventajas del FCS-MPC se tiene la presencia de una frecuencia de conmutación variable y la alta carga computacional cuando se emplean horizontes de predicción extensos. Para abordar esta problemática, en [40] y [41] se propone una estrategia mejorada que emplea el ciclo de trabajo como variable de control, lo cual permite garantizar una frecuencia de conmutación fija y reducir la complejidad del cálculo. En [40], la estrategia MPC se aplica a un convertidor elevador, donde el análisis mediante la matriz jacobiana confirma la robustez del método. Por otro lado, en [41] se presenta un esquema de MPPT para sistemas fotovoltaicos basado en control predictivo digital por corriente, aplicado a un convertidor boost. En este trabajo se comparan distintas técnicas de control predictivo, como *finite state* (FFS) y *valley current control* (VCC). En ambos artículos, los resultados muestran una mejor respuesta dinámica y estabilidad frente a variaciones abruptas del sistema, superando el desempeño de los controladores predictivos convencionales.

Otra estrategia de MPC muy poco utilizada en convertidores, y aun menos en aplicaciones fotovoltaicas, es el GPC. En [42] se aplica esta técnica en un convertidor elevador alimentado por una fuente de tensión, con el objetivo principal de regular la tensión de salida. A partir de las ecuaciones que describen el comportamiento del sistema, se realiza un análisis de estabilidad, determinando que el horizonte de predicción mínimo necesario para un control adecuado es de 13 muestras. El análisis también incorpora variaciones en la carga, confirmando la robustez del sistema mediante el uso del GPC. Por su parte, en [43] se implementa el GPC en el convertidor elevador utilizando el microcontrolador *STM32F746*, destacando la utilidad de los enfoques de modelado de caja negra y caja blanca, y mostrando un buen desempeño con un bajo tiempo de procesamiento para aplicaciones en tiempo real con un horizonte de predicción de 5 muestras.

Asimismo, en [44] se realiza un estudio del desempeño del GPC en comparación con un controlador lineal PI en un convertidor elevador de múltiples entradas. Se analizan aspectos como la respuesta dinámica, el error en estado estacionario, la robustez y el tiempo de ejecución en un microcontrolador. Las simulaciones muestran que el GPC ofrece una respuesta dinámica más rápida y con mayor robustez que el PI. Además, se evalúa el tiempo de procesamiento del sistema utilizando horizontes de predicción de 10 y 5 muestras, y horizontes de control de 5 y 2 muestras.

La literatura también reporta la aplicación del GPC en inversores conectados a la red, aunque no de aplicación fotovoltaica, destacando su desempeño superior frente a técnicas convencionales. En [45] se implementa esta estrategia de control a un inversor con filtro LCL, sin incluir una etapa fotovoltaica, con el objetivo de controlar la corriente inyectada a la red, garantizando

el seguimiento de las referencias sinusoidales y el rechazo de las perturbaciones armónicas presentes en la tensión de red. Los resultados, analizados en lazo cerrado tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, muestran un desempeño favorable y robusto del sistema. Por otro lado, en [46] se presenta el algoritmo GPC para un inversor VSI en una fuente de alimentación ininterrumpida (UPS) trifásica para cargas críticas. Las simulaciones muestran que, al variar el horizonte de predicción, se minimiza el error de tensión de salida, logrando el mejor desempeño con un horizonte de 6 muestras. La estrategia demuestra un alto rendimiento y robustez ante diversas condiciones, incluyendo desajustes de carga y presencia de ruido.

En [47] se presenta la estrategia GPC aplicada a un inversor VSI utilizado en una UPS trifásica, con un horizonte de predicción de 6 muestras, horizonte de control de 1 y un factor de ponderación para el esfuerzo de control de $\lambda = 1.05$. Las pruebas experimentales muestran un buen desempeño del sistema incluso ante desajustes del modelo de la carga, con baja THD. Además, se indica que la longitud del horizonte de predicción y factor de ponderación influyen directamente en el desempeño, los cuales pueden ajustarse fácilmente mediante experimentación.

Las ventajas del GPC respecto a controladores clásicos, como el controlador PI, se evidencian en [48] y [49]. En [48] se emplea un convertidor de fuente de voltaje trifásico (VSC) conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, sin incluir una etapa fotovoltaica, donde se presenta una estrategia de control de potencia basada en el control predictivo generalizado de corriente (GPCC). Los resultados de simulaciones y experimentales muestran un desempeño estable incluso bajo condiciones de voltaje desbalanceado, logrando mantener corrientes sinusoidales y potencias activas y no activas libres de oscilaciones incluso con tensiones de red altamente desbalanceadas, así como una respuesta más rápida en comparación con controladores clásicos. Por otro lado, en [49] se realiza una comparación entre el GPC y el control de múltiples lazos aplicado a inversores VSI con filtro LC. El estudio confirma que el GPC mantiene un desempeño adecuado con un horizonte de predicción $N_p = 3$, y las pruebas experimentales demuestran un seguimiento más rápido de las referencias dinámicas de voltaje respecto al control convencional de múltiples lazos.

En [50] se presenta el diseño de un esquema GPC aplicado a un inversor monofásico de puente completo, con el fin de mejorar la regulación de la corriente de salida y la calidad de la energía. Los resultados muestran un mejor seguimiento de las referencias y mayor robustez frente a perturbaciones de carga en comparación con esquemas lineales, logrando un desempeño superior tanto dinámico como en estado estacionario.

En [51] se propone un método basado en GPC para la regulación de la tensión del enlace de

CD en convertidores conectados a la red (no de aplicación fotovoltaica). El estudio analiza el comportamiento del sistema considerando distintos horizontes de predicción para el lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión del enlace de CD, estableciéndolos en 10 y 100. Los resultados muestran que un horizonte de predicción más grande mejora el rechazo a perturbaciones, pero no se logra una mejora significativa cuando el horizonte ya es lo suficientemente grande. El enfoque mejora la capacidad de rechazo a perturbaciones y el desempeño dinámico en comparación con un controlador PI, logrando respuestas más rápidas y sin sobreimpulso. Los resultados experimentales validan la efectividad de este nuevo enfoque.

En [52] se presenta una estrategia de control de voltaje para un inversor monofásico tipo T NPC no fotovoltaico. En este trabajo se fija un horizonte de predicción en 9 muestras y un peso en el esfuerzo de control de 390, demostrando que, con estos parámetros, el GPC supera al controlador PI en obtener un menor tiempo de asentamiento y una THD menor. Además de mantener estabilidad frente a cargas variables y de operar sin requerir resolver la optimización en línea, evidenciando su robustez.

Por su parte, en [53] se presenta la aplicación del control predictivo basado en matriz dinámica (DMC) en un convertidor multinivel modular (MMC), no fotovoltaico, el cual permite reducir la complejidad computacional respecto a otras estrategias de MPC, como el FCS-MPC, incluso empleado horizontes de predicción largos. Además, la minimización de la función de costo es calculada fuera de línea. Los resultados, validados mediante simulación en tiempo real con OPAL-RT, demuestran un adecuado seguimiento de la potencia activa y reactiva, así como el balance de tensiones en los submódulos.

En la revisión de la literatura realizada, solamente se encontró una referencia donde se aplica el GPC en un inversor fotovoltaico, siendo monofásico conectado a la red. En [54] se propone un GPC adaptativo basado en un modelo ARMAX de tercer orden y optimizado mediante mínimos cuadrados recursivos (RLSM), seleccionando un horizonte de predicción y un horizonte de control de 10 y 4 muestras, mostrando un mejor desempeño dinámico y en estado estacionario frente a controladores lineales, mitigando oscilaciones de potencia y fluctuaciones en el enlace de CD bajo variaciones de irradiancia, de frecuencia de red, y de carga.

En la Tabla 1.1 se presenta una comparación del estado del arte, previamente revisado, de las aplicaciones del control predictivo en electrónica de potencia, donde se muestran distintos parámetros, tales como el horizonte de predicción (N_2 para CCS, GPC y DMC, y N_p para FCS-MPC y VCC), el horizonte de control (N_u), el costo computacional, si es de aplicación fotovoltaica, y la frecuencia de conmutación (f_{sw}), para diversas topologías de convertidores. Esta comparación permite evidenciar como las diferentes variantes del MPC han sido aplicadas

para abordar los principales desafíos en convertidores de electrónica de potencia, y en varios casos, en inversores fotovoltaicos interconectados a la red.

Tabla 1.1. Estado del arte del control predictivo aplicado a convertidores de electrónica de potencia.

Modelo	FV	Estrategia de control	Variable controlada	f_{sw} (kHz)	Horizontes N_p, N_2 y N_u	Costo comp. (μs)
Inversor multinivel CHB [7]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Convertidor multinivel CHB [8]	Si	MPC-MPPT FCS-MPC	v_{pv} i_s	Variable Variable	$N_p = 2$ $N_p = 2$	NR
Inversor trifásico 2 niveles [9]	Si	MPDPC	P_s y Q_s	1.68	$N_p = 2$	NR
Buck-boost bidireccional e inversor-red [10]	Si	MPPC	P_s y Q_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD [11]	Si	DMPC-MPPT	v_{pv}	35.00	$N_p = 1$	8.71
Inversor monofásico-red [12]	No	CCS-MPC	i_s	10.02	$N_p = 100$ $N_u = 20$	NR
VSI trifásico-red [13]	No	MPC-SVM	i_s	10.00	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD [14]	No	NPI-MPC	v_o	20.00	$N_p = 1$	NR
Inversor multinivel CHB-red [15]	No	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 2$	NR
2L-VSI [16]	No	FCS-MPC	i_o	Variable	$N_p = 1$	NR
SSI-red [17]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Inversor monofásico 5L [18]	No	FCS-MPC	v_o	Variable	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD Inversor 2L [19]	Si	FCS-MPC	i_s	3.81	$N_p = 1$	NR
Inversor trifásico-red [20]	Si	FCS-MPC	v_{pv}	Variable	$N_p = 1$	NR
3L NPC VSC [21]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Inversor NPC-red [22]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 2$	NR
Inversor HERIC-red [23]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Inversor boost-red [24]	Si	FCS-MPC	i_s	Variable	$N_p = 2$	NR
Inversor monofásico-red [25]	Si	CFS-FCS-MPC	i_s	20.00	$N_p = 1$	NR
Inversor NPC-red [26]	Si	FCS-MPC	i_s	10.00	$N_p = 2$	NR
Inversor trifásico [27]	No	FCS-MPC	v_o	Variable	$N_p = 2$	NR
Inversor VSI NPC [29]	No	FCS-MPC	i_o	Variable	$N_p = 10$	NR
Boost CD-CD [30]	No	CCS-MPC	v_o	20.00	$N_p = 2$	NR

Modelo	FV	Estrategia de control	Variable controlada	f_{sw} (kHz)	Horizontes N_p , N_2 y N_u	Costo comp. (μs)
Boost CD-CD Inversor trifásico [31]	Si	FCS-MPC	i_{pv} e i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD VSI-red [32]	Si	FCS-MPC MPC-PSO	i_L i_s	Variable Variable	$N_p = 1$ $N_p = 1$	NR
Boost CD-CD VSI-red [33]	Si	FCS-MPC IC-PSO-MPC	i_L P_s y Q_s	Variable Variable	$N_p = 1$ $N_p = 1$	NR
Inversor 5L NPC-red [34]	Si	FS-MPCC FS-MPC	i_L i_s	Variable Variable	$N_p = 1$ $N_p = 1$	NR
Inversor monofásico [35]	Si	MPC-MPPT FCS-MPC	i_{pv} i_s	Variable Variable	$N_p = 1$ $N_p = 1$	NR
Boost CD-CD Inversor 7L [36]	Si	DMPPT2	v_{pv}	2.46	$N_p = 1$	3.66
Inversor trifásico-red [37]	Si	FCS-MPCC	i_s	Variable	$N_p = 1$	NR
Inversor 3L trifásico NPC-red [38]	Si	MPC-MPPT	i_{pv}	20.00	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD [39]	No	FCS-MPC	v_o	Variable	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD [40]	No	MPC	v_o	10.00	$N_p = 1$	NR
Boost CD-CD [41]	Si	VCC-MPC	v_{pv}	36.50	$N_p = 1$	18.00
Boost CD-CD [42]	No	GPC	v_o	10.00	$N_2 = 13$ y $N_u = 1$	18.20
Boost CD-CD [43]	No	GPC	v_o	80.00	$N_2 = 5$ y $N_u = 1$	4.64
Boost CD-CD multi-entrada [44]	No	GPC	v_o	20.00	$N_2 = 10$ y $N_u = 2$	4.86
Inversor monofásico-red [45]	No	GPC	i_s	20.04	$N_2 = 200$ $N_u = 100$	NR
VSI trifásico en UPS [46]	No	GPC	i_o	10.00	$N_2 = 6$ y $N_u = 1$	NR
VSI trifásico en UPS [47]	No	GPC	v_o	12.00	$N_2 = 6$ y $N_u = 1$	NR
VSC-red [48]	No	GPC	i_s	3.00	$N_2 = 5$ y $N_u = 1$	NR
VSI-red [49]	No	GPC	v_o	10.00	$N_2 = 3$ y $N_u = 1$	15.08
Inversor monofásico [50]	No	GPC	i_o	10.00	$N_2 = 4$ y $N_u = 1$	NR
VSI trifásico [51]	No	GPC	v_{cd} i_s	5.00	$N_2 = 100$ $N_2 = 10$	NR
VSI 3L Tipo T [52]	No	GPC	v_o	20.00	$N_2 = 9$ y $N_u = 1$	NR
MMC-red [53]	No	DMC	P_s y Q_s	50.00	$N_2 = 20$ y $N_u = 20$	12.00
Boost CD-CD VSI-red [54]	Si	GPC	v_{cd} e i_s	50.00	$N_2 = 10$ y $N_u = 4$	NR

NR: No reportado. FV: Fotovoltaico. f_{sw} : Frecuencia de conmutación.

A partir de la revisión bibliográfica realizada, se observa que aunque la técnica FCS-MPC es la mayormente empleada en aplicaciones de electrónica de potencia, presenta la desventaja de operar con una frecuencia de conmutación variable, lo cual introduce variaciones en el rizado y en las pérdidas por conmutación. Por otro lado, al incorporar una etapa de modulación PWM, la técnica GPC permite un diseño adecuado de los elementos pasivos. Puede observarse además que el GPC es una estrategia que no ha sido comúnmente aplicada a convertidores, y en el caso específico de inversores fotovoltaicos, el GPC solamente ha sido reportado en un solo trabajo en la literatura, como se evidencia en [54].

En los trabajos donde se ha aplicado el GPC, se demuestra que ofrece una respuesta dinámica más rápida y una menor *THD* en comparación con el FCS-MPC y el controlador PI. A partir de lo anterior, el estudio desarrollado en este trabajo de tesis presenta una contribución relevante basada en el análisis y aplicación del GPC en microinversores fotovoltaicos interconectados a la red.

1.2. Topologías de convertidores para sistemas fotovoltaicos con interconexión a la red

En esta sección se aborda el estado del arte de las distintas topologías utilizadas para sistemas fotovoltaicos con interconexión a la red, de manera que permita seleccionar la adecuada para este trabajo de tesis.

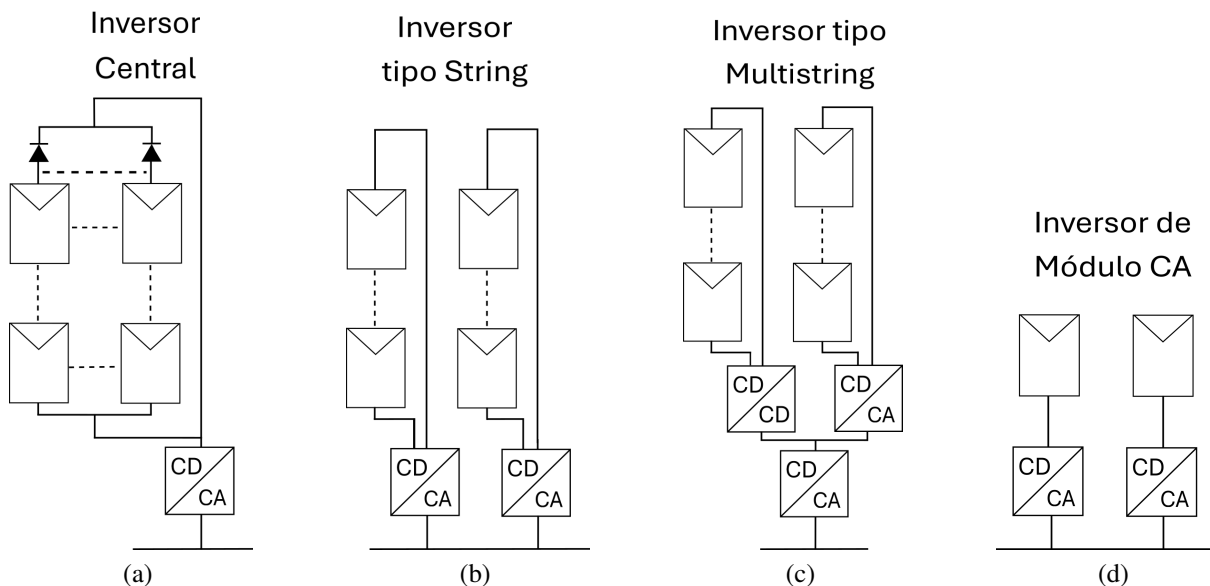


Figura 1.1. Tipos de inversores fotovoltaicos: (a) Topología del inversor central. (b) Topología del inversor de tipo *string*. (c) Topología del inversor de tipo *multistring*. (d) Topología del inversor de módulo CA (microinversor).

El inversor conectado a la red para sistemas fotovoltaicos se clasifica en cuatro categorías, los cuales se observan en la Figura 1.1 [1], [55], [56]:

- **Inversores centrales:** Transforman la alta potencia de corriente directa (CD) generada por el conjunto de módulos fotovoltaicos, en corriente alterna (CA) mediante una interconexión trifásica. Presentan algunas desventajas como pérdidas de potencia debido al uso de un MPPT centralizado, variaciones paramétricas entre los módulos fotovoltaicos, además de un diseño poco flexible. En la Fig. 1.1 (a) se muestra la topología correspondiente a este tipo de inversor.
- **Inversores tipo String:** En esta configuración, una sola cadena de módulos fotovoltaicos se conecta al inversor, lo que permite implementar un MPPT independiente para cada cadena. Esta característica permite aumentar la eficiencia del sistema en comparación con los inversores centralizados. En la Fig. 1.1 (b) se observa la topología de un inversor tipo string.
- **Inversores tipo multistring:** Representan una evolución de los inversores tipo string, ya que varias cadenas de módulos fotovoltaicos se interconectan a un inversor CD-CA común mediante convertidores CD-CD individuales, lo que proporciona un diseño más flexible y con mayor eficiencia. En la Fig. 1.1 (c) se observa la topología asociada a este tipo de inversor.
- **Inversores de módulos CA (microinversores):** En esta configuración, cada módulo fotovoltaico se conecta a un inversor CD-CA. En la Fig. 1.1 (d) se observa la topología utilizada en este tipo de inversor.

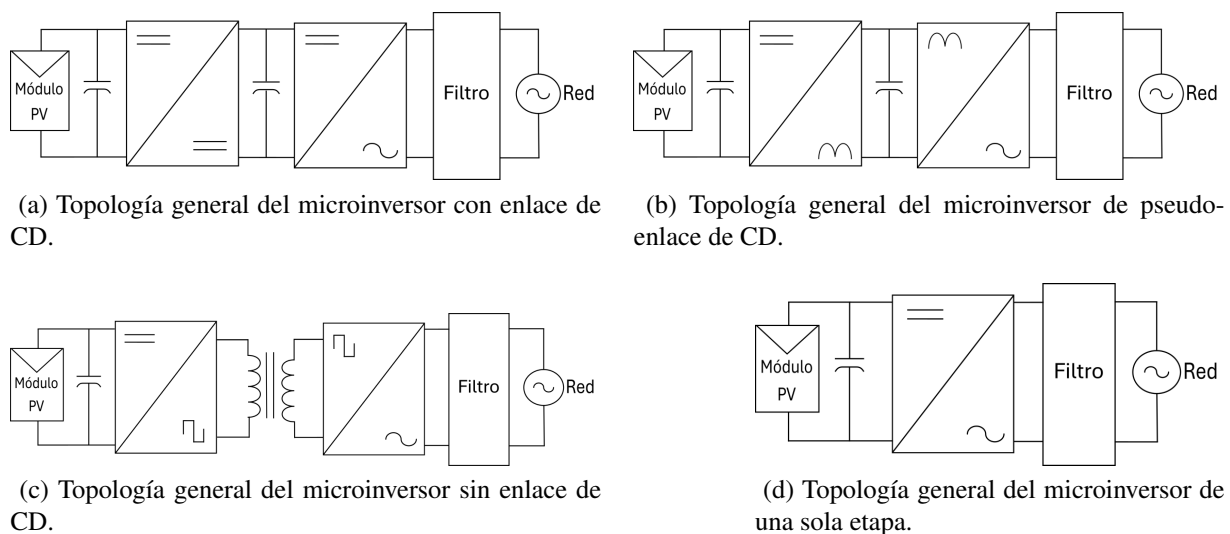


Figura 1.2. Clasificación de las topologías de microinversores fotovoltaicos.

La topología del microinversor presenta numerosas ventajas, entre las que destacan un mayor aprovechamiento de la energía, la reducción de costos de instalación, MPPT independiente por panel y una mayor flexibilidad en la operación del sistema fotovoltaico [57]. Actualmente los microinversores pueden procesar la potencia desde 1 y hasta 4 paneles e ir en potencias desde 250 W hasta 2 kW [58], [59]. Se pueden clasificar en cuatro grupos, los cuales se observan en la Figura 1.2 [60], [61], [62]:

- **Microinversores con enlace de CD:** Esta topología consiste en un convertidor CD-CD en la primera etapa que tiene la función de amplificar la tensión del módulo fotovoltaico y realizar el MPPT. La segunda etapa convierte la tensión de CD en tensión de línea CA y controla la corriente inyectada a la red mediante modulación por ancho de pulso (PWM). El desacoplo de potencia se realiza mediante el condensador de CD. En la Fig. 1.2 (a) se observa la topología de este microinversor.
- **Microinversores de pseudo-enlace de CD:** En la primera etapa se genera una corriente de alta frecuencia rectificada cuya envolvente presenta una componente fundamental al doble de la frecuencia de red. En la segunda etapa, esta corriente se desdobla y se inyecta a la red a la frecuencia de línea. La topología general se muestra en la Fig. 1.2 (b).
- **Microinversores sin enlace de CD:** En esta topología, la primera etapa convierte la tensión de entrada de CD en una señal de CA de alta frecuencia, donde se emplea un transformador de alta frecuencia. Posteriormente, en la segunda etapa, un ciclo convertidor transforma dicha señal de alta frecuencia en corriente CA a la frecuencia de red, la cual se inyecta a la red eléctrica. La Fig. 1.2 (c) muestra la topología general.
- **Microinversores de una sola etapa:** Con el objetivo de incrementar la eficiencia y reducir el costo, se emplea la integración en una sola etapa de potencia. En esta configuración, el convertidor incorpora en una topología las funcionalidades que tradicionalmente se implementan mediante estructuras multietapa. En la Fig. 1.2 (d) se observa la topología utilizada en esta configuración.

1.3. Selección de la topología del convertidor

Tomando de referencia la revisión del estado del arte, en la que se analizan distintas topologías de convertidores aplicando la estrategia de MPC, se selecciona para el desarrollo de este trabajo la topología del microinversor fotovoltaico de dos etapas, como se muestra en la Figura 1.3. Se mantiene una estructura básica y simple, con el fin de validar la aplicación del GPC en un microinversor fotovoltaico.

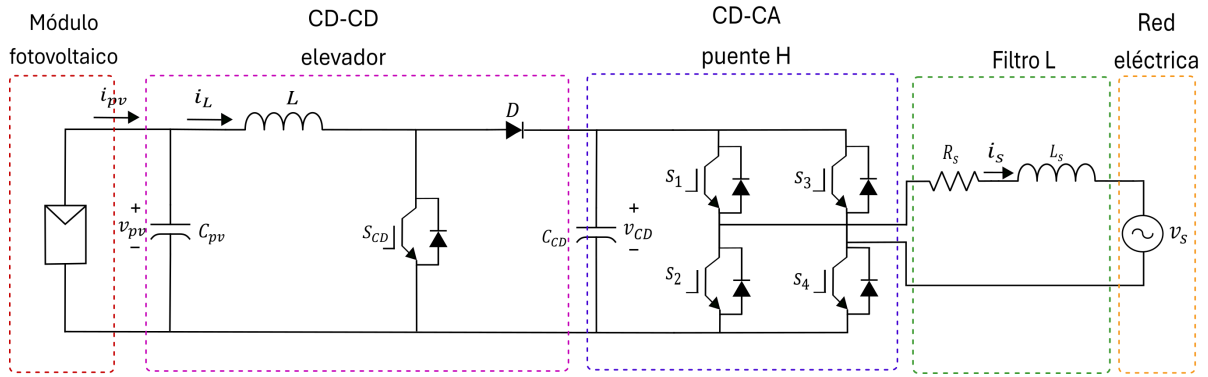


Figura 1.3. Topología seleccionada del microinversor fotovoltaico basada en una estructura de dos etapas.

En la primera etapa se emplea un convertidor elevador, cuya función principal es aumentar la tensión de entrada al mismo tiempo que realiza el algoritmo MPPT, asegurando que el panel solar opere en su punto de máxima potencia, maximizando la generación de energía ante diversas condiciones de irradiancia y temperatura.

La segunda etapa está conformada por un inversor monofásico de puente completo, el cual tiene la función de convertir la corriente continua en corriente alterna, garantizando la adecuada inyección de energía a la red eléctrica. Entre ambas etapas se cuenta con un bus de CD que permite el desacoplo de potencia, lo que facilita la implementación de esquemas de control en cada etapa por separado.

Finalmente, se incorpora un filtro L en la salida del inversor, el cual tiene como función filtrar las corrientes armónicas de alto orden antes de conectar la corriente de salida del inversor a la red eléctrica.

ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO

El control predictivo basado en modelo (MPC) se fundamenta en la predicción del comportamiento futuro del sistema usando un modelo matemático. A lo largo de su desarrollo, se han implementado diversas estrategias del MPC, y aunque el procedimiento en general es el mismo, difieren en el manejo de restricciones, el tipo de modelo empleado, la formulación del problema de optimización y la elección de los horizontes de predicción y de control.

Por esta razón, en el presente trabajo de tesis se describen las variantes más relevantes y actualmente empleadas en la práctica. De manera general, los tipos de modelo más utilizados en el diseño de controladores predictivos son los siguientes [5]:

- Respuesta al impulso.
- Respuesta al escalón.
- Espacio de estados.
- Función de transferencia.

Existen diversas estrategias de MPC que han adquirido mayor relevancia tanto en la literatura como en aplicaciones prácticas. Entre las más utilizadas se encuentran:

- Control predictivo por matriz dinámica (DMC).
- Control predictivo de algoritmo matricial (MAC).
- Control predictivo funcional (PFC).
- Control predictivo generalizado (GPC).
- Control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito (FCS-MPC).

En las siguientes secciones se presenta una descripción general de cada uno de estos métodos, destacando sus características principales, ventajas y el tipo de modelo que emplean.

2.1. Control predictivo por matriz dinámica

El control predictivo por matriz dinámica utiliza el modelo de predicción de la respuesta al escalón, y una perturbación constante a lo largo del horizonte. El modelo está dado por la siguiente expresión [5], [63]:

$$y[k] = \sum_{l=1}^{\infty} g[l] \Delta u[k-l] \quad (2.1)$$

donde $\Delta u[k-l] = u[k-l] - u[k-l-1]$, mientras que $g[l]$ es la salida del sistema muestreada cuando el proceso se excita con el escalón unitario.

Los valores de predicción a lo largo del horizonte están dados por:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^{\infty} g[l] \Delta u[k+i-l] + \hat{n}[k+i] \quad (2.2)$$

donde $\hat{n}[k+i]$ es el modelo de perturbación.

El diagrama de bloques del modelo del sistema considerando las perturbaciones se muestra en la Figura 2.1.

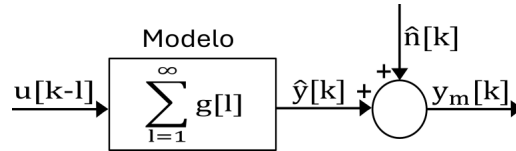


Figura 2.1. Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de respuesta al escalón.

Si se consideran las perturbaciones constantes, es decir:

$$\hat{n}[k+i] = \hat{n}[k] = y_m[k] - \hat{y}[k] \quad (2.3)$$

donde $y_m[k]$ es la salida medida y $\hat{y}[k]$ es la salida estimada, entonces, usando el modelo de predicción mostrado en (2.2), se tiene:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^{\infty} g[l] \Delta u[k+i-l] + y_m[k] - \hat{y}[k] \quad (2.4)$$

Separando la sumatoria en la expresión anterior, se obtiene:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^i g[l] \Delta u[k+i-l] + \sum_{l=i+1}^{\infty} g[l] \Delta u[k+i-l] + y_m[k] - \hat{y}[k] \quad (2.5)$$

Reemplazando $\hat{y}[k]$ por el modelo mostrado en (2.1) se puede expresar (2.5) como:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^i g[l]\Delta u[k+i-l] + \sum_{l=i+1}^{\infty} g[l]\Delta u[k+i-l] + y_m[k] - \sum_{l=1}^{\infty} g[l]\Delta u[k+i-l] \quad (2.6)$$

En la expresión anterior, el primer término corresponde a los valores futuros, el segundo a los valores pasados, el tercero a la medición y el cuarto al modelo del sistema.

Definiendo los últimos 3 términos como la respuesta libre del sistema, es decir los términos que no dependen del futuro, se obtiene la siguiente expresión:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^i g[l]\Delta u[k+i-l] + f[k+i] \quad (2.7)$$

donde $f[k+i]$ es la respuesta libre del sistema y está dada por:

$$f[k+i] = \sum_{l=i+1}^{\infty} g[l]\Delta u[k+i-l] + y_m[k] - \sum_{l=1}^{\infty} g[l]\Delta u[k+i-l] \quad (2.8)$$

Al realizar las operaciones matemáticas correspondientes, la respuesta libre se puede expresar:

$$f[k+i] = y_m[k] + \sum_{l=1}^{\infty} (g[i+l] - g[l])\Delta u[k-l] \quad (2.9)$$

Si el proceso es asintóticamente estable, los coeficientes $g[l]$ de la respuesta al escalón tienden a una constante después de N muestras, es decir:

$$g[i+l] - g[l] \approx 0, \quad l > N$$

Dado lo anterior, la respuesta libre se puede expresar de forma acotada como:

$$f[k+i] = y_m[k] + \sum_{l=1}^N (g[i+l] - g[l])\Delta u[k-l] \quad (2.10)$$

Desarrollando la predicción mostrada en la ecuación (2.7), es posible calcular las predicciones a lo largo del horizonte de predicción ($i = 1, 2, 3 \dots p$) considerando m acciones de control hacia el futuro. El desarrollo se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \hat{y}[k+1] &= g[1]\Delta u[k] + f[k+1] \\ \hat{y}[k+2] &= g[2]\Delta u[k] + g[1]\Delta u[k+1] + f[k+2] \\ \hat{y}[k+3] &= g[3]\Delta u[k] + g[2]\Delta u[k+1] + g[1]\Delta u[k+2] + f[k+3] \\ &\vdots \\ \hat{y}[k+p] &= \sum_{l=1}^m (g[l]\Delta u[k+p-l]) + f[k+p] \end{aligned}$$

Si se define la matriz dinámica $\mathbf{G}$ del sistema de la siguiente forma:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g[1] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ g[2] & g[1] & 0 & \cdots & 0 \\ g[3] & g[2] & g[1] & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g[m] & g[m-1] & g[m-2] & \cdots & g[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g[p] & g[p-1] & g[p-2] & \cdots & g[p-m+1] \end{bmatrix}$$

Además, los vectores $\mathbf{y}$, $\mathbf{u}$ y $\mathbf{f}$, se definen como:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y[k+1] \\ y[k+2] \\ y[k+3] \\ \vdots \\ y[k+p] \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u[k] \\ \Delta u[k+1] \\ \Delta u[k+2] \\ \vdots \\ \Delta u[k+m] \end{bmatrix} \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} f[k+1] \\ f[k+2] \\ f[k+3] \\ \vdots \\ f[k+p] \end{bmatrix}$$

La predicción se puede escribir de forma matricial como sigue:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (2.11)$$

donde $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ es el vector de predicciones, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ es la matriz dinámica, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector que contiene los incrementos de control, y $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ es el vector de respuesta libre.

El objetivo del DMC es llevar a la salida tan cerca como sea posible de la referencia en un sentido de mínimos cuadrados, con posibilidad de penalizar los cambios de la entrada con un término adicional. Entonces, se propone la siguiente función de costo, la cual considera los errores futuros e incluye una penalización del esfuerzo de control:

$$J = \sum_{i=1}^p (\hat{y}[k+i] - w[k+i])^2 + \sum_{i=1}^m \lambda[i] (\Delta u[k+i-1])^2 \quad (2.12)$$

donde $w[k+i]$ es la referencia i muestras hacia el futuro, y $\lambda[i]$ es la secuencia de peso del esfuerzo de control.

La cual se puede expresar de forma matricial como:

$$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (2.13)$$

donde $\mathbf{e}$ es el vector de errores futuros a lo largo del horizonte de predicción, y $\mathbf{u}$ es el vector de futuros incrementos de control.

Si no existen restricciones, la solución a la minimización de la función de costo puede obtenerse derivando (2.13) con respecto a $\mathbf{u}$ e igualando el resultado a 0, obteniéndose así la expresión de la señal de control:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.14)$$

en la cual se obtienen las Δu futuras, hasta el horizonte definido.

Para aplicar la estrategia DMC, el sistema debe ser estable. Una de sus principales ventajas es la capacidad para tratar procesos multivariables; además, es comúnmente utilizada cuando no se dispone de un modelo matemático del sistema o cuando es difícil de derivar.

2.2. Control predictivo basado en algoritmo matricial

El control predictivo basado en el algoritmo matricial (MAC) emplea un modelo de respuesta al impulso, válido para procesos estables, en el que la salida se expresa en función de los coeficientes de dicha respuesta. El modelo de respuesta al impulso se define como [5], [63]:

$$y[k] = \sum_{l=1}^N h[l]u[k-l] \quad (2.15)$$

donde $h[l]$ son los coeficientes de la respuesta al impulso unitario.

Mediante el modelo anterior, la predicción de la salida está dada por:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^N h[l]u[k+i-l] + \hat{n}[k+i] \quad (2.16)$$

donde $\hat{n}[k+i]$ representa la predicción del modelo de perturbación.

El modelo que representa la estrategia MAC con una perturbación de entrada se muestra en la Figura 2.2.

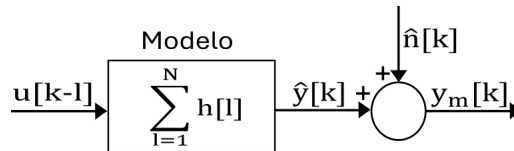


Figura 2.2. Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de respuesta al impulso.

La sumatoria mostrada en la ecuación (2.16) se puede dividir en dos términos:

$$f_r[k+i] = \sum_{l=i+1}^N h[l]u[k+i-l], \quad f_o[k+i] = \sum_{l=1}^i h[l]u[k+i-l]$$

donde $f_r[k+i]$ es la respuesta libre, que representa las acciones pasadas, y $f_o[k+i]$ es la respuesta forzada, que representa las acciones futuras.

Además, se asume que las perturbaciones permanecen constantes en el futuro, es decir:

$$\hat{n}[k+i] = \hat{n}[k] = y_m[k] - \sum_{l=1}^N h[l]u[k-l] \quad (2.17)$$

donde $y_m[k]$ es la medición de la salida del sistema y el segundo término corresponde al modelo del sistema.

Dado lo anterior, la predicción se puede expresar de la siguiente forma:

$$\hat{y}[k+i] = \sum_{l=1}^i h[l]u[k+i-l] + \sum_{l=i+1}^N h[l]u[k+i-l] + \hat{n}[k] \quad (2.18)$$

donde el primer término representa el pasado, y el segundo el futuro.

Desarrollando la ecuación anterior en sus primeras tres iteraciones, se obtiene:

$$\begin{aligned} \hat{y}[k+1] &= h[1]u[k] + h[2]u[k-1] + h[3]u[k-2] + \dots + h[N]u[k+1-N] + \hat{n}[k] \\ \hat{y}[k+2] &= h[1]u[k+1] + h[2]u[k] + h[3]u[k-1] + h[4]u[k-2] + \dots + h[N]u[k+2-N] + \hat{n}[k] \\ \hat{y}[k+3] &= h[1]u[k+2] + h[2]u[k+1] + h[3]u[k] + h[4]u[k-1] + h[5]u[k-2] + \dots + h[N] \\ &\quad u[k+3-N] + \hat{n}[k] \end{aligned}$$

A partir de la tendencia de las predicciones, se definen las siguientes matrices, considerando M como el horizonte de predicción:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \begin{bmatrix} h[1] & 0 & \dots & 0 \\ h[2] & h[1] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h[M] & h[M-1] & \dots & h[1] \end{bmatrix} & \mathbf{H}_2 &= \begin{bmatrix} h[N] & \dots & h[i] & \dots & h[2] \\ 0 & \dots & h[j] & \dots & h[3] \\ \vdots & \ddots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & h[N] & \dots & h[M+1] \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_+ &= \begin{bmatrix} u[k] \\ u[k+1] \\ u[k+2] \\ \vdots \\ u[k+M-1] \end{bmatrix} & \mathbf{u}_- &= \begin{bmatrix} u[k-N+1] \\ u[k-N+2] \\ u[k-N+3] \\ \vdots \\ u[k-1] \end{bmatrix} & \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \hat{y}[k+1] \\ \hat{y}[k+2] \\ \hat{y}[k+3] \\ \vdots \\ \hat{y}[k+M] \end{bmatrix} & \mathbf{n} &= \begin{bmatrix} \hat{n}[k+1] \\ \hat{n}[k+2] \\ \hat{n}[k+3] \\ \vdots \\ \hat{n}[k+M] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Dado lo anterior, la predicción se puede expresar de forma matricial de la siguiente manera:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_1\mathbf{u}_+ + \mathbf{H}_2\mathbf{u}_- + \mathbf{n} \quad (2.19)$$

donde $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ es el vector de salidas predichas, $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{R}^{M \times M}$ depende de los estados futuros, $\mathbf{u}_+ \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ es un vector de acciones de control futuras, $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{R}^{M \times N-1}$ depende de los estados pasados, $\mathbf{u}_- \in \mathbb{R}^{N-1}$ es el vector de acciones de control pasadas y $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ son las perturbaciones del sistema.

Para obtener la ley de control del algoritmo MAC, que tiene por objetivo determinar la secuencia de acciones de control futuras que minimiza la suma de las desviaciones cuadráticas de la salida predicha con respecto a la trayectoria de referencia, se hace uso de una aproximación suave desde el valor actual de la salida hacia la referencia conocida mediante un sistema de primer orden de la forma:

$$w[k+i] = \alpha w[k+i-1] + (1-\alpha)r[k+i] \quad (2.20)$$

donde $k = 1, \dots, N$.

Un valor de α pequeño proporciona mayor velocidad en el establecimiento de la referencia hacia el *set point*, mientras que un valor mayor de α proporciona menor velocidad.

Se define la función objetivo que permite minimizar el error de seguimiento y el esfuerzo de control, donde el error se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} e[k+1] \\ e[k+2] \\ \vdots \\ e[k+M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w[k+1] \\ w[k+2] \\ \vdots \\ w[k+M] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y[k+1] \\ y[k+2] \\ \vdots \\ y[k+M] \end{bmatrix}$$

Lo anterior se puede expresar como:

$$\mathbf{e} = \mathbf{w} - \mathbf{y} \quad (2.21)$$

Reemplazando (2.19) en la ecuación anterior, se obtiene:

$$\mathbf{e} = \mathbf{w} - \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_+ - \mathbf{H}_2 \mathbf{u}_- - \mathbf{n} \quad (2.22)$$

Agrupando los términos del pasado en el término de respuesta libre ($\mathbf{f}$), dado por:

$$\mathbf{f} = \mathbf{H}_2 \mathbf{u}_- + \mathbf{n} \quad (2.23)$$

Por lo tanto, el error se puede expresar como:

$$\mathbf{e} = \mathbf{w} - \mathbf{f} - \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_+ \quad (2.24)$$

La función de costo se puede expresar en forma cuadrática:

$$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \mathbf{u}_+^T \mathbf{u}_+ \quad (2.25)$$

donde λ es el factor de penalización para los esfuerzos de control.

Si no existen restricciones, la solución de la minimización se obtiene derivando (2.25) con respecto a $\mathbf{u}$ e igualando a 0, lo que resulta en:

$$\mathbf{u}_+ = (\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_1^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.26)$$

En cuya expresión se obtienen las u futuras hasta el horizonte definido. Tal como en el DMC, solo se usa el primer elemento y se descarta el resto, repitiendo el algoritmo en cada iteración.

La solución requiere invertir una matriz $(M \times M)$. Sin embargo, si la cantidad de acciones futuras a calcular se escoge como horizonte de control (P) , con $P < M$, entonces la matriz a invertir pasa a ser de dimensión $(P \times P)$, ya que H_1 es de dimensión $(M \times P)$ [5], [63].

De manera similar a la estrategia DMC, la estrategia MAC se encuentra limitada a sistemas estables y es comúnmente utilizada cuando no se dispone del modelo matemático del sistema. Entre las principales ventajas de esta estrategia se encuentran la incorporación de restricciones y su capacidad para tratar procesos multivariables.

2.3. Control predictivo funcional

El control predictivo funcional utiliza el modelo expresado en espacio de estados, representado como [5], [63]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m[\mathbf{k}] &= \mathbf{M}\mathbf{x}_m[\mathbf{k} - 1] + \mathbf{N}\mathbf{u}[\mathbf{k} - 1] \\ \mathbf{y}_m[\mathbf{k}] &= \mathbf{Q}\mathbf{x}_m[\mathbf{k}] \end{aligned} \quad (2.27)$$

La predicción se obtiene añadiendo un término de auto compensación calculado como función de las diferencias observadas entre el modelo y las salidas pasadas:

$$\hat{y}[k+i] = y_m[k+i] + e[k+i] \quad (2.28)$$

La señal de control futura se forma como una combinación lineal de las funciones base B_l , dada por:

$$u[k+i] = \sum_{l=1}^{n_B} (\mu_l[k] B_l[i]) \quad (2.29)$$

Desarrollando la expresión anterior para $n_B = 3$:

$$\begin{aligned} u[k+1] &= \mu_1[k]B_1[1] + \mu_2[k]B_2[1] + \mu_3[k]B_3[1] \\ u[k+2] &= \mu_1[k]B_1[2] + \mu_2[k]B_2[2] + \mu_3[k]B_3[2] \end{aligned}$$

Las funciones base B_l son normalmente del tipo polinomio y la mayoría de las referencias se pueden expresar como combinaciones de estas funciones, y pueden estar dadas por:

$$\begin{aligned} B_1[k] &= 1 && \text{Escalón} \\ B_2[k] &= k && \text{Rampa} \\ B_3[k] &= k^2 && \text{Parábola} \end{aligned}$$

La ventaja de esta estrategia es que la selección de las funciones base B_l define el perfil de la señal de entrada y permite garantizar un comportamiento determinado, ya sea una respuesta suave o abrupta. Además, puede aplicarse al control de sistemas no lineales.

La función de costo que se considera en esta formulación está dada por:

$$J = \sum_{j=1}^{n_H} (\hat{y}[k+j] - w[k+j])^2 \quad (2.30)$$

donde $w[k+j]$ es usualmente una aproximación de primer orden hacia el set point, de la forma:

$$w[k+i] = r[k+i] - \alpha^i(r[k] - y[k]) \quad (2.31)$$

Para sistemas SISO, sin restricciones, se descompone la salida en respuesta libre y respuesta forzada, obteniendo:

$$y_m[k+i] = \mathbf{QM}^i \mathbf{x}_m[\mathbf{k}] + \sum_{l=1}^{n_B} (\mu_l[k] y_{Bl}[i]) \quad (2.32)$$

donde $y_{Bl}[i]$ es la respuesta a la función base B_l .

Para desarrollar la función de costo mostrada en (2.30), sustituyendo (2.28) y (2.31), se obtiene:

$$J = \sum_{j=1}^{n_H} \left(y_m[k+h_j] + e[k+h_j] - r[k+h_j] + \alpha^{h_j}(r[k] - y[k]) \right)^2 \quad (2.33)$$

Reemplazando (2.32) en (2.33), se tiene:

$$J = \sum_{j=1}^{n_H} \left(\mathbf{QM}^{h_j} \mathbf{x}_m[\mathbf{k}] + \sum_{l=1}^{n_B} \mu_l[k] y_{Bl}[h_j] + e[k+h_j] - r[k+h_j] + \alpha^{h_j}(r[k] - y[k]) \right)^2 \quad (2.34)$$

Del segundo término de la expresión anterior se observa una tendencia a estructurarlo como un arreglo vectorial; al desarrollarlo, se obtiene:

$$\sum_{l=1}^{n_B} \mu_l[k] y_{Bl}[h_j] = \mu_1[k] y_{B1}[h_j] + \mu_2[k] y_{B2}[h_j] + \cdots + \mu_{n_B}[k] y_{Bn_B}[h_j]$$

La función objetivo se puede expresar:

$$J = \sum_{j=1}^{n_H} \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B - d[k + h_j] \right)^2 \quad (2.35)$$

donde:

$$\begin{aligned} d[k + h_j] &= r[k + h_j] - \alpha^{h_j} (r[k] - y[k]) - \mathbf{QM}^{h_j} \mathbf{x}_m[\mathbf{k}] - e[k + h_j] \\ \boldsymbol{\mu}^T &= [\mu_1[k] \quad \mu_2[k] \quad \cdots \quad \mu_{n_B}[k]] \\ \mathbf{y}_B &= [y_{B1}[k] \quad y_{B2}[k] \quad \cdots \quad y_{n_B}[k]]^T \end{aligned}$$

Realizando el desglose de la función objetivo mostrada en (2.35), se obtiene:

$$J = \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{h_1} - d[k + h_1] \right)^2 + \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{h_2} - d[k + h_2] \right)^2 + \cdots + \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{h_{n_H}} - d[k + h_{n_H}] \right)^2$$

La minimización de la función de costo se obtiene derivando (2.35) con respecto a $\boldsymbol{\mu}$ e igualando a cero:

$$\begin{aligned} \frac{\delta J}{\delta \boldsymbol{\mu}} &= 2 \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_1)} - d[k + h_1] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_1)} + 2 \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_2)} - d[k + h_2] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_2)} + \cdots + \\ &2 \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_{n_H})} - d[k + h_{n_H}] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_{n_H})} = 0 \end{aligned}$$

Simplificando la expresión anterior se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\delta J}{\delta \boldsymbol{\mu}} &= \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_1)} - d[k + h_1] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_1)} + \left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_2)} - d[k + h_2] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_2)} + \cdots + \\ &\left(\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{y}_B^{(h_{n_H})} - d[k + h_{n_H}] \right) \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_{n_H})} = 0 \end{aligned} \quad (2.36)$$

Considerando los segundos términos de la expresión anterior:

$$-d[k + h_1] \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_1)} - d[k + h_2] \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_2)} + \cdots - d[k + h_{n_H}] \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_{n_H})}$$

Se observa que se puede expresar de forma matricial de la siguiente manera:

$$-d \mathbf{Y}_B^{\mathbf{T}} = - \begin{bmatrix} d[k + h_1] & d[k + h_2] & \cdots & d[k + h_{n_H}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_1)} & \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_2)} & \cdots & \mathbf{y}_B^{\mathbf{T}(h_{n_H})} \end{bmatrix}^T$$

con $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^{1 \times n_H}$ y $\mathbf{Y}_B^T \in \mathbb{R}^{n_H \times n_B}$.

Considerando los primeros términos de (2.36), se obtiene:

$$\mu^T \mathbf{y}_B^{(h_1)} \mathbf{y}_B^{T(h_1)} + \mu^T \mathbf{y}_B^{(h_2)} \mathbf{y}_B^{T(h_2)} + \dots + \mu^T \mathbf{y}_B^{(h_{n_H})} \mathbf{y}_B^{T(h_{n_H})}$$

La expresión anterior se puede representar en forma matricial de la siguiente manera:

$$\mu^T \mathbf{Y}_B \mathbf{Y}_B^T = \mu^T \begin{bmatrix} \mathbf{y}_B^{(h_1)} & \mathbf{y}_B^{(h_2)} & \dots & \mathbf{y}_B^{(h_{n_H})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_B^{T(h_1)} & \mathbf{y}_B^{T(h_2)} & \dots & \mathbf{y}_B^{T(h_{n_H})} \end{bmatrix}^T$$

con $\mu^T \in \mathbb{R}^{1 \times n_B}$, $\mathbf{Y}_B \in \mathbb{R}^{n_B \times n_H}$ y $\mathbf{Y}_B^T \in \mathbb{R}^{n_H \times n_B}$.

Por lo tanto, al integrar los resultados de los dos términos desarrollados anteriormente, la derivada de la función objetivo se expresa como:

$$\mu^T \mathbf{Y}_B \mathbf{Y}_B^T - \mathbf{d} \mathbf{Y}_B^T = 0$$

Despejando μ , se obtiene:

$$\mu = \left(\mathbf{Y}_B \mathbf{Y}_B^T \right)^{-1} \mathbf{Y}_B \mathbf{d}^T \quad (2.37)$$

Se calculan los coeficientes del vector μ , y la señal de control, considerando el horizonte, se expresa como:

$$u[k] = \sum_{j=1}^{n_H} (\mu_j[k] B_j[0]) \quad (2.38)$$

La estrategia PFC solo puede aplicarse a modelos estables y también a modelos no lineales. Sin embargo, la cancelación de polos puede generar problemas de estabilidad cuando aparecen modos inestables o grandes oscilaciones. En esos casos, es posible emplear un método que permita descomponer el modelo en dos partes estables.

2.4. Control predictivo generalizado

El algoritmo del GPC viene dado comúnmente en la forma de un modelo CARIMA (Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average) como se muestra a continuación [5], [63]:

$$A(z^{-1})y[k] = z^{-d}B(z^{-1})u[k-1] + C(z^{-1})\frac{e[k]}{\Delta} \quad (2.39)$$

donde $e[k]$ se define como un ruido blanco con media cero, $\Delta = 1 - z^{-1}$, d es el número de muestras de tiempo muerto que posee el sistema y $y[k]$ es la salida del sistema. Por simplicidad,

se considera el polinomio $C(z^{-1}) = 1$. Los polinomios $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ corresponden a los términos descendentes de z que se obtienen de la función de transferencia discretizada que describe al sistema y están representados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \end{aligned}$$

En aplicaciones donde la perturbación es no estacionaria, el modelo CARIMA es más apropiado.

El GPC consiste en aplicar una secuencia de control tal que minimiza una función de costo [5], la cual se formula como sigue:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta[j] (\hat{y}[k+j] - w[k+j])^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda[j] (\Delta u[k+j-1])^2 \quad (2.40)$$

donde N_1 y N_2 son el horizonte mínimo y máximo de predicción de la salida y , N_u es el horizonte de control, $\delta[j]$ y $\lambda[j]$ son las secuencias de peso aplicadas para los errores de la salida y las acciones de control, respectivamente; $w[k+j]$ es la referencia j muestras hacia el futuro, $\hat{y}[k+j]$ es la predicción óptima de la salida j muestras hacia adelante y $\Delta u[k+j-1]$ representa la diferencia en la señal de control entre los instantes $k+j-1$ y $k+j$.

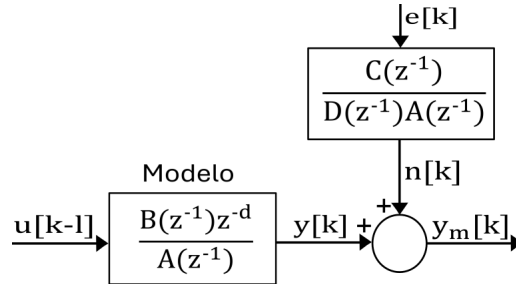


Figura 2.3. Diagrama de bloques del sistema usando el modelo de función de transferencia.

Para optimizar la función de costo, la predicción óptima $\hat{y}[k+j]$ para $J > N_1$ y $J \leq N_2$, se obtiene a partir del modelo de perturbación representado en el diagrama de bloques del sistema mostrado en la Figura 2.3, y está dado por:

$$n[k] = \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})A(z^{-1})} e[k] = \frac{1}{(1 - z^{-1})A(z^{-1})} e[k] \quad (2.41)$$

Considerando la siguiente ecuación diofantina:

$$C(z^{-1}) = 1 = E_j(z^{-1})\Delta A(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (2.42)$$

El modelo de perturbación mostrado en (2.41) se puede representar como:

$$n[k] = \frac{E_j(z^{-1})(1-z^{-1})A(z^{-1})}{(1-z^{-1})A(z^{-1})}e[k] + \frac{z^{-j}F_j(z^{-1})}{(1-z^{-1})A(z^{-1})}e[k] \quad (2.43)$$

Simplificando la expresión anterior, se obtiene:

$$\begin{aligned} n[k] &= E_j(z^{-1})e[k] + \frac{F_j(z^{-1})}{(1-z^{-1})A(z^{-1})}e[k-j] \\ n[k+j] &= E_j(z^{-1})e[k+j] + F_j(z^{-1})\frac{1}{(1-z^{-1})A(z^{-1})}e[k] \\ n[k+j] &= E_j(z^{-1})e[k+j] + F_j(z^{-1})n[k] \end{aligned}$$

De la expresión anterior se ignora el primer término debido a que $e[k+j]$ representa el ruido o perturbación no medida en instantes futuros, por lo que su valor no es accesible en el instante k . De este modo la predicción utiliza únicamente el término dependiente del ruido presente, quedando expresada la predicción del modelo de perturbación como:

$$\hat{n}[k+j] = F_j(z^{-1})n[k] \quad (2.44)$$

El modelo de la ecuación (2.39), se puede expresar:

$$y_f[k] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k-1] + \frac{C(z^{-1})}{\Delta A(z^{-1})}e[k] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k-1] + n[k] \quad (2.45)$$

La predicción de la salida viene dada por:

$$y_f[k+j] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k+j-1] + \hat{n}[k+j] \quad (2.46)$$

Reemplazando la ecuación (2.44) en (2.46), se obtiene:

$$y_f[k+j] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k+j-1] + F_j(z^{-1})n[k] \quad (2.47)$$

Dado que $n[k] = y_f[k] - y[k]$, se tiene:

$$y_f[k+j] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k+j-1] + F_j(z^{-1})\left(y_f[k] - \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k-1]\right) \quad (2.48)$$

Considerando que $u[k-1] = z^{-j}u[k+j-1]$, resulta en:

$$y_f[k+j] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u[k+j-1] - F_j(z^{-1})\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}z^{-j}u[k+j-1] + F_j(z^{-1})y_f[k] \quad (2.49)$$

Por lo tanto, la predicción de la salida se expresa de la siguiente manera:

$$y_f[k+j] = F_j(z^{-1})y_f[k] + \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}(1 - z^{-j}F_j(z^{-1}))u[k+j-1] \quad (2.50)$$

La ecuación diofantina mostrada en (2.42), se puede expresar como:

$$1 - z^{-j}F_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})(1 - z^{-1})A(z^{-1}) \quad (2.51)$$

Sustituyendo (2.51) en (2.50), se obtiene:

$$y_f[k+j] = F_j(z^{-1})y_f[k] + \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}E_j(z^{-1})(1 - z^{-1})A(z^{-1})u[k+j-1] \quad (2.52)$$

$$y_f[k+j] = F_j(z^{-1})y_f[k] + B(z^{-1})E_j(z^{-1})(1 - z^{-1})u[k+j-d-1] \quad (2.53)$$

Con base a lo anterior, se obtiene la expresión para la predicción de la salida j muestras hacia adelante, dada por:

$$y_f[k+j] = F_j(z^{-1})y_f[k] + B(z^{-1})E_j(z^{-1})\Delta u[k+j-d-1] \quad (2.54)$$

Los polinomios $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$ resultantes están definidos con grados $j-1$ y n_a , los cuales se pueden obtener dividiendo 1 entre $\bar{A}(z^{-1})$ hasta que el residuo pueda factorizarse como $z^{-j}F_j(z^{-1})$, donde $\bar{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$. Dado lo anterior, los polinomios se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} F_j(z^{-1}) &= f_{j,0} + f_{j,1}z^{-1} + f_{j,2}z^{-2} + \dots + f_{j,n_a}z^{-n_a} \\ E_j(z^{-1}) &= e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + e_{j,2}z^{-2} + \dots + e_{j,j-1}z^{-(j-1)} \end{aligned}$$

Los coeficientes del polinomio $F_{j+1}(z^{-1})$ se pueden expresar como:

$$f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - f_{j,0}\bar{a}_{i+1}, \quad i = 0, \dots, n_a - 1$$

Los polinomios $F_{j+1}(z^{-1})$ y $E_{j+1}(z^{-1})$ están dados por:

$$\begin{aligned} F_{j+1}(z^{-1}) &= f_{j+1,0} + f_{j+1,1}z^{-1} + f_{j+1,2}z^{-2} + \dots + f_{j+1,n_a}z^{-n_a} \\ E_{j+1}(z^{-1}) &= E_{j+}(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j} \end{aligned}$$

De (2.54) se obtiene que la predicción viene dada por:

$$y_f[k+j] = G_j(z^{-1})\Delta u[k+j-d-1] + F_j(z^{-1})y_f[k] \quad (2.55)$$

donde $G_j(z^{-1}) = B(z^{-1})E_j(z^{-1})$.

El polinomio $G_j(z^{-1})$ puede obtenerse de manera recursiva de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} G_{j+1}(z^{-1}) &= E_{j+1}(z^{-1})B(z^{-1}) \\ G_{j+1}(z^{-1}) &= (E_j(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j})B(z^{-1}) \end{aligned}$$

Dado lo anterior, se determina que:

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

Esto determina que los primeros j coeficientes de $G_{j+1}(z^{-1})$ serán idénticos a los de $G_j(z^{-1})$, y los restantes estarán dados por:

$$g_{j+1,j+i} = g_{j,j+i} + f_{j,0}b_i, \quad i = 0, \dots, n_b$$

Para resolver el problema de la estrategia GPC, se debe obtener el conjunto de señales de control $u[k], u[k+1], \dots, u[k-N]$, que minimiza la función de costo.

Considerando un sistema con un tiempo muerto de d periodos de muestreo, la salida del sistema será influenciada por la señal $u[k]$ después del periodo de muestreo $d+1$. Entonces, los valores que definen el horizonte pueden definirse como:

$$N_1 = d + 1$$

$$N_2 = d + N$$

$$N_u = N$$

Desarrollando el siguiente conjunto de N predicciones de salida óptimas hacia el futuro mostrado en la ecuación (2.55), se obtiene:

$$\begin{aligned} \hat{y}[k+d+1] &= G_{d+1}(z^{-1})\Delta u[k] + F_{d+1}(z^{-1})y[k] \\ \hat{y}[k+d+2] &= G_{d+2}(z^{-1})\Delta u[k+1] + F_{d+2}(z^{-1})y[k] \\ &\vdots \\ \hat{y}[k+d+N] &= G_{d+N}(z^{-1})\Delta u[k+N-1] + F_{d+N}(z^{-1})y[k] \end{aligned}$$

De esta manera, la expresión puede escribirse en forma matricial como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1})y[k] + \mathbf{G}'(\mathbf{z}^{-1})\Delta u[k-1] \quad (2.56)$$

donde:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}[k+d+1] & \hat{y}[k+d+2] & \cdots & \hat{y}[k+d+N] \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u[k] & \Delta u[k+1] & \cdots & \Delta u[k+N-1] \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \cdots & g_0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+2}(z^{-2}) \\ \vdots \\ F_{d+N}(z^{-N}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}'(\mathbf{z}^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - \cdots - g_{N-1} z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}$$

con $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ y $\mathbf{G}' \in \mathbb{R}^{N \times 1}$.

Se puede observar que los últimos dos términos de (2.56) representan el pasado, por lo que se pueden agrupar dentro de un vector $\mathbf{f}$, es decir, la respuesta libre, de tal forma que resulta en:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (2.57)$$

La función de costo (2.40) también se puede escribir de forma matricial de modo que [5]:

$$J = \delta \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (2.58)$$

$$J = \delta (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (2.59)$$

donde se considera a los factores de peso δ y λ como constantes para todo el horizonte de predicción y de control, respectivamente.

El vector de referencias futuras $\mathbf{w}$ está definido como:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w[k+d+1] & w[k+d+2] & \cdots & w[k+d+N] \end{bmatrix}^T$$

Para obtener la minimización de la función de costo, se deriva (2.59) con respecto a $\mathbf{u}$ y se iguala a cero, obteniendo la siguiente solución para la secuencia de control:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.60)$$

La acción de control que se envía al proceso se encuentra dentro del primer elemento del vector $\mathbf{u}$, es decir:

$$\Delta u[k] = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.61)$$

donde $\mathbf{K}$ es la primera fila de la matriz $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta$. Finalmente, dado que $\Delta u[k] = u[k] - u[k-1]$, entonces la acción de control presente a aplicar al sistema está dada por:

$$u[k] = \Delta u[k] + u[k-1] \quad (2.62)$$

Entre las principales ventajas de la estrategia GPC se encuentra su capacidad para controlar plantas inestables y de fase no mínima. Además, el uso de un modelo expresado en función de transferencia permite analizar el comportamiento de los polos del sistema, así como incorporar restricciones en la señal de control.

2.5. Control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito

El control predictivo con conjunto de control finito (FSC-MPC) es un modelo en tiempo discreto expresado en espacio de estados, de la forma [6]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[\mathbf{k} + 1] &= \mathbf{A}\mathbf{x}[\mathbf{k}] + \mathbf{B}\mathbf{u}[\mathbf{k}] \\ \mathbf{y}[\mathbf{k}] &= \mathbf{C}\mathbf{x}[\mathbf{k}] + \mathbf{D}\mathbf{u}[\mathbf{k}] \end{aligned} \quad (2.63)$$

Para obtener el modelo discreto, este método aproxima las derivadas mediante el método de forward Euler, siendo esta aproximación:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{T_s} \quad (2.64)$$

donde T_s es el periodo de muestreo.

Las predicciones se evalúan para cada estado de conmutación S , que minimiza una función de costo, y de esta manera ser aplicada al convertidor. La función de costo se puede formular como:

$$g^N = |x^*[k+1] - x^N[k+1]| \quad (2.65)$$

donde $x^*[k+1]$ es la referencia a seguir y $x^N[k+1]$ es el número de estados o vectores de conmutación.

De manera general el procedimiento utilizado para la estrategia FCS-MPC es el siguiente [6], [64], [65]:

- Determinar los estados de conmutación mediante el modelo del sistema.
- Definir las variables a controlar.
- Obtener el modelo en espacio de estados del sistema.
- Realizar la discretización del modelo mediante forward Euler.
- Predecir el comportamiento del sistema en el siguiente instante a partir del modelo y del conjunto de vectores y estados de conmutación.
- Definir una función de costo.
- Obtener el vector o estado de conmutación óptimo que minimiza el valor de la función de costo.

En la Figura 2.4 se muestra la estructura general del FCS-MPC aplicado a convertidores de electrónica de potencia. La principal ventaja de la estrategia FCS-MPC es el control directo de los dispositivos de conmutación, así como la inclusión de restricciones. Sin embargo, esta estrategia presenta desventajas asociadas a la ausencia de modulador, lo que conlleva a una frecuencia de conmutación variable y a un incremento exponencial del costo computacional cuando el horizonte de predicción incrementa. Estas limitaciones han motivado al desarrollo de variantes de MPC orientadas a la reducción del esfuerzo computacional y a la mejora del desempeño del sistema.

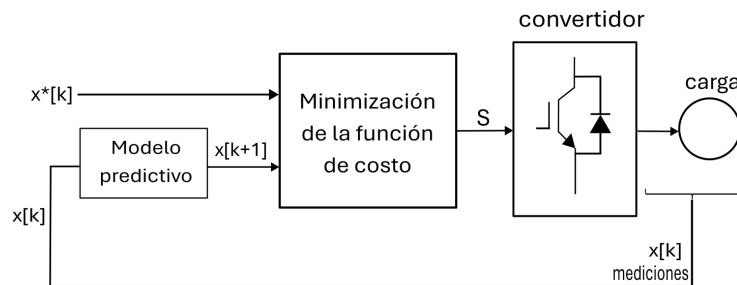


Figura 2.4. Estructura general del FCS-MPC.

2.6. Selección de estrategias de control predictivo para la investigación

En este trabajo de tesis se estudian las estrategias de control predictivo GPC y FCS-MPC. La primera se emplea por la forma en que se modela el sistema, la cual se basa en la función de transferencia. Dado que requiere el uso de un esquema de PWM, se logra un menor rizado en corriente y tensión. Además, según la literatura, el GPC ha mostrado un desempeño favorable en aplicaciones de electrónica de potencia, ya que aporta robustez al sistema y mejora la calidad de la energía, manteniendo una frecuencia de conmutación fija. Por otro lado, el FCS-MPC es la

estrategia preferida en el campo de la electrónica de potencia debido a que no requiere el uso de una etapa de modulación, lo que simplifica la estructura, seleccionando directamente los estados de conmutación. Proporciona un control directo de corriente, priorizando una respuesta rápida, teniendo a la vez simplicidad en la implementación.

En este trabajo no se consideran los métodos MAC y DMC debido a que son estrategias que se emplean cuando no se tiene el modelo del sistema, o donde es difícil de derivar, además de que están limitados a procesos estables. Por otra parte, la estrategia MAC ofrece menor flexibilidad y robustez frente a perturbaciones rápidas, mientras que el DMC está orientado a modelados empíricos, lo que lo hace poco adecuado en aplicaciones de electrónica de potencia. En particular, en el microinversor fotovoltaico utilizado en este trabajo se requiere una respuesta rápida, en el orden de los milisegundos, y se cuenta con modelos dinámicos precisos. La estrategia PFC, basada en espacio de estados, no se contempla en este estudio, aunque se considera como una alternativa a explorar como trabajo futuro.

En la Tabla 2.1 se resumen las estrategias GPC, MAC, DCM Y PFC. Para cada una de ellas se presenta la formulación que emplean, la ecuación de salida, el modelo de predicción, la función de costo y la correspondiente señal de control.

Tabla 2.1. Formulaciones del MPC basadas en el modelo y estructura del algoritmo.

Modelos básicos para la estrategia MPC				
Modelo	Respuesta al escalón	Respuesta al impulso	Modelo en espacio de estados	Modelo de función de transferencia
Formulación	DMC	MAC	PFC	GPC
Ecuación de salida	$y[k] = \sum_{l=1}^{\infty} g[l] \Delta u[k-l]$	$y[k] = \sum_{l=1}^N h[l] u[k-l]$	$\mathbf{x}_m[k] = \mathbf{M} \mathbf{x}_m[k-1] + \mathbf{N} u[k-1]$ $\mathbf{y}_m[k] = \mathbf{Q} \mathbf{x}_m[k]$	$A(z^{-1})y[k] = z^{-d}B(z^{-1})u[k-1] + C(z^{-1})\frac{e[k]}{\Delta}$
Modelo de predicción	$\mathbf{y} = \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{f}$	$\mathbf{y} = \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_+ + \mathbf{H}_2 \mathbf{u}_- + \mathbf{n}$	$\mathbf{y}_m[k+i] = \mathbf{Q} \mathbf{M}^i \mathbf{x}_m[k] + \sum_{l=1}^{n_B} (\mu_l[k] y_{Bl}[i])$	$\mathbf{y} = \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{F}(z^{-1})y[k] + \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u[k-1]$
Función de costo	$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u}$	$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \mathbf{u}_+^T \mathbf{u}_+$	$J = \sum_{j=1}^{n_H} (\mu_j^T \mathbf{y}_B - d[k+h_j])^2$	$J = \delta(\mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u}$
Señal de control	$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{f})$	$\mathbf{u}_+ = (\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_1^T (\mathbf{w} - \mathbf{f})$	$u[k] = \sum_{j=1}^{n_H} (\mu_j[k] B_j[0])$	$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{w} - \mathbf{f})$

2.6.1. Criterios de selección de la estrategia de control

En este trabajo de tesis se selecciona la estrategia GPC, debido a que, al emplear un modelo expresado en función de transferencia, facilita el análisis de estabilidad del sistema mediante el estudio de la ubicación de los polos en lazo cerrado. A diferencia de estrategias como MAC

y DMC, cuyos modelos se obtienen a partir de las respuestas al impulso y al escalón, el GPC permite un análisis formal de estabilidad, lo que representa una ventaja ante perturbaciones y variaciones parámétricas del sistema. Asimismo, en comparación con la estrategia PFC, que expresa el modelo en espacio de estados, el GPC presenta menor complejidad en la formulación de las restricciones y en el manejo de múltiples variables a controlar. Por otra parte, aunque el FCS-MPC destaca por su rápida respuesta dinámica y el control directo de los estados de conmutación, su frecuencia de conmutación variable y el incremento del costo computacional hacen complejo el análisis de estabilidad. Dado lo anterior, el GPC representa un compromiso adecuado entre desempeño dinámico, facilidad de análisis de estabilidad y complejidad computacional, lo que justifica su estudio en el presente trabajo de tesis.

En la Tabla 2.2 se resumen las ventajas y desventajas de las principales estrategias del MPC. Este análisis comparativo permite identificar las capacidades y limitaciones de aplicación de cada método.

Tabla 2.2. Comparación de estrategias de MPC.

MPC	Ventajas	Desventajas
DMC	• Manejo de procesos multivariables. • No requiere el modelo del sistema. • Frecuencia de conmutación fija. • Uso de restricciones.	• El modelo debe ser estable.
MAC	• Manejo de procesos multivariables. • No requiere el modelo del sistema. • Frecuencia de conmutación fija. • Uso de restricciones.	• El modelo debe ser estable.
PFC	• Se puede aplicar a modelos no lineales. • Permite descomponer el modelo en partes estables. • Frecuencia de conmutación fija. • Uso de restricciones.	• El modelo debe ser estable. • Cancelación de polos afecta la estabilidad.
GPC	• Se puede aplicar a sistemas inestables y de fase no mínima. • Modelo en función de transferencia. • Permite análisis de polos del sistema. • Uso de restricciones. • Frecuencia de conmutación fija.	• El costo computacional se puede incrementar considerablemente debido a la inversión de la matriz $(G^T G + \lambda I)$.
FCS-MPC	• Control directo de los estados de conmutación.	• Frecuencia de conmutación variable. • Alto costo computacional para horizontes grandes.

MODELADO Y DIMENSIONAMIENTO DEL MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO

El microinversor fotovoltaico empleado en este trabajo consiste en un convertidor elevador CD-CD conectado a un panel fotovoltaico y en la segunda etapa un inversor monofásico puente H, acoplados mediante un bus de CD. En la Figura 3.1 se observa la topología de dos etapas del microinversor.

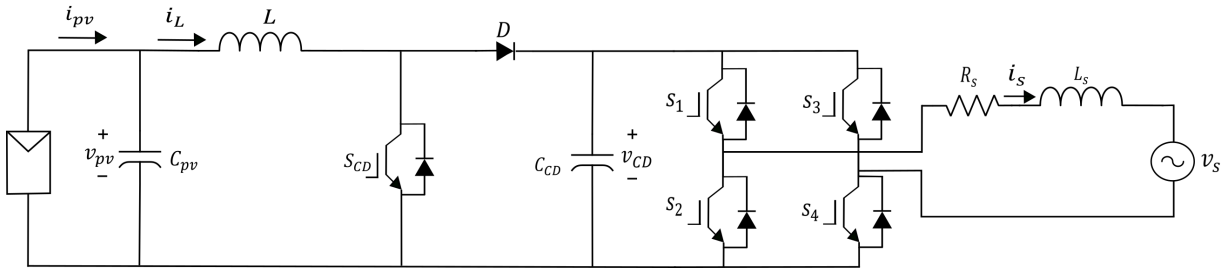


Figura 3.1. Microinversor fotovoltaico de dos etapas propuesto.

3.1. Modelado de la etapa CD-CD y el panel fotovoltaico

Si el condensador del bus de CD es lo suficientemente grande, las etapas CD-CD y CD-CA se pueden considerar desacopladas y, por lo tanto, modelarse de forma separada. Para obtener el modelo de la primera etapa se puede considerar a la salida del convertidor elevador una fuente de voltaje, tal como se muestra en la Figura 3.2.

Debido a que el panel fotovoltaico en conjunto con el convertidor elevador representa un sistema no lineal, se requiere el modelo linealizado obteniendo los valores I_g y r_{pv} , los cuales surgen de

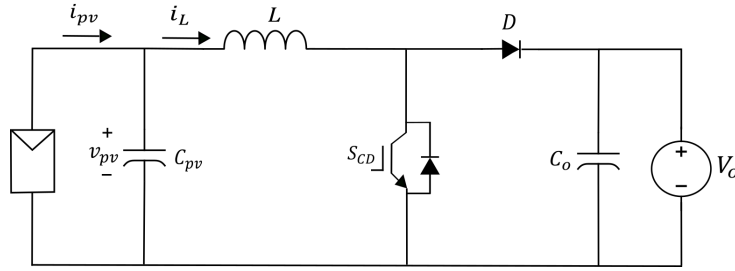


Figura 3.2. Circuito del convertidor CD-CD elevador conectado a un panel fotovoltaico y con una fuente de voltaje a la salida.

la linealización de la curva característica del panel fotovoltaico alrededor del punto de máxima potencia considerando una irradiancia de 1000 W/m^2 y temperatura de las celdas de 25°C . En la Figura 3.3 se muestra el circuito equivalente del panel fotovoltaico.

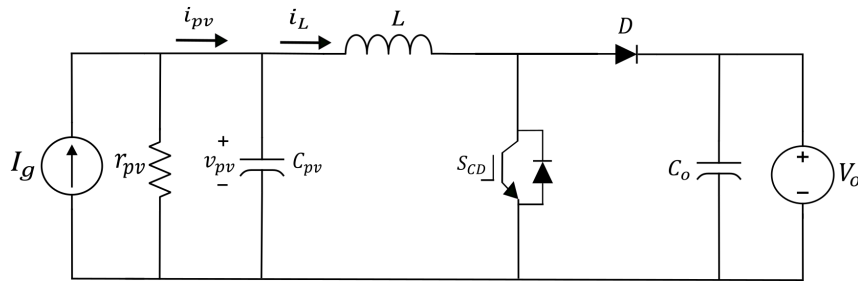


Figura 3.3. Circuito equivalente del panel fotovoltaico conectado al convertidor CD-CD elevador.

Los valores de I_g y r_{pv} se pueden calcular mediante:

$$r_{pv} = \frac{V_{pvmp}}{I_{pvmp}} \quad (3.1)$$

$$I_g = I_{pvmp} + \frac{V_{pvmp}}{r_{pv}} \quad (3.2)$$

donde I_{pvmp} y V_{pvmp} representan la corriente y el voltaje de máxima potencia del panel fotovoltaico.

El modelo conmutado del sistema mostrado en la Figura 3.3, considerando una lógica de activación negada en el interruptor, es decir, $S_{CD} = 1$ cuando el transistor se encuentra apagado (abierto) y $S_{CD} = 0$ cuando se encuentra encendido (cerrado), es el siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{dv_{pv}}{dt} &= \frac{i_{pv}}{C_{pv}} - \frac{i_L}{C_{pv}} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{pv}}{L} - \frac{S_{CD}V_o}{L} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Para obtener el modelo promedio del sistema, se cambia el estado de conmutación S_{CD} por el ciclo de trabajo u_{CD} , donde $0 < u_{CD} < 1$, resultando en:

$$\begin{aligned}\frac{dv_{pv}}{dt} &= \frac{i_{pv}}{C_{pv}} - \frac{i_L}{C_{pv}} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{pv}}{L} - \frac{u_{CD}V_o}{L}\end{aligned}\quad (3.4)$$

Considerando el modelo equivalente del panel fotovoltaico dado por las ecuaciones (3.1) y (3.2), se obtiene el siguiente modelo promedio, el cual representa la linealización del comportamiento del panel. Este modelo permite analizar la dinámica del sistema y facilitar el diseño de las estrategias de control asociadas.

$$\begin{aligned}\frac{dv_{pv}}{dt} &= \frac{I_g}{C_{pv}} - \frac{v_{pv}}{C_{pv}r_{pv}} - \frac{i_L}{C_{pv}} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{pv}}{L} - \frac{u_{CD}V_o}{L}\end{aligned}\quad (3.5)$$

El modelo en espacio de estados del sistema linealizado se puede expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_c \mathbf{x} + \mathbf{B}_{c1} \mathbf{u}_1 + \mathbf{B}_{c2} \mathbf{u}_2 \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}\end{aligned}\quad (3.6)$$

La linealización de (3.5) en el punto de operación $\mathbf{x}_0 = [V_{pv0}, I_{L0}]^T$, $\mathbf{u}_0 = [U_0, I_{g0}]^T$ resulta en:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_c &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{pv}r_{pv}} & -\frac{1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_{c1} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_o}{L} \end{bmatrix} & \mathbf{B}_{c2} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{pv}} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_c &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_c &= 0\end{aligned}\quad (3.7)$$

La función de transferencia que relaciona la salida v_{pv} con la entrada u_{CD} , se obtiene mediante $G_{boost}(s) = \mathbf{C}_c(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_c)^{-1}\mathbf{B}_{c1} + \mathbf{D}_c$, y resulta en:

$$G_{boost}(s) = \frac{\frac{V_o}{C_{pv}L}}{s^2 + \frac{s}{C_{pv}r_{pv}} + \frac{1}{C_{pv}L}}\quad (3.8)$$

3.2. Modelado de la etapa CD-CA y la red

Para la segunda etapa, el sistema desacoplado se representa en la entrada del inversor monofásico mediante una fuente de voltaje constante, tal como se muestra en la Figura 3.4, el cual se toma de referencia para obtener el modelo del sistema.

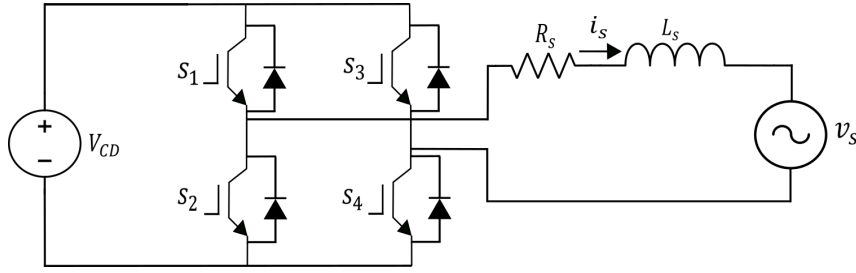


Figura 3.4. Topología del inversor monofásico puente H interconectado a la red eléctrica.

Aplicando las leyes de Kirchhoff al circuito mostrado en la Figura 3.4 se obtiene el modelo conmutado del sistema donde $S \in \{-1, 0, 1\}$ es el estado de conmutación del sistema y está dado por [66]:

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{SV_{CD}}{L_s} - \frac{R_s i_s(t)}{L_s} - \frac{v_s(t)}{L_s} \quad (3.9)$$

El modelo promedio del sistema se obtiene cambiando el estado S por la señal promedio continua (m_{ph}), dado por:

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{m_{ph}V_{CD}}{L_s} - \frac{R_s i_s(t)}{L_s} - \frac{v_s(t)}{L_s} \quad (3.10)$$

Transformando (3.10) al dominio de Laplace, se obtiene:

$$I_s(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \left(\frac{m_{ph}V_{CD}}{L_s} - \frac{V_s(s)}{L_s} \right) \quad (3.11)$$

La función de transferencia que relaciona la salida I_s con la entrada m_{ph} , está entonces dada por:

$$G_{inv}(s) = \frac{I_s(s)}{m_{ph}} = \frac{V_{CD}}{L_s \left(s + \frac{R_s}{L_s} \right)} \quad (3.12)$$

3.3. Modelado del bus de CD

Comúnmente, para el control de la etapa CD-CA se utiliza una estructura de control de doble lazo. El lazo externo regula la tensión en el condensador del bus de CD, mientras que el lazo interno controla la corriente de referencia. La amplitud de esta corriente corresponde al componente activo de la corriente de red de referencia, la cual refleja la potencia instantánea disponible en el lado de CD del inversor (P_{inv}).

Para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión presente en el bus de CD con la corriente inyectada a la red eléctrica, se parte de la relación entre las variaciones de la magnitud

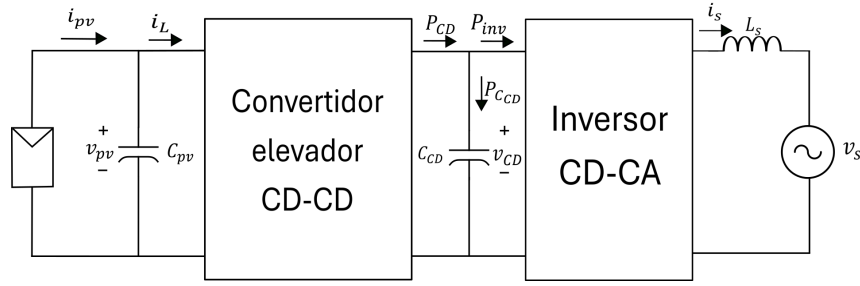


Figura 3.5. Balance de potencia en el enlace de CD del microinversor.

de la corriente del inversor y el voltaje promedio del bus de CD. Lo anterior se puede determinar mediante las ecuaciones de balance de potencia, lo cual se ilustra en la Figura 3.5, y suponiendo que el convertidor no tiene pérdidas [67]:

$$P_{CD} = P_{CCD} + P_{inv} \quad (3.13)$$

Para simplificar el análisis de sensibilidad y estudiar cómo ciertas variables afectan al sistema, es posible descartar aquellas que tienen un impacto menor. De esta manera, al analizar cómo la corriente inyectada a la red influye en el voltaje promedio del bus de CD, se puede omitir la potencia P_{CD} . Por lo que se obtiene la siguiente ecuación:

$$P_{CCD} = -P_{inv} \quad (3.14)$$

La energía del capacitor del bus de CD está dada por:

$$E_{CCD} = \frac{1}{2} C_{CD} V_{CD}^2 \quad (3.15)$$

La potencia promedio del inversor se obtiene como:

$$P_{inv} = \frac{\hat{V}_s \hat{I}_s}{2} \quad (3.16)$$

donde $\hat{V}_s$ e $\hat{I}_s$ representan el voltaje y la corriente pico existente en la red.

Igualando la ecuación (3.15) y (3.16), se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{CD} V_{CD}^2 \right) = -\frac{\hat{V}_s \hat{I}_s}{2} \quad (3.17)$$

Para analizar el sistema en torno al punto de operación, se introducen perturbaciones pequeñas en las variables:

$$V_{CD} = V_{CD} + v_{CD}, \quad I_s = \hat{I}_s + \hat{i}_s \quad (3.18)$$

De esta manera, la ecuación se expresa como:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{CD} (V_{CD} + v_{CD})^2 \right) = - \frac{\hat{V}_s (\hat{I}_s + \hat{i}_s)}{2} \quad (3.19)$$

Al descartar el término cuadrático v_{CD}^2 , dado que se asume que las perturbaciones son suficientemente pequeñas, y eliminando los términos constantes, resulta en:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} 2 C_{CD} V_{CD} v_{CD} \right) = - \frac{\hat{V}_s \hat{I}_s}{2} \quad (3.20)$$

Finalmente, aplicando la transformada de Laplace a (3.20) se tiene:

$$C_{CD} V_{CD} s V_{CD}(s) = - \frac{\hat{V}_s \hat{I}_s(s)}{2} \quad (3.21)$$

De esta manera, se obtiene la función de transferencia que relaciona la variación de la corriente de red con el voltaje promedio del enlace de CD:

$$G_v(s) = \frac{V_{CD}(s)}{\hat{I}_s(s)} = - \frac{\hat{V}_s}{2 C_{CD} V_{CD} s} \quad (3.22)$$

3.4. Limitaciones de los modelos del microinversor

El modelo del convertidor CD-CD (3.8) que será empleado para el diseño del controlador GPC corresponde a una representación lineal en función de transferencia, válida en el entorno del punto de operación del microinversor fotovoltaico. En consecuencia, la precisión del modelo puede verse afectada ante variaciones significativas de las condiciones de operación, tales como cambios abruptos de la irradiancia y la temperatura, o variaciones en los parámetros del sistema. Además, el modelo asume que el sistema opera en modo CCM, por lo que su representación cambiaría si dicha condición no se cumple.

En cuanto al modelo derivado para la etapa CD-CA interconectada a la red (3.12), solamente se vería afectado por variaciones paramétricas en L_s y R_s , así como en variaciones momentáneas de la tensión del bus de CD, la cual se afecta directamente por transitorios de irradiancia, hasta que ésta vuelve a regularse. El desacoplo entre los controladores de la tensión del bus de CD y el de la corriente del inversor monofásico conectado a la red es válido siempre que exista una adecuada separación de anchos de banda, de aproximadamente dos órdenes de magnitud, entre ambas dinámicas. No obstante, dicha suposición deja de ser válida cuando la capacitancia del bus de CD es insuficiente para el desacoplo del sistema, ante variaciones rápidas de potencia o ante perturbaciones significativas en el sistema.

En base a lo anterior, los controladores predictivos deben diseñarse lo suficientemente robustos para soportar perturbaciones en el sistema incluso ante cambios abruptos de irradiancia, manteniendo la estabilidad en todo momento, lo cual se logra mediante la adecuada selección del horizonte de predicción y de los pesos asociados al seguimiento de la referencia y al esfuerzo de control.

3.5. Dimensionamiento del microinversor fotovoltaico

El dimensionamiento del microinversor fotovoltaico constituye una etapa fundamental en el diseño del sistema, ya que para el desarrollo del controlador es esencial conocer el comportamiento de este bajo las especificaciones de operación establecidas. En esta sección se presenta el dimensionamiento de los componentes, tales como: el convertidor elevador operando a una frecuencia de conmutación determinada, el condensador del bus de CD y el filtro L_s en la salida del inversor para la interconexión a la red.

3.5.1. Dimensionamiento del convertidor elevador

El convertidor elevador tiene dos modos de operación: modo de operación continua (CCM) y modo de operación discontinua (DCM). El primero consiste en que la magnitud de la corriente que fluye a través del inductor no llegue a cero durante el ciclo de conmutación, mientras que en el modo de conducción discontinua la corriente llega a cero en algún punto durante el ciclo de conmutación [68]. Considerando la operación del convertidor en CCM y una lógica de activación negada se realiza el análisis del circuito como se muestra en la Figura 3.6 para obtener las ecuaciones de diseño. Para fines de dimensionamiento, la salida del convertidor se representa mediante una resistencia equivalente r_o , la cual representa una carga que demanda la potencia de salida. En este análisis no se consideran las pérdidas, ya que su inclusión incrementaría la complejidad del modelo y, debido a la robustez del controlador, no es necesario considerarlas.

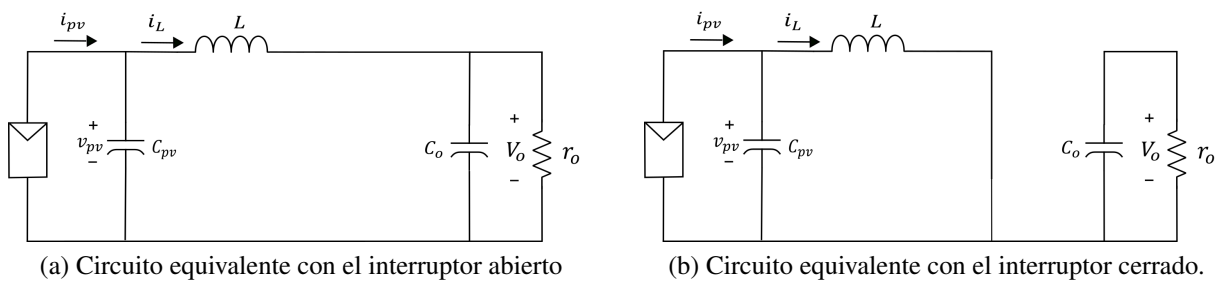


Figura 3.6. Circuitos equivalentes del convertidor elevador conectado a un panel fotovoltaico.

- **Análisis con el interruptor abierto:** El circuito equivalente que describe al sistema cuando el interruptor se encuentra abierto se muestra en la Figura 3.6 (a), donde aplicando la ley de tensiones de Kirchoff y suponiendo que el voltaje de entrada V_{pv} y el de salida (V_o) son constantes, se obtiene:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_o}{L} \quad (3.23)$$

La variación de la corriente en la bobina, durante el intervalo en que el interruptor permanece abierto, considerando un periodo de conmutación T y un ciclo de trabajo U_{CD_N} definido como la fracción de tiempo en el que interruptor está abierto, se expresa como:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{U_{CD_N} T} = \frac{V_{pv} - V_o}{L} \quad (3.24)$$

Despejando Δi_L , se obtiene:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_{pv} - V_o) U_{CD_N} T}{L} \quad (3.25)$$

- **Análisis con el interruptor cerrado:** En la Figura 3.6 (b) se muestra el circuito equivalente correspondiente al estado en el que el interruptor permanece cerrado y el diodo está polarizado en inversa. Bajo estas condiciones, la ecuación diferencial que describe la corriente en la bobina está dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} \quad (3.26)$$

Durante el intervalo $(1 - U_{CD_N})$, en el que el interruptor está cerrado, la variación de la corriente en la bobina se determina como:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1 - U_{CD_N}) T} = \frac{V_{pv}}{L} \quad (3.27)$$

De lo anterior, se obtiene la expresión para Δi_L :

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \frac{V_{pv} (1 - U_{CD_N}) T}{L} \quad (3.28)$$

En estado estacionario, la variación neta de la corriente en la bobina en un periodo es nula. A partir de las ecuaciones (3.25) y (3.28) se obtiene:

$$(\Delta i_L)_{abierto} + (\Delta i_L)_{cerrado} = 0 \quad (3.29)$$

$$\frac{(V_{pv} - V_o) U_{CD_N} T}{L} + \frac{V_{pv} (1 - U_{CD_N}) T}{L} = 0 \quad (3.30)$$

A partir de la ecuación anterior, el voltaje de salida se expresa como:

$$V_o = \frac{V_{pv}}{U_{CD_N}} \quad (3.31)$$

La corriente media en la bobina se puede determinar considerando que la potencia suministrada por el panel fotovoltaico debe ser igual a la potencia absorbida por la resistencia de carga. La potencia de salida está dada por:

$$P_o = \frac{V_o^2}{r_o} \quad (3.32)$$

La potencia de entrada está dada por:

$$P_i = V_{pv}I_{pv} \approx V_{pv}I_L \quad (3.33)$$

Al igualar las potencias de entrada y salida, y sustituyendo el valor de V_o en (3.31), resulta:

$$V_{pv}I_L = \frac{V_o^2}{r_o} = \frac{V_{pv}^2}{U_{CD_N}^2 r_o} \quad (3.34)$$

De esta forma, se obtiene la ecuación que permite calcular la corriente que fluye a través del inductor, dada por:

$$I_L = \frac{V_{pv}}{U_{CD_N}^2 r_o} \quad (3.35)$$

A partir del valor medio de la corriente y de la variación expresada en (3.28), se determinan las corrientes máxima y mínima en la bobina:

$$I_{L_{\max}} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{pv}}{U_{CD_N}^2 r_o} + \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})T}{2L} \quad (3.36)$$

$$I_{L_{\min}} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{pv}}{U_{CD_N}^2 r_o} - \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})T}{2L} \quad (3.37)$$

Para que la corriente en la bobina permanezca en conducción continua, es necesario que $I_{L_{\min}}$ sea positiva. Por lo tanto, el límite entre los modos de conducción continua y discontinua se determina a partir de:

$$I_{L_{\min}} = 0 = \frac{V_{pv}}{U_{CD_N}^2 r_o} - \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})T}{2L} \quad (3.38)$$

La expresión anterior permite determinar el valor mínimo de la inductancia requerido para que el convertidor opere en CCM. Considerando la frecuencia de conmutación (f_{sw_cdcd}), se obtiene:

$$L_{min} = \frac{U_{CD_N}^2(1 - U_{CD_N})V_o^2}{2f_{sw_cdcd}P_{pv}} \quad (3.39)$$

Para obtener el valor de la inductancia requerida que asegura un rizado Δi_L deseado en función de la frecuencia de conmutación se parte del análisis cuando el interruptor está cerrado durante el tiempo $(1 - U_{CD_N})T$, mostrado en la ecuación (3.28). Despejando el valor de la inductancia se obtiene:

$$L = \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})}{\Delta i_L f_{sw_cdcd}} \quad (3.40)$$

La expresión para determinar la capacitancia del condensador del panel fotovoltaico (C_{pv}) se obtiene a partir de su rizado de tensión presente y de la corriente del inductor y su rizo, el cual será absorbido por el capacitor, como se muestra en la Figura 3.7. El rizado de tensión se calcula considerando la relación entre la tensión y la corriente que fluye a través del condensador [68].

El condensador C_{pv} se cargará mientras sea positiva la corriente. Por lo tanto, es posible determinar la carga, siendo esta:

$$Q = C_{pv} V_{pv} \quad (3.41)$$

La carga almacenada durante el periodo de corriente positiva está dada por:

$$\Delta Q = C_{pv} \Delta V_{pv} \quad (3.42)$$

Despejando el rizo de la tensión del panel fotovoltaico (ΔV_{pv}), se obtiene:

$$\Delta V_{pv} = \frac{\Delta Q}{C_{pv}} \quad (3.43)$$

Como se observa en la Figura 3.7 (a), la carga almacenada (ΔQ) corresponde al área del triángulo sombreado, lo que permite expresar ΔQ de la siguiente forma:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (3.44)$$

Reemplazando (3.44) en (3.43), se obtiene:

$$\Delta V_{pv} = \frac{T \Delta i_L}{8 C_{pv}} \quad (3.45)$$

Sustituyendo el valor de Δi_L (3.28) en (3.45) y considerando que $T = \frac{1}{f_{sw_cdcd}}$, da por resultado:

$$\Delta V_{pv} = \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})}{8 C_{pv} f_{sw_cdcd}^2 L} \quad (3.46)$$

Por lo tanto el valor del condensador C_{pv} en las terminales del panel fotovoltaico puede dimensionarse mediante la siguiente expresión:

$$C_{pv} = \frac{V_{pv}(1 - U_{CD_N})}{8 f_{sw_cdcd}^2 L \Delta V_{pv}} \quad (3.47)$$

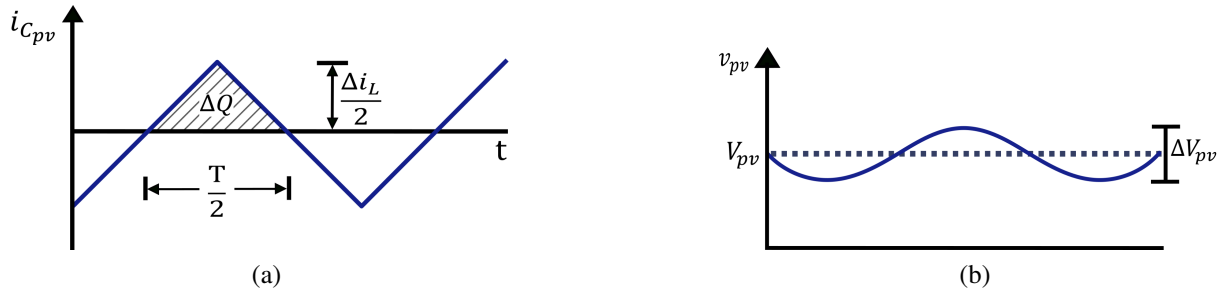


Figura 3.7. Formas de onda en el capacitor C_{pv} del convertidor elevador. (a) Corriente. (b) Tensión.

3.5.2. Dimensionamiento del condensador del bus de CD

El condensador del bus de CD (C_{CD}) cumple la función de desacoplar las dos etapas del convertidor, por lo que la selección de su valor resulta fundamental. Para determinar la capacitancia C_{CD} adecuada, se parte de la energía almacenada en el capacitor, considerando el rizo de tensión presente. De este modo, se obtiene la expresión de la energía almacenada cuando el rizo se encuentra en la parte superior y en la parte inferior como se muestra en la Figura 3.8, las cuales están dadas por:

$$E_{\text{sup}} = \frac{1}{2} C_{CD} V_{\text{sup}}^2 \quad (3.48)$$

$$E_{\text{inf}} = \frac{1}{2} C_{CD} V_{\text{inf}}^2 \quad (3.49)$$

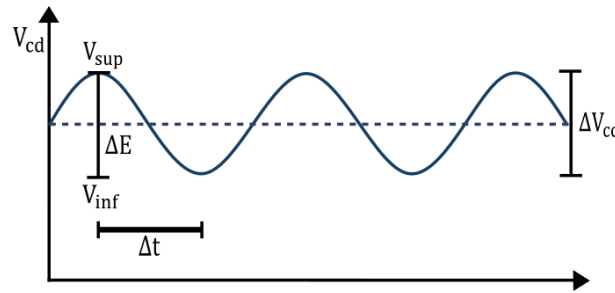


Figura 3.8. Gráfica de la tensión presente en el condensador del bus de CD.

El cambio de la energía transferida asociado a la caída del rizo de tensión se determina mediante:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_{CD} (V_{\text{sup}}^2 - V_{\text{inf}}^2) \quad (3.50)$$

$$\Delta E = P_{\text{conv}} \Delta t \quad (3.51)$$

La tensión superior V_{sup} y la tensión inferior V_{inf} en el condensador del bus de CD se determinan a partir del rizo presente ΔV_{cd} en dicha tensión. En la Figura 3.8 se observa el rizo de voltaje, el

cual oscila en torno a su valor medio. Dichos valores se expresan como:

$$V_{\text{sup}} = \sqrt{2}v_{s_rms}K_{inv} \left(1 + \frac{\Delta V_{cd}}{2} \right) \quad (3.52)$$

$$V_{\text{inf}} = \sqrt{2}v_{s_rms}K_{inv} \left(1 - \frac{\Delta V_{cd}}{2} \right) \quad (3.53)$$

donde v_{s_rms} es la tensión rms de la red eléctrica y K_{inv} es la ganancia del inversor.

Igualando las ecuaciones del cambio de energía dadas en (3.50) y (3.51), se obtiene:

$$\frac{1}{2}C_{CD} (V_{\text{sup}}^2 - V_{\text{inf}}^2) = P_{conv}\Delta t \quad (3.54)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.52) y (3.53) en (3.54):

$$2C_{CD}v_{s_rms}^2K_{inv}^2\Delta V_{cd} = P_{conv}\Delta t \quad (3.55)$$

Al despejar el valor del condensador del bus de CD (C_{CD}) y considerando que $\Delta t = \frac{1}{2f_R}$, se obtiene la siguiente expresión:

$$C_{CD} = \frac{P_{conv}}{4v_{s_rms}^2K_{inv}^2\Delta V_{cd}f_R} \quad (3.56)$$

donde P_{conv} es la potencia activa nominal del convertidor y f_R es la frecuencia del rizado de voltaje en el enlace de CD.

3.5.3. Dimensionamiento del filtro L_s

La distorsión armónica total (THD) de la tensión y la corriente es una medida importante para medir la calidad de la inyección de energía a la red. La THD es la relación entre el valor eficaz (RMS) del contenido armónico y el valor eficaz de la magnitud fundamental [66]. La THD en la corriente y la tensión están dadas por [68], [69]:

$$\text{THD}_{i_s} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100 \quad (3.57)$$

$$\text{THD}_{v_s} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100 \quad (3.58)$$

donde I_n y V_n son la corriente y voltaje eficaz en cada uno de los armónicos, e I_1 y V_1 son los valores eficaces de las componentes fundamentales para 60 Hz.

Además, en aplicaciones de inversores fotovoltaicos, para evaluar la calidad de la señal de corriente inyectada a la red, se emplea la distorsión total de corriente nominal (TRD) de i_s , la cual es preferida debido a la variabilidad de la irradiancia.

La TRD está dada por [70]:

$$\text{TRD}_{i_s} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{s_nom}} \times 100 \quad (3.59)$$

donde I_n es la corriente eficaz en cada uno de los armónicos, e I_{s_nom} corresponde a la corriente fundamental de valor nominal.

Con el fin de garantizar la calidad de la energía eléctrica suministrada al sistema, se implementa un filtro de corriente alterna (CA) que atenúe la inyección de armónicos de corriente hacia la red. En este trabajo se emplea un filtro L_s , cuyo valor de inductancia se diseña de manera que, bajo condiciones de operación a potencia nominal, el valor de la THD y la TRD de la corriente inyectada sea menor al 5 %, conforme lo establecido en el estándar IEEE 1547-2018 [70], para fuentes de generación distribuida. En particular, el valor de L_s se determina a partir de la atenuación requerida sobre los componentes armónicos de la corriente y de la frecuencia de conmutación resultante en la salida del microinversor fotovoltaico [71].

Partiendo del modelo conmutado mostrado en (3.9) y considerando para propósitos de diseño que la tensión de red v_s se puede representar como una carga variable R_{o_red} que depende de la corriente inyectada, es decir, $v_s = R_{o_red} i_s$, se tiene:

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{V_{pwm}}{L_s} - \frac{R_s i_s(t)}{L_s} - \frac{R_{o_red} i_s(t)}{L_s} \quad (3.60)$$

Usando la transformada de Laplace en la expresión anterior, se obtiene:

$$I_s(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s + R_{o_red}}{L_s}} \left(\frac{V_{pwm}}{L_s} \right) \quad (3.61)$$

Dada la expresión anterior se puede obtener la función de transferencia que relaciona la salida i_s con la entrada V_{pwm} , la cual está dada por:

$$\frac{I_s(s)}{V_{pwm}} = \frac{1/L_s}{s + \frac{R_s + R_{o_red}}{L_s}} \quad (3.62)$$

A partir de la expresión anterior, se observa que la etapa de salida del convertidor se comporta como un filtro paso bajo de primer orden, que permite atenuar las componentes de alta frecuencia presentes en la corriente i_s . La señal de entrada de este filtro corresponde a la tensión de conmutación V_{pwm} . La frecuencia de corte del filtro está dada por:

$$f_c = \frac{R_s + R_{o_red}}{2\pi L_s} \quad (3.63)$$

La resistencia equivalente R_{ored} puede definirse en términos de la potencia transferida y el voltaje de red nominal, como:

$$R_{ored} = \frac{V_{s_rms}^2}{P_{inv}} \quad (3.64)$$

La frecuencia de corte del filtro de potencia se define una década por debajo de la frecuencia de conmutación del inversor, con el fin de garantizar una atenuación de $-20dB$ a los componentes armónicos de conmutación de la corriente, es decir:

$$f_c = \frac{f_{sw_inv}}{10} \quad (3.65)$$

Al sustituir (3.64) y (3.65) en (3.63), se deriva la expresión que permite determinar el valor de la inductancia, la cual se expresa como:

$$L_s = \frac{5(R_s k_f P_{inv} + V_{s_rms}^2)}{\pi f_{sw_inv} k_f P_{inv}} \quad (3.66)$$

donde k_f es un factor que describe la cantidad de potencia procesada por el inversor. Un criterio adecuado para el dimensionamiento de la inductancia en sistemas fotovoltaicos consiste en considerar un nivel de potencia medio, típicamente del 40 % de la potencia nominal. Este enfoque permite garantizar un desempeño apropiado en condiciones de operación de potencias superiores, dado que a medida que la potencia entregada aumenta la frecuencia de corte disminuye, lo que a su vez proporciona una mayor atenuación de los armónicos presentes en la corriente [71].

3.5.4. Casos de estudio

Dadas las expresiones anteriormente obtenidas para el dimensionamiento de los componentes, se aplican dos casos específicos, con el fin de observar la influencia de la potencia del panel fotovoltaico en los parámetros de diseño.

Para ello, se plantean dos casos de estudio:

- **Caso 1:** Panel fotovoltaico operando con potencia de $P_{pv} = 250W$.
- **Caso 2:** Arreglo de paneles operando a potencia nominal de $P_{pv} = 1000W$.

3.5.5. Panel fotovoltaico operando a 250 W

Para el dimensionamiento de los componentes del convertidor elevador se toman como referencia las especificaciones del panel fotovoltaico presentadas en la Tabla 3.1, considerando una potencia máxima suministrada de $250W$ bajo una irradiancia de $1000W/m^2$.

Tabla 3.1. Parámetros a STC del módulo fotovoltaico operando a 250 W.

Modelo	$V_{pvoc}(V)$	$V_{pvmp}(V)$	$I_{pvsc}(A)$	$I_{pvmp}(A)$	$P_{pvmp}(W)$
ERDM-250P6	36.69	30.99	8.61	8.08	250

El valor de la inductancia en el convertidor elevador se determina a partir del rizo de corriente (Δi_L) permitido en el inductor, considerando el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación establecida, según la ecuación (3.40). Al establecer una restricción del 4.0 % para Δi_L , que contribuye a reducir el estrés en los dispositivos semiconductores y considerando una frecuencia de conmutación de 24.96 kHz, la cual permite obtener un compromiso adecuado entre el tamaño de los componentes pasivos y las pérdidas de conmutación, así como un voltaje de salida regulado de 120 V, se obtiene un valor de inductancia de 2.9 mH.

Para el dimensionamiento del condensador C_{pv} se considera un rizo de tensión del panel fotovoltaico (ΔV_{pv}) del 0.01 %, ya que un rizo reducido permite evitar oscilaciones significativas alrededor del MPP, y atenúa el efecto de la conmutación del convertidor sobre la tensión del panel fotovoltaico. Bajo esta condición, y empleando la expresión mostrada en (3.47), se obtiene un valor de la capacitancia C_{pv} de 472.46 μF .

Los valores anteriores permiten realizar un análisis adecuado para la operación del convertidor elevador, lo que garantiza que el sistema funcione en modo CCM y proporcione una base para el diseño del sistema de control.

Considerando una tensión de red de $V_s = 80 V$, a 60 Hz, $K_{inv} = 1.5$, un rizo de tensión en el bus de CD (ΔV_{cd}) de 3.5 %, y aplicando la expresión (3.56), se obtiene un valor de capacitancia del bus de CD (C_{CD}) de 2100 μF .

Para el cálculo de la inductancia L_s , se consideran los parámetros: $V_{s_rms} = 56.56 V$, $P_{inv} = 250 W$, $k_f = 0.15$, $f_{sw_inv} = 12.48 kHz$ y $R_s = 1 m\Omega$. Con base en estos valores y aplicando la expresión (3.66), se obtiene una inductancia de $L_s = 10.9 mH$.

3.5.6. Panel fotovoltaico operando a 1000 W

A partir de los parámetros del arreglo de cuatro paneles en serie mostrado en la Tabla 3.2, se obtienen los valores nominales que permiten operar a una potencia de 1000 W, bajo condiciones de irradiancia de 1000 W/m² y temperatura de los módulos de 25°C.

Considerando los valores anteriores, se realiza el dimensionamiento de los componentes operando bajo estos parámetros. Para el valor del inductor L , se establece un rizo de corriente

Tabla 3.2. Parámetros a STC del arreglo fotovoltaico operando a 1000W.

$V_{pvoc}(V)$	$V_{pvmp}(V)$	$I_{pvsc}(A)$	$I_{pvmp}(A)$	$P_{pvmp}(W)$
146.76	123.96	8.61	8.08	1000

del 4.0% y una frecuencia de conmutación de $24.96kHz$, obteniendo un valor del inductor de $7.8mH$. Cabe señalar que para obtener un valor de inductancia menor se requiere un incremento en el rizo de corriente.

En el caso del dimensionamiento del condensador C_{pv} se establece un rizo de tensión del panel fotovoltaico del 0.01 %, obteniendo un valor de la capacitancia C_{pv} de $321.13\mu F$.

Para obtener el valor del capacitor del bus de CD se establece la frecuencia del doble de la red en $120Hz$, una tensión de red de $V_{s_rms} = 127V$, un rizo de tensión ΔV_{cd} del 3.5 % y considerando que el voltaje en el bus de CD se encuentra regulado a $250V$ se obtiene una $K_{inv} = 1.3$, dando por resultado un condensador de $1,900\mu F$.

El filtro L_s se diseña estableciendo los parámetros para este caso de estudio en $P_{inv} = 1,000W$, $R_s = 1m\Omega$, $f_{sw_inv} = 12.48kHz$ y considerando $k_f = 0.20$, se obtiene por resultado una inductancia de $L_s = 13.7mH$.

La Tabla 3.3 presenta los valores dimensionados y los rizos de corriente y tensión de los elementos pasivos del microinversor fotovoltaico para las potencias de $250W$ y $1000W$.

Tabla 3.3. Valores de los elementos pasivos del microinversor fotovoltaico para $250W$ y $1000W$.

$P_{pv}(W)$	Δi_L	$L(mH)$	ΔV_{pv}	$C_{pv}(\mu F)$	ΔV_{cd}	$C_{CD}(\mu F)$	k_f	$L_s(mH)$
250	4.0 %	2.9	0.01 %	472.46	3.5 %	2100	0.15	10.9
1000	4.0 %	7.8	0.01 %	321.13	3.5 %	1900	0.20	13.7

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO

En este capítulo se presenta el diseño de tres controladores desarrollados para el microinversor fotovoltaico: el GPC, el FCS-MPC y el controlador PI. La implementación de estas estrategias de control permite realizar un análisis comparativo de desempeño bajo distintas condiciones de operación, considerando aspectos como la THD, la TRD, la regulación del bus de CD y la respuesta dinámica ante variaciones de irradiancia y temperatura. En la Figura 4.1 se observa la topología seleccionada junto con la estructura general del sistema de control predictivo implementado.

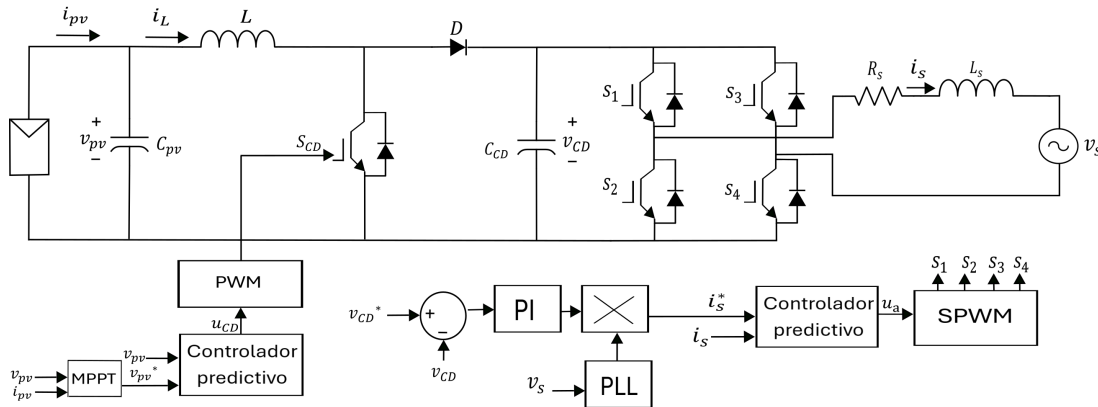


Figura 4.1. Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico.

Los objetivos del sistema de control son los siguientes:

- Controlar la tensión v_{pv} en las terminales del panel fotovoltaico, con el objetivo de garantizar el seguimiento de máxima potencia (MPPT).

- Regular la tensión v_{CD} presente en el condensador del bus de CD.
- Controlar la corriente i_s inyectada a la red eléctrica con baja THD y en fase con la tensión.

4.1. Control predictivo generalizado orientado al seguimiento del punto de máxima potencia

La primera etapa del microinversor está conformada por un convertidor elevador conectado al panel fotovoltaico, cuya salida se encuentra conectada al condensador del bus de CD. Esta etapa tiene como objetivo la realización del MPPT. En la Figura 4.2 se observa el esquema del control predictivo generalizado aplicado al convertidor elevador.

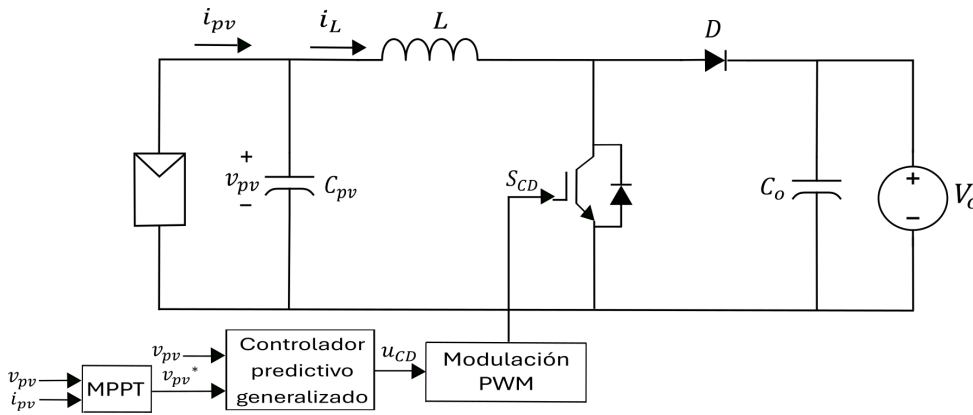


Figura 4.2. Esquema de control del convertidor elevador.

4.1.1. Estrategias para el seguimiento del punto de máxima potencia

Los algoritmos MPPT se emplean principalmente para optimizar la generación de potencia de los módulos fotovoltaicos, maximizando su extracción de potencia bajo diferentes condiciones de temperatura e irradiancia. El punto de máxima potencia se refiere al voltaje específico en la curva I-V en el cual el módulo fotovoltaico genera su potencia máxima [72].

El algoritmo *P&O* (Perturba y Observa) ajusta periódicamente el voltaje del sistema fotovoltaico y compara la potencia generada con la del ciclo anterior. Si el cambio incrementa la potencia, el punto operativo se mueve en la misma dirección; de lo contrario, se ajusta en sentido opuesto. Este método es preferido por ser económico y fácil de implementar, pero presenta desventajas como oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia (MPP) y dificultades para rastrear el MPP en condiciones de sombreado parcial. Además, el tamaño del paso es crucial para su desempeño: pasos mayores permiten alcanzar el MPP más rápido, pero reducen la precisión

en estado estacionario, ya que el punto operativo oscila alrededor del MPP sin establecerse de manera fija en un valor [73], [74].

El método de conductancia incremental (IC) determina el MPP analizando la derivada de la potencia con respecto al voltaje (dP/dV) del sistema fotovoltaico. Según el signo de esta derivada, el algoritmo ajusta el sistema: si $dP/dV < 0$, se mueve hacia la derecha del MPP; si $dP/dV > 0$, hacia la izquierda; y si $dP/dV = 0$, el sistema se encuentra en el MPP. Los ajustes de paso se realizan incrementando la conductancia (dI/dV), y el sistema avanza solo si hay un cambio en su valor. Este enfoque permite guiar el sistema hacia el MPP de manera precisa [74].

Para el desarrollo de esta investigación se opta por el algoritmo de *P&O*. El diagrama de flujo correspondiente se muestra en la Figura 4.3.

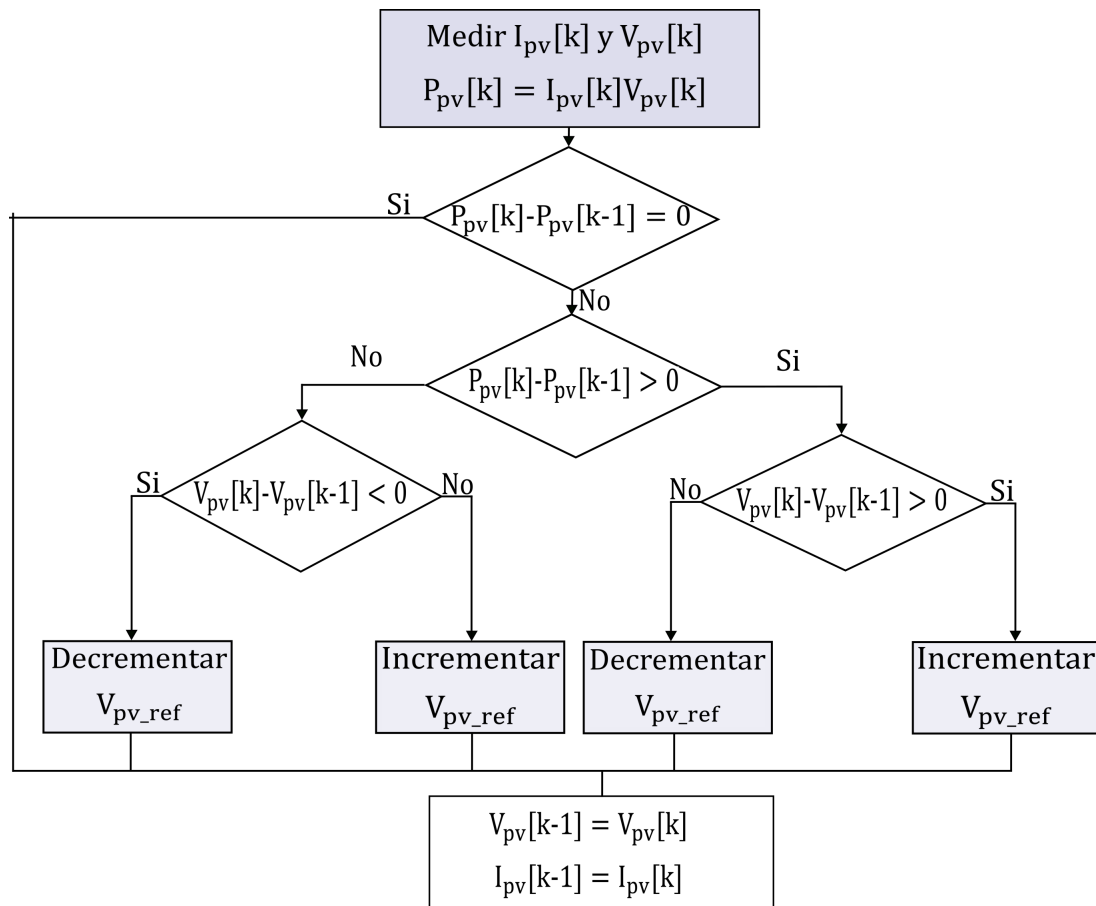


Figura 4.3. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT perturbando y observa.

4.1.2. Análisis de estabilidad del sistema

El análisis de estabilidad del sistema se fundamenta en su representación en lazo cerrado, dado que este refleja la dinámica conjunta de la planta y el controlador. En consecuencia, para verificar la estabilidad del sistema, se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado con el control GPC, a partir del diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.4 [5], [42].

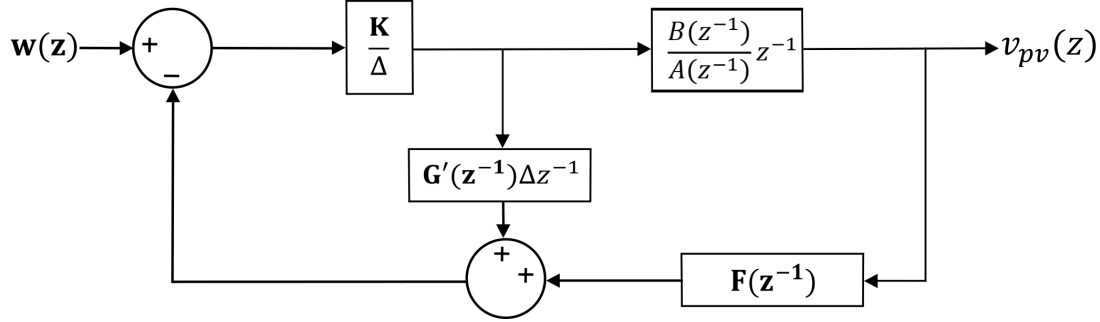


Figura 4.4. Diagrama de bloques del controlador GPC y la planta en lazo cerrado.

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado está dada por:

$$\frac{zV_{pv}(z)}{w(z)} = \frac{\mathbf{K}B(z^{-1})}{\Delta A(z^{-1})(1 + \mathbf{K}G'(z^{-1})z^{-1}) + \mathbf{K}F(z^{-1})B(z^{-1})z^{-1}} \quad (4.1)$$

donde $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{1 \times N_2}$, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{N_2 \times 1}$ y $G'(z^{-1}) \in \mathbb{R}^{N_2 \times 1}$.

Considerando un horizonte de predicción de N_2 muestras, el vector de referencias futuras presenta una dimensión de $(N_2 \times 1)$. Dado lo anterior, la función de transferencia mostrada en (4.1) permite obtener la relación de la señal $w(z)$ y cada una de las salidas futuras $V_{pv}[k+1], \dots, V_{pv}[k+N_2]$ conformando así un vector de $(N_2 \times 1)$.

Esta función de transferencia permite observar la ubicación de los polos e inferir el comportamiento dinámico del sistema, ya que define características como la rapidez de respuesta, el tipo de amortiguamiento y la presencia de oscilaciones. De esta forma, la implementación de diferentes horizontes de predicción y la evaluación de su efecto sobre el desempeño y la estabilidad del sistema permite seleccionar el horizonte de predicción más adecuado.

Partiendo de la función de transferencia (3.8), obtenida en el capítulo anterior, y usando los parámetros que se muestran en la Tabla 4.1, tal que se tiene un sistema con una potencia de entrada nominal de 250W a condiciones de prueba estándar (STC), se obtiene la siguiente función que describe el comportamiento del sistema:

$$G_{boost}(s) = \frac{8.105 \times 10^7}{s^2 + 554.8s + 6.754 \times 10^5} \quad (4.2)$$

Tabla 4.1. Parámetros de simulación del convertidor elevador con entrada fotovoltaica.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_{pvoc}	36.69 V	L	3.15 mH
V_{pvmp}	30.99 V	C_o	470 μF
I_{pvsc}	8.61 A	f_{s_cdcd}	12.48 kHz
I_{pvmp}	8.08 A	f_{sw_cdcd}	24.96 kHz
P_{pvmp}	250 W	f_{MPPT}	20 Hz
C_{pv}	470 μF	$V_{PertMPPT}$	1 V

La función de transferencia en tiempo discreto se obtiene incluyendo un retenedor de orden cero (ZOH) al sistema, y utilizando una frecuencia de muestreo $f_{s_cdcd} = 12.48$ kHz. De este modo, la discretización de la función de transferencia mostrada en (4.2) se expresa como:

$$G_{boost}(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{0.2563z^{-1} + 0.2525z^{-2}}{1 - 1.952z^{-1} + 0.9565z^{-2}} \quad (4.3)$$

La función de transferencia anterior describe el comportamiento del sistema únicamente en torno de un punto de operación nominal. Ante variaciones en las condiciones de operación, la función de transferencia cambia sus coeficientes. No obstante, aunque el modelo es estrictamente válido en torno al punto nominal, el enfoque del GPC, mediante la actualización continua de la acción de control y al incluir un integrador en el diseño, permite mantener un desempeño adecuado bajo condiciones no nominales.

Con el fin de seleccionar el horizonte de predicción adecuado en el diseño del controlador, se analizan los polos del sistema en lazo cerrado bajo diferentes horizontes de predicción y ante variaciones en la irradiancia, como se observa en la Figura 4.5. En la Figura 4.5 (a) se observa que el sistema resulta inestable para horizontes de predicción menores o iguales a $N_2 = 2$ muestras; sin embargo, al incrementar dicho horizonte, los polos se desplazan hacia el interior del círculo unitario, garantizando así la estabilidad del sistema. A partir de este análisis, se selecciona un horizonte de predicción de $N_2 = 6$ y un horizonte de control de $N_u = 2$, ya que estos valores permiten controlar el sistema de manera estable, combinando un desempeño transitorio adecuado y sin sobretiros. Además, se observó que el incrementar el horizonte de control provoca que la señal de control haga cambios abruptos no deseados.

En la Fig. 4.5 (b) se muestra la ubicación de los polos manteniendo los horizontes de predicción y control seleccionados en $N_2 = 6$ y $N_u = 2$, pero considerando variaciones en la irradiancia solar recibida por el panel fotovoltaico. Se observa que el sistema se mantiene estable frente a dichas variaciones, lo cual valida la robustez del controlador ante las diferentes condiciones operativas.

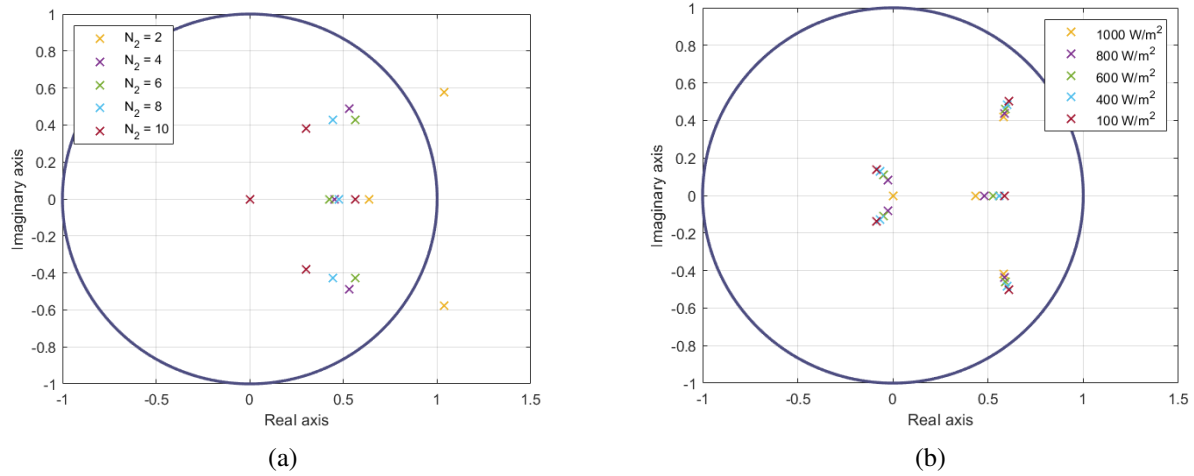


Figura 4.5. Gráfica de los polos del sistema discreto en lazo cerrado. (a) Ubicación de los polos del sistema para distintos horizontes de predicción. (b) Ubicación de los polos del sistema manteniendo un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y de control $N_u = 2$, ante diferentes niveles de irradiancia.

El análisis de la ubicación de los polos del sistema, considerando distintos horizontes de predicción y variaciones en la irradiancia, permitió identificar los parámetros que logran un compromiso adecuado entre estabilidad, desempeño dinámico y robustez. Con los horizontes seleccionados ($N_2 = 6$ y $N_u = 2$), en la siguiente sección se realiza el diseño del GPC.

4.1.3. Diseño del controlador predictivo generalizado para el convertidor elevador

Para realizar el diseño del GPC, se parte del modelo CARIMA dado por (2.39), donde los polinomios $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ se obtienen de la función de transferencia discreta obtenida en la ecuación (4.3), siendo estos:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 - 1.952z^{-1} + 0.9565z^{-2} \\ B(z^{-1}) &= 0.2563z^{-1} + 0.2525z^{-2} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Considerando el polinomio $C(z^{-1}) = 1$, $\Delta = 1 - z^{-1}$, y que el sistema no posee tiempo muerto ($d = 0$), el modelo CARIMA se puede expresar entonces como:

$$A(z^{-1})y[k] = B(z^{-1})u[k-1] + \frac{e[k]}{1 - z^{-1}} \quad (4.5)$$

Los polinomios $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$ se obtienen de la ecuación diofantina mostrada en (2.42), la cual está dada por:

$$1 = E_j(z^{-1})(1 - z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (4.6)$$

donde en este caso j representa el horizonte de predicción. Además, el término $z^{-j}F_j(z^{-1})$ representa la respuesta libre del sistema, ya que depende de la dinámica pasada y no de acciones de control futuras: por esta razón, aparece multiplicado por el retardo z^{-j} .

Considerando un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y un horizonte de control $N_u = 2$, los polinomios $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$ se determinan a partir de la división de 1 entre $(1 - z^{-1})A(z^{-1})$, hasta obtener un residuo que pueda factorizarse en la forma $z^{-6}F_6(z^{-1})$. A partir de este procedimiento, se obtienen los polinomios de $E(z^1)$ y $F(z^1)$, dados por:

$$E_1(z^{-1}) = 1$$

$$F_1(z^{-1}) = 2.952 - 2.909z^{-1} + 0.9565z^{-2}$$

$$E_2(z^{-1}) = 1 + 2.952z^{-1}$$

$$F_2(z^{-1}) = 5.807 - 7.631z^{-1} + 2.824z^{-2}$$

$$E_3(z^{-1}) = 1 + 2.952z^{-1} + 5.807z^{-2}$$

$$F_3(z^{-1}) = 9.513 - 14.07z^{-1} + 5.555z^{-2}$$

$$E_4(z^{-1}) = 1 + 2.952z^{-1} + 5.807z^{-2} + 9.513z^{-3}$$

$$F_4(z^{-1}) = 14.02 - 22.12z^{-1} + 9.1z^{-2}$$

$$E_5(z^{-1}) = 1 + 2.952z^{-1} + 5.807z^{-2} + 9.513z^{-3} + 14.02z^{-4}$$

$$F_5(z^{-1}) = 19.27 - 31.68z^{-1} + 13.41z^{-2}$$

$$E_6(z^{-1}) = 1 + 2.952z^{-1} + 5.807z^{-2} + 9.513z^{-3} + 14.02z^{-4} + 19.27z^{-5}$$

$$F_6(z^{-1}) = 25.21 - 42.64z^{-1} + 18.43z^{-2}$$

Expresando los polinomios $E_j(z^1)$ y $F_j(z^1)$ en su forma matricial, se obtiene:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2.952 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2.952 & 5.807 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2.952 & 5.807 & 9.513 & 0 & 0 \\ 1 & 2.952 & 5.807 & 9.513 & 14.02 & 0 \\ 1 & 2.952 & 5.807 & 9.513 & 14.02 & 19.27 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 2.952 & -2.909 & 0.9565 \\ 5.807 & -7.631 & 2.824 \\ 9.513 & -14.07 & 5.555 \\ 14.02 & -22.12 & 9.1 \\ 19.27 & -31.68 & 13.41 \\ 25.21 & -42.64 & 18.43 \end{bmatrix}$$

donde $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ y $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$.

Siguiendo la metodología mencionada en la Sección 2.3, se obtienen las matrices $\mathbf{G}$ que depende de los estados futuros, y $\mathbf{G}'$ que contiene los estados pasados:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.2562 & 0 \\ 1.0091 & 0.2562 \\ 2.2339 & 1.0091 \\ 3.9047 & 2.2339 \\ 5.9951 & 3.9047 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}' = \begin{bmatrix} 0.2562 & 0.2525 \\ 1.0091 & 0.7455 \\ 2.2339 & 1.4664 \\ 3.9047 & 2.4023 \\ 5.9951 & 3.5399 \\ 8.4781 & 4.8655 \end{bmatrix}$$

siendo $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$ y $\mathbf{G}' \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$.

La predicción está dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{G}'\Delta u[k-1] + \mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1})\mathbf{y}[k] \quad (4.7)$$

o bien como:

$$\begin{bmatrix} y[k+1] \\ y[k+2] \\ y[k+3] \\ y[k+4] \\ y[k+5] \\ y[k+6] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.2562 & 0 \\ 1.0091 & 0.2562 \\ 2.2339 & 1.0091 \\ 3.9047 & 2.2339 \\ 5.9951 & 3.9047 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[k] \\ \Delta u[k+1] \\ \Delta u[k+2] \\ \Delta u[k+3] \\ \Delta u[k+4] \\ \Delta u[k+5] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.2562 & 0.2525 \\ 1.0091 & 0.7455 \\ 2.2339 & 1.4664 \\ 3.9047 & 2.4023 \\ 5.9951 & 3.5399 \\ 8.4781 & 4.8655 \end{bmatrix} \Delta u[k-1] \quad (4.8)$$

$$+ \begin{bmatrix} 2.952 & -2.909 & 0.9565 \\ 5.807 & -7.631 & 2.824 \\ 9.513 & -14.07 & 5.555 \\ 14.02 & -22.12 & 9.1 \\ 19.27 & -31.68 & 13.41 \\ 25.21 & -42.64 & 18.43 \end{bmatrix} \mathbf{y}[k]$$

donde una vez definidos los horizontes de predicción y control, se determinan las dimensiones de los vectores y matrices como sigue: $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, $\mathbf{G}' \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$ y $\mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1}) \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$.

La función de costo se define como:

$$J = \delta(\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (4.9)$$

donde $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ representa el vector de referencia futura, $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ es la respuesta libre del sistema y los factores de peso permiten ajustar el compromiso entre el seguimiento de la

referencia y el esfuerzo de control, el cual penaliza las variaciones de la señal de control y permite limitar cambios bruscos en dicha acción. En este caso, se selecciona un peso para la acción de control de $\lambda = 2000$ y un peso para el seguimiento de la referencia de $\delta = 20$. Estos valores se eligen de modo que se obtenga una respuesta más suave, lo cual contribuye a mejorar el comportamiento dinámico del sistema ante perturbaciones, sin comprometer de manera significativa la rapidez de respuesta.

La solución para la secuencia de control está dada por:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (4.10)$$

A partir de (4.10), se obtiene el vector $\mathbf{K}$ que corresponde a la primera fila de la matriz $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta$, obteniendo:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0017 & 0.0063 & 0.0132 & 0.0221 & 0.0331 \end{bmatrix}$$

La acción de control que se envía al proceso corresponde al primer elemento del vector $\mathbf{u}$, y está dada por:

$$\Delta u[k] = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (4.11)$$

dando por resultado:

$$\begin{aligned} \Delta u[k] = & -0.481\Delta u[k-1] - 0.281\Delta u[k-2] + 0.0017w[k+2] + 0.0063w[k+3] + \\ & 0.013w[k+4] + 0.022w[k+5] + 0.033w[k+6] - 1.517y[k] + 2.508y[k-1] \\ & - 1.067y[k-2] \end{aligned}$$

Para obtener la acción de control que se aplica al sistema, se considera de la expresión anterior que $\Delta u[k] = u[k] - u[k-1]$, obteniendo finalmente:

$$\begin{aligned} u[k] = & 0.518u[k-1] + 0.199u[k-2] + 0.281u[k-3] + 0.0017w[k+2] + 0.0063w[k+3] \\ & + 0.013w[k+4] + 0.022w[k+5] + 0.033w[k+6] - 1.517y[k] + 2.508y[k-1] \\ & - 1.067y[k-2] \end{aligned}$$

4.2. Control predictivo generalizado orientado al seguimiento de la corriente de salida del inversor

En la segunda etapa el sistema está conformado por un inversor monofásico puente H interconectado a la red eléctrica, el cual es alimentado a partir del bus de CD regulado en 120V. La estrategia de control considerada se muestra en la Figura 4.6, bajo el supuesto de que el sistema se encuentra desacoplado de la parte CD-CD.

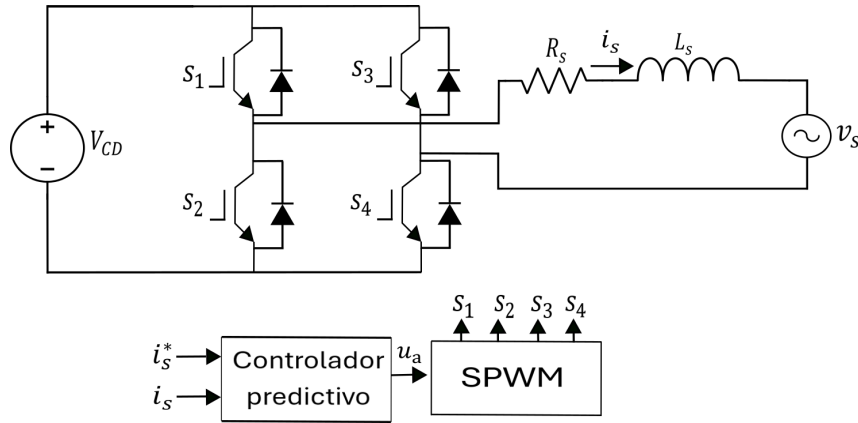


Figura 4.6. Esquema de control del inversor monofásico puente H interconectado a la red.

4.2.1. Análisis de estabilidad del sistema

Tal como se realizó en la Sección 4.1.2, se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado, presentada en (4.1), la cual permite determinar la ubicación de los polos del sistema. Con base a este análisis, se determina un horizonte de predicción que garantice un compromiso adecuado entre estabilidad y desempeño dinámico del sistema.

Considerando la función de transferencia que describe la dinámica del sistema, dada en (3.12), y sustituyendo los parámetros especificados en la Tabla 4.2, se obtiene la siguiente expresión:

$$G_{inv}(s) = \frac{4213}{s + 0.03511} \quad (4.12)$$

Tabla 4.2. Parámetros de simulación del inversor monofásico interconectado a la red.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_s	28.48 mH	V_{CD}	120 V
R_s	1 mΩ	f_{sw_inv}	12.48 kHz
$v_{s_{rms}}$	56.56 V	f_{s_inv}	12.48 kHz

Al discretizar esta función de transferencia incluyendo un ZOH y considerando una frecuencia de muestreo de $f_{s_inv} = 12.48$ kHz, se obtiene la siguiente función en el dominio z :

$$G_{inv}(z) = \frac{0.3376z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.13)$$

Puede observarse en (3.11) que variaciones en el voltaje de red v_s , no afectan al modelo, y por lo tanto no afectan a la dinámica de control.

Para determinar el horizonte de predicción adecuado, se analizan los polos del sistema en lazo cerrado bajo diferentes horizontes de predicción y variaciones en la tensión del bus de CD, como se muestra en la Figura 4.7.

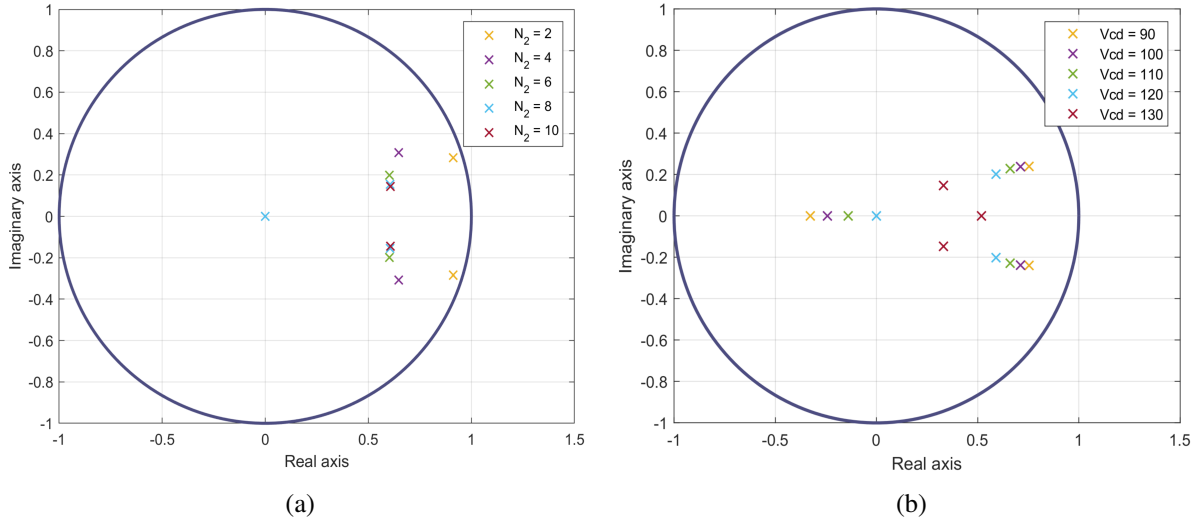


Figura 4.7. Gráfica de los polos del sistema discreto en lazo cerrado. (a) Ubicación de los polos del sistema para distintos horizontes de predicción. (b) Ubicación de los polos del sistema manteniendo un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y de control $N_u = 2$, ante diferentes valores de tensión en el bus de CD.

En la Figura 4.7 (a) se observa que el sistema se mantiene estable incluso con un horizonte de predicción de dos muestras; sin embargo, puede resultar en inestabilidad ante variaciones en la tensión del bus de CD. Por ello, se selecciona un horizonte de predicción de $N_2 = 6$, ya que ofrece un compromiso adecuado entre estabilidad y respuesta dinámica, y un horizonte de control de $N_u = 2$, con el fin de evitar sobretiros significativos asociados a horizontes más grandes.

La Figura 4.7 (b) muestra la ubicación de los polos en lazo cerrado manteniendo un horizonte de predicción $N_2 = 6$ y de control $N_u = 2$, pero variando la tensión del bus de CD. Se observa que el sistema permanece estable ante las variaciones en el sistema. Aunque en esta etapa el bus de CD se modela como una fuente de tensión constante, en el sistema completo su comportamiento será dinámico y estará regulado por un controlador PI, es decir, el bus de CD puede presentar variaciones ante cambios en las condiciones ambientales, como la irradiancia y la temperatura. Por esta razón, se verifica la estabilidad del sistema ante diferentes valores de tensión en el bus de CD.

Dado este análisis, se seleccionan los horizontes $N_2 = 6$ y $N_u = 2$, y en la siguiente sección se aborda el diseño del controlador propuesto.

4.2.2. Diseño del controlador predictivo generalizado

A partir de la función de transferencia del sistema discreto mostrada en (4.13), se determinan los polinomios $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$, los cuales están dados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 - z^{-1} \\ B(z^{-1}) &= 0.3376z^{-1} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Considerando el modelo CARIMA (2.39), con $C(z^{-1}) = 1$ y debido a que el sistema no presenta tiempo muerto ($d = 0$), el modelo puede representarse mediante la siguiente expresión:

$$(1 - z^{-1})y[k] = (0.3376z^{-1})u[k-1] + \frac{e[k]}{1 - z^{-1}} \quad (4.15)$$

Los polinomios $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$ se obtienen de la ecuación diofantina (2.42), la cual está dada por:

$$1 = E_j(z^{-1})(1 - z^{-1})(1 - z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (4.16)$$

Del análisis de estabilidad se seleccionó un horizonte de predicción de $N_2 = 6$ muestras y un horizonte de control de $N_u = 2$ muestras. Los polinomios de $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$, se determinan como:

$$\begin{aligned} E_1(z^{-1}) &= 1 \\ F_1(z^{-1}) &= 2 - z^{-1} \\ \\ E_2(z^{-1}) &= 1 + 2z^{-1} \\ F_2(z^{-1}) &= 3 - 2z^{-1} \\ \\ E_3(z^{-1}) &= 1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} \\ F_3(z^{-1}) &= 4 - 3z^{-1} \\ \\ E_4(z^{-1}) &= 1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + 4z^{-3} \\ F_4(z^{-1}) &= 5 - 4z^{-1} \\ \\ E_5(z^{-1}) &= 1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + 4z^{-3} + 5z^{-4} \\ F_5(z^{-1}) &= 6 - 5z^{-1} \\ \\ E_6(z^{-1}) &= 1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + 4z^{-3} + 5z^{-4} + 6z^{-5} \\ F_6(z^{-1}) &= 7 - 6z^{-1} \end{aligned}$$

los cuales, expresados en forma matricial, están dados por:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ 3 & -2 \\ 4 & -3 \\ 5 & -4 \\ 6 & -5 \\ 7 & -6 \end{bmatrix}$$

donde $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ y $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$.

Las matrices, $\mathbf{G}$ que depende de los estados futuros y $\mathbf{G}'$ que contiene los estados pasados, quedan definidas como:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.3376 & 0 \\ 0.6752 & 0.3376 \\ 1.0128 & 0.6752 \\ 1.3504 & 1.0128 \\ 1.688 & 1.3504 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}' = \begin{bmatrix} 0.3376 \\ 0.6752 \\ 1.0128 \\ 1.3504 \\ 1.688 \\ 2.0256 \end{bmatrix}$$

siendo $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$ y $\mathbf{G}' \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$.

Como se mencionó anteriormente, la predicción está dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{G}'\Delta u[k-1] + \mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1})\mathbf{y}[k] \quad (4.17)$$

Al sustituir los valores previamente determinados en (4.17), se puede expresar de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} y[k+1] \\ y[k+2] \\ y[k+3] \\ y[k+4] \\ y[k+5] \\ y[k+6] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.3376 & 0 \\ 0.6752 & 0.3376 \\ 1.0128 & 0.6752 \\ 1.3504 & 1.0128 \\ 1.688 & 1.3504 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[k] \\ \Delta u[k+1] \\ \Delta u[k+2] \\ \Delta u[k+3] \\ \Delta u[k+4] \\ \Delta u[k+5] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.3376 \\ 0.6752 \\ 1.0128 \\ 1.3504 \\ 1.688 \\ 2.0256 \end{bmatrix} \Delta u[k-1] + \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ 3 & -2 \\ 4 & -3 \\ 5 & -4 \\ 6 & -5 \\ 7 & -6 \end{bmatrix} y[k] \quad (4.18)$$

donde una vez definidos los horizontes de predicción y control, se determinan las dimensiones de los vectores y matrices como sigue: $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, $\mathbf{G}' \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ y $\mathbf{F}(\mathbf{z}^{-1}) \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$.

Considerando la función de costo, definida como:

$$J = \delta(\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T(\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda\mathbf{u}^T\mathbf{u} \quad (4.19)$$

se introducen los factores de peso que regulan el compromiso entre el esfuerzo de control y el seguimiento de la referencia. Para el caso de la simulación, se selecciona un peso para la acción de control de $\lambda = 30$ y un peso para el seguimiento de la referencia de $\delta = 2$. Estos valores se eligen de manera que se logre un compromiso adecuado entre la velocidad de respuesta y la suavidad en la acción de control. En este caso, se asigna un mayor peso al esfuerzo de control; sin embargo, a diferencia del caso anterior, el peso es únicamente quince veces mayor que el correspondiente al seguimiento de la referencia, dado que, al tratarse de una referencia senoidal, es fundamental garantizar una respuesta rápida y precisa en el seguimiento.

Realizando la minimización de la función de costo se obtiene la solución para la secuencia de control:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T\delta\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^T\delta(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (4.20)$$

El vector $\mathbf{K}$, correspondiente a la primera fila de la matriz $(\mathbf{G}^T\delta\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^T\delta$, resulta en:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0167 & 0.0293 & 0.0419 & 0.0546 & 0.067 \end{bmatrix}$$

La acción de control corresponde al primer elemento del vector $\mathbf{u}$, y está dada por:

$$\Delta u[k] = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (4.21)$$

dando por resultado:

$$\begin{aligned} \Delta u[k] = & -0.326\Delta u[k-1] + 0.016w[k+2] + 0.029w[k+3] + 0.041w[k+4] + 0.054w[k+5] \\ & + 0.067w[k+6] - 1.175y[k] + 0.965y[k-1] \end{aligned}$$

Dado lo anterior, la acción de control que se aplica al sistema, considerando que $\Delta u[k] = u[k] - u[k-1]$, está finalmente dada por:

$$\begin{aligned} u[k] = & 0.673u[k-1] + 0.326u[k-2] + 0.016w[k+2] + 0.029w[k+3] + 0.041w[k+4] + \\ & 0.054w[k+5] + 0.067w[k+6] - 1.175y[k] + 0.965y[k-1] \end{aligned}$$

4.3. Controlador para la regulación del bus de CD

El esquema de control para la etapa del inversor monofásico puente H utiliza típicamente una estructura de doble lazo, compuesta por un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente,

como se muestra en la Figura 4.8. El lazo externo tiene la función de regular el voltaje en el bus de CD y de generar la referencia de corriente para el lazo interno [75]. Dado que el lazo externo debe operar por lo menos una década más lento que el lazo interno, con el fin de minimizar la interacción entre ambos y facilitar el diseño independiente de cada controlador, se selecciona un controlador PI convencional para la regulación de la tensión en el bus de CD. La función de transferencia $G_v(s)$ describe la relación entre la tensión en el bus de CD (V_{CD}) y la corriente inyectada a la red I_s , y está dada por:

$$G_v(s) = -\frac{\hat{V}_s}{2C_{CD}V_{CD}s} \quad (4.22)$$

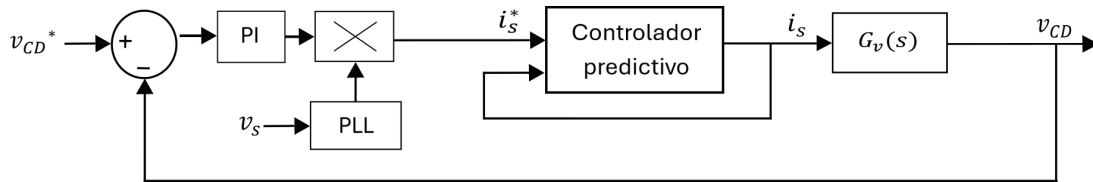


Figura 4.8. Diagrama de bloques del esquema de control de doble lazo implementado en el inversor monofásico, compuesto por un lazo externo de tensión y lazo interno de corriente.

Considerando $\hat{V}_s = 80V$, $C_{CD} = 2470\mu F$ y $V_{CD} = 120V$, se obtiene:

$$G_v(s) = -\frac{134.952}{s} \quad (4.23)$$

Ya que el controlador del lazo externo de tensión debe ser, al menos, una década mas lento que el lazo interno, para su diseño se propone un margen de fase de $\phi_M = 77.4^\circ$ y un ancho de banda de $\omega_c = 25.1 \text{ rad/s}$. A partir de estos valores, se determina la magnitud, la fase y el ángulo del sistema, obteniéndose:

$$G_v(j\omega_c) = G_v(j25.1) = 5.3745 \angle 90^\circ \quad (4.24)$$

$$\theta = -180^\circ + \phi_M - \angle G_v(j\omega_c) \quad (4.25)$$

$$\theta = -180^\circ + 77.4^\circ - 90^\circ = -192.6^\circ \quad (4.26)$$

De este modo, es posible determinar los parámetros del controlador PI, obteniéndose las siguientes constantes:

$$k_{p_cd} = \frac{\cos(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = \frac{\cos(-192.6)}{5.3745} = -0.1816 \quad (4.27)$$

$$k_{i_cd} = -\frac{\omega_c \sin(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = -\frac{25.1 \sin(-192.6)}{5.3745} = -1.0192 \quad (4.28)$$

$$T_{i_cd} = \frac{k_p}{k_i} = 0.178 \quad (4.29)$$

En la Figura 4.9 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto, en el cual se verifican los criterios establecidos para el diseño del controlador.

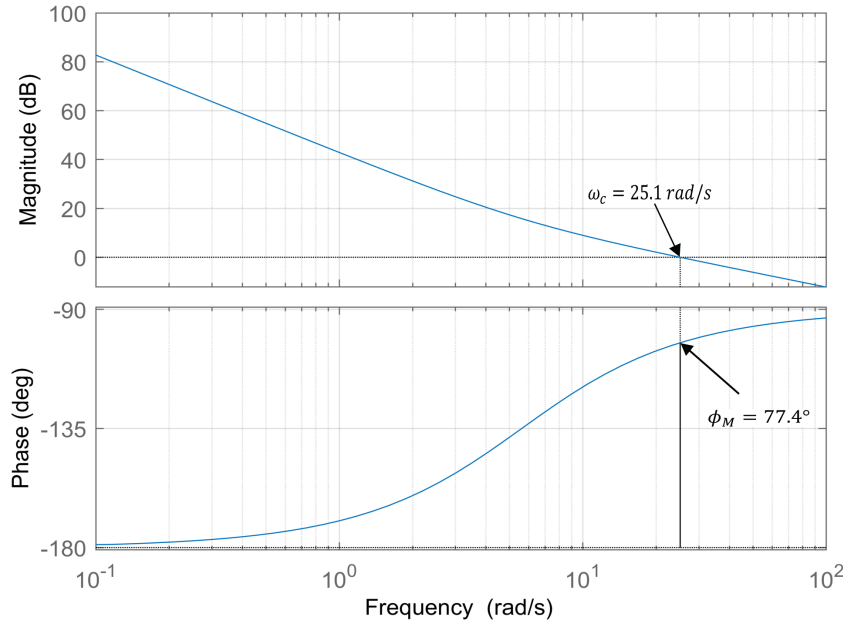


Figura 4.9. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto.

El controlador PI del bus de CD fue diseñado con un margen de fase de 77.4° y una frecuencia de cruce de 25.1 rad/s , lo que proporciona un elevado margen de robustez ante variaciones paramétricas. Dado que el voltaje de red $\hat{V}_s$ aparece en el modelo del lazo externo como un factor de ganancia, como se observa en (4.22), las variaciones en su amplitud producen un desplazamiento de la ganancia del lazo abierto sin modificar el orden del sistema ni introducir polos o ceros adicionales. En consecuencia, las variaciones de la tensión de red no comprometen la estabilidad del sistema dentro del rango de operación considerado, debido al amplio margen de fase seleccionado en el diseño del controlador.

4.4. Esquema de control basado en un controlador clásico

Con el propósito de realizar una comparación en términos de desempeño con la estrategia GPC, se considera el diseño de un controlador PI, el cual representa una técnica clásica de control ampliamente empleada en aplicaciones de electrónica de potencia.

4.4.1. Control PI para el seguimiento del MPPT

En la Figura 4.10, se presenta la estrategia de control, en la cual se implementa un controlador PI para realizar el seguimiento del MPPT en el convertidor elevador.

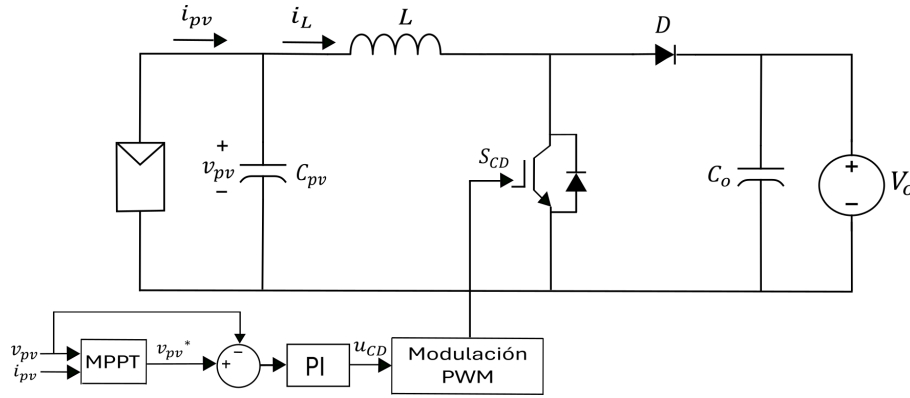


Figura 4.10. Estrategia de control PI para el MPPT en el convertidor elevador.

La función de transferencia que describe al sistema se presenta en (4.2), la cual constituye la base para el diseño del controlador PI. Para este propósito, se propone un margen de fase $\phi_M = 46^\circ$ y un ancho de banda de $\omega_c = 1015.5 \text{ rad/s}$, con el fin de obtener una respuesta rápida del sistema con un adecuado nivel de amortiguamiento. A partir de estos valores, se calcula la magnitud, la fase y el ángulo del sistema, obteniéndose:

$$G_c(j\omega_c) = G_c(j1015.5) = 121.6471 \angle -122.2749^\circ \quad (4.30)$$

$$\theta = -180^\circ + \phi_M - \angle G_c(j\omega_c) \quad (4.31)$$

$$\theta = -180^\circ + 46^\circ - (-122.2749^\circ) = -11.7251^\circ \quad (4.32)$$

De esta manera, se determinan las constantes del controlador PI:

$$k_{p_cdcd} = \frac{\cos(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = \frac{\cos(-11.7251)}{121.6471} = 0.008 \quad (4.33)$$

$$k_{i_cdcd} = -\frac{\omega_c \sin(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = -\frac{1015.5 \sin(-11.7251)}{121.6471} = 1.6964 \quad (4.34)$$

$$T_{i_cdcd} = \frac{k_p}{k_i} = 0.0047 \quad (4.35)$$

En la Fig. 4.11 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto, en el cual se verifican los valores del margen de fase y la frecuencia de cruce especificados para el diseño del controlador PI.

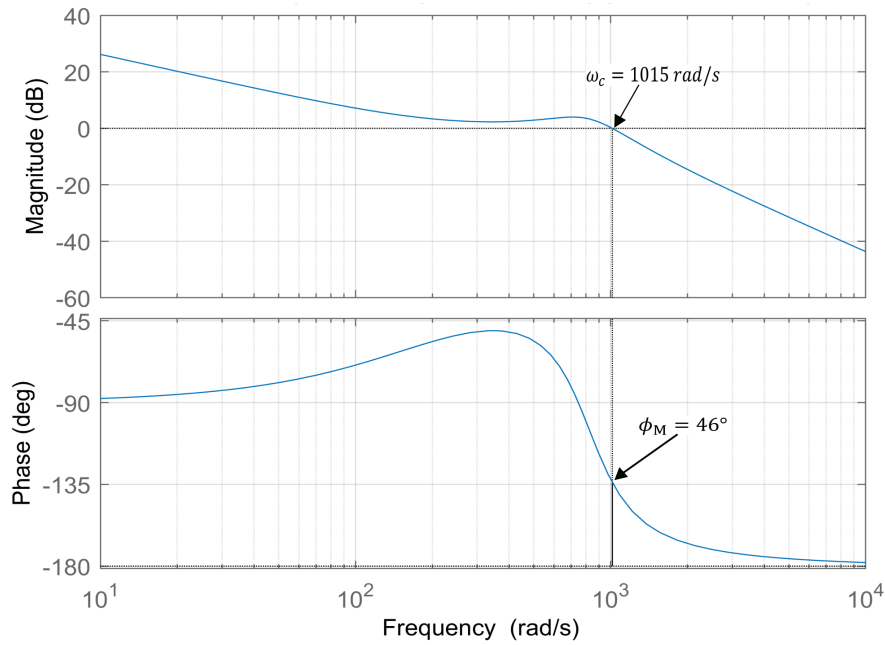


Figura 4.11. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto.

4.4.2. Control PI para la corriente de salida del inversor

La función de transferencia que representa el modelo del inversor mostrado en la Figura 4.12, correspondiente al esquema de control del inversor monofásico puente H, se presenta en la ecuación (4.12).

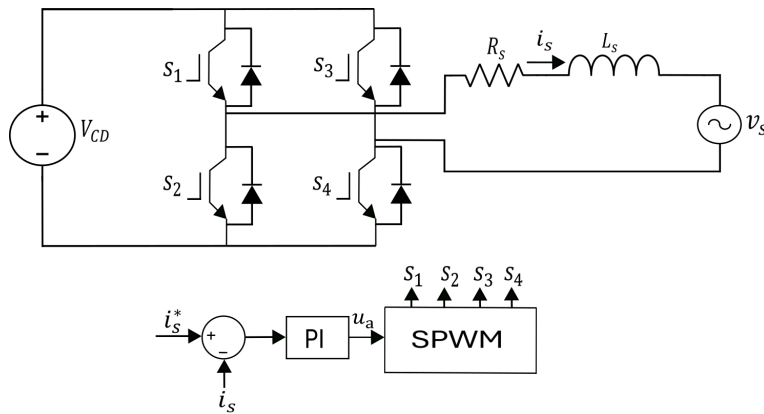


Figura 4.12. Esquema del controlador PI aplicado al inversor monofásico puente H.

Para el diseño del controlador PI se considera la estructura en doble lazo descrita en la Sección 4.3, en la cual el lazo interno, correspondiente al control de la corriente del inversor, debe operar más rápido que el externo. Bajo este criterio, se establece un margen de fase de $\phi_M = 65^\circ$ y un ancho de banda de $\omega_c = 4000 \text{ rad/s}$, seleccionados de manera que el lazo interno presente una dinámica del orden de dos décadas más rápida que el lazo externo, asegurando una adecuada

separación de los lazos de control, y una respuesta rápida y sin comprometer la estabilidad del sistema. Con base a estos parámetros, se determinan la magnitud, la fase y el ángulo del sistema, dados por:

$$G_c(j\omega_c) = G_c(j4000) = 1.0534 \angle -89.9995^\circ \quad (4.36)$$

$$\theta = -180^\circ + \phi_M - \angle G_c(j\omega_c) \quad (4.37)$$

$$\theta = -180^\circ + 84^\circ - (-89.9995^\circ) = -25^\circ \quad (4.38)$$

Dado los parámetros anteriores definidos, las constantes del controlador PI están dadas por:

$$k_{p_inv} = \frac{\cos(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = \frac{\cos(-25)}{1.0534} = 0.8604 \quad (4.39)$$

$$k_{i_inv} = -\frac{\omega_c \sin(\theta)}{|G_v(j\omega_c)|} = -\frac{4000 \sin(-25)}{1.0534} = 1604.9 \quad (4.40)$$

$$T_{i_inv} = \frac{k_p}{k_i} = 0.00053611 \quad (4.41)$$

La Figura 4.13 muestra el diagrama de Bode del sistema con el controlador resultante, en el cual se validan los parámetros de diseño previamente establecidos para el controlador.

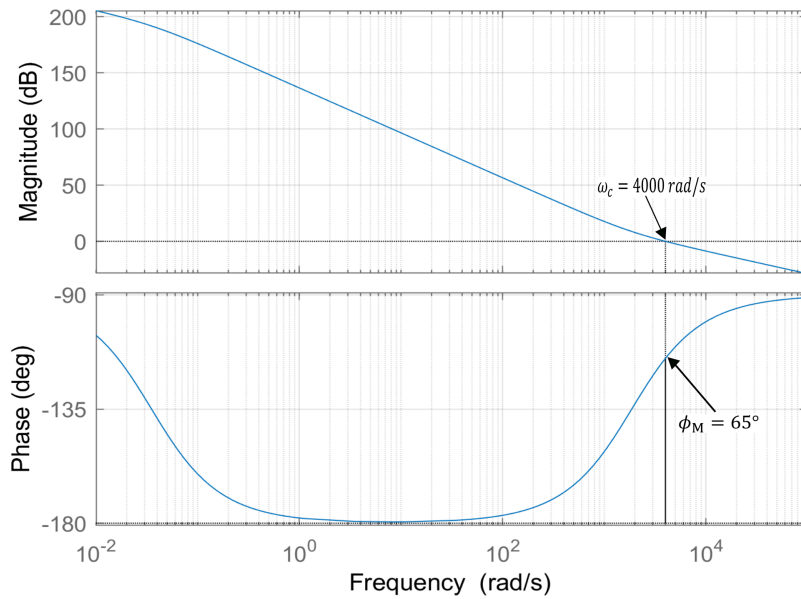


Figura 4.13. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del inversor monofásico.

4.5. Control FCS-MPC aplicado al convertidor elevador

La técnica de control predictivo basado en conjunto finito de control (FCS-MPC) se basa en la predicción del comportamiento futuro del sistema mediante un modelo discreto derivado de

las ecuaciones que describen al modelo promedio del convertidor elevador, presentadas en (3.4). Aplicando un periodo de muestreo T_s y utilizando una aproximación forward Euler, las derivadas se pueden aproximar como:

$$\frac{dv_{pv}}{dt} \approx \frac{v_{pv}[k+1] - v_{pv}[k]}{T_s} \quad (4.42)$$

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{i_L[k+1] - i_L[k]}{T_s} \quad (4.43)$$

Sustituyendo las ecuaciones (4.42) y (4.43) en (3.4), se obtienen las ecuaciones en tiempo discreto del convertidor elevador:

$$v_{pv}[k+1] = v_{pv}[k] + \frac{T_s}{C_{pv}} (i_{pv} - i_L) \quad (4.44)$$

$$i_L[k+1] = i_L[k] + \frac{T_s}{L_B} (v_{pv} - u_{CD}V_o) \quad (4.45)$$

Para el control modo corriente se evalúa cada estado del sistema, es decir en este caso se evalúan los estados 0 y 1, mediante la siguiente función de costo se elige la predicción óptima una muestra adelante:

$$J = |i_L[k+1] - i_L^*[k+1]| \quad (4.46)$$

donde $i_L^*[k+1]$ representa la corriente de referencia que debe seguir el sistema.

Ya que solo se tienen dos estados, no se tiene un buen desempeño al utilizar este controlador, es por eso que se opta por el método del control predictivo de corriente en valle (VCC), el cual permite emplear una etapa de modulación.

A partir del sistema de ecuaciones del controlador FCS-MPC y considerando el ciclo de trabajo en lugar del estado futuro del interruptor, se obtiene el método VCC [41]. De la ecuación (4.45), al despejar el ciclo de trabajo u_{CD} , se obtiene la siguiente expresión:

$$u_{CD}[k] = 1 - \frac{1}{V_o[k]} \left(\frac{L}{T_s} (i_L[k] - i_L^*[k+1]) + v_{pv}[k] \right) \quad (4.47)$$

donde $i_L^*[k+1]$ es la corriente de referencia proporcionada por el controlador PI.

Para la predicción del ciclo de trabajo una muestra adelante, partiendo de la ecuación (3.4) y aplicando backward Euler, se obtiene:

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \frac{v_{pv} T_s}{L} - \frac{V_o u_{CD}[k] T_s}{L} \quad (4.48)$$

Extendiendo a otro ciclo de conmutación, se tiene:

$$i_L[k+1] = i_L[k] + \frac{v_{pv}T_s}{L} - \frac{V_o u_{CD}[k+1]T_s}{L} \quad (4.49)$$

Sustituyendo (4.48) en (4.49) se obtiene:

$$i_L[k+1] = i_L[k-1] + \frac{2v_{pv}T_s}{L} - \frac{V_o d[k]T_s}{L} - \frac{V_o u_{CD}[k+1]T_s}{L} \quad (4.50)$$

Despejando $u_{CD}[k+1]$ se obtiene la predicción una muestra adelante del ciclo de trabajo.

$$u_{CD}[k+1] = \frac{1}{V_o[k]} \left(\frac{L}{T_s} (i_L[k-1] - i_L[k+1]) + 2v_{pv}[k] \right) - u_{CD}[k] \quad (4.51)$$

En la Figura 4.14 se muestra el esquema de control FCS-MPC [41], en el cual se implementa un algoritmo MPPT para el enlace de CD asociado al panel fotovoltaico. Este algoritmo emplea la tensión v_{pv} y la corriente i_{pv} del panel para generar una referencia de tensión v_{pv}^* , la cual se compara con la tensión medida v_{pv} . El error resultante se procesa mediante un compensador PI, encargado de regular la tensión y garantizar la operación del sistema en el punto de máxima potencia (MPP).

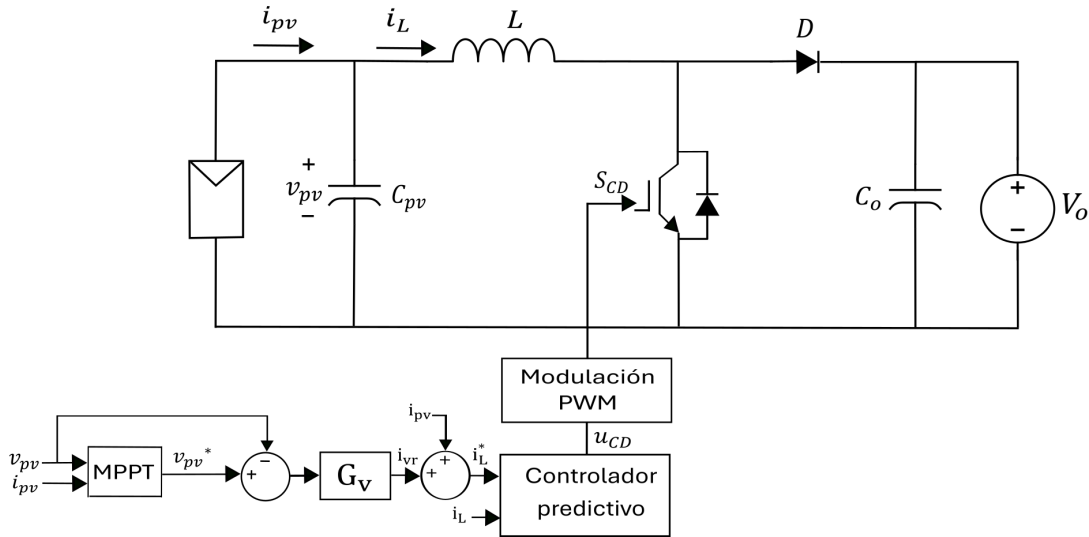


Figura 4.14. Esquema de control del convertidor elevador usando la estrategia FCS-MPC.

El esquema combina un lazo externo de voltaje lento y un lazo interno de corriente rápido, optimizando el seguimiento del MPP incluso ante variaciones rápidas de la irradiancia. En esta etapa el control de la corriente del inductor del convertidor elevador regula la corriente fotovoltaica actuando sobre su valor medio, mientras que el condensador de entrada C_{pv} reduce el rizo de conmutación, lo que permite obtener un control de buen desempeño y estable.

Para la sintonización del controlador PI, se obtiene la función de transferencia que relaciona el voltaje del capacitor $v_{C_{pv}}$ y la corriente i_{vr} que controla la corriente que fluye hacia el capacitor, siendo esta:

$$v_{C_{pv}}(s) = -\frac{1}{C_{pv}s} i_{vr}(s) \quad (4.52)$$

El controlador PI en el dominio de Laplace está dado por la ecuación (4.53) y la señal de error dada por la ecuación (4.54), en la cual el voltaje de referencia v_{pv}^* es proporcionado por el algoritmo MPPT.

$$G_v(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.53)$$

$$E_v(s) = -(v_{pv}^*(s) - v_{C_{pv}}(s)) \quad (4.54)$$

La salida del controlador PI está dada por:

$$i_{vr} = G_v(s)E_v(s) \quad (4.55)$$

Sustituyendo la ecuación (4.55) en (4.52), se obtiene:

$$v_{C_{pv}}(s) = -\frac{1}{C_{pv}s} G_v(s)E_v(s) \quad (4.56)$$

Y de la misma manera sustituyendo la ecuación (4.53) y (4.54) en (4.56), se obtiene:

$$v_{C_{pv}}(s) = \frac{1}{C_{pv}s} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (v_{pv}^*(s) - v_{C_{pv}}(s)) \quad (4.57)$$

Por lo tanto, la función de transferencia en lazo cerrado se puede expresar como:

$$T(s) = \frac{v_{C_{pv}}(s)}{v_{pv}^*(s)} = \frac{k_p s + k_i}{C_{pv}s^2 + k_p s + k_i} \quad (4.58)$$

Para la selección del valor de k_p y k_i se utiliza la estructura general de una función de transferencia de segundo grado, igualando los términos se tiene:

$$k_p = 2\zeta\omega_n C_{pv} \quad (4.59)$$

$$k_i = C_{pv}\omega_n^2 \quad (4.60)$$

Donde ζ es el factor de amortiguamiento del sistema que típicamente se selecciona como $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ [76], ω_n es la frecuencia natural del sistema y $t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$, donde t_s es el tiempo de asentamiento.

Basado en [41], seleccionando un $t_s = 4ms$ y $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ se obtienen los valores de k_p , k_i y T_i , los cuales se toman como primera aproximación y se parte de ellos para optimizar el controlador, por lo que se obtienen los valores:

$$k_p = 0.98$$

$$k_i = 111.3636$$

$$T_i = 0.0088$$

4.6. Control FCS-MPC para el seguimiento de la corriente de salida del inversor

El principio fundamental del FCS-MPC radica en predecir el comportamiento futuro de las variables del sistema a partir de sus ecuaciones de estado. Para ello, se emplea un modelo discreto que, considerando los posibles estados de conmutación del convertidor de potencia, permite estimar la evolución del sistema bajo diferentes secuencias de conmutación hasta un horizonte de predicción previamente definido. Lo anterior permite seleccionar la secuencia que minimice una función de costo previamente definida para ser aplicada en el siguiente instante de muestreo. En la Figura 4.15 se observa la estrategia de control aplicada al inversor.

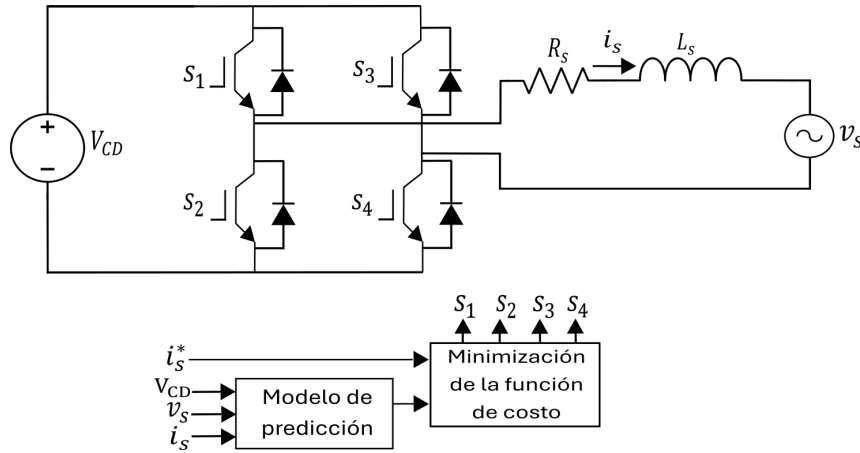


Figura 4.15. Esquema de control utilizando la estrategia FCS-MPC aplicado al inversor monofásico puente H.

4.6.1. Horizonte de predicción de una muestra

El modelo dinámico del sistema considerando la función de conmutación $S \in [-1, 0, 1]$, está dado por:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L} (S v_{CD} - v_s - R_s i_s) \quad (4.61)$$

Mediante la aproximación de forward Euler presentada en la ecuación (2.64), se obtiene el modelo discretizado que describe la dinámica de la corriente inyectada a la red. Este modelo permite predecir el valor de la corriente en el instante $k + 1$ a partir de la información disponible en el instante k , y se expresa de la siguiente forma:

$$i_s[k + 1] = i_s[k] + \frac{T_s}{L_s} (v_{CD}[k] - v_s[k] - R_s i_s[k]) \quad (4.62)$$

La predicción se realiza evaluando los cuatro estados de conmutación del inversor puente H, los cuales se muestran en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Estados y valores correspondientes del valor de v_{CD} con los distintos estados de conmutación.

Número de estado	$S_1 = \overline{S_2}$	$S_3 = \overline{S_4}$	v_{CD}
0	0	0	0
1	0	1	$-v_{CD}$
2	1	0	v_{CD}
3	1	1	0

De esta manera se evalúan los 4 estados y mediante la función de costo mostrada en la ecuación (2.65) se elige el valor de la corriente predicha que la minimiza.

$$J = |i_{ref}[k + 1] - i_s[k + 1]| \quad (4.63)$$

donde $i_s[k + 1]$ representa la corriente predicha inyectada a la red para los 4 estados de conmutación y la corriente $i_{ref}[k + 1]$ es proporcionada por el controlador del bus de CD.

Usando los parámetros de la Tabla 4.2 en el modelo de predicción (4.62), se obtiene:

$$i_s[k + 1] = i_s[k] + 0.0028135 (v_{CD}[k] - v_s[k] - 0.001 i_s[k]) \quad (4.64)$$

4.6.2. Extensión del horizonte de predicción

Al aumentar el horizonte de predicción, el algoritmo debe evaluar secuencias de conmutación de mayor longitud. El modelo discreto se emplea de manera recursiva para generar la referencia futura a lo largo del horizonte de predicción (N_p). La función de costo está definida como:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} |i_{ref}[k + j] - i_s[k + j]| \quad (4.65)$$

De esta manera se selecciona la secuencia de conmutación que minimiza la función de costo acumulada en el horizonte de predicción definido. En la Figura 4.16 se observa el diagrama que muestra la secuencia de conmutación predefinida en cada horizonte de predicción [77], [78].

La principal ventaja de incrementar el horizonte de predicción en la estrategia FCS-MPC radica en mejorar el desempeño dinámico y en la precisión en el seguimiento de la referencia. Sin embargo, implica un crecimiento exponencial en el número de combinaciones a evaluar, dado que el número total de secuencias corresponde al de estados de conmutación elevado al horizonte de predicción, lo que a su vez aumenta significativamente el costo computacional. Por ejemplo, en la Figura 4.16 se observa un horizonte de predicción de 3 muestras aplicado a un inversor monofásico puente H, el cual presenta 4 estados de conmutación, resultando en $4^3 = 64$ secuencias posibles a evaluar. Por esta razón, en la práctica resulta preferible emplear horizontes de predicción cortos que permitan un buen desempeño dinámico.

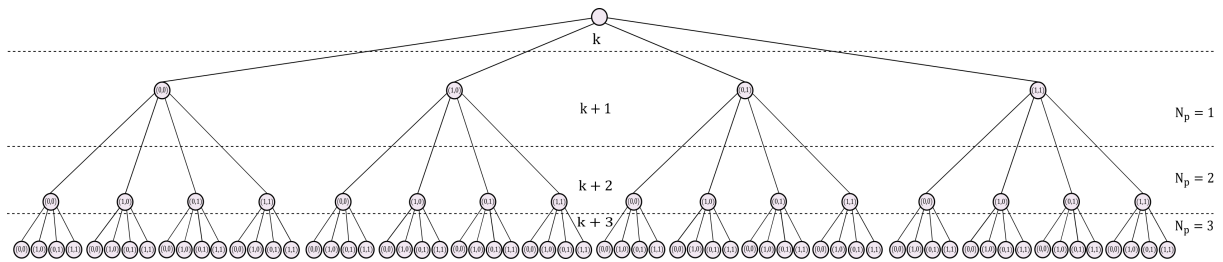


Figura 4.16. Esquema del FCS-MPC para la selección del estado de conmutación que minimiza la función de costo, considerando un horizonte de predicción de $N_p = 3$.

4.7. Estrategias de control aplicadas al microinversor fotovoltaico

Las estrategias de control evaluadas en este trabajo de tesis corresponden al GPC, al controlador PI y al FCS-MPC. Anteriormente se presentó el diseño de cada estrategia, considerando el sistema desacoplado mediante el bus de CD y la separación de anchos de banda entre los distintos lazos de control del inversor. A continuación, se presenta el sistema de control completo aplicado al microinversor fotovoltaico, con el fin de proporcionar una visión general de la interacción entre los lazos de control y la estructura del sistema.

En la Figura 4.17 se muestra la topología del microinversor fotovoltaico junto con el sistema de control correspondiente a las estrategias GPC y el controlador PI, donde las señales de control generadas se aplican al inversor mediante modulaciones PWM.

Para la estrategia GPC en el microinversor fotovoltaico se emplean los horizontes de predicción, de control, pesos asignados al seguimiento de la referencia y al esfuerzo de control mostrados en la Tabla 4.4, además de las ganancias (k_{p_cd} y k_{i_cd}) en el controlador PI para la regulación de la tensión del bus de CD.

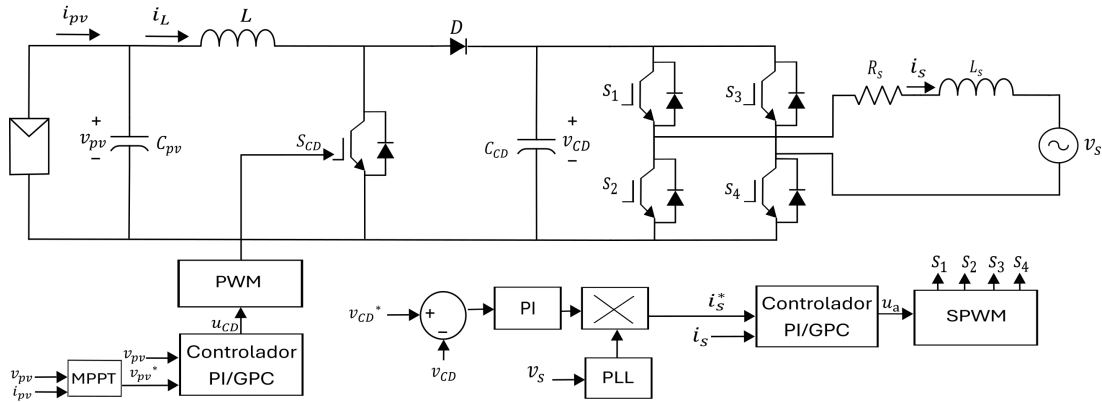


Figura 4.17. Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico con implementación de un controlador PI o GPC, según el caso de estudio.

Tabla 4.4. Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia GPC.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
N_{2_cdcd}	6	N_{2_inv}	6
N_{u_cdcd}	2	N_{u_inv}	2
λ_{cdcd}	2,000	λ_{inv}	30
δ_{cdcd}	20	δ_{inv}	2
k_{p_cd}	-0.1816	k_{i_cd}	-1.0192

En la Tabla 4.5 se presentan las ganancias del controlador PI empleadas para el seguimiento del MPPT, el control de la corriente inyectada a la red y la regulación del bus de CD del microinversor fotovoltaico.

Tabla 4.5. Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador PI.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
k_{p_cdcd}	0.008	k_{p_inv}	0.8604
k_{i_cdcd}	1.6964	k_{i_inv}	1604.9
k_{p_cd}	-0.1816	k_{i_cd}	-1.0192

Por otro lado, en la Figura 4.18 se presenta el esquema de control en el que se aplica la estrategia VCC en la primera etapa, FCS-MPC en la segunda etapa y, con el fin de permitir el desacoplamiento de los lazos de control, un controlador PI en el bus de CD. Se observa que, en la segunda etapa, no es necesario el uso de modulación PWM, dado que el controlador FCS-MPC genera directamente los estados de conmutación del inversor. Sin embargo, una desventaja de esta estrategia es la frecuencia de conmutación variable. Esta característica del controlador

provee ruido EMI no uniforme, dificulta la estimación de las pérdidas por conmutación, dificulta el dimensionamiento adecuado de los dispositivos de potencia y el análisis térmico del sistema.

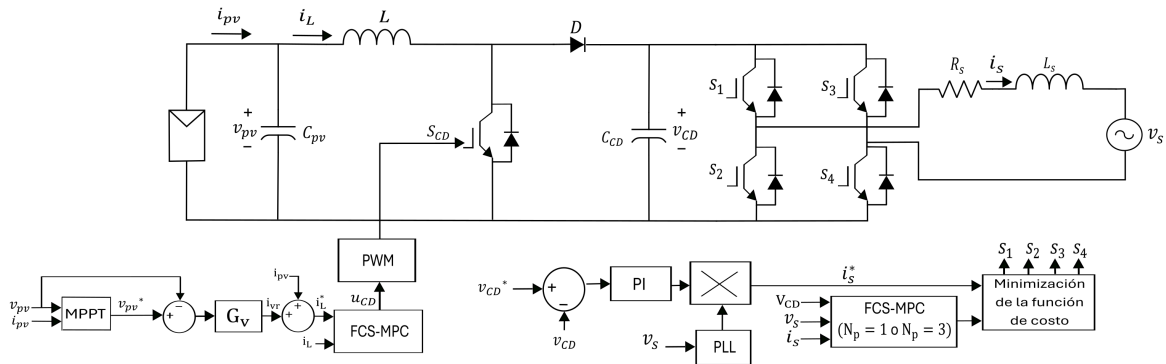


Figura 4.18. Topología y sistema de control del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador VCC y FCS-MPC con horizonte de predicción $N_p = 1$ o $N_p = 3$.

Los valores de las ganancias (k_p y k_i) empleadas al utilizar la estrategia VCC para el seguimiento del MPPT y el controlador PI para la regulación de la tensión en el bus de CD, así como el horizonte de predicción empleado en la estrategia FCS-MPC se presentan en la Tabla 4.6. Se observa que la estrategia FCS-MPC se evalúa en simulación considerando dos horizontes de predicción distintos, $N_p = 1$ y $N_p = 3$.

Tabla 4.6. Parámetros del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC y FCS-MPC.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
k_p	0.98	N_p	1
k_i	111.3636	N_p	3
k_{p_cd}	-0.1816	k_{i_cd}	-1.0192

A partir de la estructura de control presentada y de los parámetros de diseño mostrados en las tablas, se observa que el bus de CD actúa como un elemento de almacenamiento de energía que permite desacoplar la dinámica del convertidor elevador respecto de la etapa inversora. De este modo, cada estrategia de control puede diseñarse de manera individual, para posteriormente, integrarse en el sistema completo, asegurando el funcionamiento de los controladores en conjunto.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos mediante simulaciones realizadas en el software PSIM[®], así como pruebas experimentales utilizando un prototipo de microinversor para un panel fotovoltaico, interconectado a la red eléctrica. Además, se busca evaluar la efectividad de las estrategias de control propuestas bajo distintas condiciones de operación, considerando variaciones de irradiancia solar (potencia de operación).

En la Tabla 5.1 se presentan los parámetros del sistema utilizados para la evaluación de los controladores mediante simulaciones y pruebas experimentales.

Tabla 5.1. Parámetros del microinversor fotovoltaico.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_{pvoc}	36.69 V	C_{CD}	2470 μF
V_{pvmp}	30.99 V	$V_{PertMPPT} (sim)$	1 V
I_{pvsc}	8.61 A	$V_{PertMPPT} (exp)$	2 V
I_{pvmp}	8.08 A	$f_{MPPT} (sim)$	20 Hz
P_{pvmp}	250 W	$f_{MPPT} (exp)$	4 Hz
C_{pv}	470 μF	V_{CD}	120 V
L	3.15 mH	$v_{s_{rms}}$	56.56 V
L_s	28.48 mH (sim)	f_{sw_cdcd}	24.96 kHz
L_s	31.6 mH (exp)	f_{sw_inv}	12.48 kHz
R_s	1 m Ω (sim)	f_{s_cdcd}	12.48 kHz
R_s	1.24 Ω (exp)	f_{s_inv}	12.48 kHz

La validación del desempeño del sistema en simulación y pruebas experimentales se realiza en función de la regulación del bus de CD, la calidad de la energía eléctrica mediante el análisis

de la THD de la corriente inyectada a la red, la respuesta dinámica del sistema ante cambios de referencia y el tiempo de asentamiento. Adicionalmente, en las pruebas experimentales se evalúa la TRD de la corriente, el cual es un parámetro favorable para medir la distorsión armónica inyectada por inversores fotovoltaicos.

5.1. Resultados de simulación empleando la estrategia GPC

Los resultados se validan mediante simulaciones en PSIM[®] empleando la estrategia GPC en ambas etapas del convertidor, con el objetivo de mantener el sistema operando en el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico, y de garantizar una inyección de corriente de alta calidad a la red eléctrica. El diagrama del sistema bajo estudio, junto con la estructura de control implementada, se muestra en la Figura 5.1.

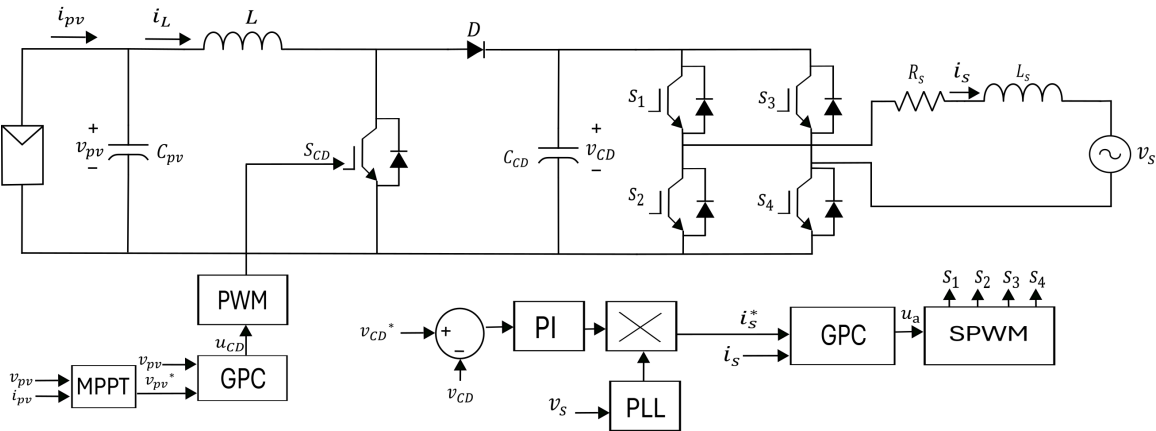


Figura 5.1. Microinversor y estructura de la estrategia GPC empleada para validación en simulación.

En la Figura 5.2 se presenta el desempeño del GPC ante diferentes niveles de irradiancia (1000 W/m^2 , 500 W/m^2 y 200 W/m^2) para el seguimiento del MPPT del sistema fotovoltaico. El diseño del controlador para el convertidor elevador, descrito en la Sección 4.1, considera un horizonte de predicción $N_2 = 6$, un horizonte de control $N_u = 2$, un peso asociado al seguimiento de la referencia $\delta = 20$ y un peso para la acción de control $\lambda = 2000$. En la Fig. 5.2 (a) se observa que la tensión del panel fotovoltaico sigue correctamente la referencia del algoritmo MPPT, teniendo un seguimiento adecuado en todo el rango de operación. Además, en las Figs. 5.2 (b) y 5.2 (c) se observa la acción de control del convertidor elevador y la corriente que fluye a través del inductor, mostrando a su vez la potencia presente en el panel fotovoltaico a cada instante en la Fig. 5.2 (d). Asimismo, en la Fig. 5.2 (e) se muestra el desempeño de la corriente inyectada a la red eléctrica, donde el diseño del GPC para el inversor se presenta en la Sección 4.3, utilizando un horizonte de predicción $N_2 = 6$, un horizonte de control $N_u = 2$, un peso para el seguimiento de la referencia $\delta = 2$ y un peso para la acción de control $\lambda = 30$.

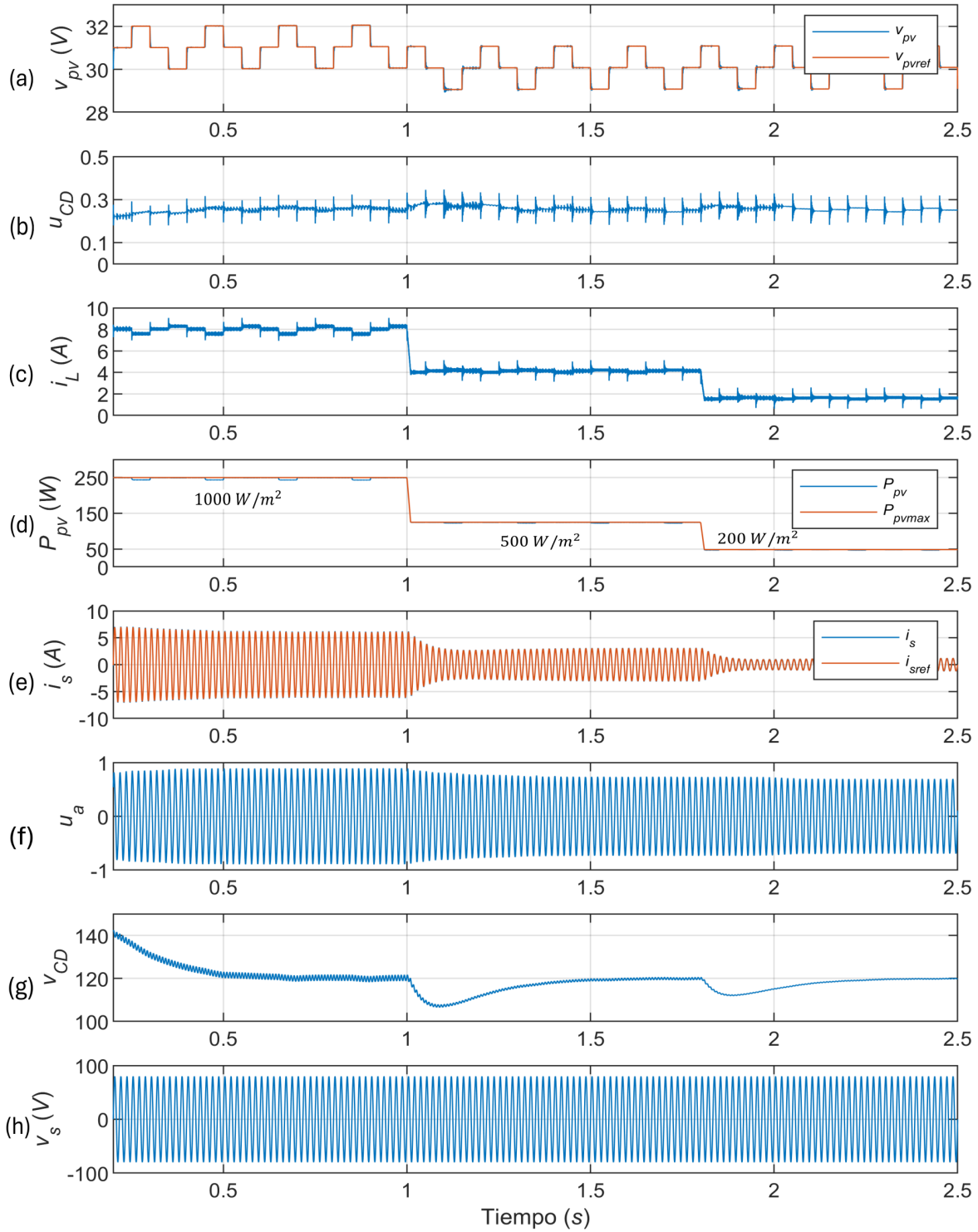


Figura 5.2. Desempeño del microinversor fotovoltaico en simulación utilizando la estrategia GPC. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Señal moduladora del inversor. (g) Tensión del bus de CD. (h) Tensión de la red eléctrica.

En la Fig. 5.2 (g) se puede observar que la tensión del bus de CD (v_{CD}) permanece regulada en su valor de referencia de 120V. Las Figs. 5.2 (f) y (h) muestran la acción de control del inversor y la tensión de la red eléctrica, respectivamente.

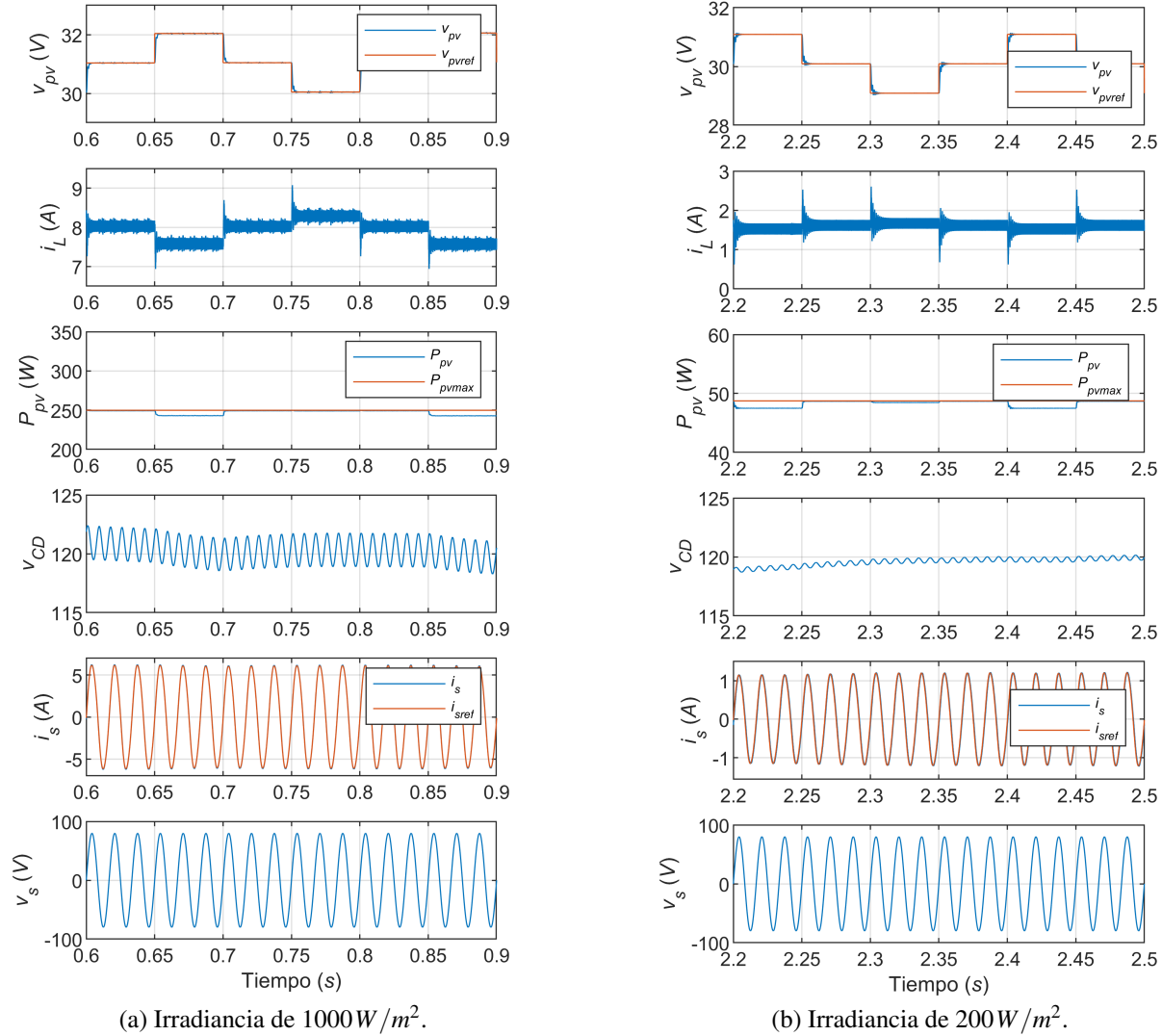


Figura 5.3. Acercamiento de la respuesta del controlador GPC ante diferentes irradiancias.

En la Figura 5.3 se muestra un acercamiento del desempeño del sistema ante dos diferentes niveles de irradiancia. En la Fig. 5.3 (a) se observa el sistema ante la irradiancia de 1000 W/m^2 , logrando un seguimiento rápido de la referencia obtenida del algoritmo MPPT manteniendo la máxima potencia del panel fotovoltaico y sin sobretiros, logrando un tiempo de asentamiento de $t_s = 3.6 \text{ ms}$. Además, la corriente inyectada a la red eléctrica presenta un seguimiento rápido de la referencia con una $THD = 2.6\%$ y una $TRD = 2.6\%$. En la Fig. 5.3 (b) se observa el desempeño del sistema ante la irradiancia de 200 W/m^2 . En este caso, el GPC también mantiene un desempeño estable, asegurando la extracción de la máxima potencia del panel fotovoltaico

y un seguimiento adecuado de la referencia con un tiempo de asentamiento de $t_s = 3.8\text{ms}$. La corriente inyectada a la red conserva una buena calidad, con una $THD = 2.9\%$ y una $TRD = 0.6\%$, cumpliendo con el estándar IEEE 1547-2018, que establece una TRD menor al 5 % para distorsión inyectada a la red.

Con el fin de evaluar la precisión del seguimiento del MPPT, se analiza el error entre la tensión de referencia generada por el algoritmo MPPT y la tensión del panel fotovoltaico, mostrado en la Figura 5.4 (a), donde se observa que durante los cambios de irradiancia y las perturbaciones del algoritmo MPPT, el error oscila aproximadamente entre -1 y 1 ; una vez alcanzado el estado estacionario, el error converge alrededor de cero, lo cual indica un correcto seguimiento de la tensión de referencia del panel fotovoltaico. Por otra parte, en la Figura 5.4 (c) se evalúa el desempeño del control de la corriente inyectada a la red mediante el análisis del error entre la referencia y la corriente i_s , donde se observan oscilaciones con una amplitud máxima aproximada de 0.2 . Estas señales de error permiten observar el desempeño dinámico y en estado estacionario del sistema ante variaciones de irradiancia, donde la potencia del panel fotovoltaico se muestra en la Figura 5.4 (b).

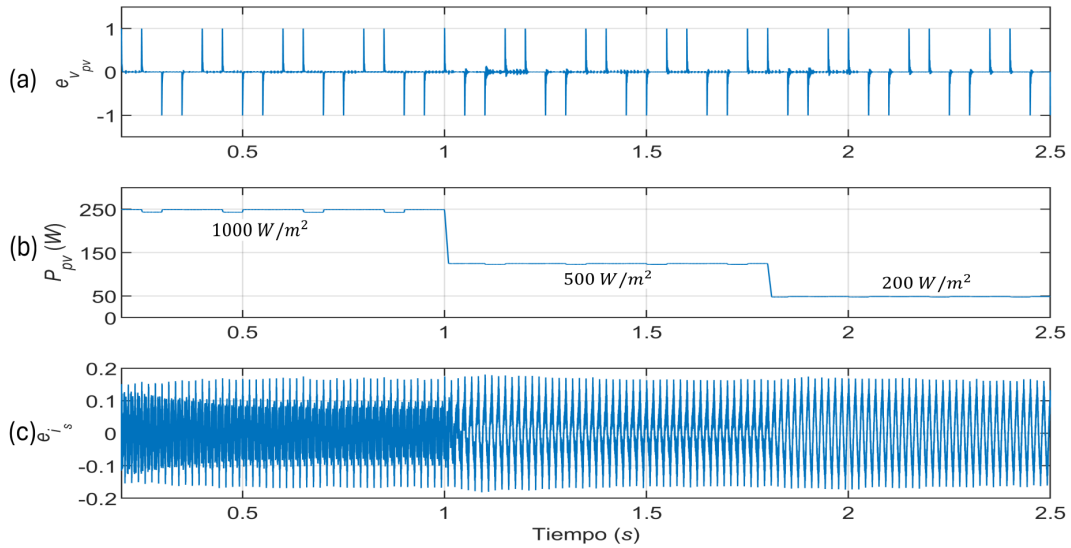


Figura 5.4. Señales de error de los controladores empleando la estrategia GPC. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y la señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s .

5.2. Resultados de simulación empleando el controlador PI

En la Figura 5.5 se muestra la estructura de control implementada en PSIM[®] para validar el desempeño de los controladores PI. Para el seguimiento del MPPT se emplean las ganancias obtenidas en la Sección 4.4.1, correspondientes a $k_p = 0.008$ y $T_i = 0.0047$. En el caso del

control de salida del inversor, el diseño del controlador se detalla en la Sección 4.4.2, donde se seleccionaron las ganancias $k_p = 0.8604$ y $T_i = 0.00053611$. Estos parámetros permiten a los controladores PI lograr una respuesta dinámica rápida comparable a la que se obtiene con el GPC. En la Figura 5.6 se analiza el desempeño del controlador PI ante diferentes niveles

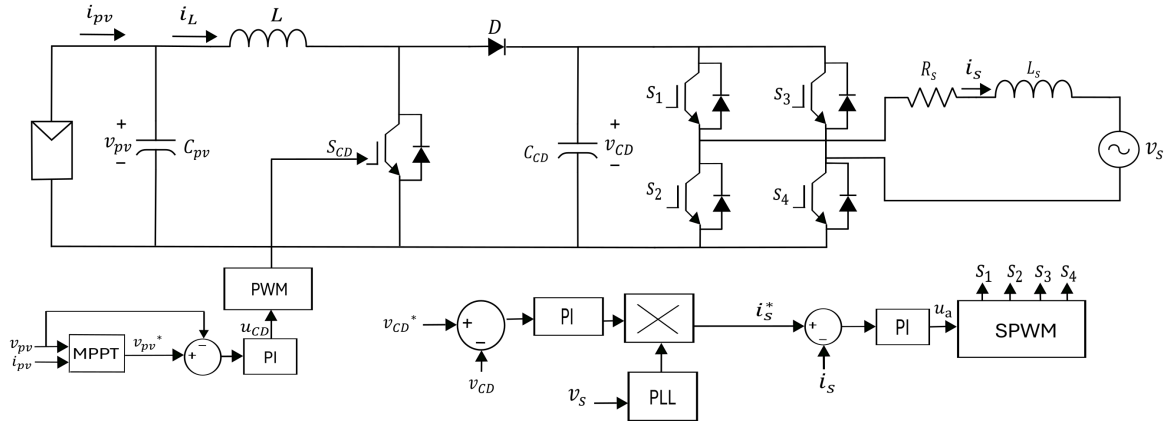


Figura 5.5. Microinversor y estructura de controlador PI empleada para la validación en simulación.

de irradiancia, obteniendo que cuando la irradiancia disminuye, el sistema presenta oscilaciones significativas en la respuesta al seguimiento del voltaje del panel v_{pv} , así como en la corriente del inductor i_L . Cabe señalar que a las irradiancias de 1000 W/m^2 y 500 W/m^2 , aunque se observa un correcto seguimiento de la referencia del MPPT por el PI, se observa una respuesta con oscilación, la cual no aparece al emplear el GPC.

Asimismo, se observa la corriente inyectada a la red eléctrica, donde puede apreciarse la magnitud ante diferentes niveles de irradiancia y también se confirma que la tensión del bus de CD permanece regulada en 120 V .

En la Figura 5.7 se muestra un acercamiento del comportamiento del sistema ante dos diferentes niveles de irradiancia. La Fig. 5.7 (a) presenta el desempeño del controlador PI para una irradiancia de 1000 W/m^2 , donde la tensión del panel sigue de manera oscilatoria a la referencia generada por el algoritmo MPPT, con un tiempo de asentamiento de $t_s = 8.1\text{ ms}$. Por otro lado, en la etapa del inversor monofásico, se observa una buena calidad en la corriente inyectada a la red, con una $THD = 2.9\%$ y una $TRD = 2.9\%$.

El desempeño del sistema ante una condición de irradiancia de 200 W/m^2 se muestra en la Fig. 5.7 (b), donde se observa un comportamiento oscilatorio de mayor magnitud en el seguimiento de la tensión del panel fotovoltaico. En estas condiciones, la corriente inyectada a la red presenta una $THD = 3.1\%$ y una $TRD = 0.8\%$.

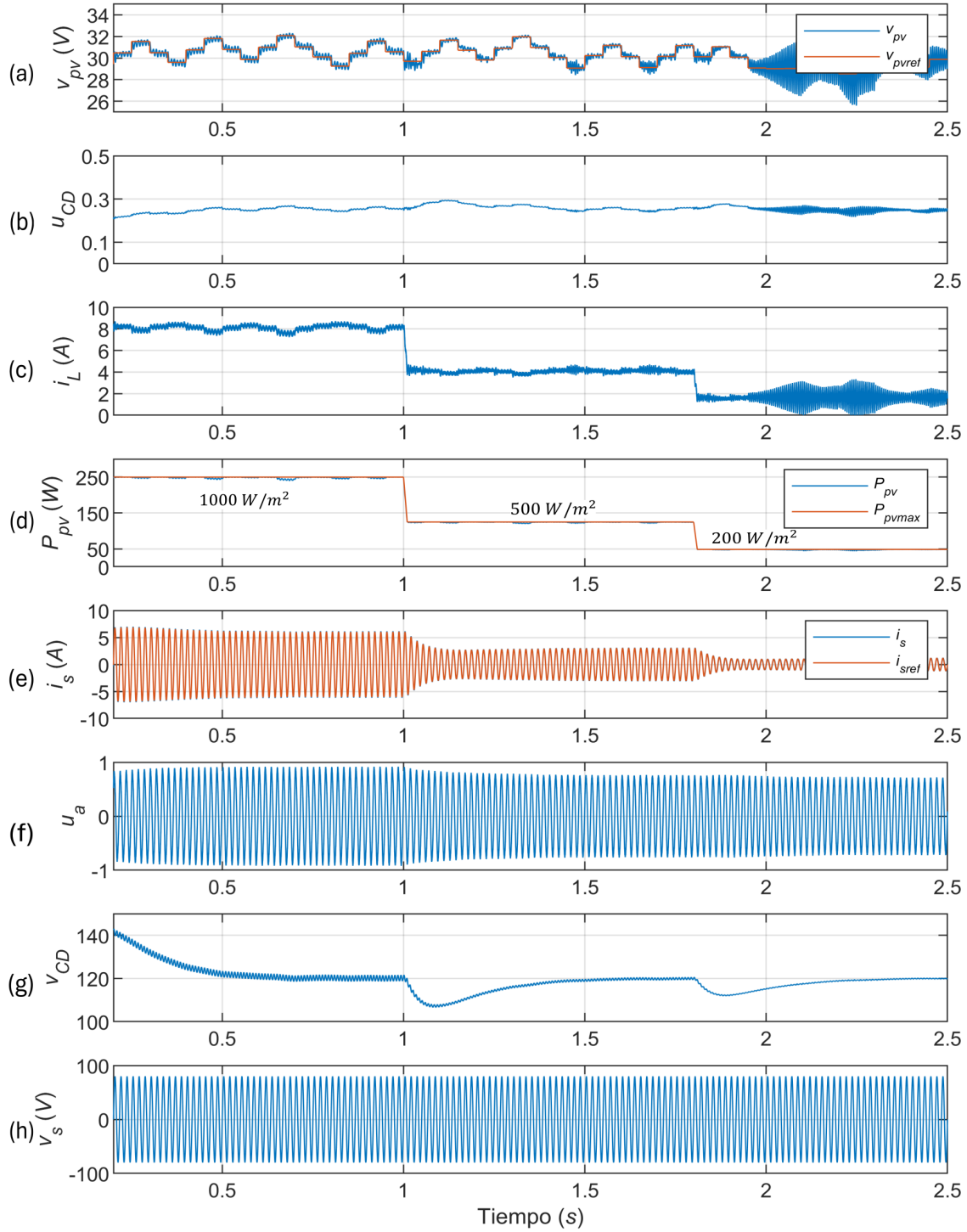


Figura 5.6. Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando el controlador PI. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Señal moduladora del inversor. (g) Tensión del bus de CD. (h) Tensión de red.

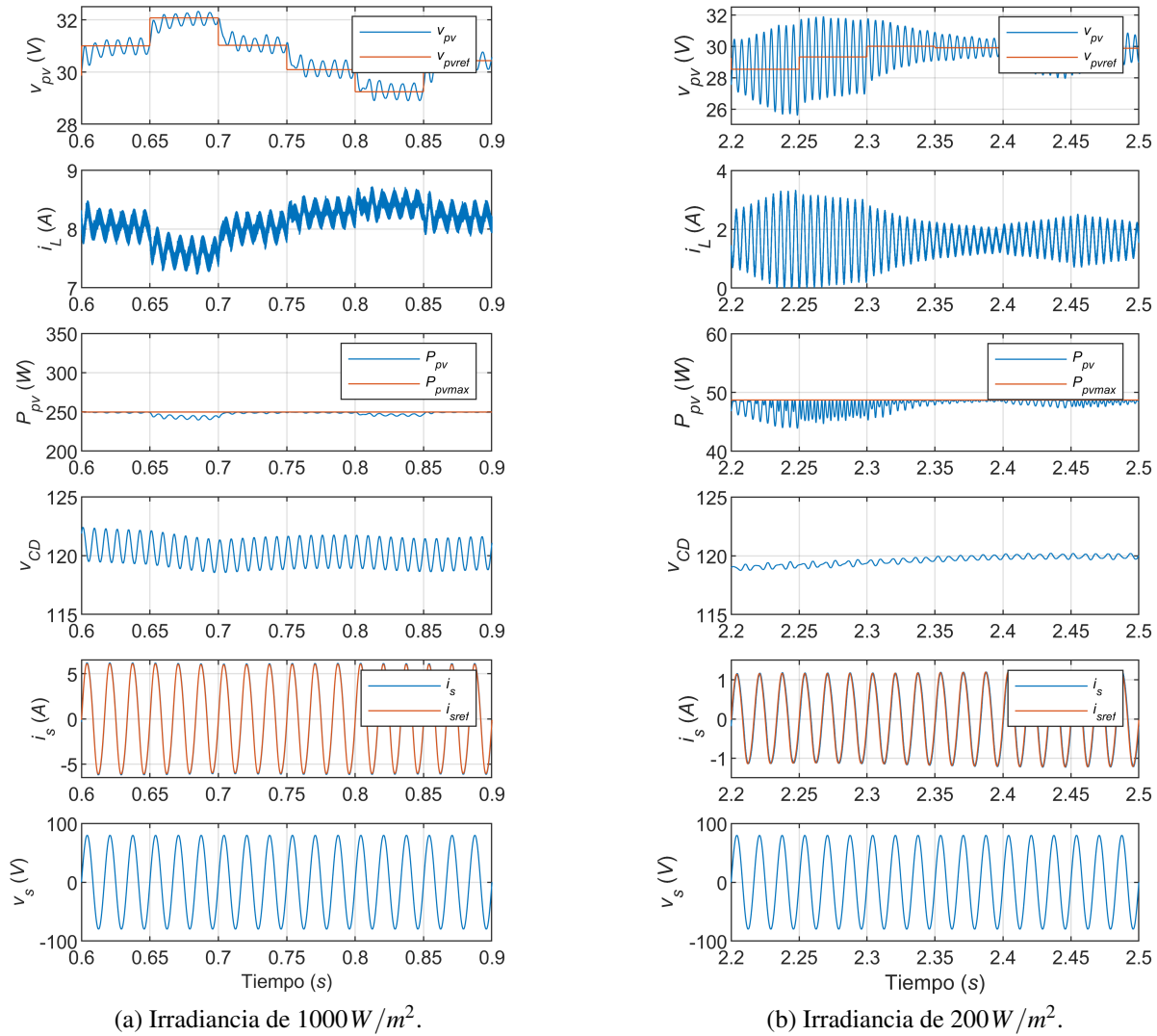


Figura 5.7. Acercamiento de la respuesta de los controladores PI en el microinversor ante diferentes irradiancias.

La señal de error entre la referencia de tensión del panel fotovoltaico generada por el algoritmo MPPT y la tensión v_{pv} se obtiene mediante la diferencia entre ambas señales, obteniendo la señal $e_{v_{pv}}$ como se muestra en la Figura 5.8 (a). Para niveles de irradiancia de 1000 W/m^2 y 500 W/m^2 , el error oscila entre -1 y 1 , alcanzando un error máximo $|e_{max}| = 1$. Por otro lado, cuando la irradiancia disminuye hasta 200 W/m^2 , el error incrementa oscilando aproximadamente entre -3 y 3 sin alcanzar el estado estacionario, demostrando que el sistema controlado con PI presenta una respuesta oscilatoria en el seguimiento del MPPT bajo condiciones de baja irradiancia. La Figura 5.8 (b) muestra las variaciones de irradiancia consideradas y en la Figura 5.8 (c) se observa la señal de error entre la referencia de corriente inyectada a la red y la corriente i_s , donde se observan oscilaciones con una amplitud aproximada de 0.24 .

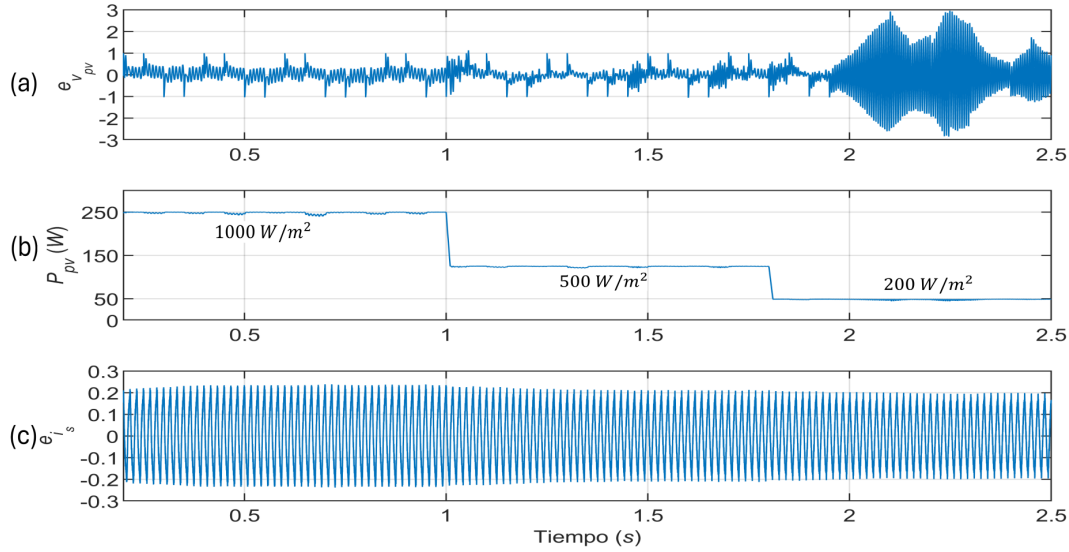


Figura 5.8. Señales de error empleando los controladores PI. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s .

5.3. Resultados de simulación empleando la estrategia FCS-MPC

La estrategia FCS-MPC se valida mediante simulaciones del sistema mostrado en la Figura 5.9. En la etapa del convertidor elevador se emplea la estrategia VCC [41], en la cual, en lugar de considerar la acción de control futura del interruptor, se considera el ciclo de trabajo como variable de control; el diseño de este controlador se describe en la Sección 4.5. Por otro lado, en la etapa del inversor monofásico conectado a la red se implementa directamente la estrategia FCS-MPC, inicialmente con un horizonte de predicción de una muestra y posteriormente con tres muestras. Esta estrategia no requiere una etapa de modulación, ya que selecciona directamente el estado de conmutación que minimiza la función de costo, resultando en una frecuencia de conmutación variable dependiente de las condiciones operativas del sistema.

En la Figura 5.10 se presenta el desempeño del microinversor fotovoltaico empleando la estrategia FCS-MPC con un horizonte de predicción de una muestra, bajo diferentes niveles de irradiancia. Se muestra que la tensión del panel fotovoltaico sigue adecuadamente su referencia, incluso cuando la irradiancia disminuye de 1000 W/m^2 a 500 W/m^2 y 200 W/m^2 . Se observa la corriente que circula a través del inductor del convertidor elevador junto con su referencia, evidenciando un seguimiento adecuado.

La segunda etapa del sistema está conformada por el inversor monofásico puente H interconectado a la red, donde se muestra el comportamiento de la corriente inyectada a la red controlada

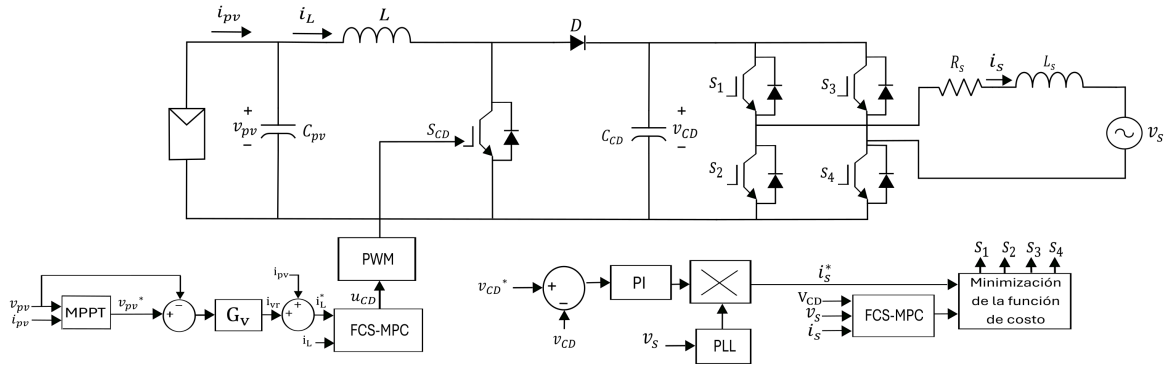


Figura 5.9. Microinversor y estructura de la estrategia FCS-MPC empleada para validación en simulación.

mediante la estrategia FCS-MPC y se observa que la tensión del bus de CD se mantiene regulada en 120V.

En la Figura 5.11 se presenta un acercamiento del desempeño del sistema. Para una irradiancia de 1000 W/m^2 , mostrada en la Fig. 5.11 (a) se observa que el sistema es estable, mostrando un tiempo de asentamiento de $t_s = 4.5 \text{ ms}$ en el seguimiento de la tensión del panel fotovoltaico. Asimismo, se observa la corriente inyectada a la red con una $THD = 3.4\%$ y una $TRD = 3.3\%$, lo que evidencia el correcto funcionamiento del sistema.

Bajo una irradiancia de 200 W/m^2 , la Fig. 5.11 (b) muestra que el sistema se mantiene estable, con un tiempo de asentamiento de $t_s = 5.1 \text{ ms}$ en el seguimiento de la tensión v_{pv} a su referencia para mantener el MPPT. Además, se observa que la corriente que fluye a través del inductor sigue adecuadamente la referencia generada por el controlador PI, a partir de la cual se obtiene la señal de control u_{CD} . Por otro lado, se observa que el sistema presenta un valor elevado de distorsión armónica total, alcanzando una $THD = 10.3\%$, mientras que la $TRD = 1.9\%$.

La Figura 5.12 (a) muestra la señal de error de la tensión del panel fotovoltaico respecto a la referencia v_{pvref} , donde se observa un error máximo $|e_{max}| = 1$, con oscilaciones entre -1 y 1 . En estado estacionario, la señal $e_{v_{pv}}$ converge a valores cercanos a cero, indicando un adecuado seguimiento de la referencia. La Figura 5.12 (b) muestra la potencia del panel fotovoltaico ante diferentes niveles de irradiancia, y en la Figura 5.12 (c) se observa el error entre la referencia de la corriente inyectada a la red y la corriente i_s . En este último caso, el error oscila con una amplitud aproximada de 0.4 para una irradiancia de 1000 W/m^2 y de 0.2 para 200 W/m^2 , presentando un incremento en la oscilación de la señal de error conforme la irradiancia disminuye.

En la etapa del inversor monofásico interconectado a la red se emplea, como se mencionó anteriormente, la estrategia FCS-MPC con un horizonte de predicción de 1 muestra. Para

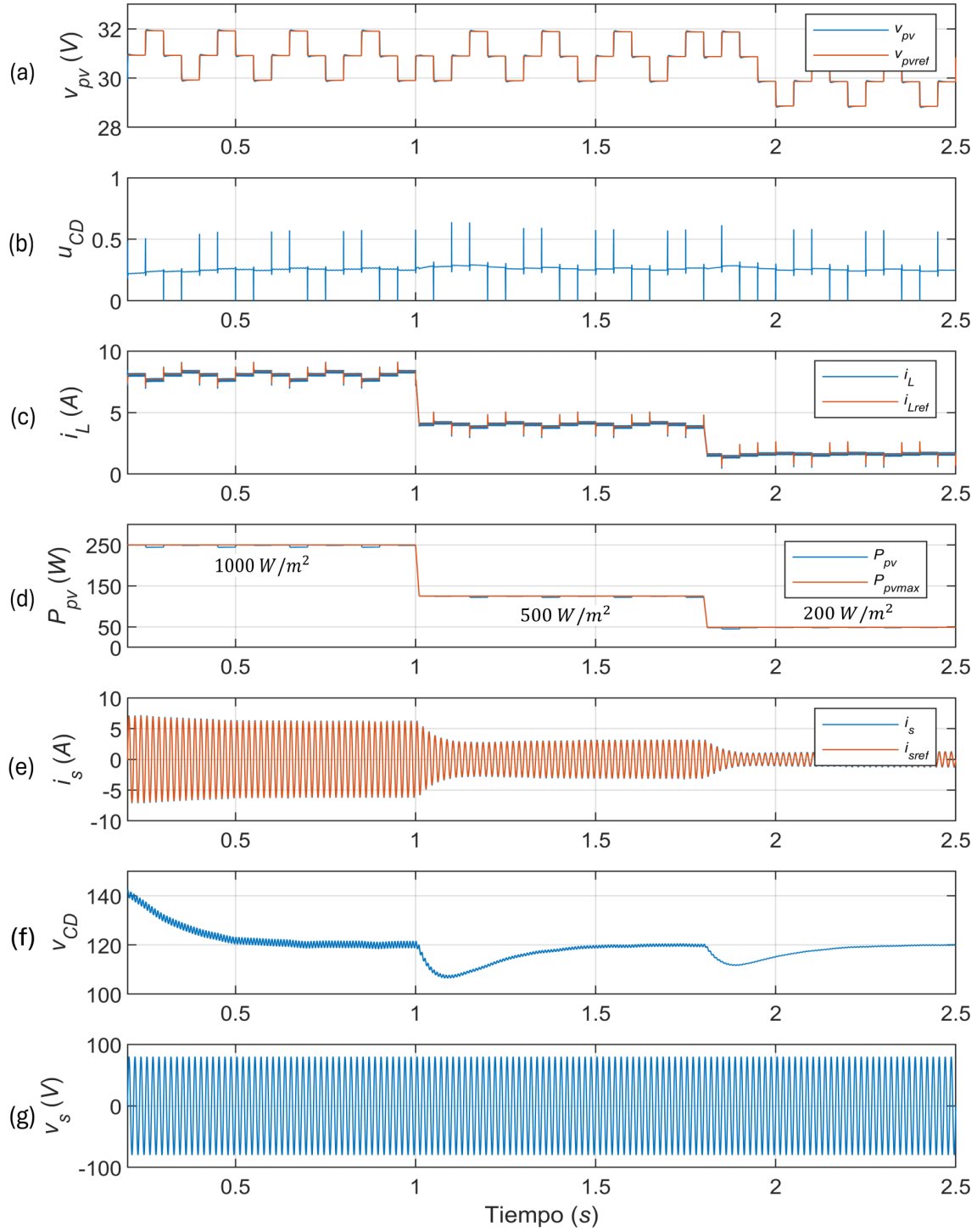


Figura 5.10. Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC para la extracción de la máxima potencia del panel fotovoltaico y FCS-MPC para el seguimiento de la corriente inyectada a la red. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Tensión del bus de CD. (g) Tensión de red.

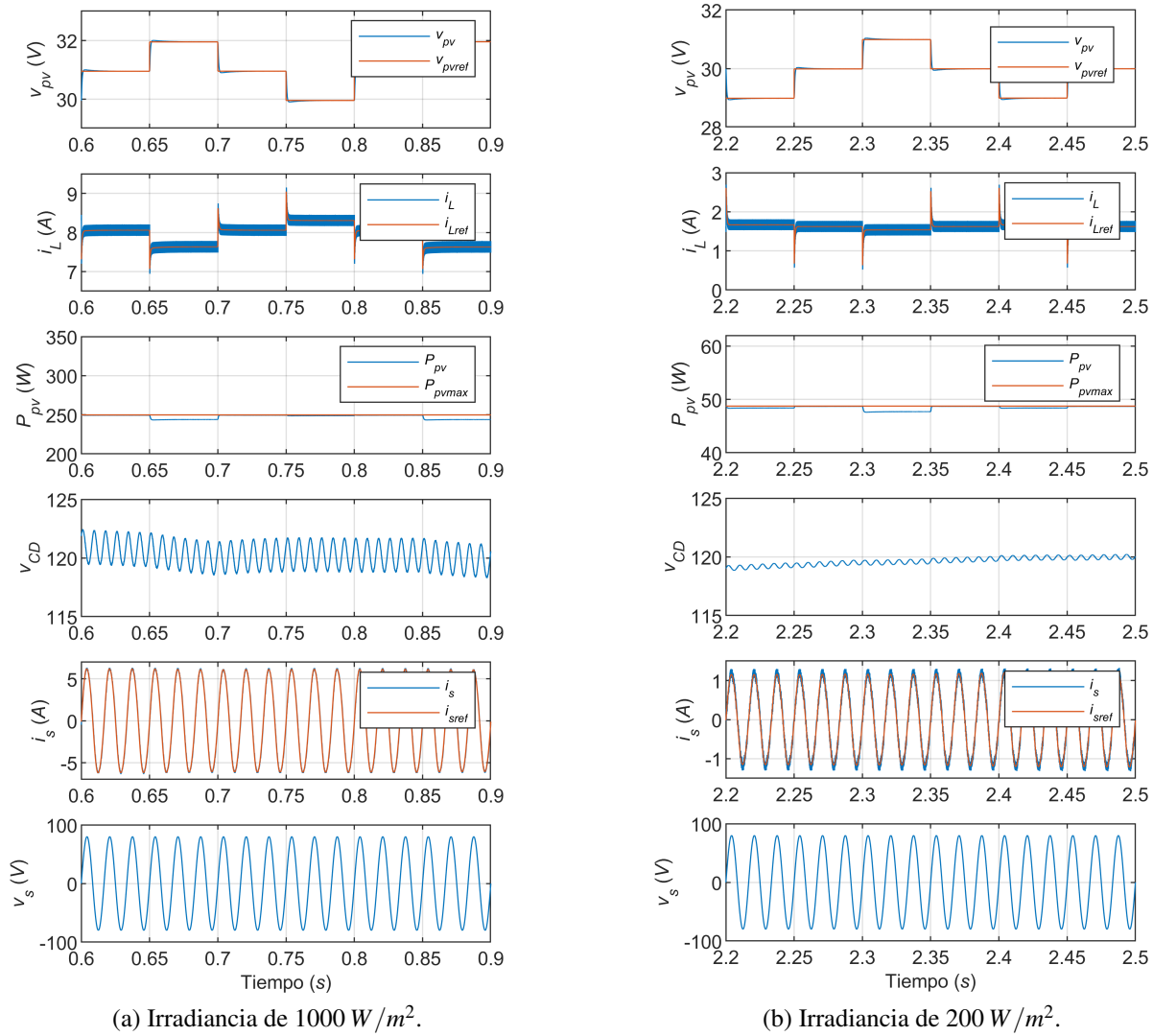


Figura 5.11. Acercamiento de la respuesta de la estrategia FCS-MPC ante diferentes irradiancias.

analizar el beneficio de incrementar el horizonte predicción, se realiza una simulación del sistema mostrado en la Figura 5.9 considerando un horizonte de predicción de tres muestras, manteniendo en la primera etapa los parámetros utilizados anteriormente. La Figura 5.13 presenta el comportamiento del sistema bajo diferentes condiciones de irradiancia.

En la Figura 5.14 se observa un acercamiento del comportamiento del sistema bajo dos diferentes niveles de irradiancia, utilizando la estrategia FCS-MPC en la etapa del inversor monofásico, con un horizonte de predicción de tres muestras. Para una irradiancia de 1000 W/m^2 , se observa en la Fig. 5.14 (a) que la tensión del panel fotovoltaico presenta un rápido seguimiento de su referencia con un tiempo de asentamiento de $t_s = 4.7 \text{ ms}$. En cuanto a la corriente inyectada a la red eléctrica, el sistema presenta una $THD = 3.0\%$ y una $TRD = 3.0\%$. En condiciones de

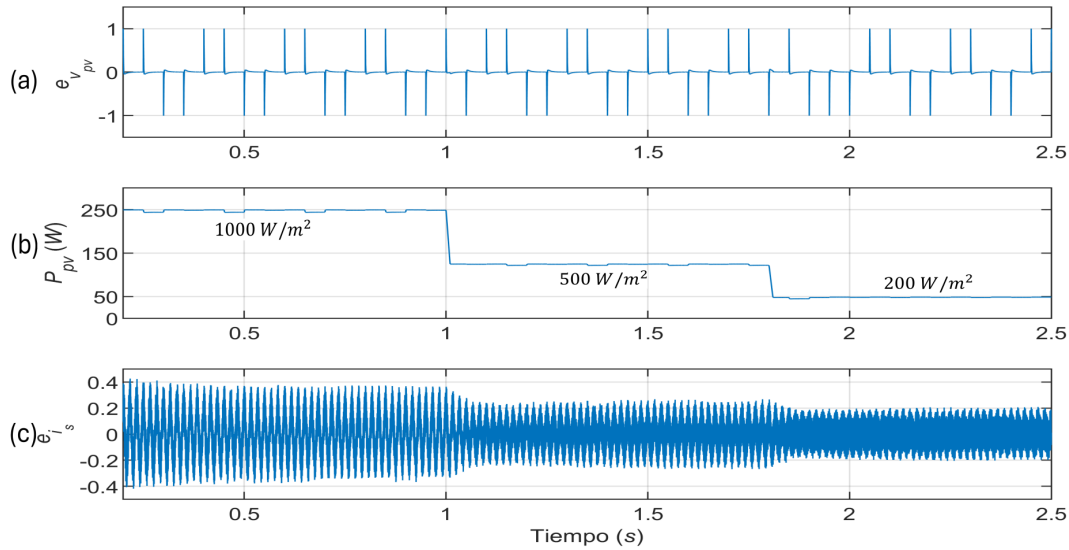


Figura 5.12. Señales de error empleando la estrategia FCS-MPC con $N_p = 1$. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s .

baja irradiancia, como se muestra en la Fig. 5.14 (b), para un nivel de 200 W/m^2 , la tensión v_{pv} sigue adecuadamente su referencia con un tiempo de asentamiento de $t_s = 4.5 \text{ ms}$. Asimismo, en la segunda etapa del sistema, la corriente inyectada a la red presenta una $THD = 9.4\%$ y una $TRD = 1.8\%$.

La señal de error entre la tensión de referencia y la tensión v_{pv} se muestra en la Figura 5.15 (a). Se observa que ante cambios de irradiancia y perturbaciones del algoritmo MPPT, el error presenta un valor máximo $|e_{max}| = 1$. En estado estacionario, la señal e_{vpv} converge a valores cercanos a cero. Los cambios de irradiancia se observan en la Figura 5.15 (b) y en la Figura 5.15 (c) se muestra el error entre la referencia de corriente inyectada a la red y la corriente i_s , presentando que la amplitud del error es de aproximadamente 0.4 para una irradiancia de 1000 W/m^2 y de 0.2 para 200 W/m^2 , evidenciando una mayor oscilación conforme disminuye la irradiancia.

A partir de los resultados obtenidos, se puede observar que al aumentar el horizonte de predicción en la estrategia FCS-MPC, aplicada al inversor monofásico para el seguimiento de la corriente inyectada a la red, no genera mejoras significativas en el desempeño del sistema. Aunque se observa una ligera reducción en la distorsión armónica total de la corriente, esta mejora es mínima en comparación con el incremento de la carga computacional que implica aumentar el horizonte de predicción. En consecuencia, se determina que, para este caso, ampliar el horizonte de predicción no representa una ventaja práctica.

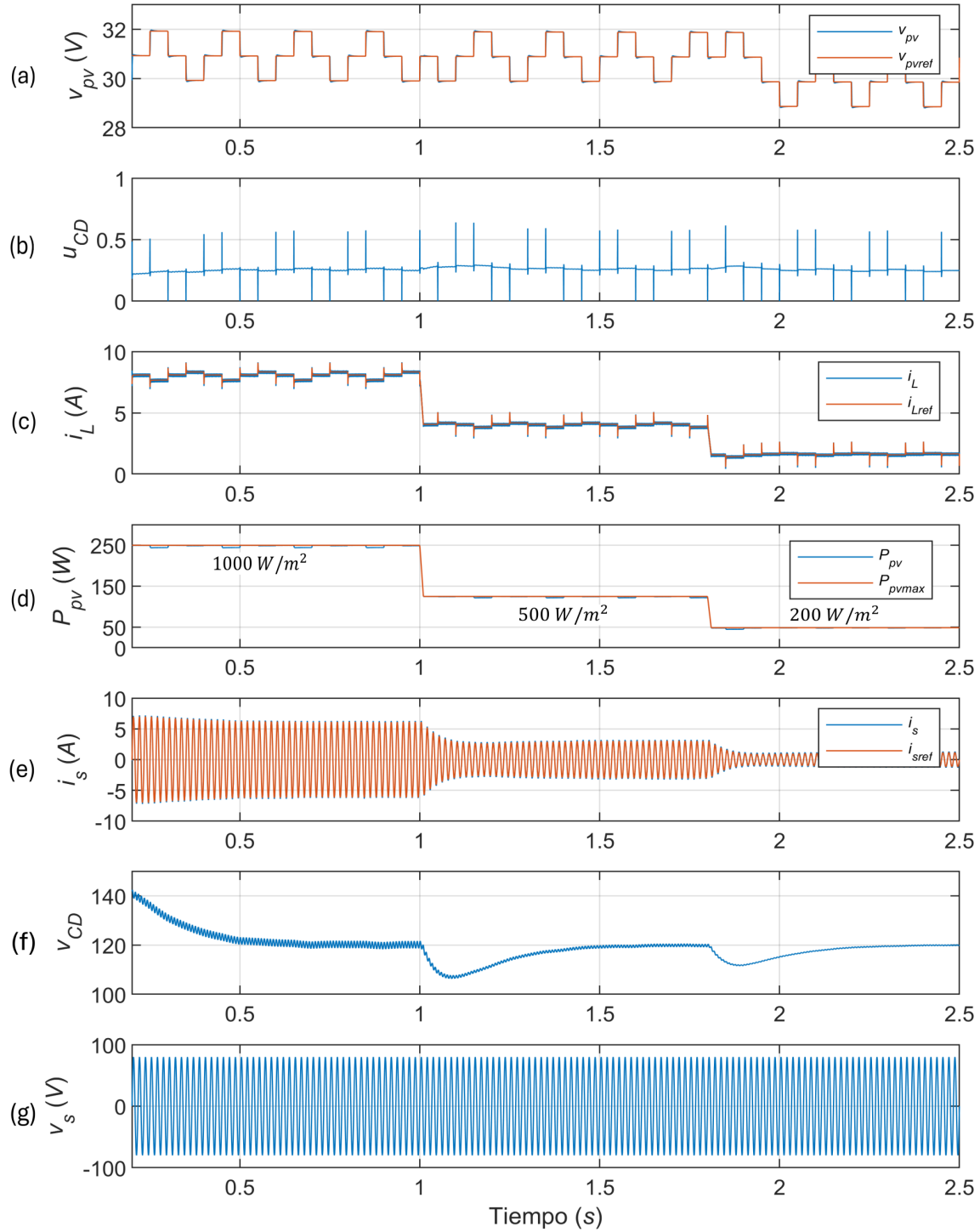


Figura 5.13. Desempeño del microinversor fotovoltaico utilizando la estrategia VCC para la extracción de la máxima potencia del panel fotovoltaico y FCS-MPC con horizonte de predicción de 3 muestras, para el seguimiento de la corriente inyectada a la red. (a) Tensión v_{pv} . (b) Señal de control del convertidor elevador. (c) Corriente i_L . (d) Potencia del panel fotovoltaico. (e) Corriente de red. (f) Tensión del bus de CD. (g) Tensión de red.

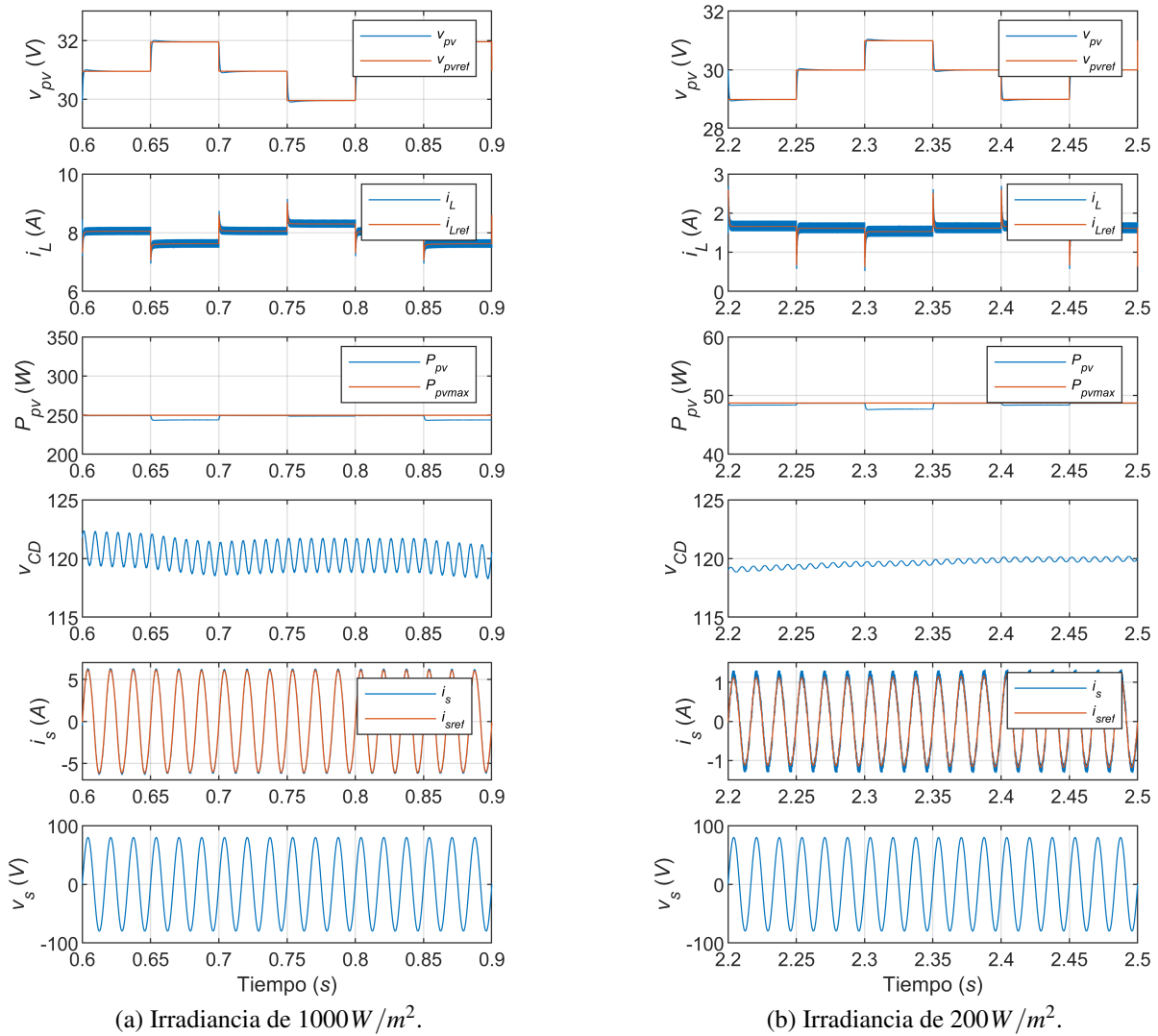


Figura 5.14. Acercamiento de la respuesta de la estrategia FCS-MPC con un horizonte de predicción de 3 muestras, ante diferentes irradiancias.

5.4. Comparación y evaluación de desempeño de los controladores en simulación

En las secciones anteriores se presentaron tres estrategias de control aplicadas en simulación al microinversor fotovoltaico. Para garantizar la extracción de la máxima potencia del panel, la referencia de tensión v_{pvref} se obtiene mediante el algoritmo MPPT, y como se estableció en el presente capítulo, se implementaron dos estrategias de control predictivo: la primera, basada en el GPC, que constituye el caso de estudio principal de este trabajo; y la segunda, la estrategia VCC, fundamentada en el enfoque FCS-MPC, donde se emplea el ciclo de trabajo como variable de control. Además, con fines de comparación, se implementó una estrategia de control clásica

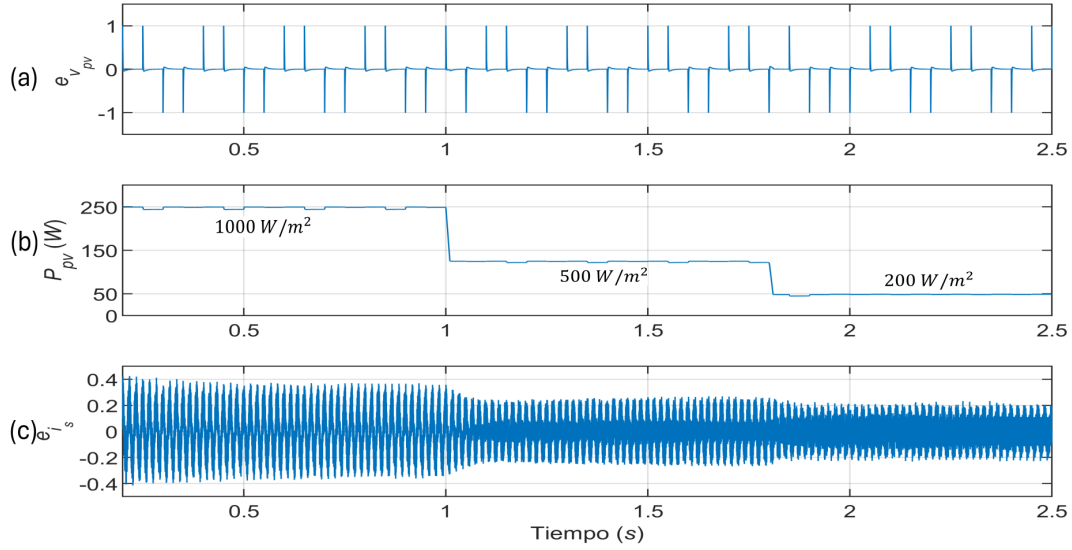


Figura 5.15. Señales de error empleando la estrategia FCS-MPC con $N_p = 3$. (a) Error de seguimiento de la señal de referencia de tensión del panel fotovoltaico v_{pvref} y señal v_{pv} . (b) Potencia del panel fotovoltaico. (c) Error de seguimiento de la señal de corriente de referencia i_{sref} y señal de la corriente inyectada a la red i_s .

basada en un controlador PI.

En la segunda etapa del sistema, cuyo objetivo es la inyección de corriente a la red eléctrica, se emplearon tres estrategias de control: dos basadas en MPC (GPC y FCS-MPC) y el controlador clásico PI. En el caso del FCS-MPC, se evaluaron dos horizontes de predicción distintos: el primero de una muestra y el segundo de tres muestras.

La Tabla 5.2 muestra una comparación del desempeño de los diferentes controladores bajo una condición de irradiancia de 1000 W/m^2 . Se observa que la estrategia GPC presenta una respuesta dinámica más rápida en comparación con los demás controladores. Además presenta una menor THD y TRD en la corriente inyectada a la red, evidenciando un mejor desempeño tanto en la respuesta transitoria como en estado estacionario.

Bajo condiciones de baja irradiancia, se evaluó el desempeño de los controladores a 500 W/m^2 y 200 W/m^2 , cuyos resultados se muestran en las Tablas 5.3 y 5.4, respectivamente. En estas se aprecia que el controlador PI tiende a presentar inestabilidad al intentar mantener la máxima potencia en la etapa del convertidor elevador, además de presentar un tiempo de asentamiento más largo que el que se obtiene con GPC. Por otro lado, la estrategia FCS-MPC aplicada al inversor para la inyección de corriente a la red muestra un incremento en la THD, superando el 5%, mientras que la TRD se mantiene por debajo de dicho valor.

Tabla 5.2. Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 1000 W/m^2 .

Irradiancia (1000 W/m^2)	GPC	VCC y FCS-MPC ($N_p = 1$)	VCC y FCS-MPC ($N_p = 3$)	PI
Tiempo de asentamiento	3.6 ms	4.5 ms	4.7 ms	8.1 ms
Respuesta oscilatoria	No	No	No	Sí (Rizo 0.8 %)
THD_i	2.6 %	3.4 %	3.0 %	2.9 %
TRD_i	2.6 %	3.3 %	3.0 %	2.9 %

Tabla 5.3. Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 500 W/m^2 .

Irradiancia (500 W/m^2)	GPC	VCC y FCS-MPC ($N_p = 1$)	VCC y FCS-MPC ($N_p = 3$)	PI
Tiempo de asentamiento	3.7 ms	4.0 ms	4.4 ms	8.9 ms
Respuesta oscilatoria	No	No	No	Sí (Rizo 1.0 %)
THD_i	2.5 %	4.0 %	3.8 %	2.7 %
TRD_i	1.2 %	2.0 %	1.9 %	1.4 %

Tabla 5.4. Evaluación en simulación de los controladores bajo una condición de irradiancia de 200 W/m^2 .

Irradiancia (200 W/m^2)	GPC	VCC y FCS-MPC ($N_p = 1$)	VCC y FCS-MPC ($N_p = 3$)	PI
Tiempo de asentamiento	3.8 ms	5.1 ms	4.5 ms	—
Respuesta oscilatoria	No	No	No	Sí (Rizo 10.9 %)
THD_i	2.9 %	10.3 %	9.4 %	3.1 %
TRD_i	0.6 %	1.9 %	1.8 %	0.8 %

En comparación, los resultados de simulación indican que la estrategia GPC mantiene un desempeño superior respecto al PI y al FCS-MPC, debido a que presenta un menor tiempo de asentamiento en el seguimiento el MPPT y una menor THD en la corriente inyectada a la red. Esto se debe a que el GPC predice el comportamiento futuro del sistema y optimiza la acción de control dentro del horizonte de predicción, mejorando tanto el seguimiento de la referencia como el esfuerzo de control bajo diferentes condiciones de operación. Por otro lado, el controlador PI actúa sobre el error presente y su desempeño se ve afectado al alejarse del punto de operación nominal.

5.5. Prototipo utilizado para pruebas experimentales

Para la validación mediante pruebas experimentales se utilizó el prototipo mostrado en la Figura 5.16. Los parámetros son los mismos que los utilizados en la simulación, y se muestran en la Tabla 5.1. Se indican algunos parámetros que se usan experimentalmente.

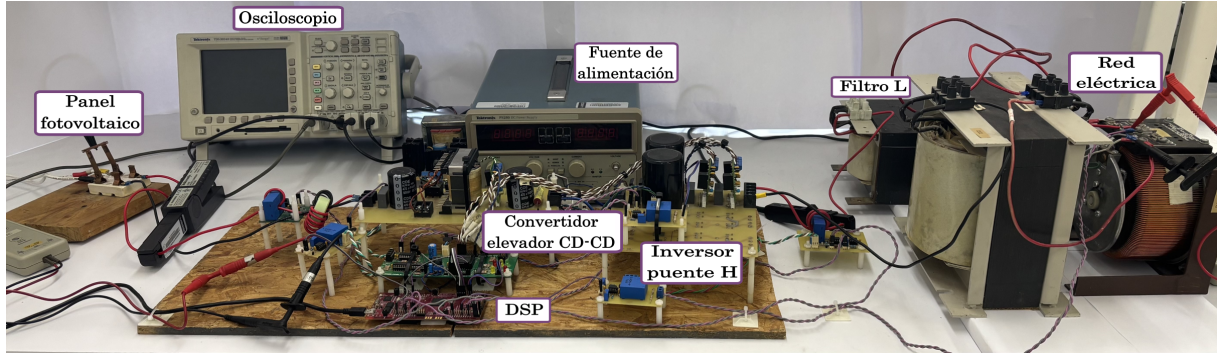


Figura 5.16. Prototipo de microinversor utilizado para las pruebas experimentales de los controladores.

La implementación experimental permite analizar, bajo condiciones reales de operación, el comportamiento dinámico del sistema ante variaciones de irradiancia y temperatura, así como la capacidad de los controladores para mantener el MPPT, regular la tensión del bus de CD y el seguimiento de la corriente inyectada a la red. Para ello, las señales del sistema se adquieren mediante sensores de corriente y tensión, cuyos datos son procesados mediante la tarjeta DSP TMS320F28379D de Texas Instruments®. Además, en esta plataforma se implementan las estrategias de modulación PWM y se generan los pulsos para los interruptores de potencia.

Para la validación experimental únicamente se consideran los controlares GPC y PI, debido a que la estrategia FCS-MPC no presentó un desempeño satisfactorio en las simulaciones, además de que requiere un sensor adicional para su implementación en el convertidor CD-CD.

5.6. Pruebas experimentales empleando la estrategia GPC

Para la validación del controlador mediante pruebas experimentales, y debido al ruido presente en los sensores, se considera un peso para la acción de control de $\lambda_{cdcd} = 20,000$ y un peso para el seguimiento de la referencia de $\delta_{cdcd} = 0.1$. Esta selección se realiza con el fin de obtener una acción de control suave que atenúe la influencia del ruido sobre la señal medida, otorgando mayor penalización al esfuerzo de control que al seguimiento de la referencia. Con ello se logra un compromiso adecuado entre robustez frente a perturbaciones y tiempo de asentamiento. Estos

parámetros se emplean en el diseño de la estrategia GPC aplicada al convertidor elevador, con el objetivo de mantener la operación en el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico.

Siguiendo el procedimiento descrito en la Sección 4.1, se obtiene la siguiente señal de control que se aplica al sistema:

$$u[k] = 0.9995728u[k-1] + 0.0001771u[k-2] + 0.00025u[k-3] + 0.0000012w[k+2] + 0.000005w[k+3] + 0.0000111w[k+4] + 0.0000195w[k+5] + 0.0000299w[k+6] - 0.0013432y[k] + 0.0022234y[k-1] - 0.0009471y[k-2]$$

En el caso del diseño de la estrategia GPC para el seguimiento de la corriente de salida del inversor inyectada a la red (i_s), se considera el peso para la acción de control de $\lambda_{inv} = 45$ y para el seguimiento de la referencia un peso de $\delta_{inv} = 1$. El diseño del controlador se realiza siguiendo el procedimiento mostrado en la Sección 4.2, obteniendo la siguiente ecuación de diferencias:

$$u[k] = 0.8785833u[k-1] + 0.1214166u[k-2] + 0.0061070w[k+2] + 0.0117267w[k+3] + 0.0173288w[k+4] + 0.0229133w[k+5] + 0.0284803w[k+6] - 0.4849533y[k] + 0.3983968y[k-1]$$

En la Tabla 5.5 se presentan los parámetros empleados de la estrategia GPC en las pruebas experimentales.

Tabla 5.5. Parámetros empleados experimentalmente en los controladores GPC.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
N_{2_cdcd}	6	N_{2_inv}	6
N_{u_cdcd}	2	N_{u_inv}	2
λ_{cdcd}	20,000	λ_{inv}	45
δ_{cdcd}	0.1	δ_{inv}	1

En la Figura 5.17 se presenta la prueba experimental del sistema implementado. En la Fig. 5.17 (a) se observa el adecuado seguimiento de la tensión del panel fotovoltaico (v_{pv}) para mantener el MPPT, obteniéndose una potencia de operación de 190 W bajo una irradiancia de 1027 W/m^2 , con la tensión del bus de CD regulada en 120 V .

La Fig. 5.17 (b) muestra la corriente inyectada a la red (i_s), mientras que en la Fig. 5.17 (c) se aprecia que la tensión de red (v_s) y la corriente inyectada (i_s) se encuentran en fase, lo que indica un intercambio de potencia activa con un factor de potencia unitario. Además, en la Fig. 5.17 (d) se observa que el bus de CD permanece regulado en 120 V .

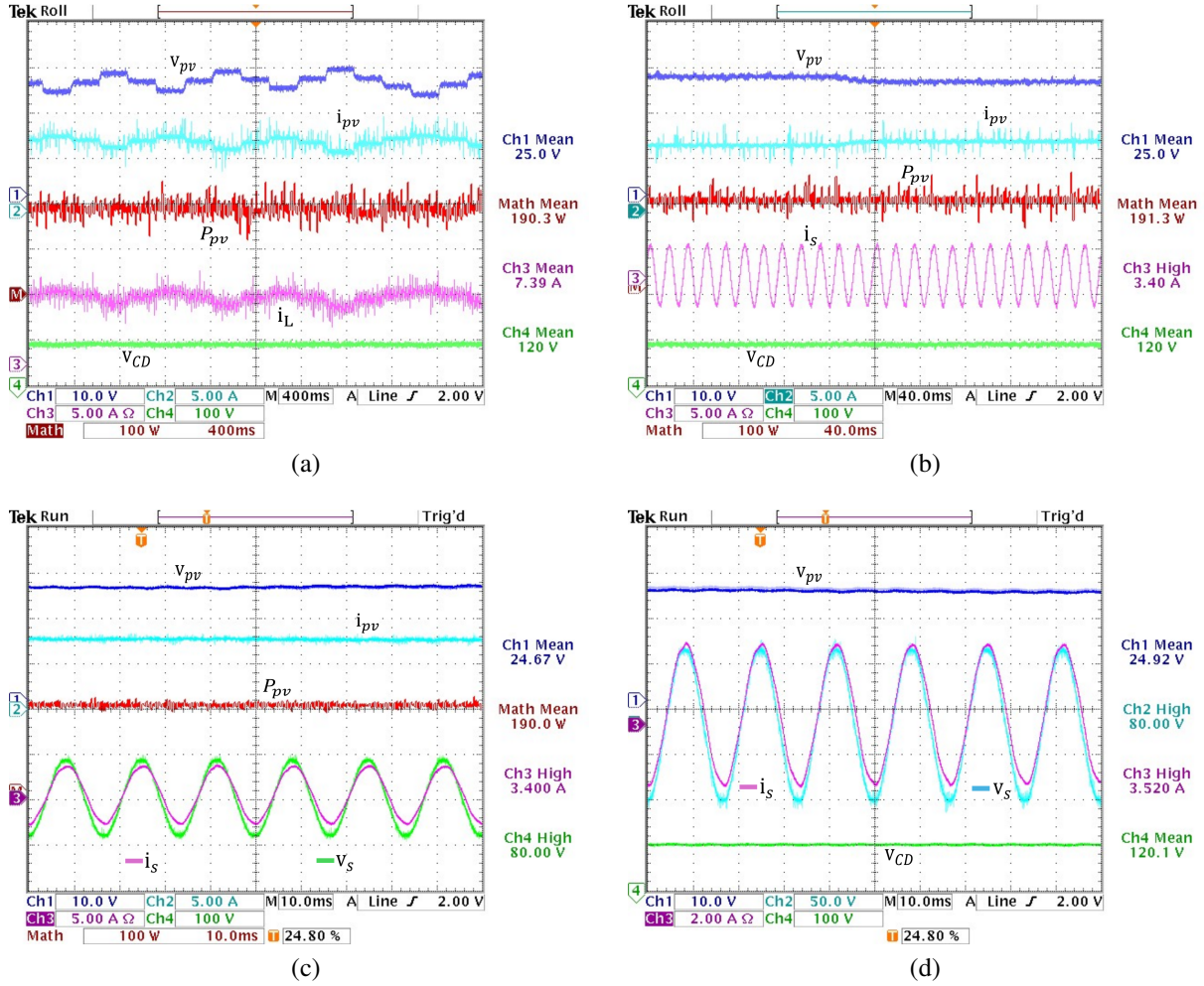


Figura 5.17. Prueba experimental del sistema bajo una irradiancia de 1027 W/m^2 . (a) Desempeño del MPPT utilizando la estrategia GPC. (b) Corriente de red controlada mediante la estrategia GPC. (c) Corriente y tensión de red. (d) Tensión del bus de CD regulada en 120V.

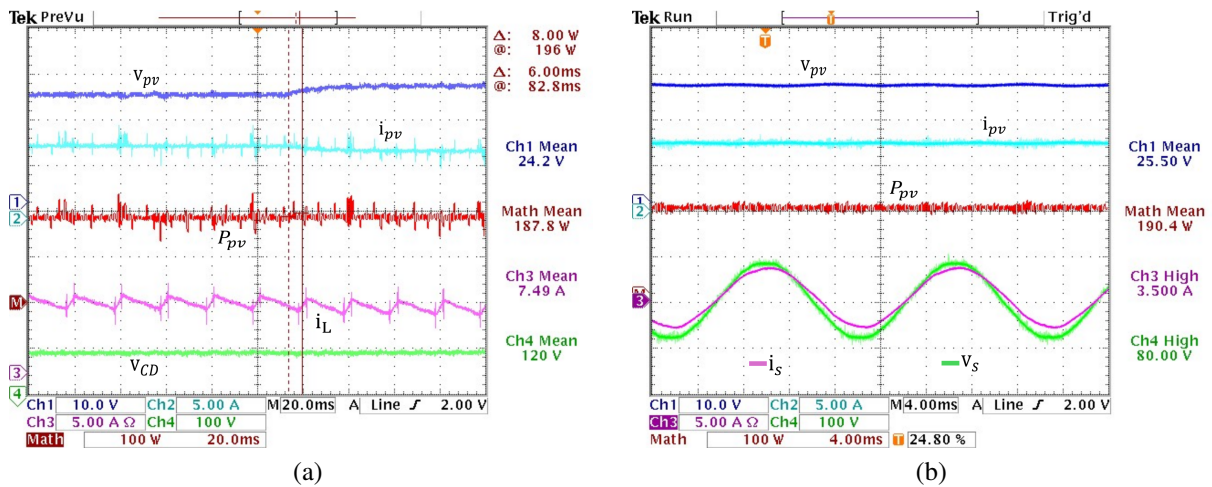


Figura 5.18. Acercamiento de la respuesta de la estrategia GPC bajo una condición de irradiancia de 1027 W/m^2 (a) Medición del tiempo de asentamiento de la tensión v_{pv} . (b) Desempeño de la corriente de red i_s .

Con el objetivo de evaluar el desempeño del sistema, se realiza un acercamiento de las señales, como se muestra en la Figura 5.18. En la Fig. 5.18 (a) se observa que la estrategia GPC presenta un tiempo de asentamiento de $t_s = 6.0$ ms, logrando una respuesta dinámica rápida, sin sobretiros y manteniendo la tensión del bus de CD regulada.

El desempeño del controlador en la etapa del inversor monofásico se presenta en la Fig. 5.18 (b), mostrando que la tensión $v_{spico} = 80$ V y la corriente $i_s = 3.5$ A se encuentran en fase. Además, la corriente presenta una THD = 3.2 % y considerando que $I_{s_nom} = 4.42$ A, se obtiene un valor de TRD = 1.7 %. Este resultado cumple con los niveles de distorsión establecidos por los estándares de calidad de energía.

Ante variaciones en la tensión de red, se observa en la Figura 5.19 que el sistema se mantiene estable y el bus de CD regulado en 120V. Para validar este comportamiento, el sistema fue operado en torno a la tensión nominal de $v_{spico} = 80$ V, considerando un caso con una tensión inferior de $v_{spico} = 70$ V (Figura 5.19 (a)) y superior de $v_{spico} = 90$ V (Figura 5.19 (b)). En ambos casos se observa que ante variaciones en la tensión de red el sistema mantiene el MPPT, ajusta la corriente i_s y regula el bus de CD.

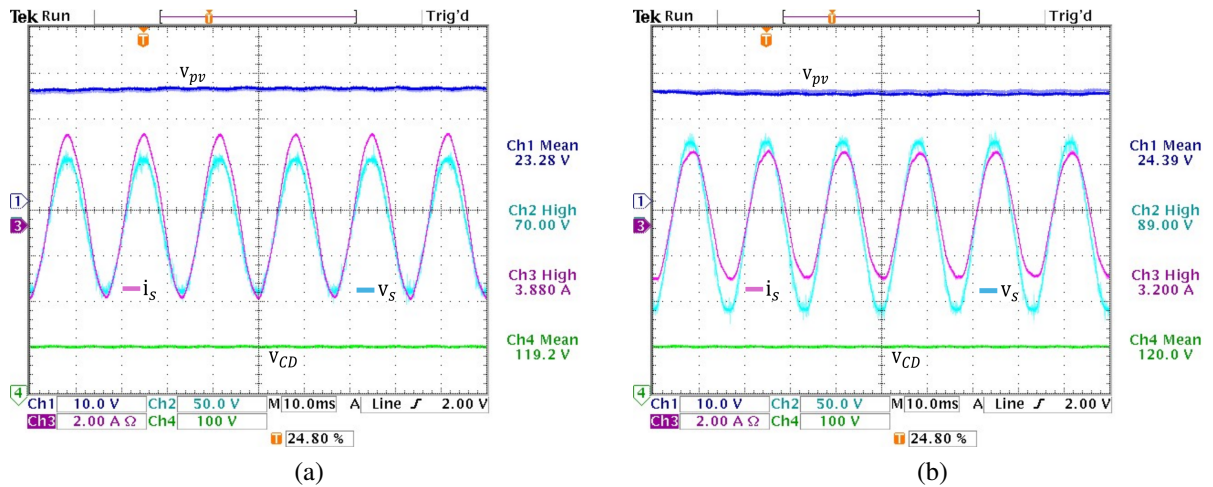


Figura 5.19. Prueba experimental del sistema ante variaciones de tensión de la red, bajo una irradiancia de 1027 W/m^2 . (a) Tensión de red $v_{spico} = 70$ V. (b) Tensión de red $v_{spico} = 90$ V.

La Figura 5.20 muestra el desempeño del sistema frente a una condición de baja irradiancia, de 400 W/m^2 . En la Fig. 5.20 (a) se evidencia el correcto desempeño del controlador ante una potencia de 60 W , sin sobretiros y con un tiempo de asentamiento de 7.2 ms. La tensión del bus de CD se mantiene regulada en 120 V , como se aprecia en la Fig. 5.20 (c). Por otro lado, la Fig. 5.20 (b) muestra la corriente y tensión de red, mientras que en la Fig. 5.20 (d) se observa que la

corriente presenta una THD = 4.7 % y una TRD = 1.3 %, lo que indica que, la THD y la TRD permanecen dentro de los estándares de la calidad de la energía.

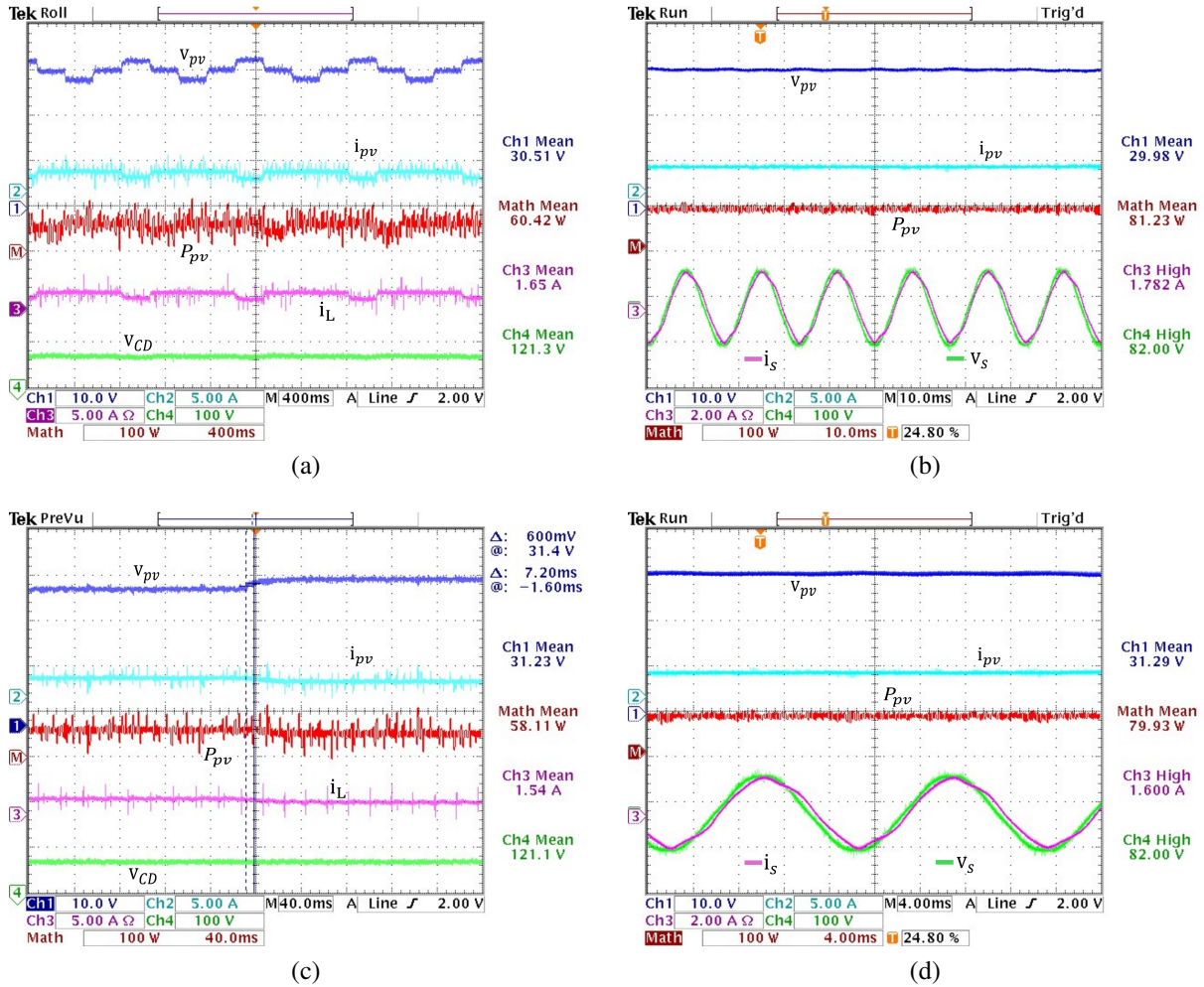


Figura 5.20. Prueba experimental del sistema usando la estrategia GPC bajo una condición de irradiancia de 400 W/m^2 . (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente y tensión de red. (c) Medición del tiempo de asentamiento. (d) Acercamiento de la corriente de red.

5.7. Pruebas experimentales empleando el controlador PI

Para validar el desempeño superior del GPC, se compara con un controlador PI, realizando pruebas experimentales del sistema empleando el prototipo mostrado en la Figura 5.16.

La señal de control obtenida para el seguimiento del MPPT utilizando las ganancias presentadas en la Sección 4.4.1, está dada por:

$$u[k] = u[k-1] + 0.00806e[k] - 0.00793e[k-1]$$

donde $e[k]$ representa el error entre la diferencia de la señal de referencia y la medida.

En el caso del controlador PI orientado al seguimiento de la corriente de salida del inversor, siguiendo el procedimiento mostrado en la Sección 4.4.2, se obtiene la siguiente señal de control:

$$u[k] = u[k - 1] + 0.53736e[k] - 0.46263e[k - 1]$$

La Figura 5.21 muestra el desempeño del controlador PI ante un nivel de irradiancia de 1027 W/m^2 . En la Fig. 5.21 (a) se observa un adecuado seguimiento del MPPT, aplicando una perturbación de voltaje de 2 V . La corriente inyectada a la red se muestra en la Fig. 5.21 (b), presentando un valor pico de $i_s = 3.0 \text{ A}$.

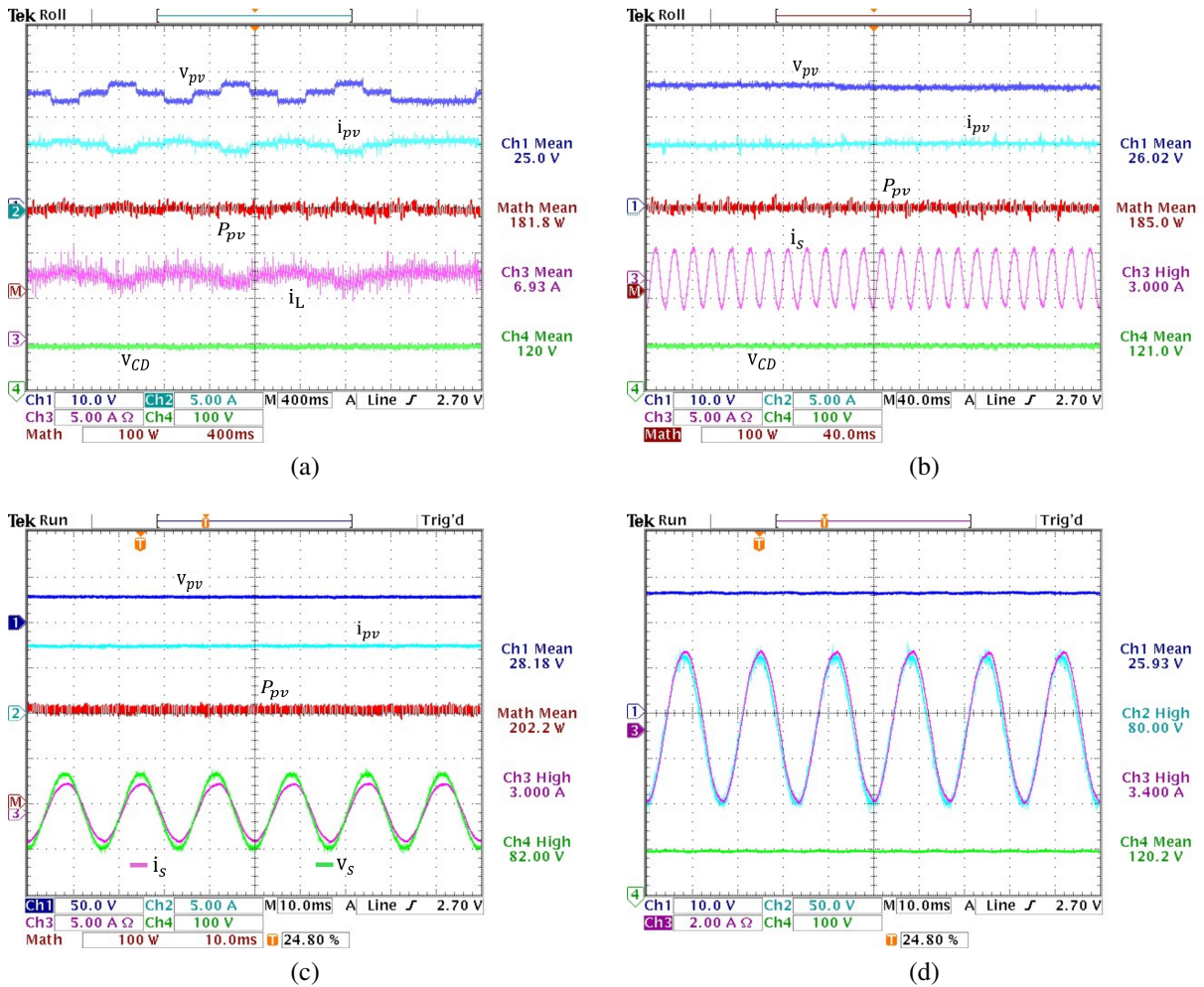


Figura 5.21. Prueba experimental del sistema controlado con PI bajo una irradiancia de 1027 W/m^2 . (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente de red. (c) Corriente y tensión de red. (d) Tensión del bus de CD.

Por otro lado, en la Fig. 5.21 (c) se observa que la tensión y la corriente de red se encuentran en fase, lo que indica que el controlador PI también logra un intercambio de potencia activa con un factor de potencia unitario. Asimismo, la Fig. 5.21 (d) confirma que la tensión del bus de CD permanece regulada en 120 V .

Con el objetivo de evaluar el desempeño dinámico del controlador PI, se realiza un acercamiento de las señales del sistema, como se muestra en la Figura 5.22. En la Fig. 5.22 (a) se observa que la tensión del panel fotovoltaico v_{pv} presenta un tiempo de asentamiento de $t_s = 6.4$ ms, mostrando una respuesta dinámica adecuada y sin sobretiros significativos.

La Fig. 5.22 (b) muestra un acercamiento de la corriente inyectada a la red i_s , la cual presenta una THD = 3.5 % y una TRD = 1.8 %, cumpliendo también con los límites establecidos por los estándares de calidad de la energía para una operación de alta irradiancia.

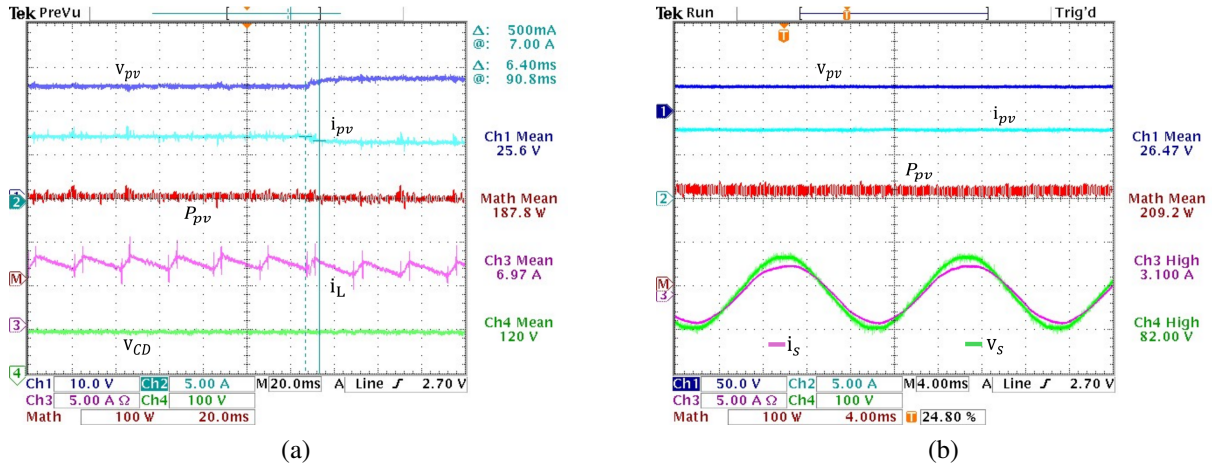


Figura 5.22. Acercamiento de la respuesta del controlador PI a una irradiancia de 1027 W/m^2 . (a) Medición del tiempo de asentamiento de la tensión v_{pv} . (b) Acercamiento de la corriente de red i_s .

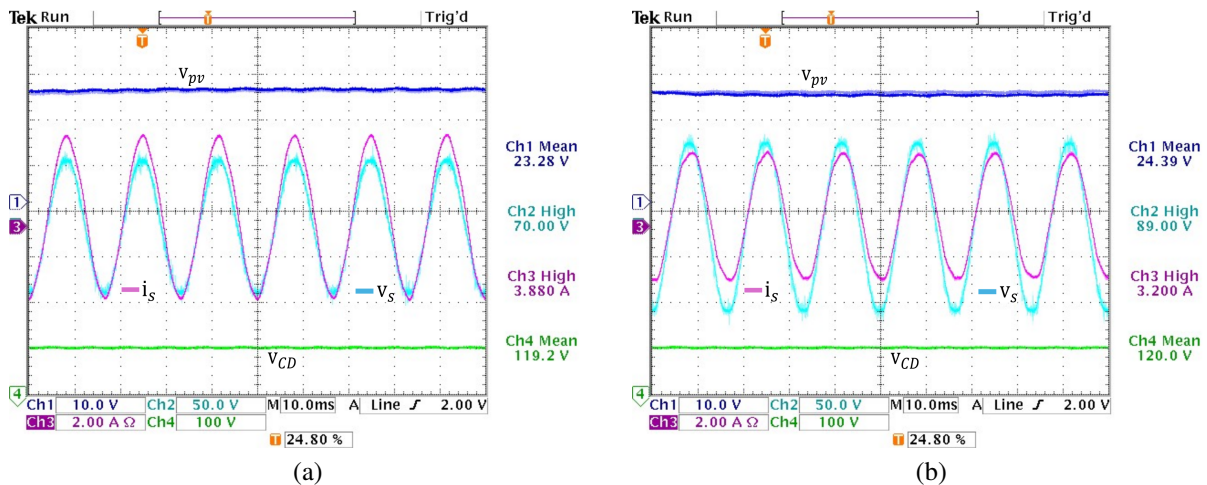


Figura 5.23. Prueba experimental del sistema ante variaciones de tensión de la red bajo una irradiancia de 1027 W/m^2 . (a) Tensión de red $v_{spico} = 70 \text{ V}$. (b) Tensión de red $v_{spico} = 90 \text{ V}$.

Ante variaciones en la tensión de red, se observa en la Figura 5.23 que el sistema se mantiene estable y el bus de CD regulado en 120V. La Figura 5.23 (a) muestra una reducción de la tensión

de red a $v_{spico} = 70V$, mientras que en la Figura 5.23 (b) se observa un aumento a $v_{spico} = 90V$, demostrando en ambos casos que el controlador PI opera ante la perturbación de red.

En condiciones de baja irradiancia, la Figura 5.24 presenta el desempeño del controlador PI. En la Fig. 5.24 (a) se observa que el PI causa oscilaciones en la señal controlada v_{pv} y en la corriente i_L ante un nivel de potencia de $79W$, correspondiente a una irradiancia medida de $400 W/m^2$, comportamiento que se aprecia a detalle en la Fig. 5.24 (c). Este resultado no es deseable ya que el MPPT opera con una alta oscilación, lo que reduce la eficiencia que entrega el microinversor.

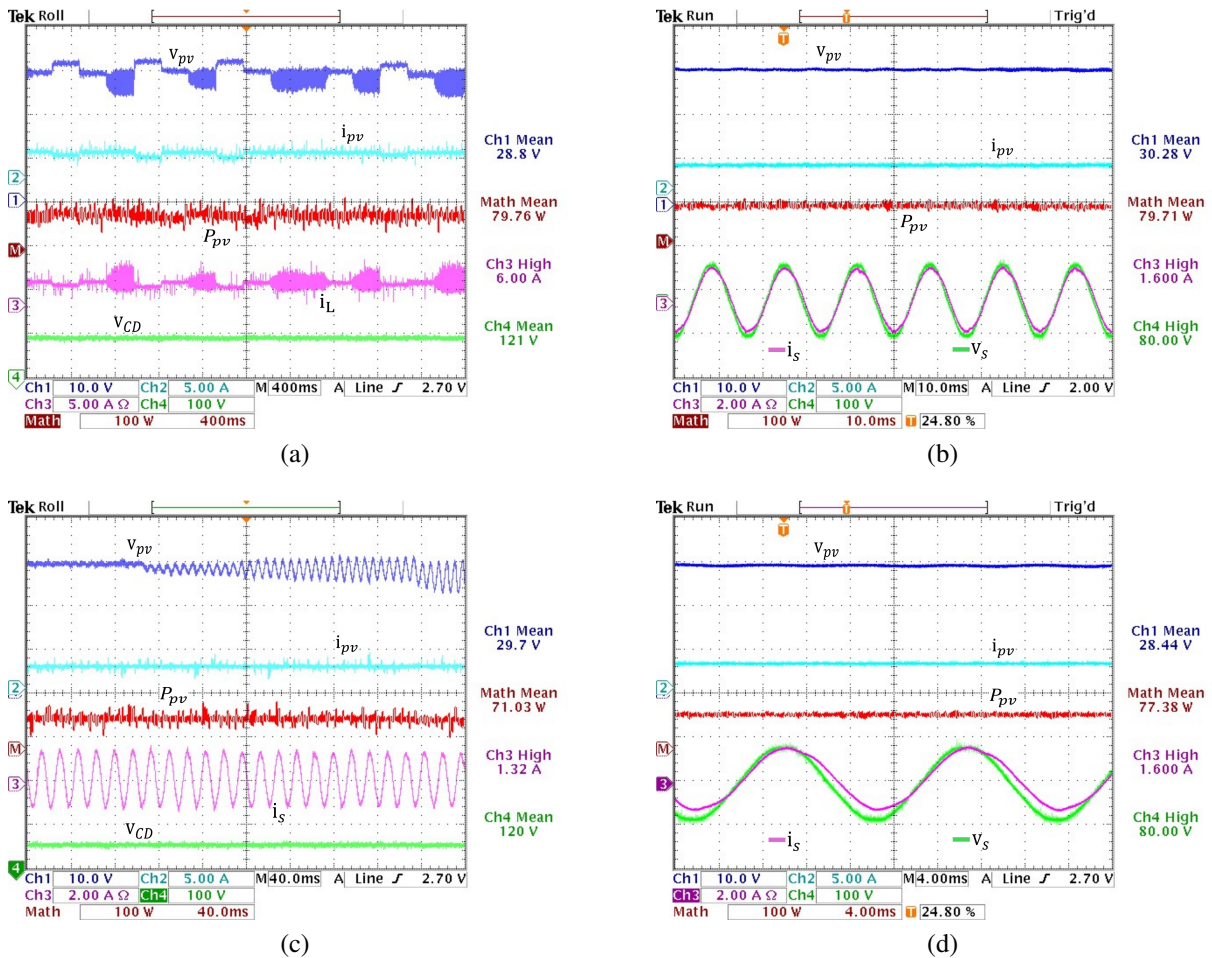


Figura 5.24. Prueba experimental del sistema usando el controlador PI bajo una condición de irradiancia de $400 W/m^2$. (a) Desempeño del MPPT. (b) Corriente y tensión de red. (c) Acercamiento del desempeño del MPPT. (d) Acercamiento de la corriente de red.

Asimismo, la corriente inyectada a la red se muestra en la Fig. 5.24 (b) y, con mayor detalle, en la Fig. 5.24 (d). En los resultados se observa la corriente junto con la tensión de red, donde la corriente i_s presenta una $THD = 4.9\%$, lo cual, evidencia un deterioro en la calidad de la corriente entregada bajo estas condiciones de operación, y una $TRD = 1.3\%$, lo que indica en

ambos casos que la distorsión permanece dentro de los estándares de la calidad de la energía. Se observa además un deterioro en el seguimiento de la referencia en la corriente de red, debido a que al ser un controlador PI, puede obtener buen seguimiento para la operación nominal diseñada, pero se ve afectado cuando el sistema se aleja de dicho punto.

5.8. Comparación y evaluación de desempeño de los controladores en pruebas experimentales

Con el objetivo de evaluar el desempeño de la estrategia de control GPC propuesta, en la Tabla 5.6 se realiza una comparación con el controlador clásico PI, presentando los resultados obtenidos en pruebas experimentales bajo una condición de alta irradiancia ($1027\text{ W}/\text{m}^2$). Se evidencia que la estrategia GPC presenta un tiempo de asentamiento, una THD y una TRD ligeramente menores en comparación con el controlador PI. En ambos casos, el sistema muestra un desempeño adecuado, sin sobreoscilaciones ni comportamientos inestables, lo que evidencia que ambas estrategias mantienen un desempeño favorable a potencia nominal.

Tabla 5.6. Evaluación experimental de los controladores ante un nivel alto de irradiancia.

Irradiancia ($1027\text{ W}/\text{m}^2$)	GPC	PI
Tiempo de asentamiento	6.0 ms	6.4 ms
Respuesta oscilatoria	No	No
THD _i	3.2 %	3.5 %
TRD _i	1.7 %	1.8 %

Los valores obtenidos del desempeño de los controladores bajo una condición de baja irradiancia ($400\text{ W}/\text{m}^2$) se muestran en la Tabla 5.7, donde se aprecia que la estrategia GPC exhibe una respuesta ligeramente más lenta en comparación con las condiciones de un nivel alto de irradiancia. Por su parte, el controlador PI causa un comportamiento oscilatorio en la tensión del panel fotovoltaico, lo que refleja un desempeño inadecuado bajo esta condición de operación. Además, ambos controladores presentan un incremento en la distorsión armónica total en comparación con las pruebas realizadas en condiciones de alta irradiancia; sin embargo, la estrategia GPC mantiene valores de THD y TRD menores en comparación con el controlador PI, además de no presentar oscilaciones.

Tabla 5.7. Evaluación experimental de los controladores ante un nivel bajo de irradiancia.

Irradiancia ($400\text{ W}/\text{m}^2$)	GPC	PI
Tiempo de asentamiento	7.2 ms	—
Respuesta oscilatoria	No	Sí
THD _i	4.7 %	4.9 %
TRD _i	1.3 %	1.3 %

5.9. Discusión de los resultados obtenidos

En esta sección se realiza el análisis y discusión de los resultados obtenidos en las simulaciones y pruebas experimentales de los controladores implementados, bajo diferentes condiciones de operación. El objetivo es destacar las ventajas que ofrece el control predictivo generalizado frente a las técnicas de control clásicas, así como su comparación con otras estrategias basadas en modelos predictivos.

En la comparación realizada mediante simulaciones, presentada en la Sección 5.4, se analizaron las estrategias de control FCS-MPC, GPC y PI. Los criterios de evaluación considerados incluyen el tiempo de asentamiento del sistema, la estabilidad ante variaciones en las condiciones de irradiancia y temperatura, la THD y la TRD presentes en la corriente inyectada a la red.

Los resultados demostraron que la estrategia GPC presenta un desempeño favorable y superior en comparación con el FCS-MPC y el PI, tanto en condiciones de alta como de baja irradiancia. Si bien el controlador PI mantiene un comportamiento estable en condiciones nominales, su respuesta se ve afectada en condiciones de baja irradiancia, mientras que las estrategias GPC y el FCS-MPC mantienen una respuesta estable con una dinámica más rápida. Además, el GPC presenta un desempeño superior al mantener una menor THD, incluso ante cambios de referencia en el sistema. En consecuencia, se concluye que la estrategia GPC demuestra un rendimiento superior en comparación con los controladores analizados en simulación.

Adicionalmente, se realizó una comparación experimental entre las estrategias de control GPC y PI, con el fin de validar los resultados obtenidos en simulación y evaluar el desempeño del sistema bajo condiciones reales de operación. En la Sección 5.8 se presenta una tabla comparativa con los parámetros de evaluación considerados en este caso. Cabe mencionar que no se implementó experimentalmente la estrategia FCS-MPC, debido a que se requiere un sensor adicional en la etapa del convertidor elevador y, además, en simulación presentó una THD considerablemente mayor en comparación con las otras técnicas de control, lo que se asumió como suficiente para no considerarlo en la evaluación experimental.

Como se observó en las pruebas experimentales, la estrategia GPC presenta un desempeño superior en comparación con el controlador PI, especialmente ante variaciones en la irradiancia y la temperatura. El controlador PI presenta una respuesta oscilatoria ante condiciones de baja irradiancia mientras que el GPC mantiene una respuesta plana y estable, demostrando así su efectividad y robustez.

Ante condiciones de alta y baja irradiancia, ambos controladores cumplen con los estándares de calidad de energía, mostrando una THD inferior al 5%. Adicionalmente, se evalúa la TRD, obteniendo en ambos casos valores inferiores al 5%. No obstante, el GPC presenta valores de THD y TRD menores que el PI para diferentes niveles de irradiancia, lo que confirma su desempeño superior frente al controlador PI.

En conjunto, los resultados obtenidos permiten justificar el uso del GPC frente a las técnicas de control clásicas, al demostrar no solo su mejor desempeño dinámico y calidad de la energía obtenida, sino también su facilidad de implementación fuera de línea y su robustez ante condiciones variables de operación.

El tiempo de procesamiento de la estrategia GPC aplicada al sistema es de $10\mu s$, lo que representa el 12.5% del tiempo total del periodo de muestreo de $12.48kHz$ empleado. La ecuación de diferencias resultante del GPC orientado al MPPT involucra únicamente 10 sumas y 11 multiplicaciones, mientras que para el GPC orientado al seguimiento de la corriente del inversor involucra 8 sumas y 9 multiplicaciones. En ambos casos no se consideran restricciones, ya que no resultan necesarias debido a que la saturación del modulador PWM en el convertidor y del SPWM en el inversor actúan como una limitación inherente. Por lo tanto, la solución de la función objetivo es única y puede calcularse fuera de línea.

Por otro lado, el tiempo de procesamiento del controlador PI es de $4.5\mu s$, lo que representa el 5.6% del tiempo total del periodo de muestreo. A pesar de que el GPC presenta un tiempo de procesamiento mayor, su implementación resulta sencilla y rápida para el DSP que se utiliza, la cual no representa un problema frente al tiempo total del periodo de muestreo.

La eficiencia del sistema bajo una condición de irradiancia de $1,027W/m^2$ es aproximadamente del 66%. Para estimar las pérdidas, se mide una potencia de entrada de $203.3W$ proveniente del panel fotovoltaico y a la salida del convertidor elevador se obtiene una potencia de $155.5W$, lo que permite establecer que las pérdidas en esta etapa corresponden a $48W$. Posteriormente, considerando la potencia entregada del convertidor elevador, se mide una potencia de $143W$ a la salida del inversor antes del filtro L_s , estimando pérdidas aproximadamente de $12.5W$ en esta etapa. Finalmente, en la salida del filtro L_s se obtiene una potencia de $132.7W$, estimando

pérdidas adicionales de 10.3 W en el inductor.

Esta medición experimental permite identificar la etapa del sistema con mayores pérdidas, que en este caso corresponde al convertidor elevador, el cual emplea dos inductores con núcleo compartido y un filtro snubber, lo cual contribuye a un incremento significativo de pérdidas. Sin embargo, se observa que bajo condiciones de baja irradiancia la eficiencia se incrementa a aproximadamente 80% . Esto se debe a que, al operar con menores niveles de corriente, las pérdidas resistivas, tanto en los inductores como en los dispositivos semiconductores disminuyen con la relación I^2R , reduciendo la disipación de potencia en el convertidor.

Como aportación principal de este trabajo de investigación, se concluye que el GPC representa una mejor opción que los controladores clásicos como el PI, así como efectiva en costo para el control de microinversores fotovoltaicos interconectados a red.

CONCLUSIONES

El control predictivo basado en modelo se ha consolidado en los últimos años como una estrategia de control avanzada en el campo de la electrónica de potencia, debido a su capacidad de anticipar el comportamiento del sistema y optimizar su respuesta. El MPC presenta distintas variantes, en la presente tesis se realizó el estudio e implementación del GPC, evaluando su desempeño frente al controlador clásico PI y la estrategia FCS-MPC, esta última comúnmente empleada en el control de convertidores de electrónica de potencia.

Se realizó un estudio de las distintas topologías que emplean el MPC para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos interconectados a la red eléctrica. Este análisis permitió seleccionar una topología de dos etapas, compuesta por un convertidor elevador conectado mediante un bus de CD a un inversor monofásico. Esta configuración resulta adecuada para la implementación del MPC, ya que permite aplicar la estrategia de control de manera independiente en cada etapa, asumiendo un comportamiento desacoplado del sistema.

Además, se analizaron las principales estrategias del MPC, seleccionando al GPC como la más adecuada para su implementación en el microinversor fotovoltaico. Empleando GPC, se realizó un estudio de estabilidad del sistema y se evaluó el efecto de los pesos en la señal de control, lo que permitió establecer un balance adecuado entre la prioridad en el seguimiento de la referencia y el esfuerzo de control requerido. Durante el diseño del GPC, se seleccionaron las sintonizaciones para las simulaciones y las pruebas experimentales, considerando el ruido presente en los sensores y permitiendo realizar un ajuste apropiado de los pesos para garantizar un desempeño robusto del controlador.

Los resultados obtenidos mediante las simulaciones permitieron evaluar el desempeño del controlador GPC propuesto en comparación con el controlador PI y la estrategia FCS-MPC. A partir de este análisis se concluye que el GPC presenta un desempeño superior, incluso ante condiciones de baja irradiancia, demostrando así su efectividad y robustez frente a variaciones en las condiciones de operación.

Para evaluar el comportamiento del sistema en la práctica, se empleó un prototipo experimental

de un microinversor, con una potencia nominal de 250W. En estas pruebas se realizó una comparación entre el GPC y el controlador clásico PI, confirmándose que el GPC presenta un desempeño superior, especialmente en condiciones de baja irradiancia. Los resultados experimentales demuestran que la estrategia GPC mantiene un seguimiento plano y estable, con un tiempo de respuesta rápido y sin presentar oscilaciones, incluso ante diferentes niveles de irradiancia, mientras que el controlador PI presenta oscilaciones en la respuesta.

La estrategia GPC desarrollada en este trabajo presenta una ventaja en cuanto al costo computacional, ya que el tiempo de procesamiento con el DSP TMS320F28379D de TI es de $10\mu s$, empleando un horizonte de predicción de 6 muestras y un horizonte de control de 2 muestras, lo que representa el 12.5 % del tiempo total del periodo de muestreo empleado. En el diseño de la estrategia GPC no se consideran restricciones. Por lo tanto, la solución de la función objetivo es única y la ecuación de diferencias puede derivarse fuera de línea.

De acuerdo con los resultados presentados en la Sección 5, se observó que la eficiencia del sistema disminuye bajo condiciones de alta irradiancia siendo del 66 %. No obstante, el objetivo de este trabajo está orientado al análisis e implementación del esquema de control predictivo, por lo que la mejora de la eficiencia del sistema queda fuera del alcance del trabajo, quedando como una propuesta de trabajo futuro.

Los resultados obtenidos permiten concluir la efectividad del GPC contra las estrategias de control comúnmente utilizadas en el campo de la electrónica de potencia (PI y FCS-MPC), ya que presenta una mejor calidad en la corriente inyectada a la red, un tiempo de asentamiento más rápido ante perturbaciones del sistema y una respuesta estable sin oscilaciones bajo los diferentes niveles de irradiancia. Estos aspectos son base para confirmar que el uso del GPC es una alternativa robusta, efectiva en costo, y de alto desempeño para el control de microinversores fotovoltaicos. No obstante, se debe considerar que las ventajas observadas se obtienen bajo escenarios específicos de operación, por lo que los resultados no deben interpretarse como una superioridad general del enfoque GPC frente a otras estrategias de control en todos los escenarios de funcionamiento.

Sugerencias de trabajo futuro

Debido a los retos científicos enfrentados durante el desarrollo de este trabajo de investigación, y considerando los resultados obtenidos, se plantean los siguientes puntos a considerar para trabajo a futuro:

- Explorar la estrategia GPC con optimización en línea y empleando restricciones, con el fin de evaluar si mejora el desempeño del sistema, ante distintas condiciones de operación.
- Evaluar el desempeño del GPC en diferentes topologías de convertidores fotovoltaicos.
- Estudiar e implementar otras variantes del MPC, como la estrategia de control predictivo funcional (PFC), basada en espacio de estados, con el fin de comparar y analizar su desempeño contra el GPC.
- Realizar pruebas experimentales en inversores fotovoltaicos de mayor potencia, como inversores centrales simples o de tipo multinivel, con el fin de evaluar el desempeño de la estrategia de control frente a condiciones más exigentes.
- Estudio y propuesta de algoritmos de optimización factibles de implementarse en tiempo real en un DSP, para un controlador predictivo que incluya restricciones.
- Análisis y mejora de la eficiencia del convertidor fotovoltaico bajo diferentes condiciones de operación.

Publicaciones generadas

Parte de la investigación realizada en este trabajo de tesis fue publicada en uno de los congresos internacionales más importantes del mundo en el área de electrónica y electrónica de potencia:

Luz Mariana Viramontes, Mario González García, Víctor Cárdenas, Ricardo Alvarez Salas, “Analysis and Application of the Generalized Predictive Control in a Photovoltaic DC-DC Boost Converter,” The 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE-IECON 2025. Madrid, España, 14-17 oct, 2025.



CÓDIGO PARA EL CÁLCULO DEL GPC

Para obtener la señal de control para el seguimiento de la corriente inyectada a la red mediante la estrategia GPC, se empleó el siguiente código desarrollado en *MATLAB*:

```

1  clc
   %% Discretizacion del modelo
3  Tsw = 1/12480;
   % Parametros
5  R = 1e-3;
   L = 28.48e-3;
7  Vcd = 120;

9  % En espacio de estados
   Am = -R/L;
11 Bm = Vcd/L;
   Bg = -1/L;
13 Cm = 1;
   Dm = 0;
15
   Sys = ss(Am, Bm, Cm, Dm);
17 G = tf(Sys) % Funcion de transferencia

19 [B_v, A_v] = tfdata(G, 'v')
   sysD = c2d(Sys, Tsw, 'ZOH');
21 [Ad, Bd, Cd, Dd] = ssdata(sysD);

23 Gd = tf(sysD) % Funcion de transferencia discretizada
   [B_vec, A_vec] = tfdata(Gd, 'v')
25
   %% Polinomio D(z)
27 Ts=Tsw;
   Delta = tf([1 -1], 1, Ts, 'Variable', 'z^-1');
29

   %% Calculo GPC
31 syms wk1 wk2 wk3 Duk_1 yk yk_1 yk_2 uk_1 uk_2 z
   format long
33

```

```

Ts = Tsw;
35 z = tf('z');

37 %Matrices
A = tf(A_vec, 1, Ts, 'Variable', 'z^-1');
39 B = tf(B_vec, 1, Ts, 'Variable', 'z^-1');
C = 1;

41
N1 = 1;
43 N2 = 6; %Horizonte de prediccion
Nu = 2; %Horizonte de control
45
%Calculo de Delta*A
47 A_ = A*Delta

49 [Anum_vec, Aden_vec] = tfdata(A_, 'v'); % Extraer los coeficientes en forma de vectores

51 %Calculo polinomio E y F
E(1) = 1/Anum_vec(1);
53 Ei(1) = tf(E(1), 1, Ts);

55 Fi_1(1) = 1-(E(1)*A_);

57 [Flnum_vec, Flden_vec] = tfdata(Fi_1(1), 'v');

59 Fii(1) = tf(Flnum_vec(1:2), 1, Ts, 'Variable', 'z^-1');

61 for i=2:1:N2
    Ei(i) = Ei(i-1) + Fii(i-1);
63    Fi_1(i) = Fi_1(i-1) - (Fii(i-1)*A_);
    [Finum_vec, Fiden_vec] = tfdata(Fi_1(i), 'v');
65    Fii(i) = tf(Finum_vec(1:i+1), 1, Ts, 'Variable', 'z^-1');
    F(1) = Fi_1(1)/z^(-1);
67    F(i) = Fi_1(i)/z^(-i);

69    for j=1:1:Nu
        Gm(i,j) = 0;
71    end

73 end

75 n=1;
    for i=1:1:N2
77 %Calculo matriz G
        Gi(i) = Ei(i)*B;
79 [Gval, Gvalden] = tfdata(Gi(i), 'v');
        Gval1(i,:) = Gval;
81 Gval1(i,i+2) = 0;
        Gval = zeros(i,i+2);
83
        for j=1:1:2
85            Gprim(i,j) = Gval1(i,j+n);
        end
87
    n=n+1;

```

```

89 G_prim(i,1) = tf(Gprim(i,:), 1, Ts, 'Variable', 'z^-1'); %Matriz G (tiempos pasados)
    Fy(i,:) = tfdata(F(i), 'v');
91 Fn(i,1) = F(i);
    end
93
    Gm(:,1) = diag(Gval1);
95
    for i=1:1:Nu
97         for j=1:1:N2-1
99             if i~= 1
101                 Gm(i+j-1,i) = Gm(j,1);
103             end
104         end
105     end
106 %Matriz G\
107 Gprim(:, :)
108 %Matriz G
109 Gm = Gm(1:N2,1:Nu)
110
111 %Para calcular u=(G^T G + lambda I)^(-1)(w-f)
112 lambda = 1;% Asignacion de peso para el seguimiento de la referencia
113 alfa = 60; %Asignacion de peso para el esfuerzo de control
114 Qy = lambda*eye(N2,N2);
115 Qu = alfa*eye(Nu,Nu);
116
117 K = inv(Gm'*Qy*Gm + Qu)*Gm'*Qy
118
119 %Ley de control
120 syms wk1 wk2 wk3 wk4 wk5 wk6 Duk_1 Duk_2 yk yk_1 uk_1 uk_2
121 Du = K(1,1)*(wk1 - Gprim(1,1)*Duk_1 - Gprim(1,2)*Duk_2 - Fy(1,1)*yk - Fy(1,2)*yk_1) +...
122     K(1,2)*(wk2 - Gprim(2,1)*Duk_1 - Gprim(2,2)*Duk_2 - Fy(2,1)*yk - Fy(2,2)*yk_1) +...
123     K(1,3)*(wk3 - Gprim(3,1)*Duk_1 - Gprim(3,2)*Duk_2 - Fy(3,1)*yk - Fy(3,2)*yk_1) +...
124     K(1,4)*(wk4 - Gprim(4,1)*Duk_1 - Gprim(4,2)*Duk_2 - Fy(4,1)*yk - Fy(4,2)*yk_1) +...
125     K(1,5)*(wk5 - Gprim(5,1)*Duk_1 - Gprim(5,2)*Duk_2 - Fy(5,1)*yk - Fy(5,2)*yk_1) +...
126     K(1,6)*(wk6 - Gprim(6,1)*Duk_1 - Gprim(6,2)*Duk_2 - Fy(6,1)*yk - Fy(6,2)*yk_1);
127
128 Du = vpa(Du,15)
129 Gz_1 = (z-1)/1;
130 [znum, zden] = tfdata(Gz_1, 'v')
131 z_1 = tf(zden, 1, Ts, 'Variable', 'z^-1')
132
133 udk = Delta/1
134 udk_1 = Delta*z_1/1
135 udk_2 = Delta*z_1*z_1/1
136
137 [udk_num, udk_den] = tfdata(udk, 'v');
138 [udk_1num, udk_1den] = tfdata(udk_1, 'v');
139 [udk_2num, udk_2den] = tfdata(udk_2, 'v');
140
141 ucontrol = [uk_1;uk_2;uk_3;uk_4;uk_5;uk_6;uk_7;uk_8;uk_9;uk_10];
142
143 Ud = udk_num(2:2)*ucontrol(1:1);
144 Ud = vpa(Ud,15)
145

```

```
Ud_1 = udk_1num(2:3)*ucontrol(1:2);
145 Ud_1 = vpa(Ud_1,15)

147 Ud_2 = udk_2num(3:4)*ucontrol(2:3);
    Ud_2 = vpa(Ud_2,15)
149
    %Genera u de control
151 uk1 = -Ud + subs(Du, [Duk_1,Duk_2],[Ud_1,Ud_2])
```

LAZO DE AMARRE DE FASE

El lazo de amarre de fase (PLL) es un sistema de lazo cerrado en el cual se controla un oscilador interno para seguir la fase de una señal periódica externa mediante el uso del lazo de retroalimentación. El diagrama de bloques de un PLL básico se muestra en la Figura B.1, donde el detector de fase (PD) genera una señal proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada v , y la señal generada por el oscilador interno v' , el filtro de lazo (LF) es un filtro pasa bajas para atenuar las componentes de CA dadas a la salida del detector de fase, y el oscilador controlado por voltaje (VCO) genera a la salida una señal de CA cuya frecuencia está referenciada con respecto a una frecuencia central dada ω_c , como una función del voltaje de entrada provisto por el LF [75].

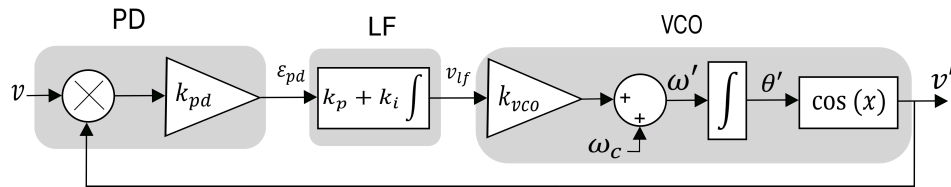


Figura B.1. Diagrama de bloques de un PLL básico.

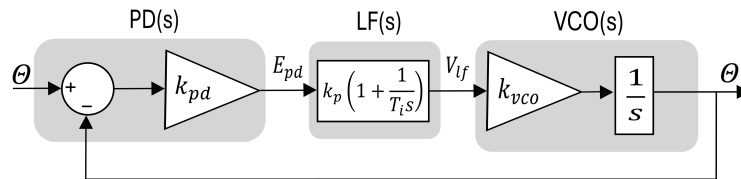


Figura B.2. Modelo de pequeña señal del PLL básico.

En este caso, el PD es implementado como un simple multiplicador, el LF se basa en un controlador PI y el VCO consiste en una función sinusoidal suministrada por un controlador lineal.

Para obtener el modelo linealizado de pequeña señal del PLL se expresan las ecuaciones en el dominio de la frecuencia utilizando la transformada de Laplace. Si se considera $k_{pd} = k_{vco} = 1$, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\text{Detector de fase: } E_{pd}(s) = \Theta(s) - \Theta'(s) \quad (\text{B.1})$$

$$\text{Filtro de lazo: } V_{lf} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \epsilon_{pd}(s) \quad (\text{B.2})$$

$$\text{Oscilador controlado: } \Theta'(s) = \frac{1}{s} V_{lf}(s) \quad (\text{B.3})$$

Por lo tanto, se obtiene el diagrama de bloques mostrado en la Figura B.2, que representa el modelo de pequeña señal del PLL. Se considera $k_{pd} = 1$, $k_{vco} = 1$ y $V = 1$, con los cuales se obtienen las siguientes funciones de transferencia [75]:

Función de transferencia en lazo abierto:

$$\begin{aligned} F_{OL}(s) &= PD(s) \cdot LF(s) \cdot VCO(s) \\ F_{OL}(s) &= k_{in} \frac{k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)}{s} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Función de transferencia en lazo cerrado para la dinámica de la fase del PLL:

$$H_{\theta}(s) = \frac{\Theta'(s)}{\Theta(s)} = \frac{LF(s)}{s + LF(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (\text{B.5})$$

Función de transferencia en lazo cerrado del error:

$$E_{\theta}(s) = \frac{E_{pd}(s)}{\Theta(s)} = 1 - H_{\theta}(s) = \frac{s}{s + LP(s)} = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (\text{B.6})$$

Las funciones de transferencia anteriores se pueden escribir de forma normalizada como:

$$H_{\theta}(s) = \frac{2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.7})$$

$$E_{\theta}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.8})$$

donde:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_p}{T_i}} \quad y \quad \zeta = \frac{\sqrt{k_p T_i}}{2}$$

El tiempo de asentamiento (estimado) del sistema, está dado por:

$$t_s = 4.6\tau, \quad \tau = \frac{1}{\zeta \omega_n}$$

Dado lo anterior, los parámetros de sintonización del PI pueden elegirse en función del tiempo de asentamiento, dados por:

$$k_p = 2\zeta \omega_n = \frac{9.2}{t_s}, \quad T_i = \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{t_s \zeta^2}{2.3}$$

Para el diseño del controlador para el PLL, se selecciona un tiempo de asentamiento de $t_s = 500ms$ y un factor de amortiguamiento de $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Con estos criterios se determinan los valores de las constantes del controlador PI:

$$k_p = 2\zeta \omega_n = \frac{9.2}{t_s} = \frac{9.2}{500ms} = 18.4 \quad (B.9)$$

$$T_i = \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{t_s \zeta^2}{2.3} = \frac{500ms \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{2.3} = 0.109695 \quad (B.10)$$

El PLL diseñado permite sincronizar el microinversor con la tensión v_s de la red eléctrica, tal como se observa en la Figura 5.1.

REFERENCIAS

- [1] S. Mohammad, A. Omar, N. Mahzan, and I. Ibrahim, "A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system," *IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium*, pp. 69–74, August 2013.
- [2] M. Khan, H. Liu, Z. Yang, and X. Yuan, "A comprehensive review on grid connected photovoltaic inverters, their modulation techniques, and control strategies," *Energies* 2020, vol. 13, August 2020.
- [3] K. Zeb, W. Uddin, M. Khan, Z. Ali, M. Ali, N. Christofides, and H. Kim, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews (Elsevier)*, vol. 94, pp. 1120–1141, October 2018.
- [4] A. Chatterjee and K. Mohanty, "Current control strategies for single phase grid integrated inverters for photovoltaic applications-a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews (Elsevier)*, vol. 92, pp. 554–569, September 2018.
- [5] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model predictive control*. Springer-Verlag London, 2014.
- [6] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] C. Muñoz, A. Villalón, J. Muñoz, M. Rivera, M. Sarbanzadeh, and M. Hosseinzadeh, "Predictive control of a three-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for solar energy injection," *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Melbourne, VIC, Australia*, pp. 521–526, July 2019.
- [8] M. Shadmand, M. Mosa, R. Balog, and H. Rub, "Maximum power point tracking of grid connected photovoltaic system employing model predictive control," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA*, pp. 3067–3074, May 2015.

- [9] J. Hu, J. Zhu, and D. Dorrell, “Model predictive control of grid-connected inverters for PV systems with flexible power regulation and switching frequency reduction,” *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA*, vol. 51, pp. 540–546, October 2013.
- [10] Y. Shan, J. Hu, and J. Guerrero, “A model predictive power control method for PV and energy storage systems with voltage support capability,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, pp. 1018–1029, July 2019.
- [11] A. Lashab, D. Sera, J. Guerrero, L. Mathe, and A. Bouzid, “Discrete model-predictive-control-based maximum power point tracking for PV systems: overview and evaluation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 7273–7287, October 2017.
- [12] L. Maccari, V. Montagner, and D. Lima, “Model predictive current controller applied to grid-connected LCL filters,” *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, PR, Brazil*, March 2017.
- [13] H. Moon, J. S. Lee, J. H. Lee, and K. B. Lee, “Model predictive control of a grid-connected inverter to reduce current ripples and computation loads,” *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA*, pp. 1097–1102, May 2017.
- [14] Y. Li, S. Sahoo, T. Dragičević, F. Blaabjerg, and Y. Zhang, “Stability-oriented design of model predictive control for DC/DC boost converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, pp. 922–932, January 2024.
- [15] P. de Oliveira, L. Borges, R. Gonzatti, R. Rodrigues, W. Santana, and D. Mollica, “A practical guide to implement model based predictive control applied on cascaded H-bridge converters,” *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Vancouver, BC, Canada*, pp. 2027–2032, August 2019.
- [16] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, “Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1826–1838, November 2018.
- [17] A. Abd-Elaziz, S. Dabour, M. Elmorshedy, and E. Rashad, “Application of FCS-MPC for split-source inverter-based single-phase grid-connected PV systems,” *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE), Luxor, Egypt*, pp. 1–6, February 2023.

- [18] C. Lin, S. Farooqui, H. Liu, J. Huang, and M. Fahad, “Finite control set model predictive control (FCS-MPC) for enhancing the performance of a single-phase inverter in a renewable energy system (RES),” *Mathematics*, vol. 11, November 2023.
- [19] M. Ahmed, M. Abdelrahem, and R. Kennel, “Highly efficient and robust grid connected photovoltaic system based model predictive control with Kalman filtering capability,” *Sustainability* 2020, vol. 12, June 2020.
- [20] A. Salau and G. Alitasb, “MPPT efficiency enhancement of a grid connected solar PV system using finite control set model predictive controller,” *Heliyon*, vol. 10, January 2025.
- [21] S. Vanti, P. Ranjan, S. D’Arco, and M. Amin, “Single-stage grid-connected PV system with finite control set model predictive control and an improved maximum power point tracking,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 13, pp. 791–802, December 2021.
- [22] J. Silva, J. Espinoza, J. Rohten, L. Moran, E. Espinosa, and C. Baier, “Extended-horizon finite-control-set predictive control of a multilevel inverter for grid-tie photovoltaic,” *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA*, February 2017.
- [23] E. Bighash, S. Sadeghzadeh, E. Ebrahimzadeh, Y. Yang, and F. Blaabjerg, “A novel model predictive control for single-phase grid-connected photovoltaic inverters,” *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA*, pp. 461–467, November 2017.
- [24] D. Lopez, F. Flores, S. Kouro, M. Perez, A. Llor, and L. Martínez, “Predictive control of a single-stage boost DC-AC photovoltaic microinverter,” *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy*, pp. 6746–6751, December 2016.
- [25] Z. Zhang, B. Li, R. Ma, X. Chen, and Z. Dai, “Finite-control-set model predictive control with a constant switching frequency for single-phase grid-connected photovoltaic inverter,” *IET Power Electronics*, vol. 15, pp. 123–131, December 2021.
- [26] J. Silva, J. Espinoza, D. Sbarbaro, L. Moran, J. Rohten, and L. Vaccaro, “Fast MPC algorithm for a grid tied photovoltaic system based on a multilevel inverter,” *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal*, pp. 3989–3994, December 2019.

- [27] P. Cortes, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Predictive control of a three-phase UPS inverter using two steps prediction horizon," *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, Viña del Mar, Chile*, pp. 1283–1288, May 2010.
- [28] D. Quevedo, R. Aguilera, and T. Geyer, "Predictive control in power electronics and drives: basic concepts, theory, and methods," *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*, pp. 181–226, January 2014.
- [29] D. Quevedo, R. Aguilera, and T. Geyer, "Model predictive control for power electronics applications," *Handbook of Model Predictive Control*, pp. 551–580, September 2018.
- [30] L. Cheng, P. Acuna, R. Aguilera, M. Ciobotaru, and J. Jiang, "Model predictive control for DC-DC boost converters with constant switching frequency," *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), Auckland, New Zealand*, February 2017.
- [31] M. Elmorshedy, H. Rahman, M. Ali, M. Sathik, and D. Almakhlles, "Improved performance of hybrid pv and wind generating system connected to the grid using finite-set model predictive control," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 110344–110361, October 2022.
- [32] C. Boubii, I. Kafazi, R. Bannari, B. Bhiri, S. Mobayen, A. Zhilenkov, and B. Bossoufi, "Integrated control and optimization for grid-connected photovoltaic systems: a model-predictive and PSO approach," *Energies* 2023, vol. 16, November 2023.
- [33] N. Kacimi, A. Idir, S. Groundi, and M. Boucherit, "Improved MPPT control strategy for PV connected to grid using IncCond-PSO-MPC approach," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 9, pp. 1008–1020, May 2023.
- [34] A. Laib, F. Krim, B. Talbi, and A. Sahli, "A predictive control scheme for large-scale grid-connected PV system using high-level NPC inverter," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 45, pp. 1685–1701, September 2019.
- [35] M. Shadmand, X. Li, R. Balog, and H. Rub, "Model predictive control of grid-tied photovoltaic systems: maximum power point tracking and decoupled power control," *2015 First Workshop on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, pp. 1–6, August 2015.
- [36] M. Ahmed, I. Harbi, R. Kennel, J. Rodríguez, and M. Abdelrahem, "Maximum power point tracking-based model predictive control for photovoltaic systems: investigation and new perspective," *Sensors* 2022, vol. 22, April 2022.
- [37] Y. Zhao, A. An, Y. Xu, Q. Wang, and M. Wang, "Model predictive control of grid-connected PV power generation system considering optimal MPPT control of PV modules," *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 6, pp. 1–12, October 2021.

- [38] Y. Yang and H. Wen, “Adaptive perturb and observe maximum power point tracking with current predictive and decoupled power control for grid-connected photovoltaic inverters,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 7, pp. 422–432, March 2019.
- [39] F. Villarroel, J. Espinoza, M. Pérez, R. Ramírez, C. Baier, and L. Morán, “Shortest horizon FCS-MPC output voltage tracking in non-minimum phase boost-type converters,” *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal*, pp. 4119–4124, December 2019.
- [40] Y. Li, T. Dragičević, S. Sahoo, Y. Zhang, and F. Blaabjerg, “An improved model predictive control for DC-DC boost converter,” *2022 IEEE 13th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Kiel, Germany*, pp. 1–6, October 2022.
- [41] P. Kakosimos, A. Kladas, and S. Manias, “Fast photovoltaic-system voltage- or current-oriented MPPT employing a predictive digital current-controlled converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 5673–5685, December 2012.
- [42] Y. Li, S. Sahoo, S. Vazquez, Y. Zhang, T. Dragičević, and F. Blaabjerg, “Stability-oriented prediction horizons design of generalized predictive control for DC/DC boost converter,” *2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA*, pp. 2841–2848, May 2024.
- [43] A. Hmidene, H. Bennis, and F. M’sahli, “Implementation of generalized model predictive control algorithm for DC-DC boost converter on STM32,” *Electrica*, vol. 24, pp. 722–732, November 2024.
- [44] M. Ehsani, M. Saeidi, H. Radmanesh, and A. Abrishamifar, “Comparisons between generalized predictive control and linear controllers in multi-input DC-DC boost converter,” *International Journal of Industrial Electronics, Control and Optimization*, vol. 3, pp. 27–34, January 2020.
- [45] D. M. Lima, V.F. Montagner, and L. Maccari, “Generalized predictive control with harmonic rejection applied to a grid-connected inverter with LCL filter,” *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Juiz de Fora, Brazil*, January 2018.
- [46] S. Vazquez, C. Montero, C. Bordons, and L. Franquelo, “Model predictive control of a VSI with long prediction horizon,” *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, Poland*, pp. 1805–1810, August 2011.

- [47] S. Vazquez, C. Montero, C. Bordons, and L. Franquelo, “Design and experimental validation of a model predictive control strategy for a VSI with long prediction horizon,” *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria*, pp. 5788–5793, January 2014.
- [48] P. Šimek, M. Bejvl, and V. Valouch, “Power control for grid-connected converter based on generalized predictive current control,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, pp. 7072–7083, September 2022.
- [49] C. Xue, J. Wang, R. Liu, H. Zhang, Y. Li, and Y. Li, “Generalized predictive control for LC-filtered voltage-source inverters with enhanced predictive horizon,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, pp. 13798–13810, August 2023.
- [50] M. Memeghani, S. Ghamari, T. Jouybari, H. Mollaei, and P. Wheeler, “Generalised predictive controller (GPC) design on single-phase full-bridge inverter with a novel identification method,” *IET Control Theory & Applications*, vol. 17, pp. 284–294, May 2022.
- [51] T. Wang, Z. Zhu, N. Freire, D. Stone, and M. Foster, “Generalized predictive dc-link voltage control for grid-connected converter,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, pp. 1489–1506, February 2021.
- [52] D. Naunay, P. Ayala, J. Andino, W. Martinez, J. Llanos, and D. Aviles, “Generalized predictive control strategy applied to a single-phase T-type voltage source inverter in stand-alone operation mode,” *2021 IEEE 22nd Workshop on Control and Modelling of Power Electronics (COMPEL)*, p. 1–7, December 2021.
- [53] I. González, H. Miranda, C. Méndez, V. Cárdenas, J. Espinoza, and M. Pérez, “Dynamic matrix predictive control on DC-AC modular multilevel converter: design, control and real-time simulation,” *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA*, pp. 4552–4559, November 2017.
- [54] V. Srinivas, B. Singh, S. Mishra, H. Mollaei, and P. Wheeler, “Adaptive generalized predictive control scheme for single phase GPV system,” *2018 4th International Conference on Universal Village (UV), Boston, MA, USA*, pp. 1–6, February 2019.
- [55] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1292–1306, October 2005.

- [56] S. Chaudhary, Z. Ahmad, and S. Singh, “Single phase grid interactive solar photovoltaic inverters: a review,” *2018 National Power Engineering Conference (NPEC), Madurai, India*, pp. 1–6, September 2018.
- [57] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2711–2726, October 2012.
- [58] A. L. America, “<https://latam.apsystems.com/>.” APsystems ALTENERGY POWER, 2025. Recuperado el 22 de noviembre del 2025.
- [59] E. Energy, “<https://enphase.com/es-es>.” Enphase, 2025. Recuperado el 22 de noviembre del 2025.
- [60] D. Meneses, F. Blaabjerg, Ó. García, and J. Cobos, “Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2649–2663, November 2012.
- [61] F. Edwin, W. Xiao, and V. Khadkikar, “Topology review of single phase grid-connected module integrated converters for PV applications,” *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, Canada*, pp. 821–827, December 2012.
- [62] K. Alluhaybi, I. Batarseh, and H. Hu, “Comprehensive review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, pp. 1310–1329, February 2019.
- [63] E. F. Camacho and C. Bordons, “Control predictivo: pasado, presente y futuro,” *Revista iberoamericana de automática e informática industrial*, vol. 1, pp. 5–28, October 2004.
- [64] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Rodriguez, H. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, “Model predictive control: a review of its applications in power electronics,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, pp. 16–31, March 2014.
- [65] S. Borreggine, V. Monopoli, G. Rizzello, D. Naso, F. Cupertino, and R. Consoletti, “A review on model predictive control and its applications in power electronics,” *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), Turin, Italy*, August 2019.
- [66] W. Xiao, *Photovoltaic power system: modeling, design and control*. John Wiley & Sons, 2017.

- [67] N. Zakzouk, A. Abdelsalam, A. Helal, and B. Williams, “PV single-phase grid-connected converter: DC-link voltage sensorless prospective,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 526–546, March 2017.
- [68] D. W. Hart, *Electrónica de potencia*. Prentice Hall, 2001.
- [69] F. I. Quiroz, *Desarrollo de un inversor fotovoltaico con funciones autónomas para generación eléctrica distribuida*. Tesis de Maestría, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Centro de Investigación y Estudios de Posgrado-Facultad de Ingeniería, 2019.
- [70] IEEE, “IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces,” Tech. Rep. IEEE std 1547-2018, IEEE Standards Coordinating Committee 21, 2018.
- [71] M. González, V. Cárdenas, H. Miranda, and R. Álvarez, “Sizing and control of a multilevel converter for photovoltaic generation with independent power extraction capabilities per module,” *IEEE 13th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Toulouse, France, July 2019.
- [72] M. Dehedkar and Subhash Vitthalrao, “Optimization of PV system using distributed MPPT control,” *International Conference on System Modeling & Advancement in Research Trends (SMART)*, pp. 216–220, November 2018.
- [73] H. Moreira, M. Gomes, L. Savoi, T. Perpetuo, and M. Villalva, “An experimental comparative study of perturb and observe and incremental conductance MPPT techniques for two-stage photovoltaic inverter,” *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, Brazil, January 2018.
- [74] H. Kancherla and S. Syama, “Simulation and analysis of incremental conductance and perturb and observe MPPT with DC-DC converter topology for PV array,” *2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, Coimbatore, India, pp. 1–5, August 2015.
- [75] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Wiley, 2011.
- [76] R. Errouissi, A. Al-Durra, and S. Mueeen, “A robust continuous-time MPC of a DC–DC boost converter interfaced with a grid-connected photovoltaic system,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 6, pp. 1619–1629, August 2016.

- [77] E. Zafra, S. Vazquez, T. Geyer, R. Aguilera, and L. Franquelo, “Long prediction horizon FCS-MPC for power converters and drives,” *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 4, pp. 159–175, May 2023.
- [78] E. Zafra, S. Vazquez, C. Regalo, V. Lecuyer, A. Marquez, and J. Leon, “Parallel sphere decoding algorithm for long-prediction-horizon FCS-MPC,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 7896–7906, February 2022.

