



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

**TEMA: DISEÑO DE UN CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO
(MPC) PARA UN INVERSOR DE POTENCIA MONOFÁSICO, APLICADO
A UN GENERADOR FOTOVOLTAICO**

AUTOR: SUQUILLO GUALOTUÑA, ALEX WLADIMIR

DIRECTOR: DR. ARCOS AVILÉS, DIEGO GUSTAVO

SANGOLQUÍ

2019



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “***DISEÑO DE UN CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO (MPC) PARA UN INVERSOR DE POTENCIA MONOFÁSICO, APLICADO A UN GENERADOR FOTOVOLTAICO***” fue realizado por el señor ***SUQUILLO GUALOTUÑA ALEX WLADIMIR*** el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 1 febrero de 2019

.....
Dr. Arcos Avilés Diego Gustavo
C. C. 1710879444



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, *Suquillo Gualotuña Alex Wladimir*, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: “*Diseño de un control predictivo basado en modelo (MPC) para un inversor de potencia monofásico, aplicado a un generador fotovoltaico*” es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz.

Sangolquí, 1 febrero de 2019


.....
Suquillo Gualotuña Alex Wladimir
C. C. 1721824033



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORIZACIÓN

Yo, *Suquillo Gualotuña Alex Wladimir* autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: “*Diseño de un control predictivo basado en modelo (MPC) para un inversor de potencia monofásico, aplicado a un generador fotovoltaico*” en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad

Sangolquí, 1 febrero de 2019


.....
Suquillo Gualotuña Alex Wladimir
C. C. 1721824033

DEDICATORIA

A mi hermosa familia, mis padres Pilar y Saúl, quienes han sido un pilar fundamental en mi vida y me han brindado su apoyo y amor incondicional. A mi hermana Damaris por su calidez y amor.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por haberme guiado a cumplir esta gran meta.

A mi madre Pilar por ser apoyo incondicional y ejemplo de excelencia y responsabilidad, a mi padre Saúl por transmitir su espíritu de trabajo duro y honestidad, gracias por su esfuerzo incansable. A mi hermana Damaris gracias por tu paciencia y cariño. Muchas gracias sin su apoyo la culminación de mi carrera no sería posible.

A todos los miembros de mi familia quienes siempre han sido un ejemplo a seguir y han estado para brindarme su apoyo.

A mi tutor Dr. Diego Arcos quien ha sido un gran mentor y ha llevado a que este trabajo haya sido culminado con éxito, gracias por su paciencia y vocación.

A la Universidad y todos los profesores quienes han aportado valor a mi formación como profesional.

A mis grandes amigos y amigas con quienes hemos compartido experiencias, derrotas y aprendizajes a lo largo de la carrera. Gracias por hacer que la carrera sea más llevadera y divertida todos esos momentos quedaran grabados en mi mente.

Finalmente gracias a mi pareja sentimental Daniela has sido un apoyo fundamental desde el inicio hasta el final de mi carrera, gracias por brindarme tu amor y comprensión, gracias por no dejarme caer y ser incondicional.

Alex Wladimir Suquillo Gualotuña

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CERTIFICADO DEL DIRECTOR.....	i
AUTORIA DE RESPONSABILIDAD	ii
AUTORIZACIÓN.....	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTOS	v
ÍNDICE DE CONTENIDOS	vi
ÍNDICE DE TABLAS	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	ix
RESUMEN	xii
ABSTRACT	xiii
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Justificación	5
1.3. Alcance	6
1.4. Objetivos	7
1.4.1 General	7
1.4.2 Específicos	7
CAPÍTULO 2. FUNDAMENTO TEÓRICO	8
2.1. Situación actual de la Energía solar	8
2.2. Efecto fotovoltaico	10
2.3. Sistemas fotovoltaicos	12
2.4. Inversor monofásico	14
2.4.1 Inversor monofásico puente onda completa.....	14
2.4.2 Modulación PWM.....	16
2.5. Control del inversor monofásico	19
2.5.1 Modelo promediado en el espacio de estados	21
2.5.2 Tipos de controladores para inversores.....	26
2.6. Control predictivo basado en modelo (MPC)	27

2.6.1	Control Predictivo Generalizado (GPC).....	31
CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONTROL DEL INVERSOR		38
3.1. Dimensionamiento del inversor monofásico		38
3.1.1	Diseño del filtro de salida del inversor.....	39
3.2. Modelo promediado en el espacio de estados.....		41
3.2.1	Descripción del inversor en variables de estado	42
3.2.2	Promediado de variables de estado en régimen permanente.....	45
3.2.3	Promediado en variables de estado en AC (pequeña señal).....	46
3.2.4	Funciones de transferencia	48
3.3. Esquema de control del inversor.....		51
3.4. Diseño del controlador GPC para el inversor.....		52
3.4.1	Modelo de proceso	53
3.4.2	Modelo de predicción.....	54
3.4.3	Ley de control.....	56
3.4.4	Simulación de la estrategia de control GPC.....	57
3.4.5	Criterio paramétrico de selección de λ	64
CAPÍTULO 4. ANALISIS DE RESULTADOS DE SIMULACION		67
4.1. Parámetros de simulación		67
4.2. Respuesta al escalón		69
4.2.1	Seguimiento a referencias	69
4.2.2	Perturbaciones en el voltaje de entrada V_g	71
4.3. Respuesta a referencia sinusoidal		73
4.3.1	Seguimiento a referencia.....	73
4.3.2	Perturbaciones en el voltaje de entrada V_g	75
4.3.3	Perturbaciones en la carga.....	79
4.3.4	Costo computacional	84
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES.....		86
BIBLIOGRAFÍA		88

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 <i>Estados de conmutación del inversor puente completo</i>	16
Tabla 2 <i>Ventajas y desventajas de modulación PWM</i>	17
Tabla 3 <i>Ventajas y desventajas de MPC</i>	29
Tabla 4 <i>Especificaciones del inversor monofásico</i>	38
Tabla 5 <i>Resumen de matrices de coeficientes</i>	44
Tabla 6 <i>Especificaciones de diseño del inversor monofásico</i>	53
Tabla 7 <i>Parámetros de diseño de controlador PI</i>	67
Tabla 8 <i>Parámetros de simulación</i>	68
Tabla 9 <i>Desempeño de los controladores PI y GPC para seguimiento de tipo escalón</i>	70
Tabla 10 <i>Desempeño de los controladores PI y GPC para perturbaciones en el voltaje de entrada</i>	72
Tabla 11 <i>Desempeño de controladores PI y GPC para seguimiento de referencia sinusoidal</i> ...	75
Tabla 12 <i>Desempeño de controladores PI y GPC para seguimiento de referencia sinusoidal</i> ...	79
Tabla 13 <i>Desempeño de los controladores PI y GPC para perturbaciones en la carga</i>	82
Tabla 14 <i>Parámetros para la ejecución del código de la ley de control</i>	85
Tabla 15 <i>Muestras de ejecución de código para la ley de control</i>	85

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Situación actual de energía renovable en Latinoamérica y el Caribe	8
Figura 2 Mapa solar del Ecuador con fines de generación eléctrica.....	9
Figura 3 Efecto Fotovoltaico Fuente: (González et al., n.d.)	11
Figura 4 Curva característica de la célula fotovoltaica	11
Figura 5 Esquema de un sistema fotovoltaico.....	12
Figura 6 Esquema de generación distribuida	13
Figura 7 Inversor ideal de onda completa	15
Figura 8 Principio de operación del inversor de onda completa	15
Figura 9 PWM bipolar. (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular. (b) Salida vs(t).....	18
Figura 10 Contenido armónico en voltaje de salida del inversor.....	18
Figura 11 Inversor monofásico con filtro LC	19
Figura 12 Control en lazo cerrado del inversor conmutado.....	20
Figura 13 Tipos de controladores para inversores	26
Figura 14 Estrategia MPC	28
Figura 15 Estructura básica MPC	29
Figura 16 Estrategia GPC.....	31
Figura 17 Filtro LC	39
Figura 18 Diagrama de bode de filtro LC con carga y sin carga	41
Figura 19 Inversor monofásico	42
Figura 20 Circuito equivalente durante dT_s	42
Figura 21 Circuito equivalente durante $(1-d)T_s$	43
Figura 22 Circuito equivalente en AC, modelo por fuentes controladas	47

Figura 23 Inversor en pequeña señal AC	50
Figura 24 Esquema de control para un sistema fotovoltaico modo isla.....	51
Figura 25 Control GPC en lazo cerrado	52
Figura 26 Lazo cerrado GPC en tiempo discreto	57
Figura 27 Implementación control GPC de inversor monofásico.....	58
Figura 28 Diagrama de flujo de implementación matemática de la ley de control GPC	59
Figura 29 Respuesta al escalón del lazo de control GPC para $\lambda=100$	60
Figura 30 (a) Respuesta al escalón lazo de control GPC para $\lambda=1000$, (b) acercamiento a la respuesta.	61
Figura 31 (a) Respuesta al escalón lazo de control GPC para $\lambda=10000$, (b) acercamiento a la respuesta	62
Figura 32 Voltaje de salida para horizontes de predicción $N=10$, $N=20$ y $N=30$, con $\lambda=100$...	63
Figura 33 Voltaje de salida para horizontes de predicción $N=10$, $N=20$ y $N=30$, con $\lambda=500$...	64
Figura 34 Margen de fase experimental ante variaciones de los parámetros λ y r_0	66
Figura 35 Influencia de λ y r_0 , (a) THD para cada valor de λ (b) ancho de banda para cada valor de λ	66
Figura 36 Simulación inversor monofásico onda completa.....	68
Figura 37 Respuesta para seguimiento de referencias de tipo escalón para el controlador PI.....	69
Figura 38 Respuesta para seguimiento de referencias tipo escalón para el controlador GPC	70
Figura 39 Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI.....	71
Figura 40 Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI.....	72
Figura 41 Respuesta para seguimiento de referencia sinusoidal para el controlador PI	73

Figura 42 THD de voltaje seguimiento de referencia control PI	74
Figura 43 Respuesta para seguimiento de referencia sinusoidal para el controlador GPC	74
Figura 44 THD de voltaje seguimiento de referencia control GPC	75
Figura 45 Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI.....	76
Figura 46 Error de estado estable ante perturbaciones en V_g para el controlador PI	76
Figura 47 THD frente a perturbaciones en V_g para control PI	77
Figura 48 Dinámica de la perturbación en el voltaje de entrada V_g	78
Figura 49 Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador GPC	78
Figura 50 THD frente a perturbaciones en V_g para control GPC	79
Figura 51 Respuesta ante perturbaciones en la carga para el controlador PI.....	80
Figura 52 THD frente a perturbaciones en la carga para control PI.	80
Figura 53 Perturbación en la carga $r_0 = 10$ para controlador GPC	81
Figura 54 Respuesta ante perturbaciones en la carga para el controlador GPC.....	81
Figura 55 THD frente a perturbaciones en la carga para control GPC	82
Figura 56 Respuesta con carga $R = 100\Omega$ para el controlador PI	83
Figura 57 THD con carga $R = 100\Omega$ para control PI	83
Figura 58 Respuesta con carga $R = 100\Omega$ para el controlador GPC	84
Figura 59 THD con carga $R = 100\Omega$ para control GPC	84

RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño de un sistema de control predictivo basado en modelo (MPC), para un inversor monofásico aplicado a un generador fotovoltaico. En primer lugar se plantea las condiciones de funcionamiento para un sistema fotovoltaico aislado de la red. Con ello se obtiene un modelo lineal en pequeña señal para el inversor monofásico, de éste modelo se obtiene la función de transferencia que describe la dinámica del inversor para posteriormente realizar el diseño de la estrategia de control predictivo generalizado (GPC). Se obtiene una ley de control explícita cuando la optimización de la función objetivo no considera restricciones. Diferentes pruebas son realizadas para sintonizar el controlador GPC y mediante un análisis de respuesta en frecuencia y variaciones paramétricas se establece el valor de ponderación del esfuerzo de control. Para validar el correcto desempeño del diseño propuesto se realizó una comparación con un controlador PI, en ambos casos se realizan pruebas para: seguimiento de referencia, respuesta ante perturbaciones en el voltaje de entrada del inversor y perturbaciones en la carga. Finalmente, se comprueba que la estrategia de control GPC es robusta ante perturbaciones con bajo costo computacional y en general presenta mejor desempeño que un control PI convencional.

PALABRAS CLAVE

- **INVERSOR MONOFÁSICO**
- **CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO (MPC)**
- **CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO (GPC)**
- **SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

ABSTRACT

This work presents the design of a model predictive control (MPC) for a single-phase inverter applied to a photovoltaic generator. In the first place, the operating conditions for a photovoltaic system isolated from the network are considered. This results in a linear model in a small signal for the single-phase inverter. From this model, the transfer function that describes the dynamics of the inverter is obtained to subsequently design the generalized predictive control (GPC) strategy. An explicit control law is obtained when the optimization of the objective function does not consider restrictions. Different tests are carried out to tune the GPC controller; then, by means of a frequency response analysis and parametric variations, the weight value of the control effort is established. To evaluate the design a comparison with a PI controller is performed. The following tests are performed in both cases: reference tracking, disturbances in the input voltage of the inverter and disturbances in the load. Finally, it is verified that the GPC control strategy is robust to disturbances with low computational cost and in general it presents better performance than a conventional PI control.

KEYWORDS

- **SINGLE PHASE INVERTER**
- **MODEL-BASED PREDICTIVE CONTROL (MPC)**
- **GENERALIZED PREDICTIVE CONTROL (GPC)**
- **PHOTOVOLTAIC SYSTEMS**

CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

En la actualidad la generación de energía eléctrica en un 60% involucra el uso de combustibles fósiles. Los combustibles fósiles no son renovables y además han tenido un alto grado de impacto para el medio ambiente. Ante este hecho surgen alternativas de generación eléctrica a partir de fuentes renovables de energía tales como: eólica, solar, geotérmica, hídrica y biomasa. Actualmente la generación global de energía a través de recursos renovables es del 23% y se espera que para 2040 alcancen un 34% (Malinowski, Leon, & Abu-Rab, 2017).

El uso de energía solar fotovoltaica para la generación de energía eléctrica se ha incrementado rápidamente con una capacidad instalada de los sistemas fotovoltaicos (SFV) a nivel mundial que alcanzan aproximadamente 227GW y representa el 1% del total de la electricidad (Muñoz Vizhñay, Rojas Moncayo, & Barreto Calle, 2018). Los costos en cuanto a tecnología también han sido un factor determinante para la instalación de SFV estos se han visto reducidos en un 50% en cinco años, lo cual permite tener rentabilidad y se ha reflejado directamente en el incremento de las instalaciones de este tipo de sistemas a nivel mundial.

En la generación distribuida (GD) para energías renovables se considera que la energía eléctrica pueda ser suministrada a la red o alimenten directamente a la carga a esto se lo conoce como microrred (Maysse, Carranza, Ortega, & Rodríguez, 2018), en este contexto los SFV pueden operar conectados a la red eléctrica o en modo isla esto da lugar a la diversificación para satisfacer la demanda energética. Por otro lado los SFV en modo isla pueden dar solución a los problemas de costos elevados de transmisión de la energía sujetos a que ciertos centros de consumo se encuentran aislados o a grandes distancias de los centros de generación convencionales centralizados. Dadas

estas necesidades los SFV en modo isla resultan ser de gran importancia para la generación de energía eléctrica.

La conversión de energía solar a energía eléctrica se logra gracias al efecto fotoeléctrico que tiene lugar en elementos conocidos como celdas fotovoltaicas, la agrupación de dichas celdas constituye un panel fotovoltaico (González, Pérez, Santos, & Gil, n.d.). Los paneles solares son conectados en serie o paralelo (arreglos) con el fin de aumentar el voltaje o la corriente, no obstante para alimentar a una carga AC o inyectar a la red según sea el caso, la corriente debe ser de tipo alterna (AC), sin embargo, la corriente obtenida de los paneles es de tipo continua (DC), además los niveles de voltaje que entregan dichos paneles no son regulados. Esto supone el uso de convertidores electrónicos de potencia los cuales se encargan de la conversión de energía. En particular los SFV en modo isla necesitan una etapa de conversión DC-DC para elevar y regular el voltaje que entrega el panel, estos pueden transferir la energía a sistemas de almacenamiento o inyectar el voltaje regulado a un convertidor DC-AC o también conocido como inversor.

Los SFV en modo isla no depende de la red eléctrica por lo tanto el inversor tiene un papel fundamental, ya que éste debe controlar el voltaje y la corriente que se suministra a la carga y garantizar su amplitud, forma de onda y frecuencia. También debe asegurarse que la distorsión armónica total (THD) en la señal de tensión sea menor a 5% ante la variación de cargas lineales y no lineales para evitar pérdidas e interferencia (Liu, 2016). En este contexto, es necesario la implementación de un sistema de control para el inversor que permita cumplir con estos requerimientos.

En general los convertidores pueden ser controlados mediante modulación por ancho de pulso (PWM), que en la literatura han sido ampliamente estudiados (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009), sin embargo, la aplicación en SFV también requiere de un control realimentado para

asegurar la calidad de la energía suministrada a la carga. En (Ortega, Carranza, Sosa, García, & Rodríguez, 2015) se realizó el modelado, diseño e implementación de un inversor fotovoltaico en modo isla, se implementó un controlador PI-P+CRes (Control resonante) que obtuvo THD menores al 5%. Por otro lado, en (Diouri, Errahimi, & Es-sbai, 2018) se diseñó una estrategia de control PID para la regulación del voltaje de salida de un inversor monofásico ante variaciones de carga, se realizó una solución simple que garantiza la eficiencia y estabilidad del voltaje. Finalmente, (Carillo, 2017) efectuó la simulación de un sistema fotovoltaico que trabaja en modo red y en modo isla, para esto utilizó la técnica de control de corriente media y obtuvo un THD entre 2 y 5%. En todos estos casos se utilizaron técnicas de control lineal y se obtuvieron resultados favorables.

Por otra parte en la última década el uso de controladores avanzados tales como: deslizante, inteligencia artificial o predictivo han ganado terreno en el control de convertidores, esto debido a que las velocidades de procesamiento de microcontroladores y microprocesadores han aumentado notablemente. Esto ha hecho posible la implementación de controladores avanzados en procesos con dinámicas rápidas y no lineales como los convertidores de potencia, por ende hoy en día es posible realizar un gran número de cálculos a bajo costo computacional (Cortes, Kazmierkowski, Kennel, Quevedo, & Rodriguez, 2008). Actualmente se busca que los convertidores de potencia presenten: alta eficiencia con el mejor uso de los dispositivos semiconductores, reducción al mínimo los errores en las variables controladas y un mejor desempeño en distintos puntos de operación (Negroni, 2007). La naturaleza no lineal de los convertidores en general y las prestaciones de los controladores avanzados los hacen una opción factible para el control de dichos convertidores en aplicaciones de energías renovables.

Entre las técnicas de control avanzado se tiene al Control Predictivo basado en Modelo MPC (por sus siglas en inglés, Model Predictive Control), el cual necesita de un modelo del proceso para

predecir la salida. El MPC ha destacado frente a otras técnicas de control por sus altas prestaciones tales como: minimiza una función objetivo, es aplicable al caso multivariable, inclusión de no linealidades y de restricciones. Esta última característica del MPC lo hace bastante factible para el control de inversores para SFV, debido a que el control debe considerar restricciones como el voltaje de salida máximo, limitaciones de corriente suministrados a la carga y por razones de seguridad en general. Las características de los convertidores de potencia hacen que MPC sea una solución natural de control (Rodríguez & Cortes, 2012), estas perspectivas se apegan a los requerimientos de control del inversor para el caso de estudio en SFV en modo isla.

Sin embargo, éstas características se cumplen en el caso de la técnica más usada para control de convertidores FCS-MPC (por siglas en inglés, Finite Control Set), la cual no usa una etapa de modulación y aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores de potencia, por ende, provoca una frecuencia de conmutación variable (Syed & Raahemifar, 2014). Por otro lado, existen otras técnicas de control predictivo que no operan directamente sobre la conmutación de los convertidores y el control es realizado por una variable de control continua en conjunto con una modulación PWM, entre los más utilizados se puede nombrar a DMC (por siglas en inglés, Dynamic Matrix Control) y GPC (por sus siglas en inglés, Generalized Predictive Control), en general para este tipo de control es necesario obtener un modelo linealizado del proceso a controlar en un determinado punto de operación. En (Judewicz, 2015) se presenta un análisis de las técnicas de control FCS-MPC y GPC aplicadas a un inversor trifásico conectado a la red en el cual se concluye que GPC sin restricciones proporciona un control robusto a menor costo computacional y con bajo THD en relación a otras estrategias de control. El estudio del MPC desacoplado para un inversor monofásico conectado a la red presentado por (Li et al., 2015) tiene una propuesta de control sencillo sin PWM, aumenta el rendimiento y disminuye el error de seguimiento a

referencias. La investigación de (D'Antona, Faranda, Hafezi, & Bugliesi, 2016) propone un MPC de corriente combinado con un control PI (Proporcional Integral) para un inversor monofásico bidireccional que opera conectado a la red y en modo isla, los resultados presentan un buen rendimiento en estado transitorio y en estado estable.

Bajo estos criterios el presente trabajo se centra en el diseño de un control MPC para un inversor monofásico de potencia, aplicado a un generador fotovoltaico que opera en modo isla. Para aplicar en particular MPC es necesario obtener un modelo matemático lineal en pequeña señal AC que describa la dinámica del inversor para posteriormente encontrar una función de transferencia. Existen varios métodos para obtener el modelo en pequeña señal AC en este caso se utilizará el método promediado en el espacio de estados.

1.2. Justificación

El desarrollo del presente trabajo busca diseñar un control MPC robusto con bajo costo computacional para un inversor monofásico aplicado a un generador fotovoltaico que opera en modo isla, con el objetivo de controlar la forma de onda, amplitud y frecuencia tanto en corriente como en voltaje de manera que se garantice la calidad de energía suministrada a la carga con un THD menor al 5% según la norma IEC61727. Estos parámetros permitirán evaluar como incide la estrategia de control MPC en el rendimiento general del SFV frente a otro tipo de estrategia. De manera específica MPC se perfila como un método de control muy prometedor para aplicaciones industriales en el futuro debido a las altas prestaciones que presenta y las posibilidades técnicas de implementación, aquí radica la importancia de su estudio.

Por otro lado Ecuador en la actualidad pese a los altos y constantes índices de radiación que se presentan en su geografía, no se aprovecha el recurso solar debidamente, por ello este trabajo pretende fomentar la investigación en las áreas de Electrónica de Potencia, Control Automático

Avanzado y Fuentes de Energía Renovable y aportará una base metodológica relevante en el diseño y modelado de controladores avanzados para inversores monofásicos. Todo esto frente a las necesidades actuales a las que se enfrenta el país en cuanto a: el incentivo de energías renovables no convencionales, modernización de las redes de distribución, generación distribuida y la eficiencia energética para la microgeneración fotovoltaica, para el autoabastecimiento de consumidores finales de energía eléctrica (ARCONEL, 2018).

1.3. Alcance

Se plantea los alcances y aspectos que se revisarán en el proyecto de investigación, de esta manera se define criterios y parámetros que limitan el desarrollo del presente trabajo.

- El desarrollo del proyecto se centra en el diseño y simulación de un controlador para el inversor monofásico se asume que el voltaje de entrada está regulado, por lo tanto es constante y tiene un voltaje máximo de 400V.
- El voltaje de salida del inversor será de 110Vrms a 60Hz.
- Se utilizará la topología puente H para el inversor.
- Se empleará semiconductores de potencia IGBT ideales, por tal razón no se tomará en consideración tiempos muertos, sin embargo, si se tomará en cuenta las pérdidas por resistencias parásitas.
- De la familia de técnicas de control MPC se utilizará el control GPC.
- Se busca que el THD sea inferior al 5% de acuerdo a la norma de calidad de energía IEC 61727.
- La evaluación de resultados se realizará mediante la comparación entre un control PI y GPC.

- El entorno de simulación será Matlab®, con su herramienta Simulink para la simulación del control GPC para el inversor.

1.4. Objetivos

1.4.1 General

Diseñar un controlador predictivo basado en modelo (MPC) para un inversor de potencia monofásico aplicado a un generador fotovoltaico.

1.4.2 Específicos

- Realizar el diseño en pequeña señal AC del inversor monofásico en Puente H.
- Diseñar el algoritmo de control predictivo generalizado (GPC).
- Implementar el algoritmo de control en la plataforma Simulink.
- Analizar el controlador por GPC en régimen permanente y transitorio.
- Comparar el comportamiento del controlador con GPC con un control PI.
- Analizar el THD y el comportamiento del sistema ante variaciones de carga.

CAPÍTULO 2.

FUNDAMENTO TEÓRICO

En este capítulo se presenta una síntesis del fundamento teórico necesario para la realización del trabajo, se detallan los temas: situación actual de la energía solar en el Ecuador, las diferentes etapas que conforman un SFV, aspectos generales, funcionamiento y control de inversores monofásicos. Además, se detalla el método de promediado en el espacio de estados para obtener el modelo de pequeña señal AC del inversor, fundamental en el diseño del controlador GPC. Finalmente, se describen las generalidades del MPC y la formulación de un controlador GPC.

2.1. Situación actual de la Energía solar

La energía solar es un recurso energético renovable que se extiende por toda la geografía del planeta. Dado que este recurso es libre de contaminación e ilimitado, en las últimas décadas la explotación de este recurso se ha incrementado rápidamente a nivel mundial (Alvarado, 2016). Sin embargo, hasta 2016 en Latinoamérica pese a su gran potencial en energía solar ha sido poco aprovechado, y esto es evidenciado debido a que la generación de energía eléctrica a partir de energía solar es tan solo del 0.53% como se muestra en la Figura 1.

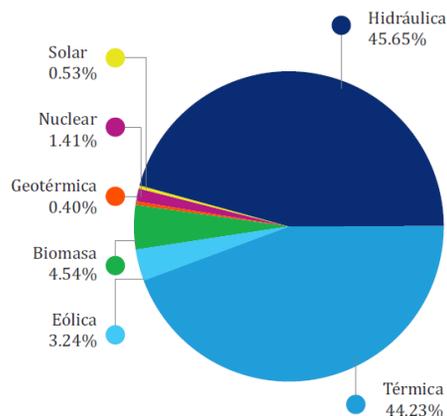


Figura 1. Situación actual de energía renovable en Latinoamérica y el Caribe
Fuente: (Muñoz, Pineda, & Salazar, 2017)

Ecuador destaca como un país con índices de radiación favorables para la explotación del recurso solar, esto sucede gracias a su ubicación geográfica que permite recibir una mayor y constante cantidad de radiación solar (CIE, 2017). El promedio de radiación solar global (es decir entre radiación directa y difusa en todos los meses del año) en el país es de $4.575 \text{ Wh/m}^2/\text{día}$ según el atlas solar como se muestra en la Figura 2, cabe recalcar que este mapa fue levantado en el año 2008. En el año 2017 en el país se produjo 35,3 GWh/año con energía solar que tan solo equivale al 0.15% del total de energía producida (Muñoz Vizhñay et al., 2018), esto indica que la generación de electricidad a partir de energía solar camina a un paso muy lento en el Ecuador.

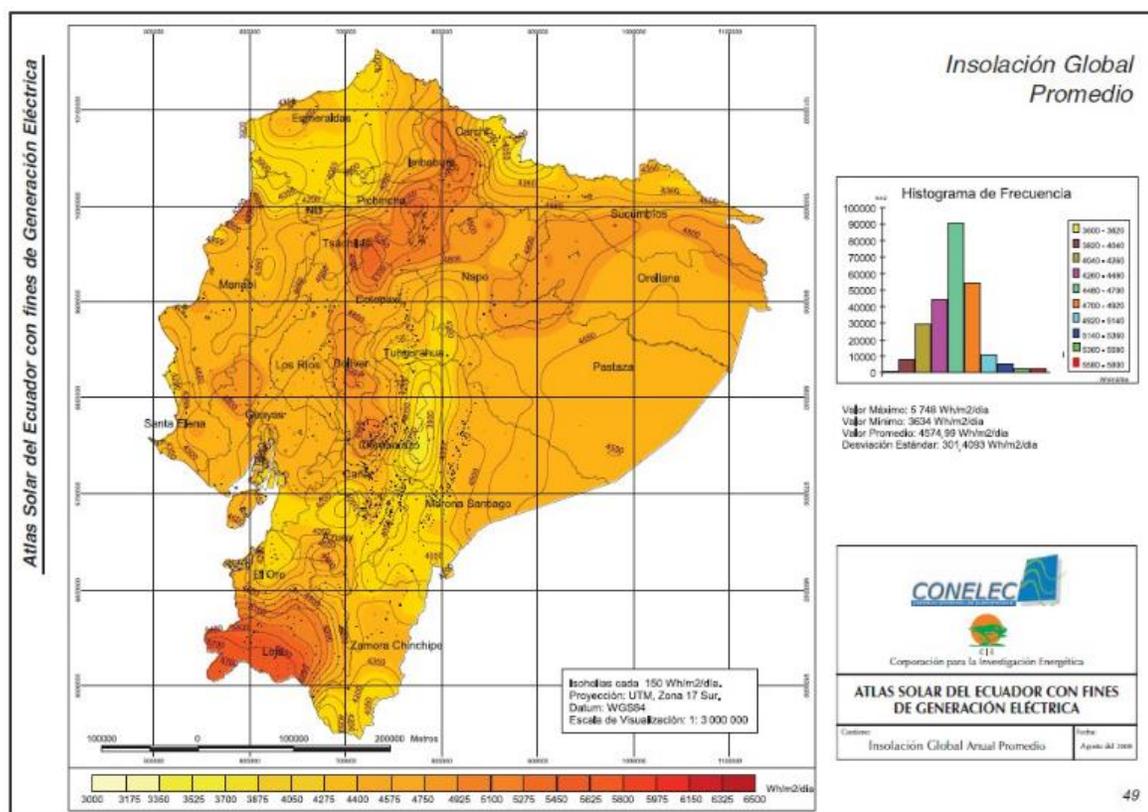


Figura 2. Mapa solar del Ecuador con fines de generación eléctrica
 Fuente: (Muñoz Vizhñay et al., 2018)

En la actualidad existen pocos proyectos implementados para la GD de energía renovable en el Ecuador, sin embargo, recientemente la Agencia de Regulación y Control de Electricidad (ARCONEL) emitió una normativa que regula la microgeneración fotovoltaica, que tiene como objetivo principal: “Establecer las condiciones para el desarrollo, implementación y participación de consumidores que cuenten con sistemas de microgeneración fotovoltaica hasta 100kW de capacidad nominal instalada, ubicados en techos, superficies de viviendas o en edificaciones para las categorías residencial y general” (ARCONEL, 2018).

El alcance de la regulación también enmarca que los SFV operen en sincronismo con la red eléctrica, cuya producción de energía sea para el autoconsumo y en caso de existir excedentes, estos puedan ser inyectados a la red. Por otro lado, en el Capítulo II de esta regulación se detallan los planes de compensación en el caso de que se genere un remanente positivo de energía a favor del consumidor. Se espera que este tipo de políticas fomenten el aprovechamiento sustentable de la energía solar del país.

Bajo estas necesidades implica técnicamente que los SFV puedan operar conectados a la red o en modo isla, de manera que se justifica la realización del presente trabajo.

2.2. Efecto fotovoltaico

El efecto fotovoltaico representado en la Figura 3 tiene lugar cuando la luz del sol (fotones) incide sobre un semiconductor generalmente de silicio cristalino donde los fotones transmiten energía a los electrones y atraviesan un campo eléctrico (González et al., n.d.). La disposición de las cargas tipo N y tipo P hacen posible el flujo de electrones.

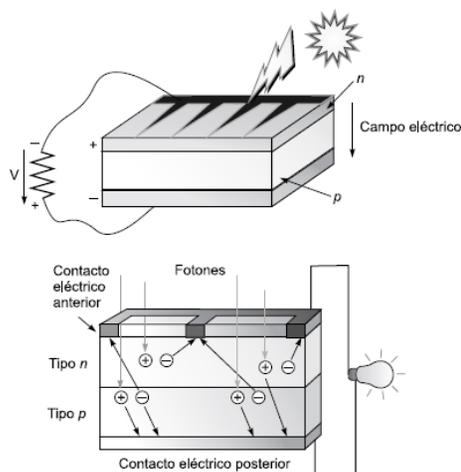


Figura 3. Efecto Fotovoltaico

Fuente: (González et al., n.d.)

La célula fotovoltaica tiene una curva característica (I-V) según la variación de irradiación y temperatura como se muestra en la Figura 4:

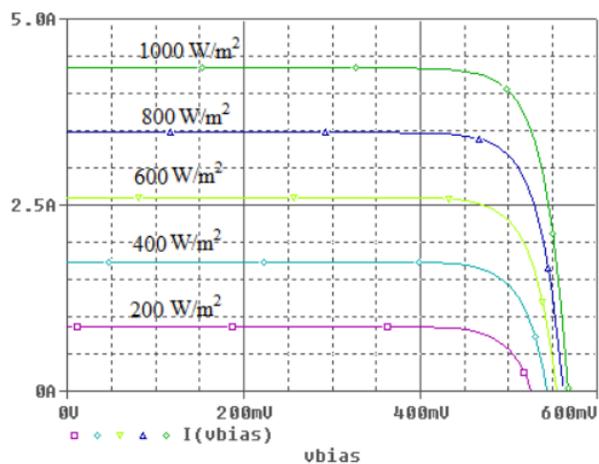


Figura 4. Curva característica de la célula fotovoltaica

Fuente: (Arcos, Urbina, & Sotomayor, 2012)

Las disposiciones de varias células fotovoltaicas constituyen un conjunto conocido como paneles fotovoltaicos, la agrupación de estos deriva en módulos fotovoltaicos y finalmente en generadores fotovoltaicos. Entre las características eléctricas de los módulos fotovoltaicos se puede

nombrar: corriente de corto circuito, voltaje de circuito abierto, potencia máxima, rendimiento y coeficiente de temperatura (González et al., n.d.).

2.3. Sistemas fotovoltaicos

Los SFV en general están constituidos por algunas etapas de conversión de energía. La luz solar incide sobre los paneles fotovoltaicos (dispuestos en serie o paralelo) que generan una corriente y voltaje en DC a diferentes amplitudes, una etapa de conversión DC/DC es encargada de elevar y regular el voltaje, por un lado se puede almacenar la energía en un banco de baterías o bien puede ser la entrada a un inversor de potencia que se encarga de realizar la conversión DC/AC (Kouro, Leon, Vinnikov, & Franquelo, 2015).

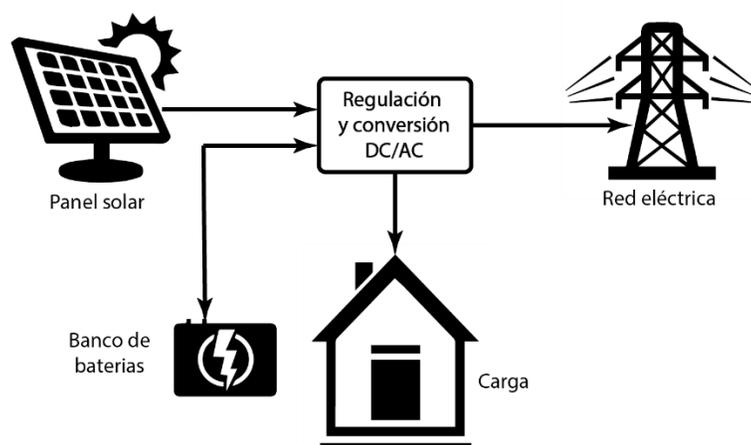


Figura 5. Esquema de un sistema fotovoltaico

En el caso de los SFV cuya misión única es inyectar potencia a la red eléctrica no se requiere de un sistema de almacenamiento, el inversor inyecta directamente a la red la energía eléctrica producida por los paneles fotovoltaicos. En cuanto a los SFV aislados o en modo isla deben

garantizar el suministro de energía a la carga, por lo que requieren de sistemas de almacenamiento en momentos en los que la energía renovable no se encuentra disponible.

La GD mostrada en Figura 6 propone descentralizar la generación de energía eléctrica, esto permite que la energía generada con fuentes renovables se pueda inyectar de manera directa a la red eléctrica o a su vez la energía sea suministrada a la carga (Ortega, Carranza, Sosa, García, & Hernández, 2016).

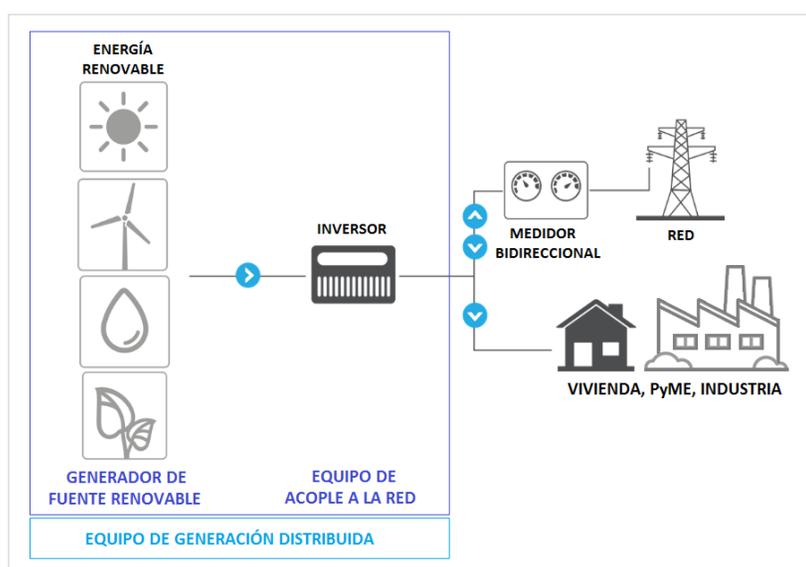


Figura 6. Esquema de generación distribuida
Fuente: (ENERGE, 2018)

Por tal motivo es de importancia el estudio de SFV en modo isla. Debido a que en este caso no dependen de la red eléctrica el inversor debe garantizar: la forma de onda, amplitud y frecuencia ante variaciones de carga lineal y no lineal y posibles variaciones del voltaje de entrada, en el siguiente apartado se hace una revisión de los fundamentos del inversor monofásico.

2.4. Inversor monofásico

El inversor o convertidor DC-AC convierte una tensión de corriente continua DC en una de corriente alterna AC, es decir, que a partir de una fuente de continua transfiere potencia a una carga de alterna (Hart, 2001).

Los inversores de acuerdo a su característica de salida son clasificados como: inversores monofásicos e inversores trifásicos. También pueden ser clasificados por sus características de entrada como: inversores de fuente de corriente CSI (por sus siglas en inglés, *Current Source Inverter*) si la corriente de entrada es constante, al otro se lo denomina inversores de fuente de voltaje VSI (por sus siglas en inglés, *Voltage Source Inverter*) si el voltaje de entrada es constante (Mohan et al., 2009).

Los inversores tienen diversas aplicaciones entre las cuales se tiene: control de velocidad de motores de corriente alterna, energías renovables, sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI o UPS), generadores o compensadores estáticos de potencia reactiva, balastos electrónicos y vehículos eléctricos e híbridos. Este convertidor es considerado como el más importante desde el punto de vista volumen de negocio (más de 25 billones de dólares desde 2004) (Barrado & Lázaro, 2007).

2.4.1 Inversor monofásico puente onda completa

Un inversor monofásico está constituido por cuatro elementos semiconductores de potencia, dispuestos en una estructura tipo puente con una entrada continua DC para obtener una salida de alterna AC, para efectos de estudio los semiconductores son representados como interruptores ideales tal y como se muestra en la Figura 7:

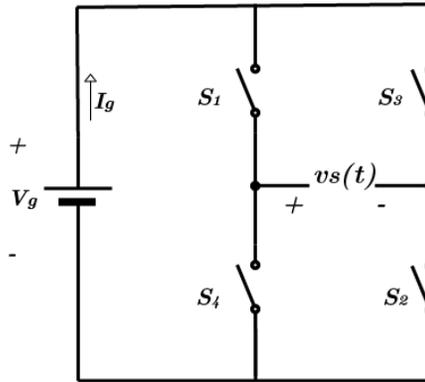


Figura 7. Inversor ideal de onda completa

La salida $v_s(t)$ de alterna se obtiene de acuerdo a una secuencia determinada por el ciclo de trabajo D y un periodo de conmutación T_s con la apertura y cierre de los interruptores, la salida puede tomar los valores de V_g , $-V_g$ o cero (Hart, 2001), debido este principio de operación estos elementos son llamados habitualmente convertidores conmutados. El principio de operación del inversor se observa en la Figura 8:

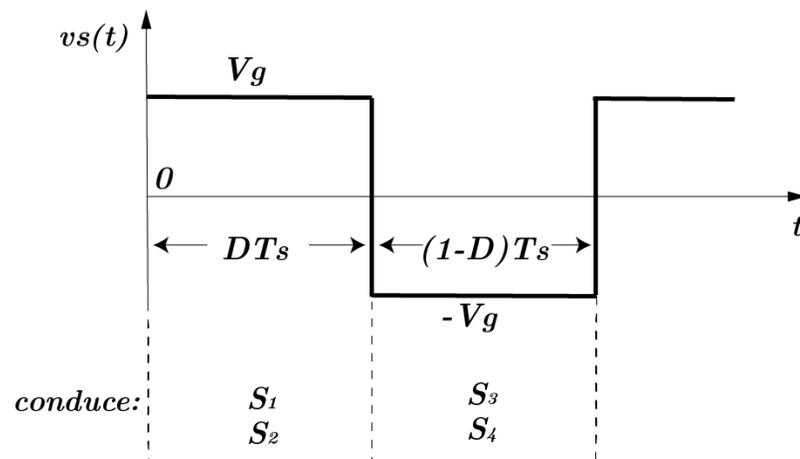


Figura 8. Principio de operación del inversor de onda completa

Es importante considerar que los interruptores S_1 y S_4 no pueden estar cerrados a la vez, puesto que se generaría un corto circuito con la fuente DC en el circuito de la Figura 7, de la misma manera

ocurre con los interruptores S_3 y S_2 . La Tabla 1 muestra un resumen de los estados de conmutación del inversor.

Tabla 1

Estados de conmutación del inversor puente completo

Interruptores cerrado	Tensión de salida, v_s
S_1 y S_2	$+V_g$
S_3 y S_4	$-V_g$
S_1 y S_3	0
S_2 y S_4	0

Fuente: (Hart, 2001)

El ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación f_s ($f_s = 1/T_s$) pueden ser manipulados con modulación PWM para controlar el voltaje de salida $v_s(t)$ (Rashid, 2008), en el siguiente apartado se trata este tema.

2.4.2 Modulación PWM

La modulación por ancho de pulso PWM se utiliza para generar las señales de conmutación de los semiconductores de potencia, mediante el uso de formas de onda conocidas como moduladora y portadora (Hart, 2001). Se busca controlar el voltaje de salida de los inversores para diferentes necesidades: variaciones del voltaje de entrada de DC, regular el voltaje de los inversores y satisfacer requerimientos de control de voltaje y frecuencias constantes (Mohan et al., 2009), entre las ventajas y desventajas de PWM (Tabla 2) podemos encontrar:

Tabla 2
Ventajas y desventajas de modulación PWM

Ventajas	Desventajas
Filtrado más sencillo	Circuitos de control del interruptor más complejo
Control de la amplitud de salida	Mayores pérdidas debido a conmutación de alta frecuencia

Fuente: (Hart, 2001)

La modulación PWM requiere de dos señales para controlar la conmutación de los semiconductores de potencia. La señal de referencia, llamada señal de control o moduladora, en general esta señal es de tipo sinusoidal. Por otro lado está la señal portadora, entre las más utilizadas está la onda triangular y diente de sierra, la cual determina la frecuencia de conmutación de los interruptores. A continuación se describe el principio de operación de la modulación bipolar.

Modulación bipolar

En este tipo de modulación se compara la señal de referencia sinusoidal de baja frecuencia con una señal triangular de alta frecuencia. Si se aplica esta modulación a un inversor de onda completa (Figura 7) las señales de referencia y portadora se comparan de manera que:

$$S_1 \text{ y } S_2 \text{ conducen cuando } v_{sen} > v_{tri} \Rightarrow (v_s = +V_g)$$

$$S_3 \text{ y } S_4 \text{ conducen cuando } v_{sen} < v_{tri} \Rightarrow (v_s = -V_g)$$

Se conoce como bipolar debido que la salida está dada por los valores $-V_g$ y $+V_g$ de la tensión de la fuente. La forma de las señales de modulación y el voltaje de salida del inversor se pueden observar en la Figura 9:

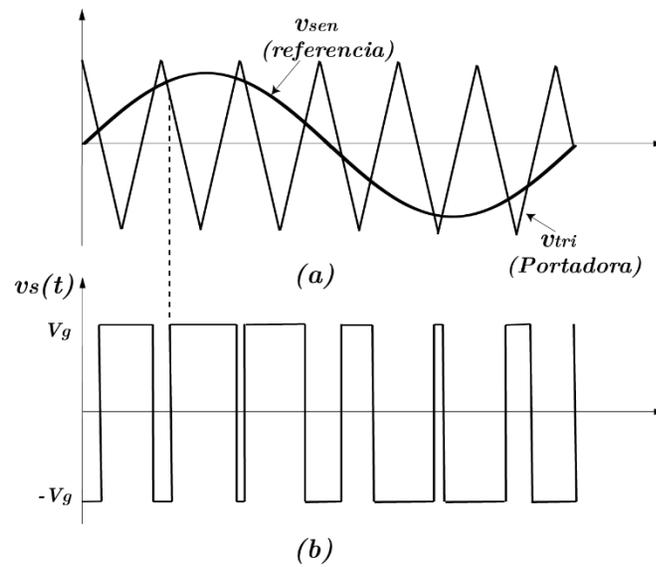


Figura 9. PWM bipolar. (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular. (b) Salida $v_s(t)$

El contenido armónico en la salida del inversor se muestra en la Figura 10.

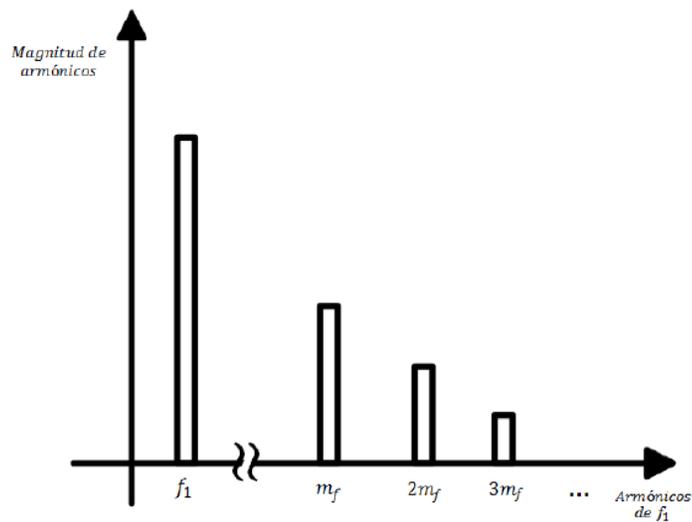


Figura 10. Contenido armónico en voltaje de salida del inversor
Fuente: (Carillo, 2017)

Donde f_1 es la frecuencia de la señal de referencia sinusoidal y m_f es la relación de modulación

$\left(m_f = \frac{f_s}{f_1}\right)$. Los armónicos pueden ser atenuados con la inclusión de un filtro pasabajos en la salida del inversor monofásico. Se utiliza un filtro LC de manera que el circuito del inversor tiene la forma

mostrada en Figura 11:

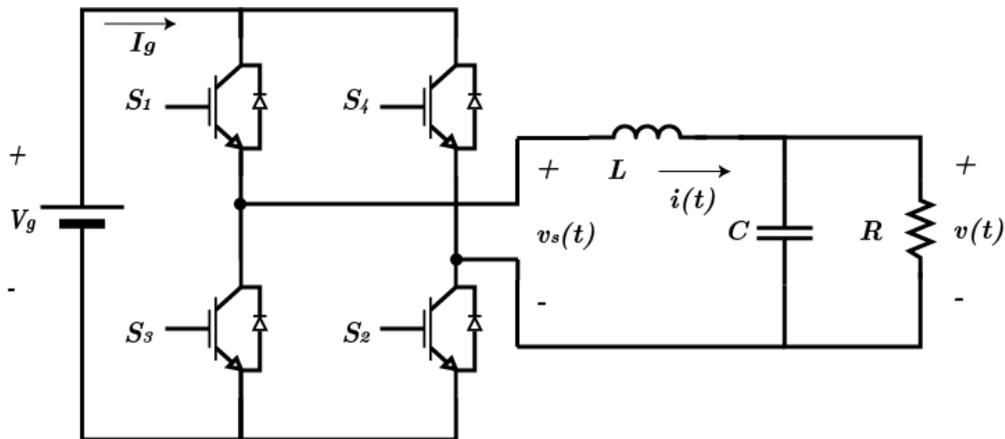


Figura 11. Inversor monofásico con filtro LC

Un PWM en lazo abierto controla de cierta manera el voltaje a la salida del inversor, sin embargo, para aplicaciones en SFV es necesario además controlar las perturbaciones y garantizar la calidad de la energía, lo que lleva al uso de un control realimentado robusto.

2.5. Control del inversor monofásico

El objetivo del control de convertidores en general es mantener un voltaje preciso en la salida, dada una determinada referencia. En el caso del convertidor DC/AC o inversor, se requiere regular una salida de voltaje AC sinusoidal. Si se aplica un control en lazo cerrado con retroalimentación negativa (Figura 12) la salida $v(t)$ es comparada con la señal de referencia $v_{ref}(t)$ lo que genera una señal de error $v_e(t)$. El controlador genera la salida de control $v_c(t)$ con la cual se ajusta el

ciclo de trabajo $d(t)$ de los interruptores del inversor (Mohan et al., 2009). Este lazo de control es de utilidad para el diseño de control GPC que se detallará más adelante.

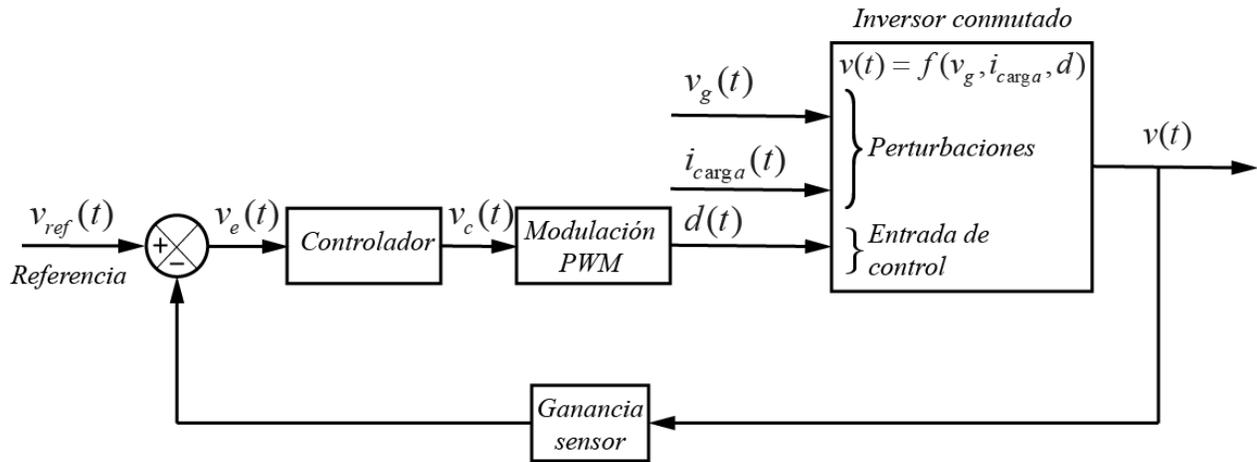


Figura 12. Control en lazo cerrado del inversor conmutado
Fuente: (Erickson & Maksimovic, 2001)

Por otro lado, el voltaje de salida del inversor conmutado también depende de las variaciones tanto en el voltaje de entrada $v_g(t)$ como en la corriente de la carga $i_{carga}(t)$, estas variaciones son consideradas como perturbaciones como se muestra en la Figura 12.

El análisis del lazo de control de la Figura 12 está basado en el comportamiento dinámico de: voltajes, corrientes y ciclo de trabajo (Hart, 2001). En general los convertidores de potencia son sistemas no lineales y para poder aplicar estos conceptos es necesario linealizar el inversor y obtener un modelo que describa su comportamiento dinámico, es decir, obtener su función de transferencia. Además, la estrategia de control GPC necesita de un modelo lineal del inversor para diseñar el controlador. Para generar el modelo lineal del inversor monofásico se utiliza el método de promediado en el espacio de estados.

2.5.1 Modelo promediado en el espacio de estados

Presentado por primera vez en (Cuk, 1977), este método describe matemáticamente el comportamiento dinámico de los convertidores de potencia en este caso el inversor monofásico de la Figura 11. y genera un modelo para pequeñas señales AC linealizados en un punto de operación (Mohan et al., 2009). Con esto se busca obtener la función de transferencia en pequeña señal $\hat{v}(s)/\hat{d}(s)$ necesaria para realizar el diseño del lazo de control realimentado mostrado en Figura 12. El procedimiento para el inversor monofásico es el siguiente:

Descripción de variables de estado para cada estado del inversor: como se indica en Figura 8 básicamente en el primer estado los interruptores S_1 y S_2 se encuentran cerrados y en el siguiente estado S_3 y S_4 están cerrados, a este tipo de operación se la denomina modo de conducción continua (MCC). Un tercer estado es generado durante un intervalo discontinuo, es decir, que en este estado todos los interruptores del inversor están abiertos, a esto se lo conoce como modo de conducción discontinua (MCD) (Mohan et al., 2009). En este trabajo se analiza la operación del inversor en MCC.

Al realizar un análisis eléctrico del inversor monofásico que opera en MCC como el de la Figura 11 en general puede ser representado en espacio de estados como (Erickson & Maksimovic, 2001):

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{Eu}(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

con:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \vdots \end{bmatrix}$$

donde:

$\mathbf{x}(t)$ vector de variables de estado, asociados a elementos almacenadores de energía (voltaje del capacitor, corriente del inductor)

$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt}$ vector de derivadas de las variables de estado, expresadas como combinación lineal de las variables de estado.

$\mathbf{u}(t)$ vector de entradas independientes tales como $v_g(t)$

$\mathbf{y}(t)$ vector de salida de cantidades dependientes tales como $i_g(t)$

\mathbf{K} matriz que contiene valores de inductancia y capacitancia

$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{E}$ matrices que contienen constantes de proporcionalidad

Entonces, durante el estado del inversor $d(t)T_s$ la ecuación de estado (2.1) se escribe como

sigue:

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t)$$
(2.2)

Y durante el estado $(1-d(t))T_s$:

$$\begin{aligned}\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2\mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (2.3)$$

Promediado de las variables de estado mediante la relación con el ciclo de trabajo $d(t)$: la descripción promediada del inversor a lo largo de un periodo de conmutación T_s (con $d'(t)=1-d(t)$), se ponderan y promedian en el tiempo las ecuaciones (2.2) y (2.3) que corresponden a los dos estados de conmutación (en (Erickson & Maksimovic, 2001) se puede encontrar un análisis más a detalle) lo que resulta en:

$$\begin{aligned}\mathbf{K} \frac{\langle d\mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= [d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{B}_1 + d'(t)\mathbf{B}_2] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} &= [d(t)\mathbf{C}_1 + d'(t)\mathbf{C}_2] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{E}_1 + d'(t)\mathbf{E}_2] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}\end{aligned}\quad (2.4)$$

Donde $\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}$ es el valor promedio del vector de estado, definido como:

$$\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \mathbf{x}(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

El inversor trabaja en estado estable cuando la derivada de todos los elementos de $\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}$ son cero. Entonces la solución para la ecuación (2.4) para un punto de operación en estado estable viene dada por:

$$\begin{aligned}0 &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U}\end{aligned}\quad (2.6)$$

donde las matrices de estado promediado son:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2 \\
\mathbf{B} &= D\mathbf{B}_1 + D'\mathbf{B}_2 \\
\mathbf{C} &= D\mathbf{C}_1 + D'\mathbf{C}_2 \\
\mathbf{E} &= D\mathbf{E}_1 + D'\mathbf{E}_2
\end{aligned}
\tag{2.7}$$

con:

\mathbf{X} vector de variables de estado en estado estable (DC)

\mathbf{U} vector de entradas en estado estable (DC)

\mathbf{Y} vector de salidas en estado estable (DC)

D ciclo de trabajo en estado estable (DC)

Introducción de pequeñas perturbaciones de AC y linealización: el comportamiento dinámico del inversor puede describirse en función de pequeñas perturbaciones de las señales alrededor de un punto de operación en estado estable (Hart, 2001). Entonces para los vectores de estado se tiene:

$$\begin{aligned}
\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \\
\langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) \\
\langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) \\
d(t) = D + \hat{d}(t) &\Rightarrow d'(t) = D' + \hat{d}'(t)
\end{aligned}
\tag{2.8}$$

Si se cumplen las condiciones:

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{X}\| &\gg \|\hat{\mathbf{x}}(t)\| \\
\|\mathbf{U}\| &\gg \|\hat{\mathbf{u}}(t)\| \\
\|\mathbf{Y}\| &\gg \|\hat{\mathbf{y}}(t)\| \\
D &\gg |\hat{d}(t)|
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

De manera que al reemplazar las expresiones de (2.8) en (2.4) se obtiene el modelo lineal en pequeña señal AC que está dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\} \hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\} \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde:

$\hat{\mathbf{x}}(t)$ perturbación en vector de estados, pequeña señal (AC)

$\hat{\mathbf{u}}(t)$ perturbación en vector de entrada, pequeña señal (AC)

$\hat{\mathbf{y}}(t)$ perturbación en vector de salidas, pequeña señal (AC)

$\hat{d}(t)$ perturbación en ciclo de trabajo, pequeña señal (AC)

Por último se aplica la transformada de la Laplace a la ecuación (2.10) entonces:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}s\hat{\mathbf{x}}(s) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(s) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\} \hat{d}(s) \\ \hat{\mathbf{y}}(s) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(s) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\} \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (2.11)$$

A partir de la ecuación se puede obtener la función de transferencia en pequeña señal AC que describe la dinámica del inversor, también es posible obtener las funciones de transferencia de las perturbaciones:

$$\begin{aligned} G_{vd}(s) &= \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \\ G_{vg}(s) &= \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \\ Z_o(s) &= -\frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{carga}(s)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Una vez obtenido el modelo lineal en pequeña señal AC del inversor, es posible aplicar algunas técnicas de control, a continuación se menciona las técnicas de control avanzado para inversores.

2.5.2 Tipos de controladores para inversores

En la actualidad la capacidad de procesamiento de los microprocesadores y microcontroladores ha permitido la implementación de técnicas de control avanzado que en general son más complejas. Algunos tipos de controladores se puede ver en Figura 13 (Rodríguez & Cortes, 2012). Con esto se busca que los inversores incrementen su rendimiento.

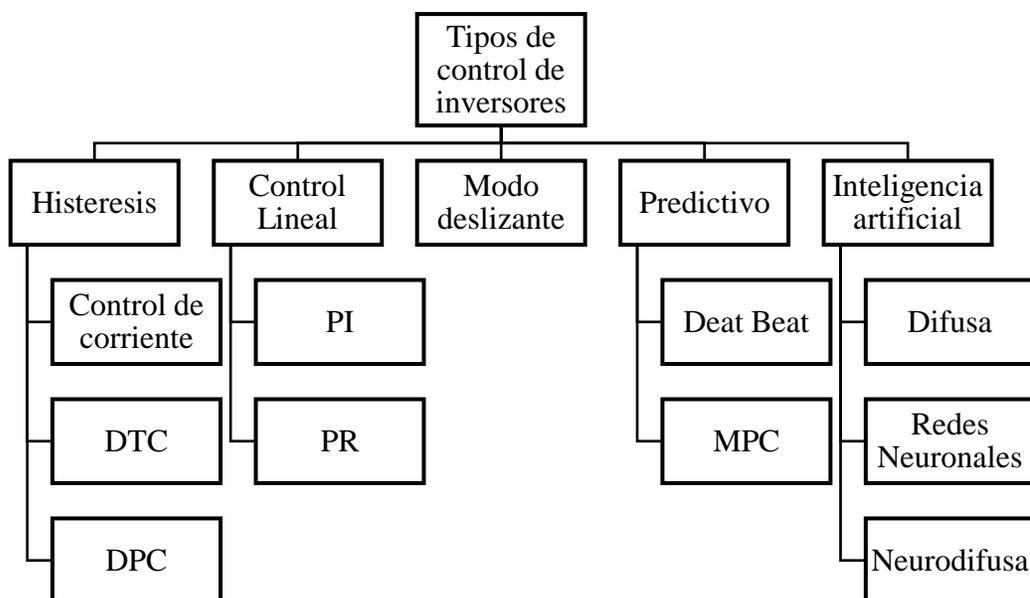


Figura 13. Tipos de controladores para inversores

Fuente: (Rodríguez & Cortes, 2012)

Los controladores de histéresis, FCS-MPC y modo deslizante aprovechan los estados de conmutación finitos y la naturaleza no lineal del inversor. En el caso de los controladores que utilizan inteligencia artificial el diseñador debe conocer previamente el comportamiento del sistema (Judewicz, 2015).

Por otro lado, los controladores lineales operan en conjunto con un tipo de modulación PWM entre los más comunes aplicados a inversores monofásicos están PI y distintas variaciones de este control (Ortega et al., 2016), y se pueden aplicar estructuras tradicionales de control para inversores

como: control modo tensión, control modo corriente pico y control modo corriente media (Erickson & Maksimovic, 2001). Estas estructuras generalmente son esquemas anidados utilizados para mejorar los resultados.

Este trabajo se centra en el diseño de un controlador MPC para un inversor monofásico. En el siguiente apartado se describe el MPC para un modelo de proceso en general.

2.6. Control predictivo basado en modelo (MPC)

El MPC tiene una amplia trayectoria en el campo de la ingeniería de control. El desarrollo y aplicación de este concepto se remonta en la década de 1970 con el desarrollo de la técnica de horizonte de control y control funcional predictivo. Posteriormente se dio lugar al control por matriz dinámica (DMC), el cual a finales de la década de 1980 tuvo influencia en el control predictivo generalizado (GPC) (Wang, 2009).

MPC ha sido aplicado con éxito en sistemas con tiempos de muestreo lentos, sistemas con restricciones y en sistemas no lineales (Rodríguez, 2016). A nivel industrial ha sido aplicado en plantas químicas, reactores nucleares, control de motores eléctricos, sistemas de generación y transmisión eléctrica entre otros (Judewicz, 2015). Estas aplicaciones evidencian el gran potencial de esta familia de métodos de control.

En general el término MPC se describe como un grupo de métodos y no como una estrategia de control específica. Las ideas fundamentales en común de estos modelos de MPC son: la utilización de un modelo del proceso para predecir el comportamiento futuro de las variables hasta un horizonte temporal (horizonte de predicción) y el cálculo de las señales de control mediante la optimización de una función objetivo. Por otro lado, se puede identificar los siguientes elementos en un MPC: modelo de predicción, modelo del proceso, modelo de perturbaciones, función objetivo y método para obtener la ley de control (Wang, 2009).

La estrategia MPC en general se describe como (Camacho & Bordons, 2007) Figura 14:

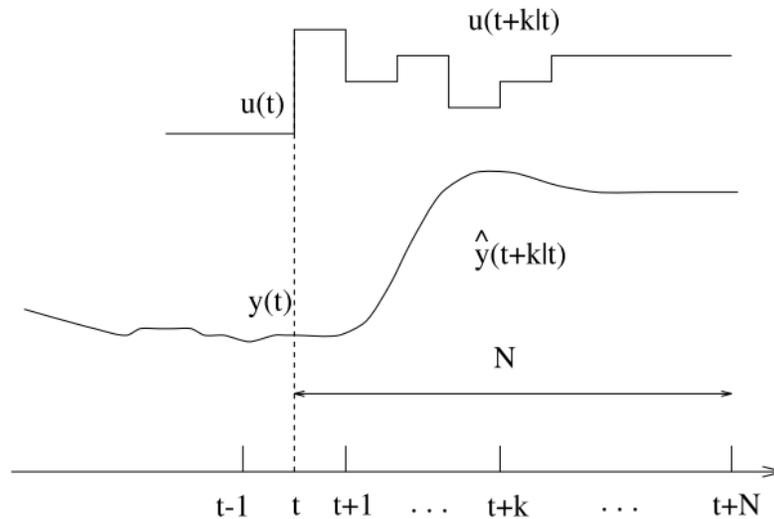


Figura 14. Estrategia MPC
Fuente: (Camacho & Bordons, 2007)

- Las salidas de predicción $\hat{y}(t+k|t)$ se predicen en cada instante t , hasta un valor de horizonte de predicción N . Estas dependen de entradas y salidas pasadas conocidas, además de señales de control futuras $u(t+k|t)$, las cuales se calcularán en cada instante de muestreo y se enviarán al sistema.
- Se calcula las señales de control futuras en base a la optimización de un criterio que permite mantener el proceso lo más cercano a una referencia $w(t+k)$.
- La señal de control $u(t/t)$ actúa en el instante actual, basándose en la predicción del comportamiento futuro del proceso. Esto supone que las siguientes señales de control se descartan puesto que en el siguiente instante se conoce la salida $y(t+1)$ con lo cual se repite el cálculo.

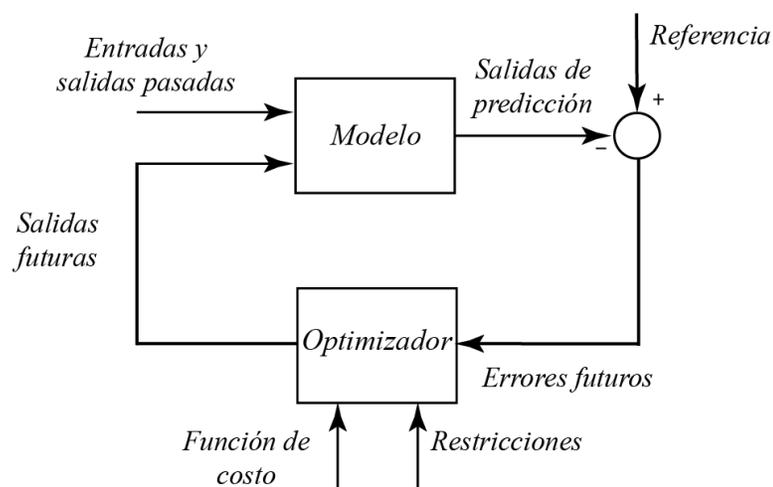


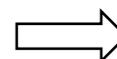
Figura 15. Estructura básica MPC
Fuente: (Camacho & Bordons, 2007)

Como se muestra en la Figura 15 el cálculo de las salidas de predicción utiliza un modelo que depende de las salidas y entradas pasadas y las salidas futuras calculadas por un optimizador. La salida futura está representada por la acción de control, la cual es calculada mediante la optimización de una función objetivo, con esto se obtiene las acciones de control futuras y también se puede considerar determinado tipo de restricciones. A continuación en la Tabla 3 se muestran varias ventajas y desventajas de MPC.

Tabla 3
Ventajas y desventajas de MPC

Ventajas	Desventajas
Conceptos intuitivos y fáciles de entender	Mayor cantidad de cálculos cuando la dinámica del proceso cambia y existen restricciones.
Aplicación en variedad de sistemas	Calidad del modelo tiene influencia en la calidad del controlador.

CONTINÚA



Caso multivariable fácilmente considerado	Si los parámetros del sistema cambian en el tiempo se debe considerar algún algoritmo de adaptación.
Los retardos pueden ser compensados	Sintonización del controlador
Fácil inclusión de no linealidades en el modelo.	
Simple tratamiento de restricciones	
Controlador fácil de implementar	

Fuente: (Judewicz, 2015), (Rodríguez, 2016)

El cálculo de las acciones de control futuras depende de la optimización “on-line” de la función objetivo para determinadas restricciones, es decir, que se realice en cada instante de muestreo, esto supone un elevado costo computacional. Sin embargo, cuando no se incluyen restricciones no se requiere de optimización “online” y el costo computacional disminuye notablemente. Esto lleva a GPC, que se presenta como una buena alternativa ya que utiliza un modelo de la planta lineal que trabaja sobre un punto de operación, además es posible incluir modelos de perturbaciones medibles en su formulación, esto hace que adquiera cierto grado de robustez. Además en la ausencia de restricciones es posible obtener un solución explícita para la ley de control, es decir, que se puede obtener una ecuación a diferencias, de manera que la implementación de este controlador se vuelve relativamente sencilla (Vazquez, Montero, Bordons, & Franquelo, 2013). El objetivo en este trabajo es resaltar las ventajas que tiene GPC sin restricciones para un inversor monofásico frente a técnicas de control lineal convencionales como PI.

2.6.1 Control Predictivo Generalizado (GPC)

El GPC es uno de los métodos MPC más populares y exitosamente implementado en aplicaciones industriales, este fue propuesto por primera vez en (Clarke, Mohtadi, & Tuffs, 1987).

En general, para todo proceso la estrategia GPC utiliza modelos de función de transferencia, busca encontrar una secuencia de control óptimo de tal manera de poder llevar la variable al lugar deseado con la variación mínima de la acción de control (mínima energía), esto quiere decir que presenta un buen rendimiento con cierto grado de robustez (Camacho & Bordons, 2007). En general GPC está representado por el diagrama de bloques de la Figura 2.16:

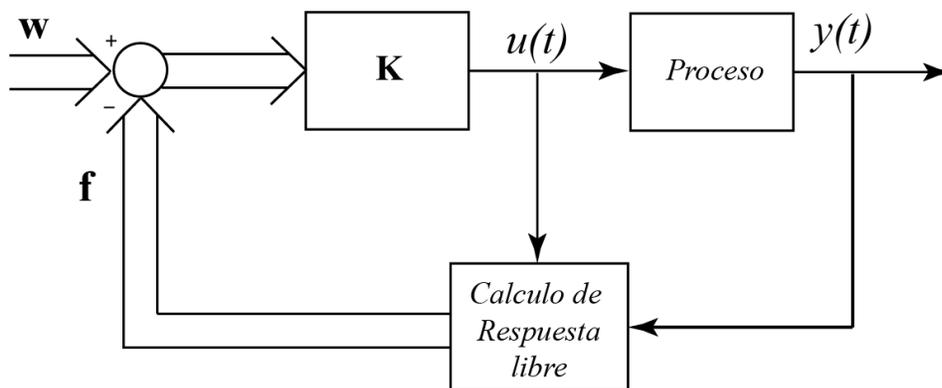


Figura 16. Estrategia GPC

Fuente: (Vazquez et al., 2013)

El objetivo de GPC es obtener una ley de control explícita en ausencia de restricciones a partir del cálculo de la respuesta libre de un modelo de predicción, para esto en primer lugar se define el modelo de proceso que utiliza GPC a continuación.

Modelo de proceso

En procesos SISO (por sus siglas en inglés, *Simple Input Simple Output*) se linealiza en un punto de operación determinado y puede ser representado en una estructura de modelo CARIMA (por sus siglas en inglés, *Controlled Auto-Regressive and Moving-Average*) (Orihuela, Álamo, Muñoz,

& Rubio, 2008). Este modelo está representado como una función de transferencia en tiempo discreto de la forma:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + C(z^{-1})\frac{\varepsilon(k)}{\Delta} \quad (2.13)$$

donde:

$A(z^{-1})$ Polinomio de coeficientes de la forma $1 - a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}$

$B(z^{-1})$ Polinomio de coeficientes de la forma $b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{-n}$

$C(z^{-1})$ Polinomio de coeficientes de la forma $c_0 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_nz^{-n}$

$y(k)$ Salida de la planta

$u(k)$ Entrada de la planta

$\varepsilon(k)$ Ruido blanco de media nula

Δ $1 - z^{-1}$

A partir de este modelo del proceso se busca obtener un modelo de predicción y encontrar la respuesta libre del proceso. Entonces al escribir la ecuación (2.13) en términos de incrementos se tiene:

$$\tilde{A}(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})\Delta u(k-1) + C(z^{-1})\varepsilon(k) \quad (2.14)$$

Con $\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$, para obtener las predicciones se considera la ecuación Diofantina

(Clarke et al., 1987) :

$$1 = \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (2.15)$$

Los polinomios E_j y F_j se obtienen de las divisiones sucesivas de $1/\tilde{A}(z^{-1})$ hasta un horizonte de predicción de manera que el residuo se pueda factorizar como $z^{-j}F_j(z^{-1})$, finalmente, el cociente de la división es el polinomio $E_j(z^{-1})$.

Al multiplicar por E_j en la ecuación (2.14) y realizar una predicción, se tiene:

$$\tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1})y(k+j) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(k+j-1) + E_j(z^{-1})C(z^{-1})\varepsilon(k+j) \quad (2.16)$$

Si se reemplaza el valor de $\tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1}) = 1 - z^{-j}F_j(z^{-1})$ según la ecuación Diofantina (2.15) en (2.16):

$$\begin{aligned} (1 - z^{-j}F_j)y(k+j) &= E_jB \Delta u(k+j-1) + E_jC\varepsilon(k+j) \\ y(k+j) - z^{-j}F_jy(k+j) &= E_jB \Delta u(k+j-1) + E_jC\varepsilon(k+j) \\ y(k+j) &= F_jy(k) + E_jB \Delta u(k+j-1) + E_jC\varepsilon(k+j) \end{aligned} \quad (2.17)$$

La expresión $E_jC\varepsilon(k+j)$ son términos en el futuro, al realizar una predicción estos términos se asumen como un valor de cero, debido a que son desconocidos, entonces se obtiene el modelo de predicción como:

$$\hat{y}(k+j|t) = G_j(z^{-1}) \Delta u(k+j-1) + F_jy(k) \quad (2.18)$$

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

Una de las ventajas de GPC es que el modelo puede incluir retardos o tiempos muertos de d muestras (Camacho & Bordons, 2007). Si se considera las siguientes predicciones con retardo:

$$\begin{aligned}
\hat{y}(k+d+1|t) &= G_{d+1}(z^{-1})\Delta u(k) + F_{d+1}y(k) \\
\hat{y}(k+d+2|t) &= G_{d+2}(z^{-1})\Delta u(k+1) + F_{d+2}y(k) \\
&\vdots \\
\hat{y}(k+d+N|t) &= G_{d+N}(z^{-1})\Delta u(k+N-1) + F_{d+N}y(k)
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Si (2.19) es escrito de forma matricial quedaría:

$$\hat{\mathbf{y}} = \underbrace{\mathbf{G}\mathbf{u}}_{\text{Respuesta Forzada}} + \underbrace{\mathbf{F}(z^{-1})y(k) + \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u(k-1)}_{\text{Respuesta libre}} \tag{2.20}$$

donde:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(k+d+1|t) \\ \hat{y}(k+d+2|t) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+d+N|t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1} - \dots - g_{N-1}z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+2}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{d+N}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

Una vez obtenido el modelo de predicción y se conoce la respuesta libre del proceso, se puede calcular una ley de control explícita para GPC.

Ley de control

Para la obtención de una ley de control predictiva se requiere definir una función objetivo. De manera general se puede obtener una solución explícita cuando el criterio de la función es cuadrático, el modelo del proceso es lineal y no existen restricciones. La expresión general de la función objetivo está dada por:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2.21)$$

donde:

N_1, N_2	Horizonte de predicción que depende del retardo
N_u	Horizonte de control
$\hat{y}(t+j t)$	Salida de predicción
$w(t+j)$	Referencias futuras
$\Delta u(t+j-1)$	Incrementos de control pasados
$\delta(j)$	Coefficiente ponderación de seguimiento a referencias futuras
$\lambda(j)$	Coefficiente ponderación de esfuerzo de control.

Esta función objetivo puede ser descrita en manera matricial de la forma:

$$\mathbf{J} = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (2.22)$$

Al remplazar el modelo de predicción (2.20) en la ecuación (2.22)

$$\mathbf{J} = (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u}$$

Se busca optimizar la función objetivo, cuando no se tiene restricciones se minimiza la función objetivo con respecto al incremento de control con la derivada parcial, esto quiere decir que la optimización solo se realiza una vez, de manera que $\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{u}} = 0$:

$$\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{u}} = 2(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda) \mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \delta \mathbf{G} = 0 \quad (2.23)$$

El tratamiento matemático de (2.23) (disponible en (Camacho & Bordons, 2007)) conlleva a la ecuación:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.24)$$

donde:

G Matriz de coeficientes de la planta

λ Matriz identidad de coeficiente de ponderación de esfuerzos de control

δ Matriz identidad de coeficientes de ponderación de seguimiento de referencias

w Matriz de referencias futuras

f Matriz de respuesta libre

Los elementos de la expresión $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta^T$ son valores conocidos, por lo tanto es posible calcular estos valores a priori lo cual resulta en una matriz constante **K**. Puesto que solo interesa el primer vector de la matriz **K**, finalmente la expresión está dada por:

$$\Delta u = \mathbf{K} (\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (2.25)$$

La ley de control está dada por la expresión:

$$\begin{aligned} \Delta u &= u(k) - u(k-1) \\ u(k) &= \Delta u + u(k-1) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Al remplazar (2.26) en (2.25) es posible implementar el controlador GPC de la forma:

$$u(k) = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) + u(k-1) \quad (2.27)$$

En este capítulo se obtuvo por un lado el modelo lineal en pequeña señal AC del inversor, y por otro lado el modelo de predicción y la ley de control GPC para un modelo lineal en general. En los siguientes capítulos se aplican los conceptos de GPC al modelo del inversor monofásico.

CAPÍTULO 3.

DISEÑO Y CONTROL DEL INVERSOR

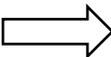
En este capítulo se presenta el diseño del inversor monofásico puente completo de acuerdo a determinadas especificaciones técnicas. Además, se obtiene el modelo matemático promediado en pequeña señal y las funciones de transferencia que describen el comportamiento dinámico del sistema. Por otro lado se realiza el diseño del controlador de acuerdo a la formulación de la estrategia de control GPC a partir del modelo del inversor en pequeña señal AC, se plantea un criterio basado en variaciones paramétricas para la selección del coeficiente de ponderación de esfuerzos de control λ .

3.1. Dimensionamiento del inversor monofásico

Se busca obtener un voltaje de salida sinusoidal con una frecuencia fundamental de $f_l = 60$ Hz cuyo valor eficaz sea $V_{RMS} = 110$ V, alimenta a una carga máxima de $P = 1$ kW. El voltaje máximo de entrada al inversor es de $V_g = 400$ V. En este trabajo también se estudiará el comportamiento del inversor ante variaciones del voltaje de entrada y variaciones en la resistencia de carga. La frecuencia de conmutación de los transistores será de $f_s = 10$ kHz. En la Tabla 4 se muestra el resumen de las especificaciones del inversor monofásico.

Tabla 4
Especificaciones del inversor monofásico

Descripción	Parámetro	Valor
Voltaje eficaz de salida	V_{RMS}	110V
Potencia máxima	P	1kW
Voltaje de entrada máximo	V_g	400V
Frecuencia de salida	f_l	60Hz

CONTINÚA 

Frecuencia de conmutación	f_s	10kHz
---------------------------	-------	-------

3.1.1 Diseño del filtro de salida del inversor.

Se utiliza un filtro pasa bajos conectado a la salida del inversor monofásico de manera que se atenué las componentes armónicas con frecuencias altas para obtener la señal sinusoidal a la misma frecuencia y amplitud de la red eléctrica. El filtro LC es de segundo orden con atenuación de -40dB/década mostrado en la Figura 17.

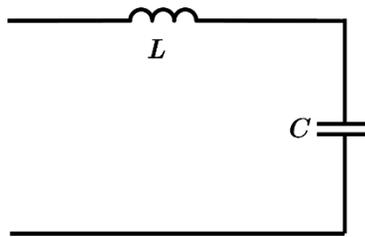


Figura 17. Filtro LC

La función de transferencia del filtro es:

$$H_1(s) = \frac{1}{LC} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \quad (3.1)$$

La frecuencia de resonancia del filtro LC debe encontrarse al menos una década antes de los primeros armónicos generados por la conmutación (Martín Delgado, 2012). En el caso de la modulación bipolar tienen lugar alrededor de la frecuencia de conmutación $f_s = 10\text{kHz}$, esto implica que la frecuencia natural del filtro debe cumplir con:

$$f_n \leq \frac{f_s}{10} = 1\text{kHz}$$

La frecuencia natural del filtro se puede calcular con la fórmula:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

Se asume un valor para el inductor de $L=5\text{mH}$, este valor supone un tamaño y costo razonable para la bobina (Martinez, 2016) a demás se propone una frecuencia natural de 500Hz para que la posible resonancia del sistema no afecte a la frecuencia fundamental. Entonces al remplazar los valores en la ecuación (3.2) el valor del capacitor es:

$$C = \frac{1}{2\pi f_n^2 L} = \frac{1}{(2\pi 500\text{Hz})^2 5\text{mH}} = 20.26\mu\text{F}$$

El valor comercial del capacitor es de $C = 22\mu\text{F}$, entonces la nueva frecuencia natural es:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{5\text{mH} \cdot 22\mu\text{F}}} = 479.9\text{Hz}$$

Al considerar los valores nominales de la Tabla 4 para la carga se tiene:

$$R = \frac{V_{RMS}^2}{P_{max}} = \frac{(110\text{V})^2}{1000\text{W}} = 12\Omega$$

La función de transferencia (3.1) al considerar la carga nominal y la resistencia del inductor está dada por:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{L + Cr_L R}{RC} s + \frac{r_L + R}{RLC}} \quad (3.3)$$

si $R \gg R_L$ se puede simplificar a la expresión:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{LC}} \quad (3.4)$$

En la Figura 18. se muestra el diagrama de bode del filtro para distintos valores de resistencia de carga, se observa la influencia de la carga en la respuesta en frecuencia del filtro.

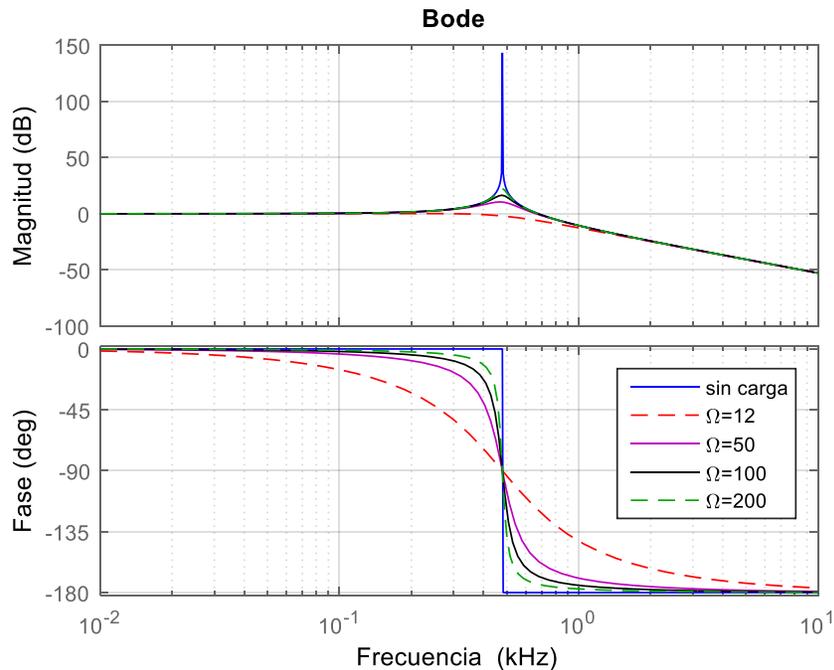


Figura 18. Diagrama de bode de filtro LC con carga y sin carga

Se propone realizar el diseño en base a la resistencia mínima $R = 12\Omega$ y trabajar en la robustez del controlador ante variaciones de carga para mantener la forma de onda, amplitud y frecuencia en el voltaje de salida.

3.2. Modelo promediado en el espacio de estados

Para obtener el modelo lineal en pequeña señal AC del inversor monofásico se sigue el procedimiento detallado en el Capítulo II. Se analiza el circuito del inversor de la Figura 19, el cual incluye la resistencia interna del inductor r_L y en el análisis también se incluye las resistencias de pérdidas de conmutación de los transistores r_{ON} .

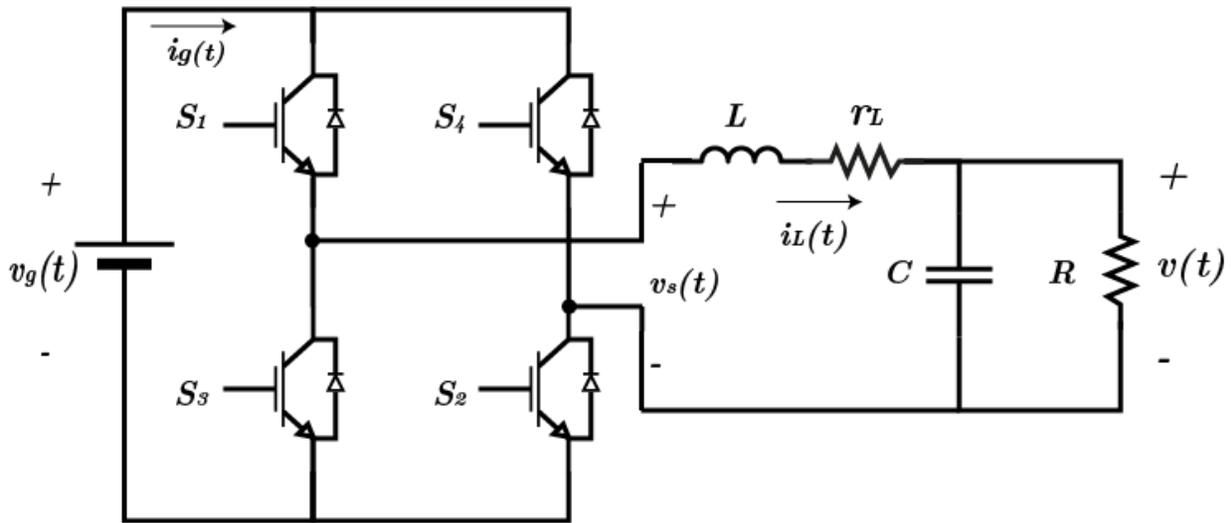


Figura 19. Inversor monofásico

3.2.1 Descripción del inversor en variables de estado

Las ecuaciones de estado son obtenidas a partir del análisis de las leyes de Kirchhoff del circuito de la Figura 19, en cada estado de conmutación para el inversor en operación MCC.

Durante dT_s se tiene el circuito equivalente mostrado en la Figura 20 :

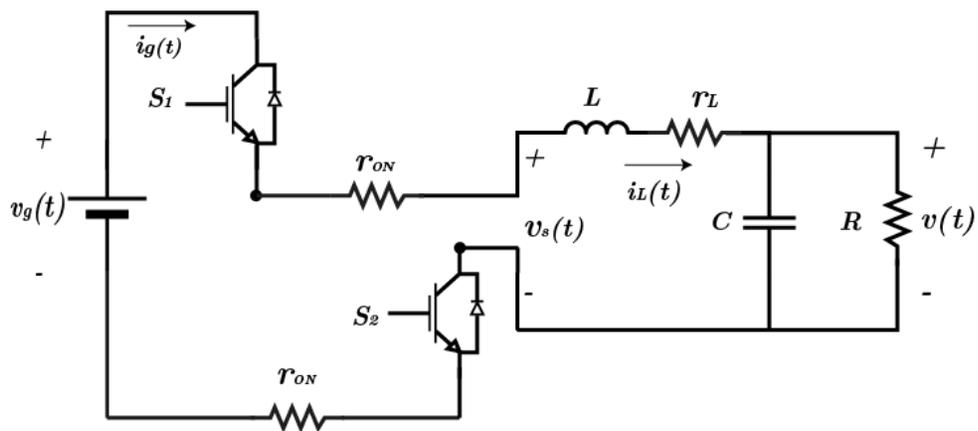


Figura 20. Circuito equivalente durante dT_s

Las variables de estado de interés $v(t)$ y $i_L(t)$ son variables de los elementos almacenadores de energía (Erickson & Maksimovic, 2001). Se requiere encontrar las ecuaciones que relacionen las variables de estado, al aplicar las leyes de voltajes y corrientes de Kirchoff se tiene:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= v_g(t) - i_L(t)(r_L + 2r_{ON}) - v(t) \\ C \frac{dv(t)}{dt} &= i_L(t) - \frac{v(t)}{R} \\ i_g(t) &= i_L(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Donde r_{ON} es la resistencia que describe la pérdida de conducción del transistor, para simplificar el análisis se tiene $r_{eq} = r_L + 2r_{ON}$. Según (2.2) las ecuaciones de estado (3.5) pueden ser expresadas de manera matricial como sigue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \\ i_g(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Durante $(1-d)T_s$ se tiene el circuito equivalente mostrado en la Figura 21.

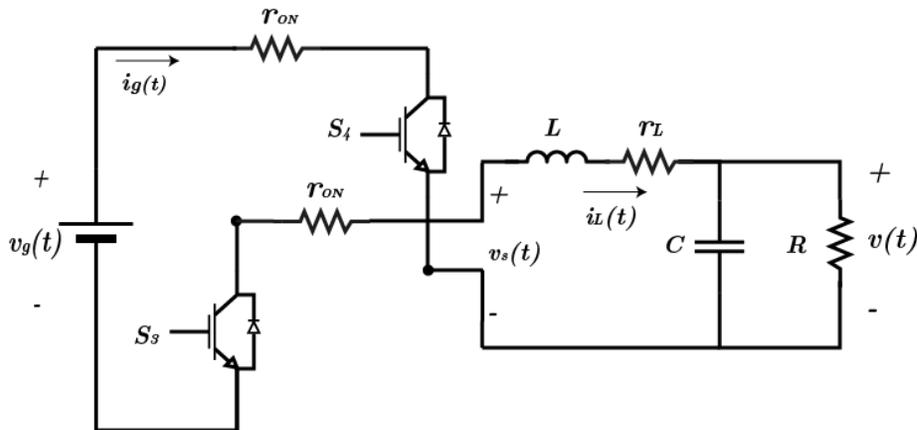


Figura 21. Circuito equivalente durante $(1-d)T_s$

Al aplicar las leyes de Kirchhoff:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L(t)}{dt} &= -i_L(t)(r_L + 2r_{ON}) - v(t) - v_g(t) \\
 C \frac{dv(t)}{dt} &= i_L(t) - \frac{v(t)}{R} \\
 i_g(t) &= -i_L(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

Según (2.3) las ecuaciones de estados (3.8) pueden expresarse de forma matricial de la forma:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \\
 i_g(t) &= [-1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + 0
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

La formulación en espacios de estados del inversor está representada por (3.6) y (3.8), en la Tabla 5 se muestra el resumen de las ecuaciones de estado, se identifica las respectivas matrices de coeficientes como en las ecuaciones (2.2) y (2.3)

Tabla 5
Resumen de matrices de coeficientes

Estados	M. de coeficientes	M. de entrada	M. de salida
$d(t)T_s$	$A_1 = \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}$	$B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$C_1 = [1 \quad 0]$
$(1-d(t))T_s$	$A_2 = \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}$	$B_2 = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$C_2 = [-1 \quad 0]$

3.2.2 Promediado de variables de estado en régimen permanente

El promediado y ponderado de las variables de estado para el periodo T_s resulta en la ecuación (2.4). Cuando el inversor trabaja en estado estable se considera que la derivada del valor promedio $\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}$ es cero, entonces la solución a la ecuación (2.4) en estado estable está dada por

(2.6):

$$\begin{aligned}\mathbf{0} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U}\end{aligned}$$

Con los valores conocidos de las matrices de coeficientes de la Tabla 5 y según la ecuación (2.7)

la matriz \mathbf{A} se calcula:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{A} &= D \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -r_L(D+D') & -(D+D') \\ D+D' & -\frac{1}{R}(D+D') \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Para la matriz \mathbf{B} :

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &= D\mathbf{B}_1 + D'\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{B} &= D \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} D - D' \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Para la matriz \mathbf{C} :

$$\begin{aligned}
\mathbf{C} &= D\mathbf{C}_1 + D'\mathbf{C}_2 \\
\mathbf{C} &= D[1 \ 0] + D'[-1 \ 0] \\
\mathbf{C} &= [D - D' \ 0]
\end{aligned}$$

Al remplazar las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} y \mathbf{C} , para la solución en estado estable se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D - D' \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} I_g \end{bmatrix} &= [D - D' \ 0] \begin{bmatrix} I_L \\ V \end{bmatrix} + [0] \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

3.2.3 Promediado en variables de estado en AC (pequeña señal)

Para obtener el promediado en pequeña señal es necesario perturbar y linealizar las ecuaciones de estado. A partir de la ecuación (2.8), se tiene:

$$\begin{aligned}
(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} &= \left(\begin{bmatrix} -R_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -R_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix} \\
(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \end{bmatrix} \\
(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} &= \begin{bmatrix} 2V_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U} = \left([1 \ 0] - [-1 \ 0] \right) \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} + 0 \\
(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U} &= [2I]
\end{aligned}$$

Ecuaciones de estado de pequeña señal AC al aplicar (2.10):

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{eq} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D-D' \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2V_g \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_g(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D-D' & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2I_L \end{bmatrix} \hat{d}(t)$$

Ecuaciones de estado de pequeña señal AC (Forma escalar):

$$\begin{aligned} L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} &= -r_{eq} \hat{i}_L(t) - \hat{v}(t) + (D-D') \hat{v}_g(t) + 2V_g \hat{d}(t) \\ C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} &= \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \\ \hat{i}_g(t) &= (D-D') \hat{i}_L(t) + 2I_L \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Para obtener las funciones de transferencia se aplica la transformada de Laplace y se resuelve el sistema de ecuaciones, sin embargo, para otro tipo de configuraciones de los convertidores de potencia el análisis matemático se vuelve tedioso. Ante esto como alternativa también es posible obtener un circuito equivalente en pequeña señal a partir de las ecuaciones (3.11) como se muestra en Figura 22, se reduce el circuito y se obtiene una ecuación mediante un análisis de malla para obtener la función de transferencia deseada.

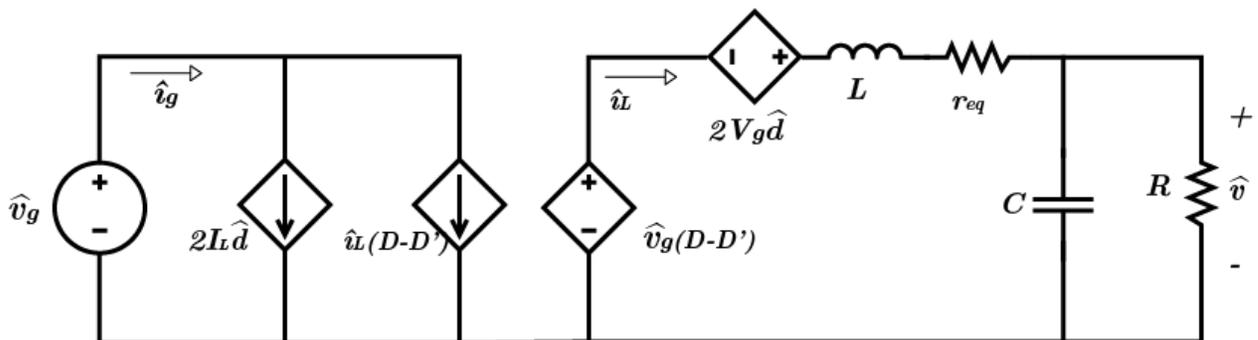


Figura 22. Circuito equivalente en AC, modelo por fuentes controladas

3.2.4 Funciones de transferencia

En el caso de una configuración en modo isla se requiere garantizar, la amplitud, frecuencia y la forma de onda del voltaje de salida que alimentará a la carga, por lo cual la variable controlada es el voltaje de salida v , el cual depende de la variación del ciclo de trabajo, es decir, la variable manipulada es d , por lo tanto la función de transferencia que describe mejor a la planta es:

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} \quad (3.12)$$

Al aplicar la Transformada de Laplace en la ecuación (3.11) se tiene:

$$\begin{aligned} Ls\hat{i}_L(s) &= -r_{eq}\hat{i}_L(s) - \hat{v}(s) + (D - D')\hat{v}_g(s) + 2V_g\hat{d}(s) \\ Cs\hat{v}(s) &= \hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}(s)}{R} \\ \hat{i}_g(s) &= (D - D')\hat{i}_L(s) + 2I_L\hat{d}(s) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Para $\hat{v}_g(s) = 0$ en (3.13):

$$Ls\hat{i}_L(s) = -r_L\hat{i}_L(s) - \hat{v}(s) + 2V_g\hat{d}(s) \quad (3.14)$$

$$\hat{i}_L(s) = Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \quad (3.15)$$

Al remplazar (3.15) en (3.14):

$$Ls \left(Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \right) = -r_{eq} \left(Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \right) - \hat{v}(s) + 2V_g\hat{d}(s)$$

$$s^2 LC\hat{v}(s) + s \frac{L\hat{v}(s)}{R} = -sr_{eq} C\hat{v}(s) - \frac{r_{eq}\hat{v}(s)}{R} - \hat{v}(s) + 2V_g\hat{d}(s)$$

$$\hat{v}(s) \left[s^2 LC + s \frac{L}{R} + sr_{eq} C + \frac{R_L}{R} + 1 \right] = 2V_g\hat{d}(s)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_g}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + r_{eq}C\right)s + 1 + \frac{r_{eq}}{R}} \quad (3.16)$$

Se considera como perturbaciones a la variación del voltaje de entrada al inversor y a la variación de la carga (Erickson & Maksimovic, 2001) , de manera que se obtiene las siguientes funciones de transferencia que modelan a dichas perturbaciones:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \quad (3.17)$$

Para $\hat{d}(s) = 0$ en (3.13):

$$Ls\hat{i}_L(s) = -r_{eq}\hat{i}_L(s) - \hat{v}(s) + (D - D')\hat{v}_g(s) \quad (3.18)$$

$$\hat{i}_L(s) = Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \quad (3.19)$$

Al remplazar (3.19) en (3.18):

$$\begin{aligned} Ls \left(Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \right) &= -r_{eq} \left(Cs\hat{v}(s) + \frac{\hat{v}(s)}{R} \right) + (D - D')\hat{v}_g(s) \\ s^2 LC\hat{v}(s) + s \frac{L\hat{v}(s)}{R} &= -sr_{eq}C\hat{v}(s) - \frac{r_{eq}\hat{v}(s)}{R} - \hat{v}(s) + (2D - 1)\hat{v}_g(s) \\ \hat{v}(s) \left[s^2 LC + s \frac{L}{R} + sr_{eq}C + \frac{r_{eq}}{R} + 1 \right] &= (2D - 1)\hat{v}_g(s) \\ G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} &= \frac{(2D - 1)}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + r_{eq}C\right)s + 1 + \frac{r_{eq}}{R}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

En el caso de la función de transferencia de la impedancia de salida se tiene:

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{carga}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{v}_g(s)=0}} \quad (3.21)$$

Para $\hat{d}(s)=0$ y $\hat{v}_g(s)=0$ en (3.13):

$$Ls\hat{i}_L(s) = -r_{eq}\hat{i}_L(s) - \hat{v}(s) \quad (3.22)$$

$$Cs\hat{v}(s) = \hat{i}_L(s) - \hat{i}_{carga}(s) \quad (3.23)$$

Al remplazar (3.23) en (3.22):

$$Ls\{Cs\hat{v}(s) + \hat{i}_{carga}(s)\} = -r_{eq}\{Cs\hat{v}(s) + \hat{i}_{carga}(s)\} - \hat{v}(s)$$

$$s^2LC\hat{v}(s) + sL\hat{i}_{carga}(s) = -sr_{eq}C\hat{v}(s) - r_{eq}\hat{i}_{carga}(s) - \hat{v}(s)$$

$$\hat{v}(s)(s^2LC + sr_{eq}C + 1) = -\hat{i}_{carga}(s)(sL + r_{eq})$$

$$Z_o(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{carga}(s)} = -\frac{sL + r_{eq}}{s^2LC + sr_{eq}C + 1} \quad (3.24)$$

De esta manera el modelo lineal en pequeña señal del inversor monofásico, esta descrito por las funciones de transferencia como se muestra en la Figura 23

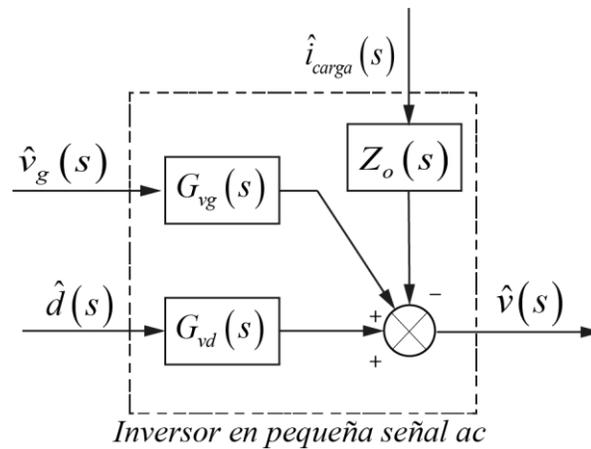


Figura 23. Inversor en pequeña señal AC

3.3. Esquema de control del inversor

Los esquemas de generación distribuida han evolucionado a lo largo de los años, hoy en día un SFV debe ser capaz de generar, distribuir energía y alimentar a la carga (Ortega et al., 2016). Se propone el siguiente esquema de control del sistema:

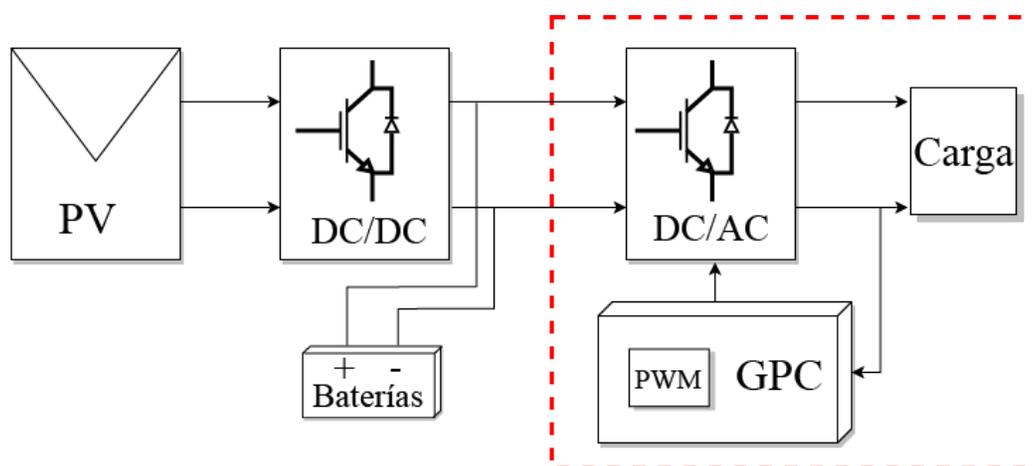


Figura 24. Esquema de control para un sistema fotovoltaico modo isla

En la Figura 24 se observa que el SFV en modo isla incluye otras etapas tales como: conversión DC-DC, conversión DC/AC y almacenamiento de energía. Sin embargo, en el Capítulo I se ha definido las limitaciones para el presente trabajo en las cuales se asume que dichas etapas son consideradas como “ideales”, es decir, la entrada de voltaje al inversor es una señal DC regulada, por lo tanto, el objeto de estudio es la etapa de control GPC para el inversor monofásico fotovoltaico aislado de la red como se muestra resaltado en líneas entre cortadas en la Figura 24.

3.4.1 Modelo de proceso

La función de transferencia que representa al modelo del inversor monofásico en pequeña señal AC viene dada por la expresión (3.16), al remplazar los parámetros encontrados en el diseño del inversor detallados en la Tabla 6 se obtiene:

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_g(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{800}{1.1 \times 10^{-7} s^2 + 0.0004169s + 1.001}$$

Tabla 6
Especificaciones de diseño del inversor monofásico

Descripción	Parámetro	Valor
Voltaje eficaz de salida	V_{RMS}	110V
Potencia máxima	P	1kW
Voltaje de entrada máximo	V_g	400V
Frecuencia de salida	f_l	60Hz
Frecuencia de conmutación	f_s	10kHz
Inductor	L	5mH
Capacitor	C	22 μ F
Resistencia interna inductor	r_L	0.01 Ω
R. pérdidas en el transistor	r_{ON}	0.5 Ω
Resistencia de carga	R	12 Ω

El control GPC utiliza la estructura de modelo de proceso CARIMA, es necesario discretizar la planta. Se utiliza la digitalización de Tustin Bilineal con periodo de muestreo $T = 0.5\mu s$

$$G_{vd}(z) = \frac{y(k)}{u(k)} = \frac{8.527z + 8.005}{z^2 - 1.807z + 0.8274}$$

Al expresar en potencias negativas:

$$G_{vd}(z^{-1}) = \frac{y(k)}{u(k)} = \frac{8.527 + 8.005z^{-1}}{1 - 1.807z^{-1} + 0.8274z^{-2}}$$

De acuerdo a la representación del modelo CARIMA mostrado en (2.13) se tiene:

$$(1 - 1.807z^{-1} + 0.8274z^{-2})y(k) = (8.527 + 8.005z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta} \varepsilon(k)$$

En este caso no se consideran perturbaciones, se asume el polinomio $C(z^{-1}) = 1$ y $\Delta = 1 - z^{-1}$.

por lo tanto:

$$\tilde{A}y(k) = 8.527\Delta u(k-1) + 8.005\Delta u(k+2) + \varepsilon(k)$$

Donde $\tilde{A} = (1 - 2.807z^{-1} + 2.6344z^{-2} - 0.8274z^{-3})$.

3.4.2 Modelo de predicción

Para encontrar el modelo de predicción es necesario utilizar la ecuación Diofantina mostrada en

(2.15):

$$\begin{array}{r}
 1 \\
 -1 + 2.81z^{-1} - 2.63z^{-2} + 0.83z^{-3} \\
 \hline
 2.81z^{-1} - 2.63z^{-2} + 0.83z^{-3} \quad F_1z^{-1} \\
 -2.81z^{-1} + 7.89z^{-2} - 7.40z^{-3} + 2.32z^{-4} \\
 \hline
 5.26z^{-2} - 6.57z^{-3} + 2.32z^{-4} \quad F_2z^{-1} \\
 -5.26z^{-2} + 14.7z^{-3} - 13.8z^{-4} \\
 \hline
 8.15z^{-3} - 11.48z^{-4} - 4.33z^{-5} \quad F_3z^{-1}
 \end{array}
 \quad \left| \begin{array}{l}
 1 - 2.81z^{-1} + 2.63z^{-2} - 0.83z^{-3} \\
 \hline
 \underbrace{1 + 2.81z^{-1} + 5.26z^{-2}}_{E_j(z^{-1})}
 \end{array} \right.$$

Con la obtención de los polinomios $E_j(z^{-1})$ y $F_j(z^{-1})$ se obtiene el modelo de predicción

(2.20), para la respuesta forzada del inversor donde se puede obtener la

matriz de coeficientes como sigue:

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

$$E_2(z^{-1}) = 1 + 2.82z^{-1}$$

$$E_3(z^{-1}) = 1 + 2.82z^{-1} + 5.26z^{-2}$$

$$G_1(z^{-1}) = E_1(z^{-1})B(z^{-1}) = 8.5269$$

$$G_2(z^{-1}) = E_2(z^{-1})B(z^{-1}) = 31.9372 + 8.5269z^{-1}$$

$$G_3(z^{-1}) = E_3(z^{-1})B(z^{-1}) = 67.1774 + 31.9372z^{-1} + 8.5269z^{-2}$$

Si se realiza el mismo cálculo para un horizonte de predicción $N=6$, la matriz de coeficientes que representa la respuesta forzada es:

$$\mathbf{G}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} 8.5269 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 31.9372 & 8.5269 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 67.1774 & 31.9372 & 8.5269 & 0 & 0 & 0 \\ 111.4767 & 67.1774 & 31.9372 & 8.5269 & 0 & 0 \\ 162.3551 & 111.4767 & 67.1774 & 31.9372 & 8.5269 & 0 \\ 217.6246 & 162.3551 & 111.4767 & 67.1774 & 31.9372 & 8.5269 \end{pmatrix}$$

De igual manera para la respuesta libre a partir de los polinomios $F_j(z^{-1})$ encontrados se obtiene las matrices:

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} 2.81 & -2.63 & 0.83 \\ 5.24 & -6.57 & 2.32 \\ 8.15 & -11.48 & 4.33 \\ 11.38 & -17.13 & 6.74 \\ 14.83 & -23.25 & 9.42 \\ 18.37 & -29.64 & 12.27 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{pmatrix} 8.0047 \\ 22.4668 \\ 41.9725 \\ 65.2478 \\ 91.1605 \\ 118.7194 \end{pmatrix}$$

Para la obtención modelo de predicción fue necesario la implementación de un script, este está detallado en los anexos de este trabajo, posteriormente se varía el horizonte de predicción y la ponderación de esfuerzo de control, y se verifica el comportamiento del inversor.

3.4.3 Ley de control

La variación de control Δu está dada por la expresión (2.25), en donde \mathbf{K} es un vector fila resultante de la operación matricial de valores obtenidos en el apartado anterior $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta^T$

. En principio se asume un valor de $\lambda = \delta = 1$, de manera que el vector \mathbf{K} es igual:

$$\mathbf{K} = [0.0651 \quad 0.0344 \quad -0.0167 \quad 0.0058 \quad -0.0014 \quad 0.0002]$$

De acuerdo a la expresión (2.25) se puede obtener el incremento de control que está dado por:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = & -0.8662\Delta u(k-1) - 0.2757y(k) + 0.2778y(k-1) - 0.0895y(k-2) + \\ & + 0.0651w(k+1) + 0.0344w(k+2) - 0.0167w(k+3) + 0.0058w(k+2) - \\ & - 0.0014w(k+5) + 0.0020w(k+6) \end{aligned}$$

Finalmente, la ley de control está dada por:

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1)$$

Bajo estas condiciones es posible obtener una función de transferencia para el controlador GPC, cuando no se consideran referencias futuras, se obtiene para el incremento de control:

$$\Delta u(k) = -0.8662z^{-1}\Delta u(k) - 0.2757y(k) + 0.2778z^{-1}y(k) - 0.0895z^{-2}y(k)$$

$$\Delta u(k)(1 + 0.8662z^{-1}) = (-0.2757 + 0.2778z^{-1} - 0.0895z^{-2})y(k)$$

$$K_{GPC}(z^{-1}) = \frac{y(k)}{\Delta u(k)} = \frac{1 + 0.8662z^{-1}}{-0.2757 + 0.2778z^{-1} - 0.0895z^{-2}}$$

Entonces el control en lazo GPC cerrado para el inversor monofásico está representado por el diagrama de bloques de la Figura 26 mostrado a continuación:

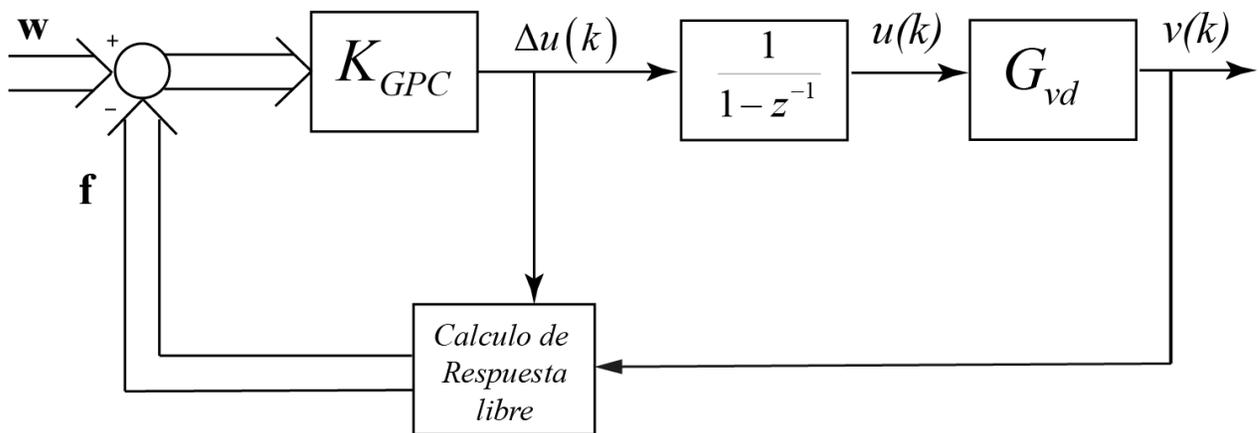


Figura 26. Lazo cerrado GPC en tiempo discreto

Por otro lado, función de transferencia de lazo abierto está dado por:

$$G_{LA}(z^{-1}) = G_{GPC}(z^{-1})G_{vdz}(z^{-1}) \quad (3.25)$$

Se plantea realizar un análisis en frecuencia de (3.25) en lazo abierto para la sintonización del controlador, sin embargo, la función de transferencia del controlador depende de la ponderación del esfuerzo de control λ , más adelante se verifica el criterio utilizado para obtener el mejor λ .

3.4.4 Simulación de la estrategia de control GPC

Se realiza el modelo del inversor monofásico en pequeña señal AC a partir de las funciones de transferencia obtenidas previamente. Se ha utilizado la herramienta Matlab® y el entorno de programación visual Simulink como se muestra en la Figura 27. La ley de control ha sido

implementada en una función individual de Matlab® y se describe mediante el diagrama de flujo de la Figura 28.

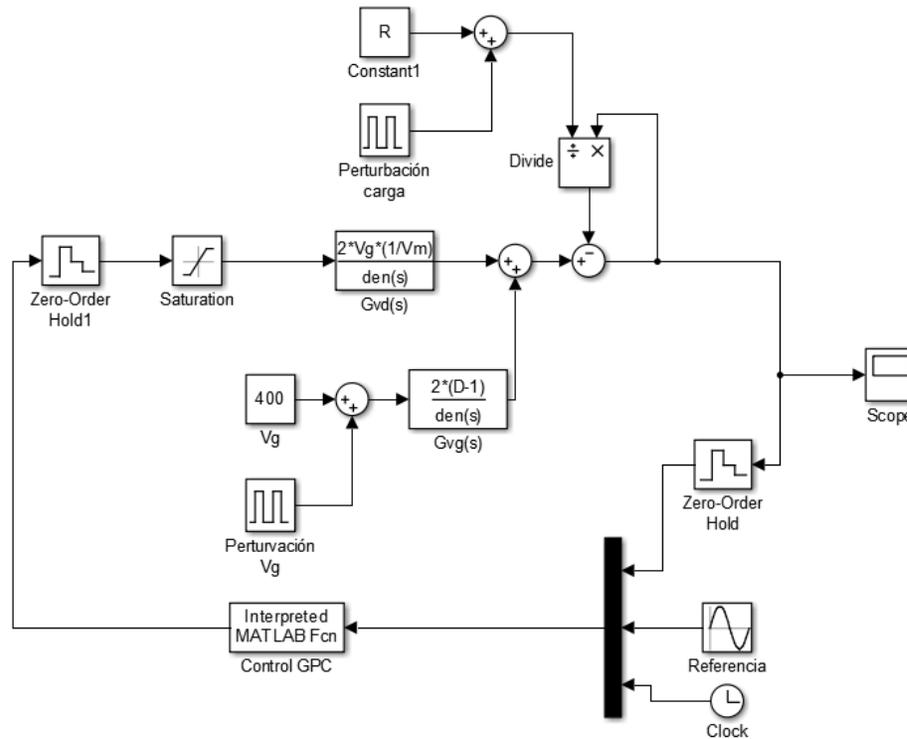


Figura 27. Implementación control GPC de inversor monofásico.

La ley de control ha sido implementada de acuerdo a la formulación planteada en el apartado anterior se ha programado de manera que esta pueda ser llevada a una aplicación experimental, es decir, que la función *ControlGPC.m* simula a un microcontrolador virtual. El bloque retenedor de orden cero (ZOH) mostrado en la Figura 27, se encarga de recuperar una señal continua a partir de una señal discreta, Matlab también permite usar al bloque ZOH como muestreador, para estos fines se ha utilizado un tiempo de muestreo de $T_s = 50$.

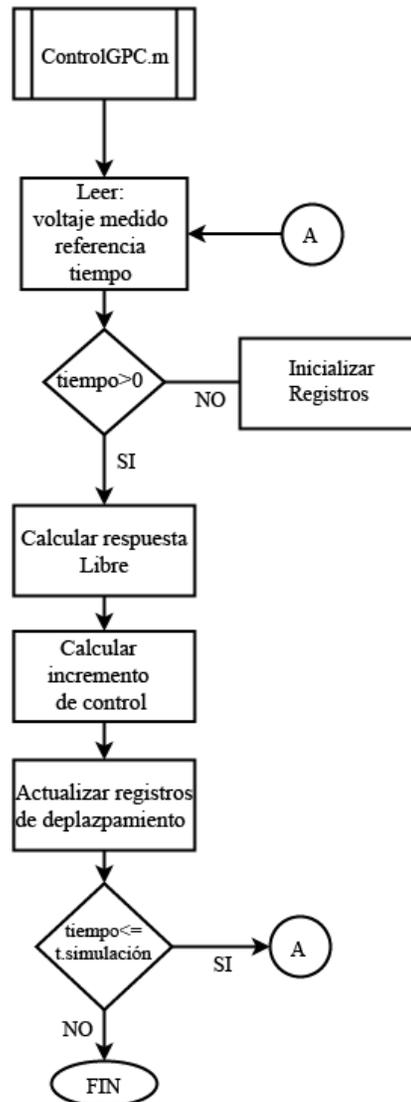


Figura 28. Diagrama de flujo de implementación matemática de la ley de control GPC

En la simulación del controlador GPC se ha realizado diferentes pruebas, se verifica la respuesta al variar el parámetro de ponderación para $\lambda=100,1000,10000$ y al variar el horizonte de predicción N , esto con el fin de establecer un criterio de selección adecuado.

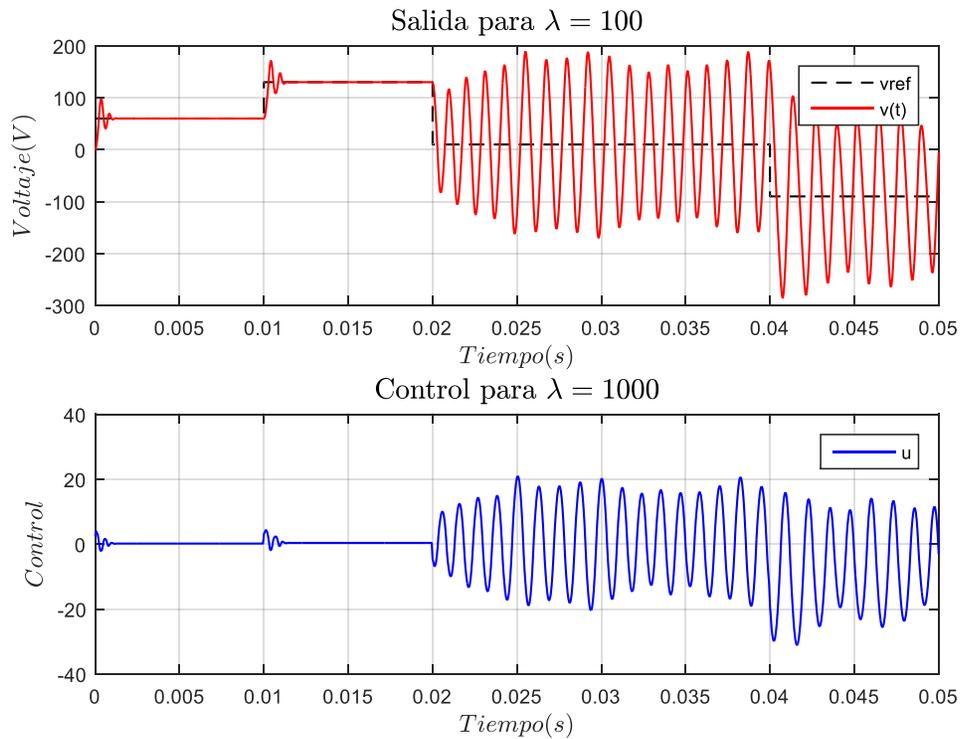
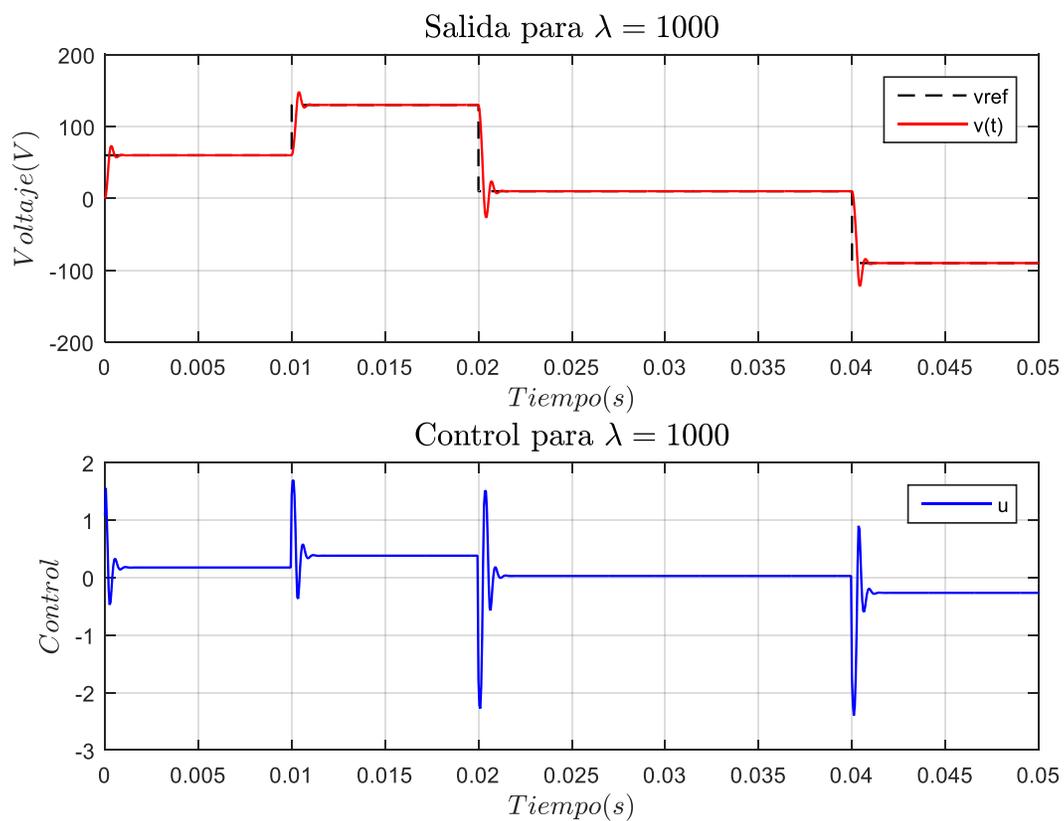
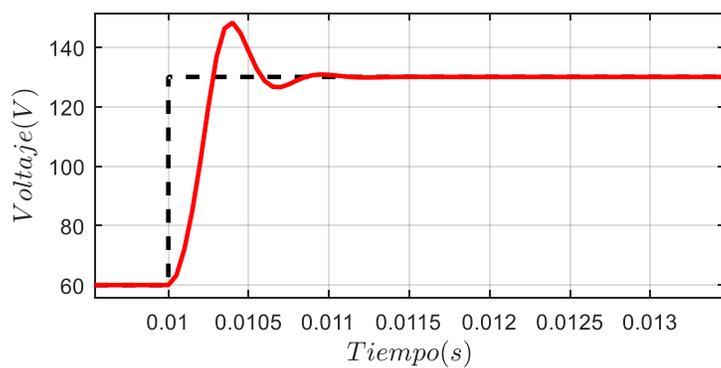


Figura 29. Respuesta al escalón del lazo de control GPC para $\lambda=100$

Como se puede observar en la Figura 29 para $\lambda=100$ la respuesta en principio se logra controlar el voltaje y seguir la referencia, se puede apreciar un sobre impulso considerable, pero ante un escalón negativo el voltaje de salida del inversor se desestabiliza. Por otra parte en la Figura 30 (a) para $\lambda=1000$, el seguimiento de la referencia es satisfactorio, presenta un sobre impulso aproximadamente de 20V. En Figura 30 (b) se tiene un acercamiento a la respuesta al escalón en donde se puede determinar que el tiempo de estabilización es de aproximadamente $t_s = 1.5ms$.

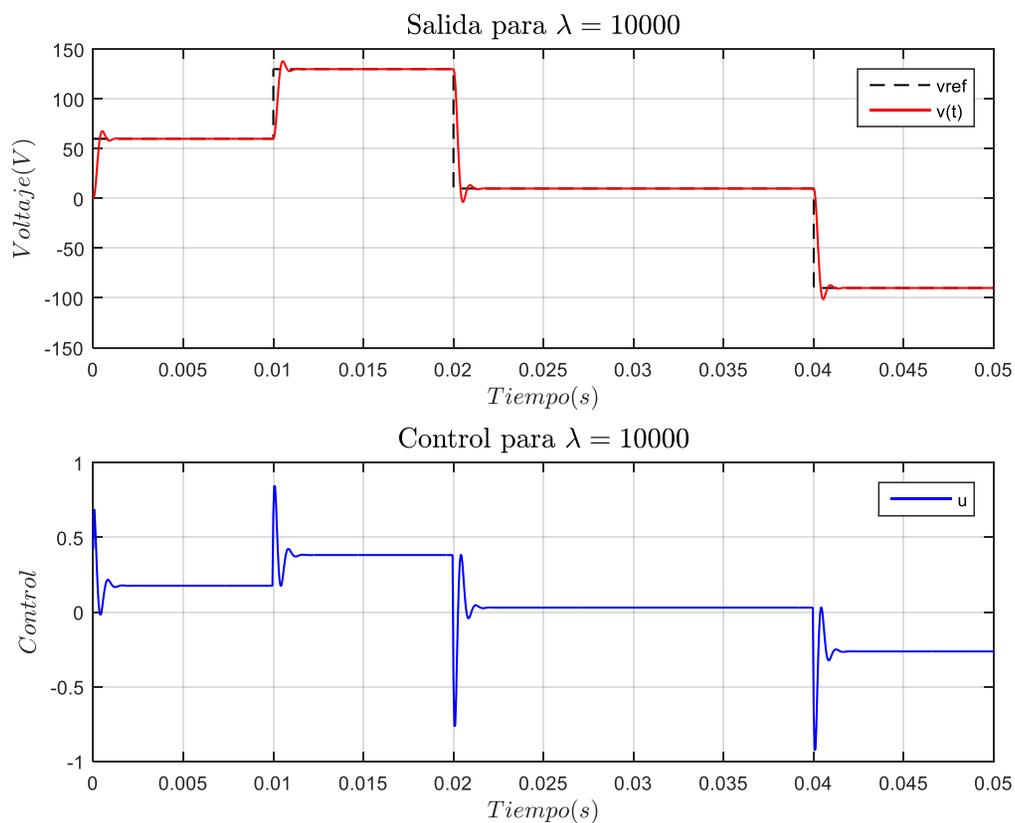


(a)

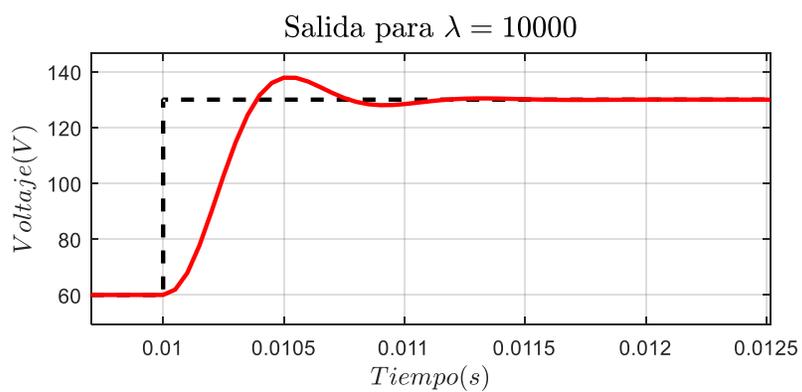


(b)

Figura 30. (a) Respuesta al escalón del lazo de control GPC para $\lambda=1000$, (b) acercamiento a la respuesta.



(a)



(b)

Figura 31. (a) Respuesta al escalón del lazo de control GPC para $\lambda = 10000$, (b) acercamiento a la respuesta

Finalmente la Figura 31 (a) se verifica la respuesta al escalón para $\lambda = 10000$, presenta un sobre impulso de aproximadamente $8V$, que es menos de la mitad que en el caso de $\lambda = 1000$, esto se refleja en las acciones de control que varían entre 1 y -1 . En este caso el tiempo de estabilización es de $t_s = 2$ ms. Se puede ver que para mayores valores de λ se reduce el sobre impulso con una variación en el tiempo de estabilización.

Se realizan pruebas para definir el horizonte de predicción, la Figura 32 muestra la influencia del horizonte de predicción en el comportamiento del voltaje de salida del inversor para $\lambda = 100$. Se aprecia una ligera mejora de $N=10$ a $N=30$, sin embargo, no se visualiza mayor cambio de la señal entre $N=20$ y $N=30$.

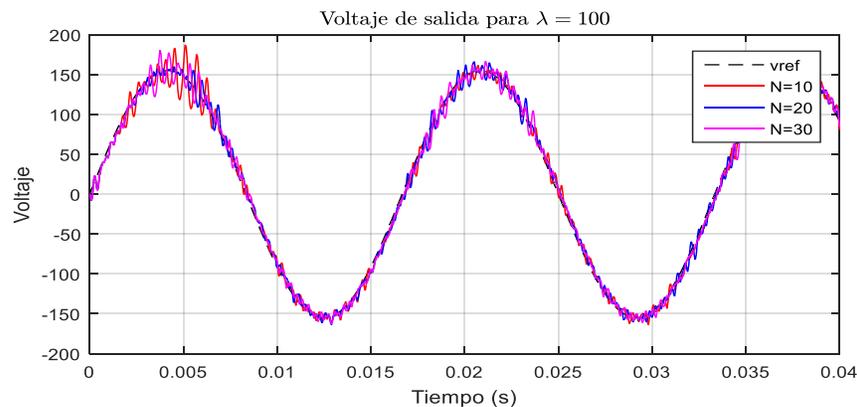


Figura 32. Voltaje de salida para horizontes de predicción $N=10$, $N=20$ y $N=30$, con $\lambda = 100$

Por otro lado en la en la Figura 33 se realiza la misma prueba del caso anterior pero con $\lambda = 500$, al contrario a lo que ocurría anteriormente, a simple vista no se percibe cambios entre las variaciones de N . Las limitaciones del horizonte de predicción se producen debido a que el error de las muestras futuras influyen en la muestra actual y esto sucede para cada muestra y se vuelven infinitesimales (Judewicz, 2015). Por ende para fines prácticos y evitar un alto costo

computacional, se justifica un valor fijo de $N=10$, de aquí en adelante se usará este valor de horizonte de predicción para la sintonización del controlador.

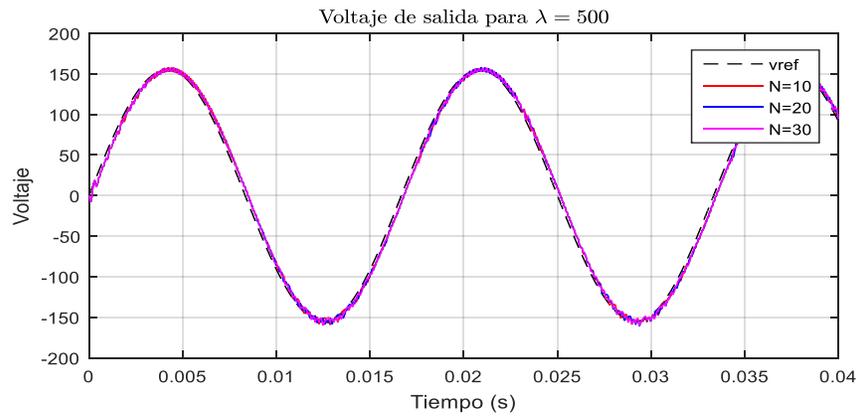


Figura 33. Voltaje de salida para horizontes de predicción $N=10$, $N=20$ y $N=30$, con $\lambda = 500$

3.4.5 Criterio paramétrico de selección de λ

El inversor monofásico en operación en modo isla requiere regular la forma de onda, amplitud y frecuencia, además debe ser robusto ante variaciones de carga lineal y no lineal. El análisis en frecuencia para la sintonización de controladores para inversores ha sido exitosamente aplicado en (Ortega et al., 2016), (Maysse et al., 2018) entre otros. Para obtener una respuesta en frecuencia favorable se verifican los parámetros de estabilidad: margen de ganancia y margen de fase, en tanto el ancho de banda (BW) determina la velocidad del sistema (Judewicz, 2015). El controlador GPC busca tener una ganancia elevada a la frecuencia fundamental f_1 , mejorar la atenuación a la frecuencia de conmutación para evitar perturbaciones y tener un margen de fase estable a la frecuencia de cruce.

Como se ha mencionado anteriormente, la función de transferencia del controlador GPC depende del valor de la ponderación de acciones de control λ , esto se ve reflejado en la respuesta en frecuencia. El inversor en modo isla debe ser robusto frente a variaciones de carga, por tal

motivo se establece un parámetro de incremento como múltiplo de la resistencia de carga $r_0 R$. La dependencia paramétrica está dada por la función de transferencia en lazo abierto (3.25) como sigue:

$$G_{LA}(z^{-1}, \lambda, r_0) = G_{GPC}(z^{-1}, \lambda) G_{vdz}(z^{-1}, r_0) \quad (3.26)$$

Entonces se plantea realizar un análisis del margen de fase (MF), ancho de banda (BW) y THD, en lazo abierto para diferentes valores de los parámetros λ y r_0 . En el análisis previo del comportamiento de λ se determinó que para valores menores a cien el sistema era inestable, esto supone un $MF < 0$. De esta manera los rangos paramétricos se definen:

$$100 < \lambda \leq 1000 \quad ; \quad 1 < r_0 \leq 10$$

Por cada variación de los parámetros se evalúa en el modelo de predicción lo que resulta en un nuevo controlador GPC, este a su vez hace parte de la función de transferencia en lazo abierto y finalmente se calcula el margen de fase, por ejemplo para $\lambda = 100$, $r_0 = 1$ y $\lambda = 200$, $r_0 = 2$ se tiene:

$$G_{gpc}(z^{-1}) \Big|_{\substack{\lambda=100 \\ r_0=1}} = -\frac{z^{-1} + 0.5539z^{-2}}{0.2448 - 0.5617z^{-1} + 0.431z^{-2} - 0.1141z^{-3}} \quad ; \quad MF=14.6^\circ$$

$$G_{gpc}(z^{-1}) \Big|_{\substack{\lambda=500 \\ r_0=5}} = -\frac{z^{-1} + 0.5z^{-2}}{0.1448 - 0.4633z^{-1} + 0.3835z^{-2} - 0.1086z^{-3}} \quad ; \quad MF=14.7^\circ$$

Se obtienen los MF para todas las posibles combinaciones de λ y r_0 , y se grafica en tres dimensiones como se muestra en la Figura 34, en donde se observa que el MF se eleva para valores altos de λ y garantiza estabilidad en todo el rango de r_0 . Por otro lado también se realizaron mediciones de BW y THD la evolución de estos para distintos valores de λ se muestra en la Figura 35.

Con las relaciones establecidas entre los parámetros de sintonía mostradas en Figura 34 y en Figura 35, se escoge como ponderación de acciones de control $\lambda = 10000$ con $BW = 1\text{kHz}$ y $MF = 38^\circ$.

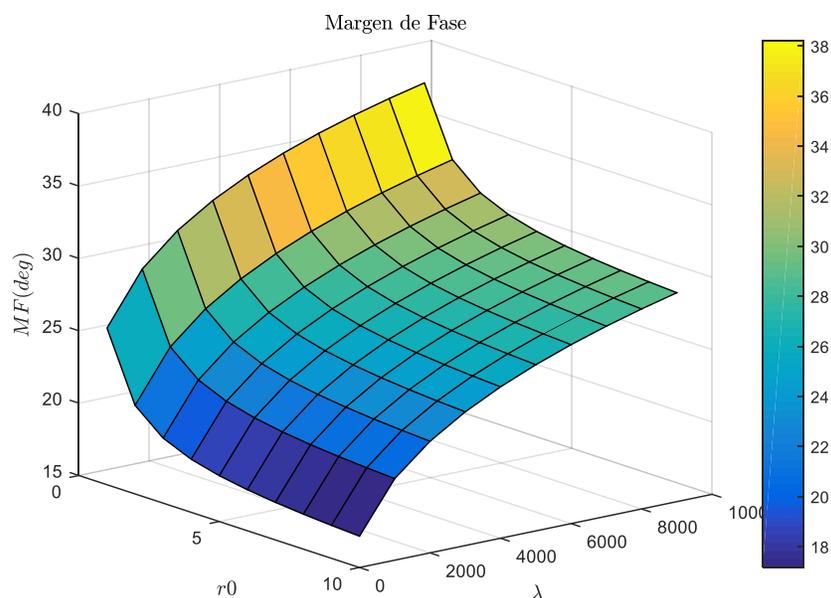


Figura 34. Margen de fase experimental ante variaciones de los parámetros λ y r_0

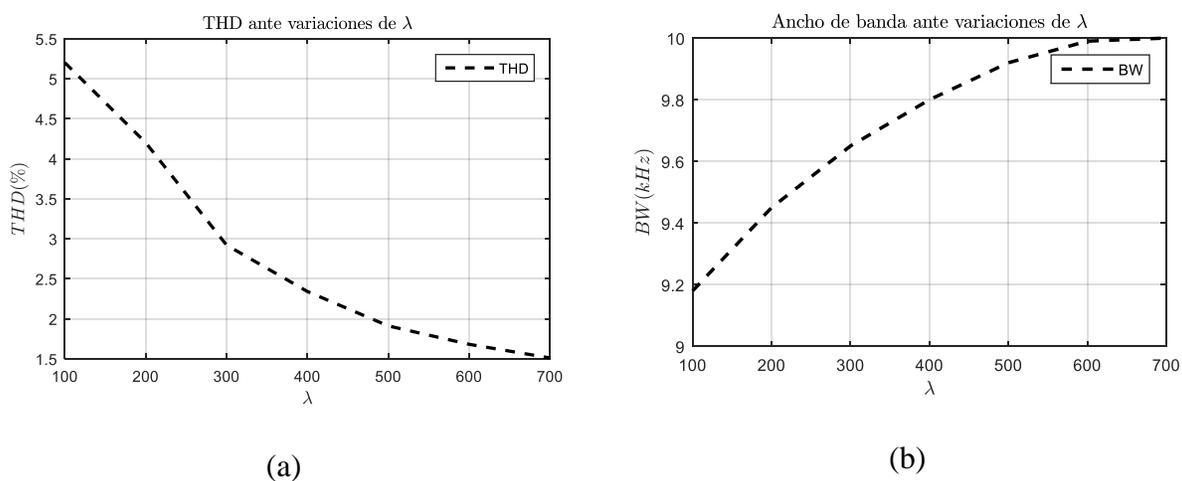


Figura 35. Influencia de λ y r_0 , (a) THD para cada valor de λ (b) ancho de banda para cada valor de λ

CAPÍTULO 4.

ANÁLISIS DE RESULTADOS DE SIMULACION

En este capítulo se valida el diseño de la estrategia de control GPC en los casos de seguimiento de referencias, perturbaciones en el voltaje de entrada y perturbaciones en la carga para señal de tipo escalón y la señal de referencia sinusoidal. Para contrastar los resultados se ha diseñado un control PI y se evalúa en ambos controladores la respuesta en estado estable, transitoria y THD. Finalmente, se evalúa el costo computacional de la ley de control.

4.1. Parámetros de simulación

Se propone un controlador PI para el inversor de manera que se busca una atenuación en altas frecuencias para aportar un margen de fase adecuado que garantice la estabilidad:

$$G_c(s) = K_c \beta \frac{\tau s + 1}{\beta \tau s + 1} = K_c \frac{s + \frac{1}{\tau}}{s + \frac{1}{\beta \tau}} \quad \beta > 1$$

Los parámetros para un margen de fase de 50° se muestran en la Tabla 7:

Tabla 7
Parámetros de diseño de controlador PI

Parámetros	Descripción	Valor
K_c	Ganancia	0.2196
β	Constante para el polo	1.122×10^6
τ	Constante para el polo y cero	0.01
f_c	Frecuencia de corte	1000Hz

El diseño de los controladores es validado en la simulación del circuito de la Figura 36, se cierra el lazo con el control GPC o PI, además existe una etapa de modulación PWM bipolar.

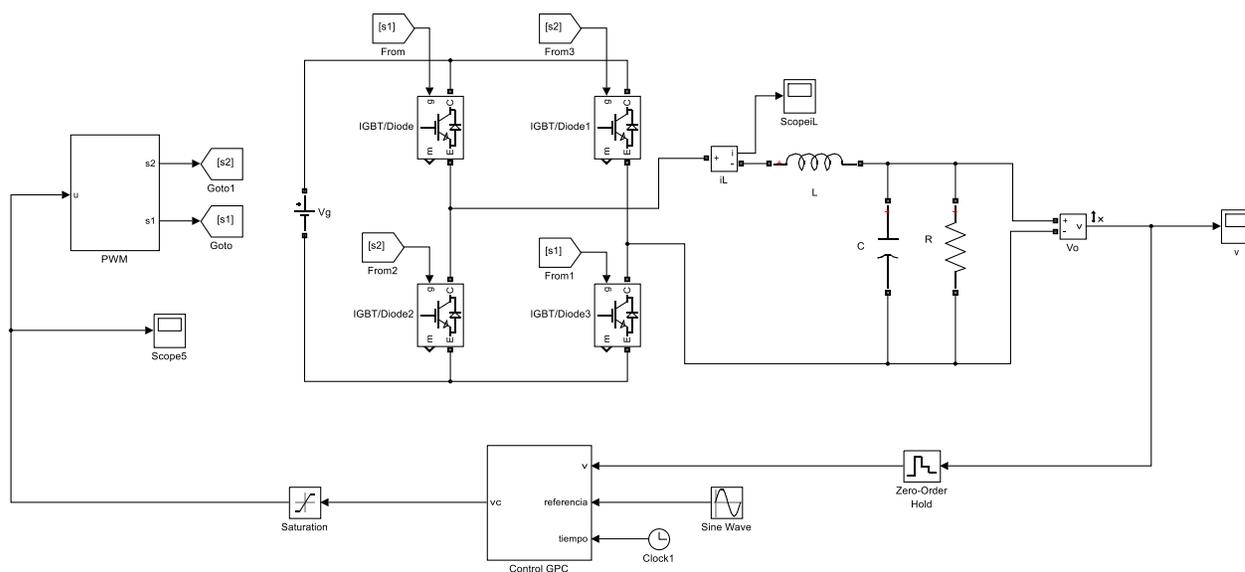


Figura 36. Simulación inversor monofásico onda completa

La Tabla 8 muestra los parámetros de simulación

Tabla 8
Parámetros de simulación

Parámetros	Descripción	Valor
L	Inductor	5 mH
C	Capacitor	$22\mu F$
R	Resistencia	12Ω
f_{tri}	Frecuencia de conmutación	1000Hz
T_s	Periodo de muestreo	$50\mu s$

En primer lugar se verifica la respuesta del inversor ante una entrada de prueba tipo escalón, para la evaluación de desempeño del controlador se considera los parámetros de la respuesta transitoria: tiempo de establecimiento (t_s) y sobre impulso (M_p). Se verifica la respuesta en régimen permanente mediante variaciones del voltaje de entrada del inversor V_g , en estas se mide el error de estado estable.

Por otro lado para una referencia sinusoidal se considera variaciones en el voltaje de entrada del inversor y variaciones en la carga. Para la evaluación de los controladores se toma en cuenta la distorsión armónica total THD y el voltaje eficaz V_{rms} .

4.2. Respuesta al escalón

4.2.1 Seguimiento a referencias

Para una señal de referencia de escalones que varía entre 60, 130, 50 y -50V. La Figura 37 muestra la respuesta del inversor con un controlador PI es sobre amortiguada y presenta considerables sobre impulsos y oscilaciones, sin embargo, logra seguir la referencia con un error de estado estable de aproximadamente 1V.

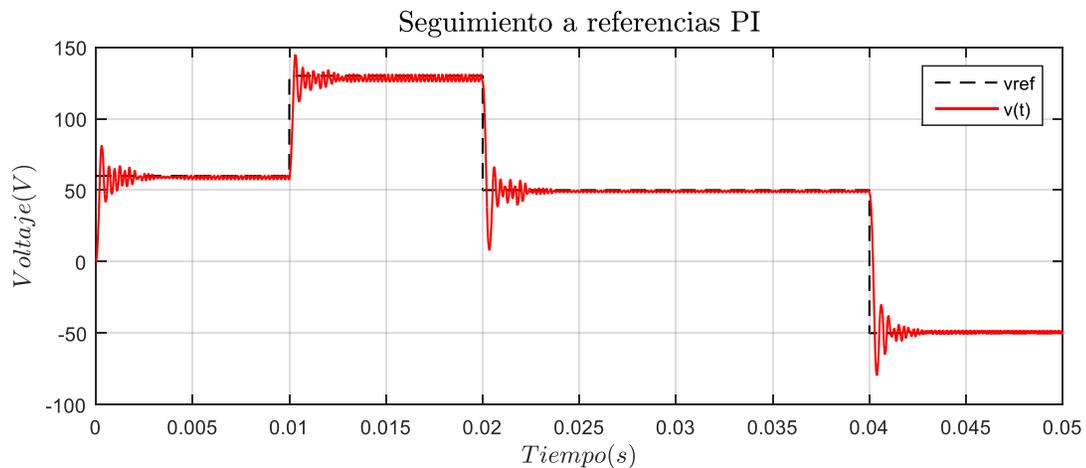


Figura 37. Respuesta para seguimiento de referencias de tipo escalón para el controlador PI

A su vez en la Figura 38 se observa la respuesta para el controlador GPC, en este caso el seguimiento a la referencia es satisfactorio con error de estado estable de 0V. Como se había verificado en el capítulo anterior para un valor de $\lambda = 10000$ el sobre impulso se ve reducido. En la Tabla 9 se muestra un promedio para todos los casos de cambio de referencia en los dos tipos de controladores, se puede observar que el tiempo de establecimiento y el sobre impulso favorece al controlador GPC.

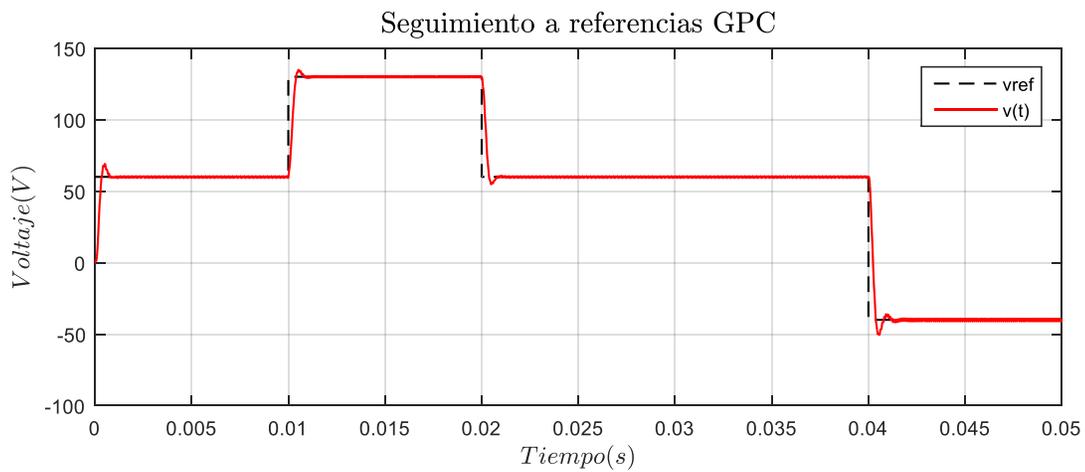


Figura 38. Respuesta para seguimiento de referencias tipo escalón para el controlador GPC

Tabla 9

Desempeño de los controladores PI y GPC para seguimiento de referencias tipo escalón

Descripción	Parámetros	Control PI	Control GPC
Tiempo de establecimiento	t_s	20ms	15ms
Error de estado estable	e_{ss}	0.9%	0V
Sobre impulso	M_p	78%	15%

4.2.2 Perturbaciones en el voltaje de entrada V_g

Si bien se ha mencionado que el voltaje de entrada del inversor monofásico es regulado, es importante evaluar las perturbaciones en V_g , con esto se pretende brindar mayor grado de fiabilidad y robustez del sistema con el fin de garantizar la forma de onda y amplitud a la carga. Se evalúa para cambios en $V_g = 400, 200$ y 250 V con voltaje de referencia $V_{ref} = 110$ V para los dos controladores PI y GPC.

La Figura 39 muestra la respuesta del controlador PI ante perturbaciones en el voltaje de entrada, se puede apreciar que al momento de la reducción de voltaje con $V_g = 200$ V el error de estado estable es de 3V, y para $V_g = 250$ V el error es de 2V, y no consigue estabilizar la salida en el voltaje de referencia.

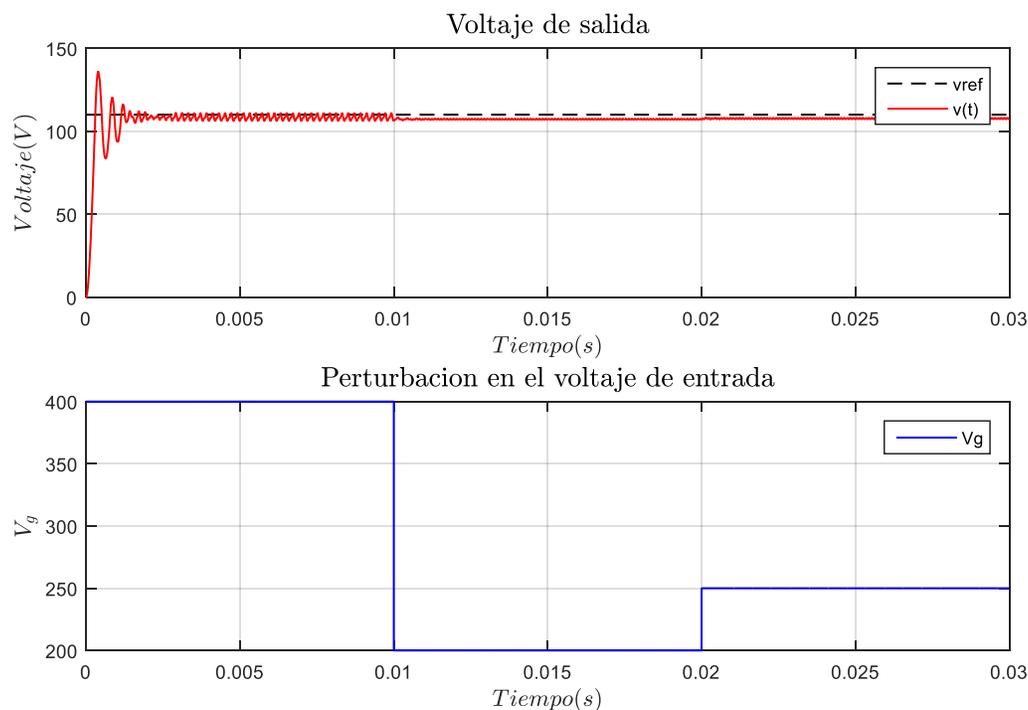


Figura 39. Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI

Para el controlador GPC se verifica que hay un buen rechazo a perturbaciones en la entrada de voltaje del inversor y presenta error de estado estable igual a cero. En la Tabla 10 se presenta el resumen de los parámetros de la respuesta transitoria y en estado estable para la perturbación.

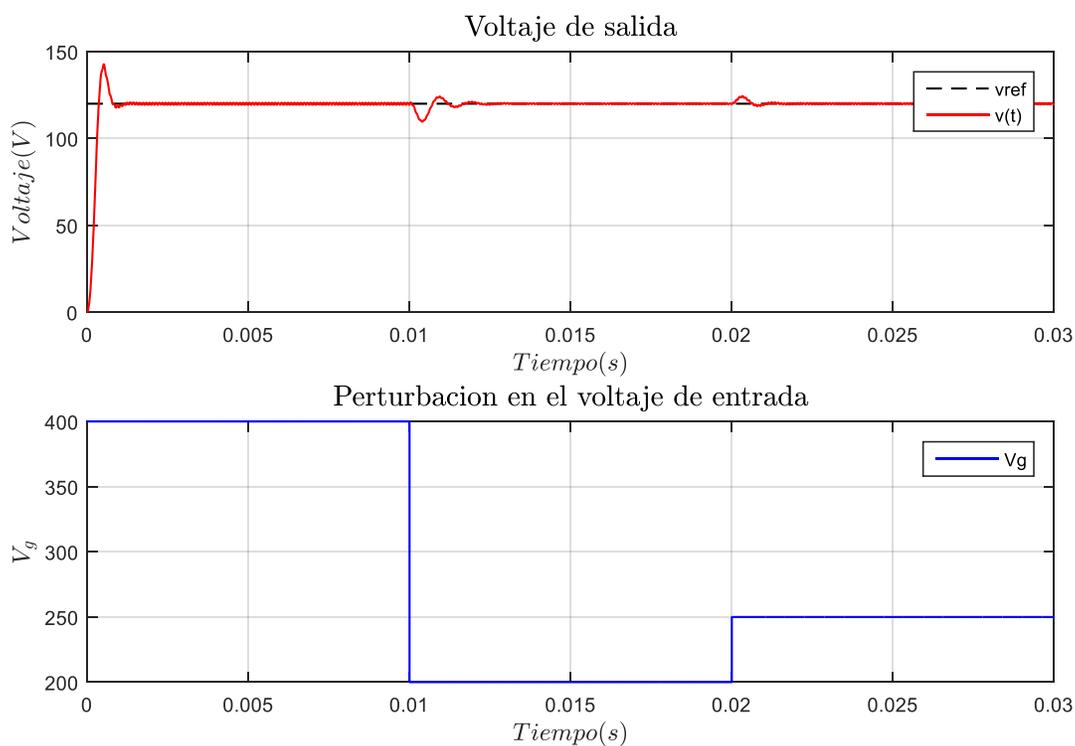


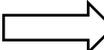
Figura 40. Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI

Se verifica que el controlador GPC presenta mejor desempeño ante perturbaciones en el voltaje de entrada del inversor.

Tabla 10

Desempeño de los controladores PI y GPC para perturbaciones en el voltaje de entrada

Descripción	Parámetros	Control PI	Control GPC
Tiempo de establecimiento	t_s	0	3ms
Error de estado estable	e_{ss}	2.7%	0V

CONTINÚA 

Sobre impulso	M_p	0	9%
---------------	-------	---	----

Los efectos de perturbación en la carga se muestran para el caso de referencia sinusoidal, debido a que es de interés para aplicaciones prácticas.

4.3. Respuesta a referencia sinusoidal

En este caso la referencia esta dada por $V_{ref}(t) = 155 \sin(2\pi 60t)$, esta señal tiene las características de la red eléctrica que se desea para esta aplicación y debe cumplir con normas de calidad de la energía, en este apartado se evalua rendimiento del controlador y la calidad de la señal al considerar un valor de THD $< 5\%$. Al igual que en el caso anterior se realiza pruebas de seguimiento de referencia, perturbación en el voltaje de entrada y perturbaciones en la carga.

4.3.1 Seguimiento a referencia

La señal de referencia es de tipo sinusoidal como se ha mencionado anteriormente, en la Figura 41 se observa la respuesta del inversor con el control PI, se observa pequeñas oscilaciones cerca de los valores pico, sin embargo, se mantiene un error de estado estable de aproximadamente cero.

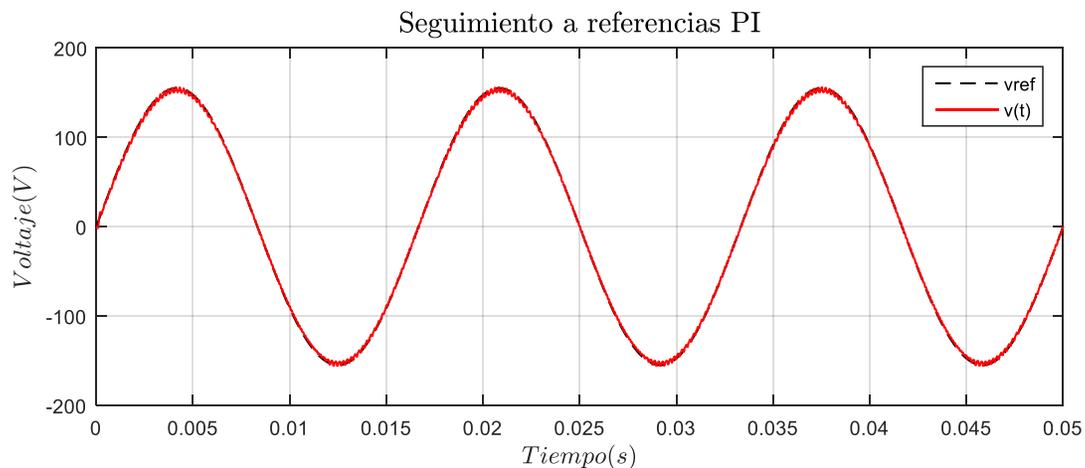


Figura 41. Respuesta para seguimiento de referencia sinusoidal para el controlador PI

Por otro lado la distorsión armónica de voltaje es de 1.21% y se cumple con la condición $THD < 5\%$ como se muestra en la Figura 42.

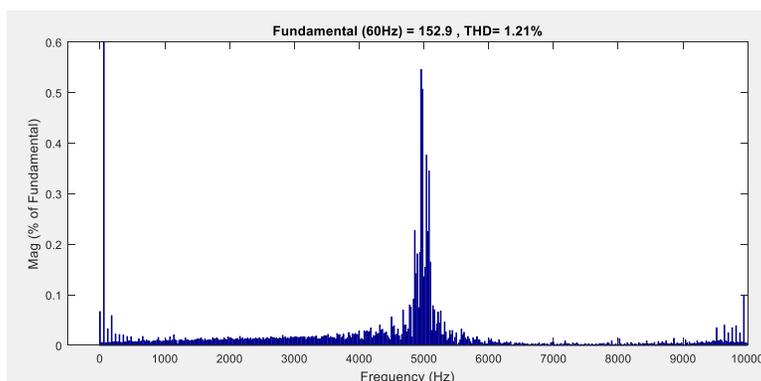


Figura 42. THD de voltaje seguimiento de referencia control PI

La respuesta del inversor con el controlador GPC presenta retardo de una muestra debido a la consideración de retardo del modelo del proceso CARIMA utilizado previamente en el diseño presentado en el capítulo anterior. En este caso se considera un error de estado estable de 2V

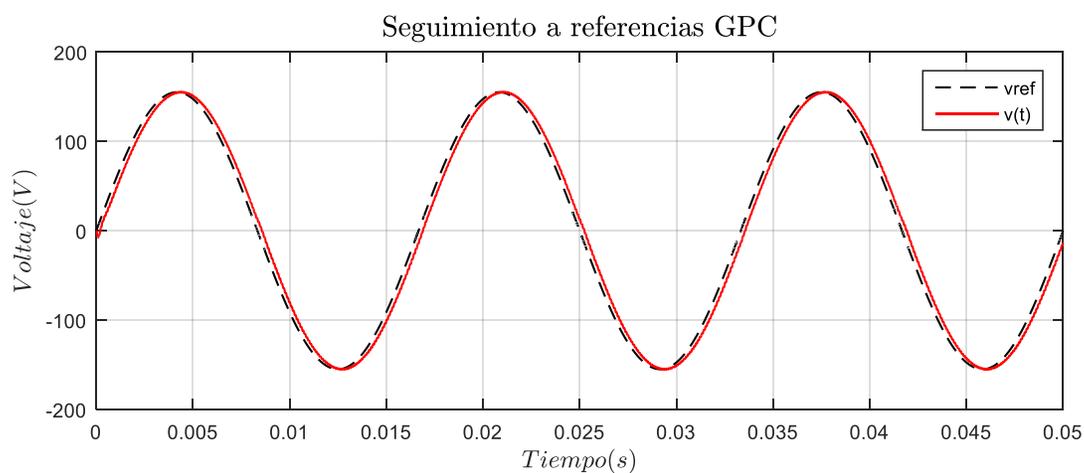


Figura 43. Respuesta para seguimiento de referencia sinusoidal para el controlador GPC

El análisis de distorsión armónica total de voltaje es de 0.71% como se puede ver en la Figura 44. Además en la Tabla 11 se muestra el desempeño de los controladores y de acuerdo a la

simulación se presentan los valores de V_{rms} . Se verifica que el controlador GPC tiene un valor mas cercano a $V_{rms} = 110V$.

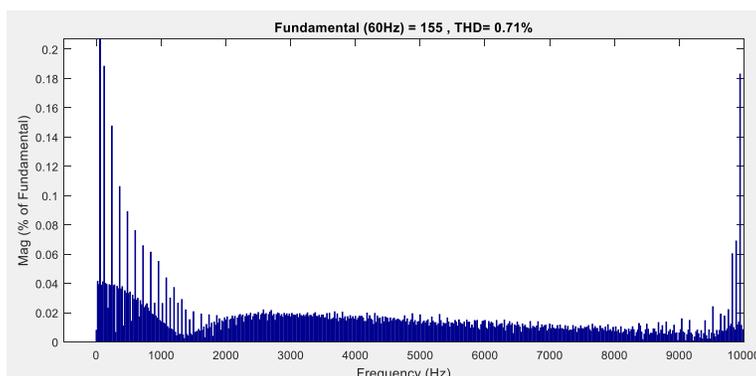


Figura 44. THD de voltaje seguimiento de referencia control GPC

Tabla 11

Desempeño de los controladores PI y GPC para seguimiento de referencia sinusoidal

Descripción	Parámetros	Control PI	Control GPC
Voltaje eficaz	V_{rms}	108.1V	109.5V
Error de estado estable	e_{ss}	0	2.7%
Distorsión armónica total	THD	1.21%	0.71%

4.3.2 Perturbaciones en el voltaje de entrada V_g

Al igual que en la respuesta al escalón las variaciones del voltaje de entrada del inversor son $V_g = 400, 200$ y 250 V, en primer lugar la respuesta para el control PI se presenta en la Figura 45, a simple vista el voltaje de salida consigue un buen seguimiento de trayectoria, sin embargo, en Figura 46 se puede apreciar el error de estado estable de aproximadamente 3.4V. Esto en consecuencia es reflejado en un valor reducido de $V_{rms} = 107.4V$.

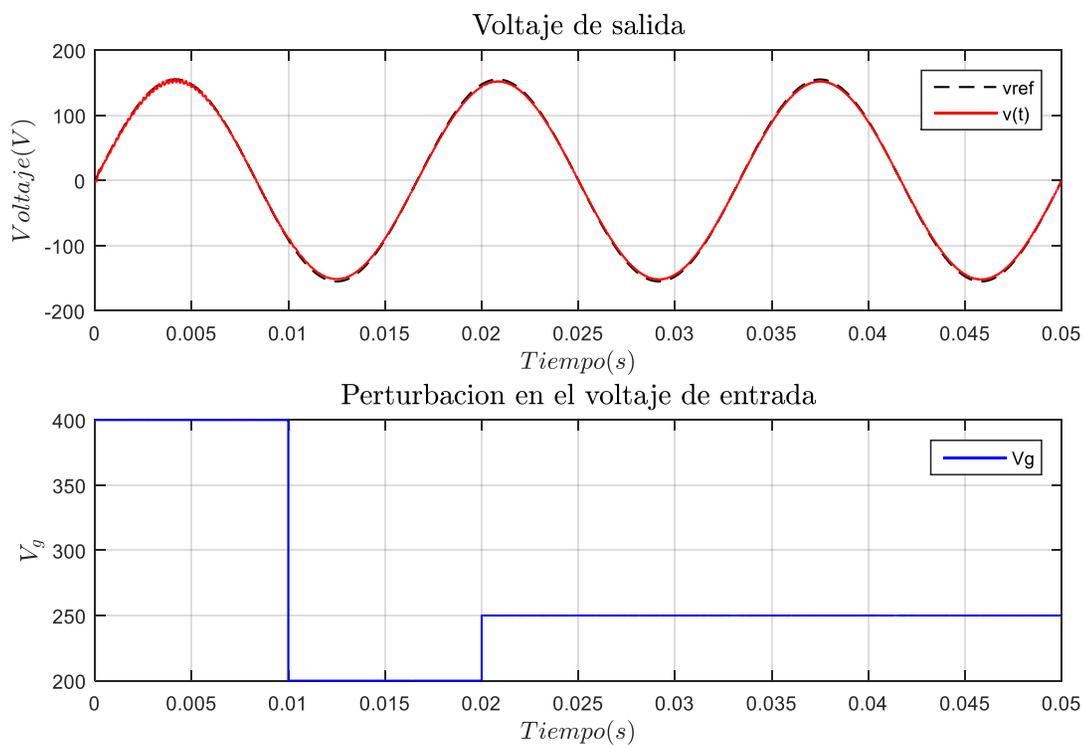


Figura 45. Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador PI

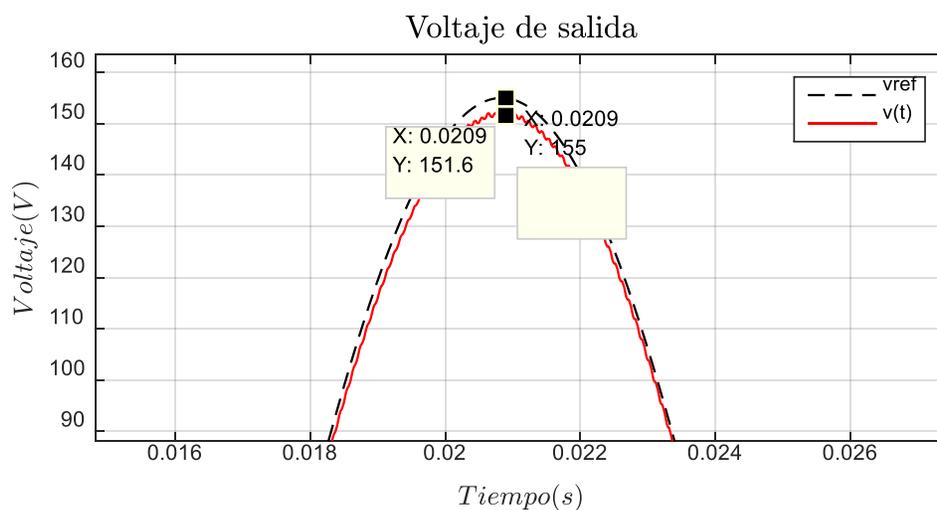


Figura 46. Error de estado estable ante perturbaciones en V_g para el controlador PI

Se observa que el sistema no logra estabilizar el voltaje en la señal de referencia, tal y como ocurría al realizar la misma prueba en el caso de una entrada escalón. Por otro el valor de THD ha variado con respecto a la respuesta sin perturbaciones con un valor de 0.71%, esto debido a que las oscilaciones en los picos de la señal de voltaje disminuyen cuando se presenta las perturbaciones este comportamiento también tiene lugar en el caso anterior Figura 39.

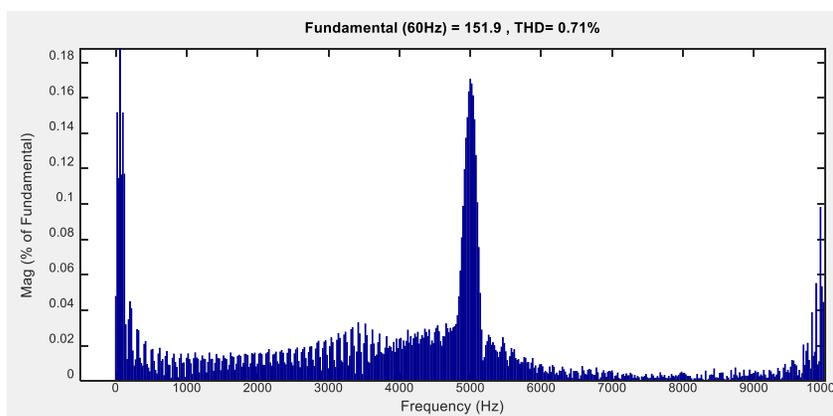


Figura 47. THD frente a perturbaciones en V_g para control PI

En la Figura 49 se muestra la respuesta para un controlador GPC, se observa que existe pequeñas variaciones en la señal de voltaje en el instante que ocurren las perturbaciones en el voltaje de entrada. Al realizar un acercamiento en Figura 48 es posible observar la dinámica que provoca la perturbación en el voltaje de salida, se observa que el controlador estabiliza la señal de voltaje en aproximadamente 3ms.

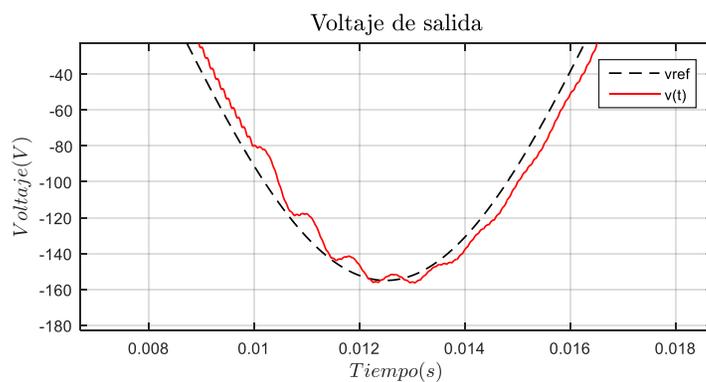


Figura 48. Dinámica de la perturbación en el voltaje de entrada V_g

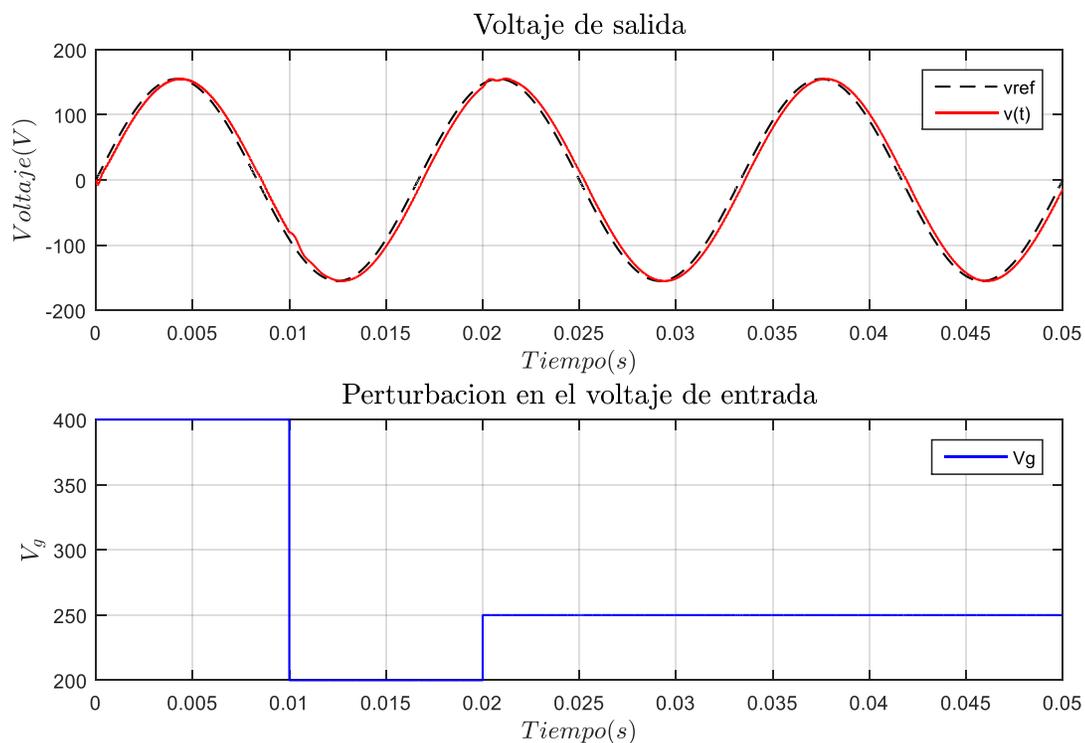


Figura 49. Respuesta ante perturbaciones en V_g para el controlador GPC

Mientras tanto esta deformación en la señal de voltaje da lugar al aumento de THD con un valor de 0.89%, la Tabla 12 presenta el resumen de desempeño para esta prueba.

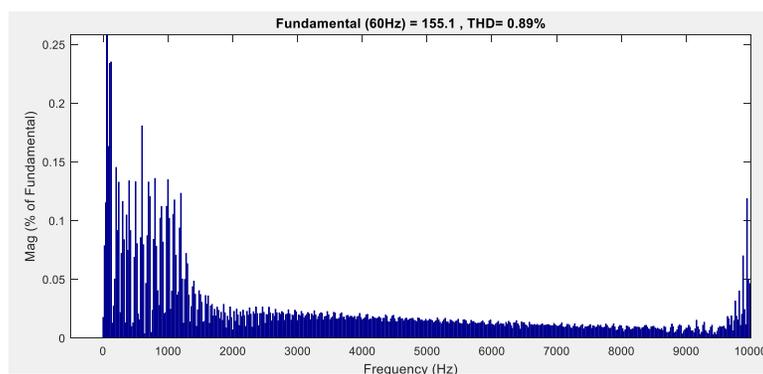


Figura 50. THD frente a perturbaciones en V_g para control GPC

Tabla 12

Desempeño de los controladores PI y GPC para seguimiento de referencia sinusoidal

Descripción	Parámetros	Control PI	Control GPC
Voltaje eficaz	V_{rms}	107.4V	109.4V
Error de estado estable	e_{ss}	3.4V	3V
Distorsión armónica total	THD	1.21%	0.89%

4.3.3 Perturbaciones en la carga

La carga es perturbada de manera que la variación paramétrica $r0 = 1, 10, 5, 2$, en los tiempos 0.02, 0.04 y 0.06 s respectivamente.

Los resultados mostrados en Figura 51 para el controlador PI muestran un buen rechazo a perturbaciones en la carga, también se observa la respuesta de la corriente ante estas variaciones, se evidencia que no existen grandes sobre picos que pueda afectar a la carga. En Figura 52 se muestra un THD de 1.42%.

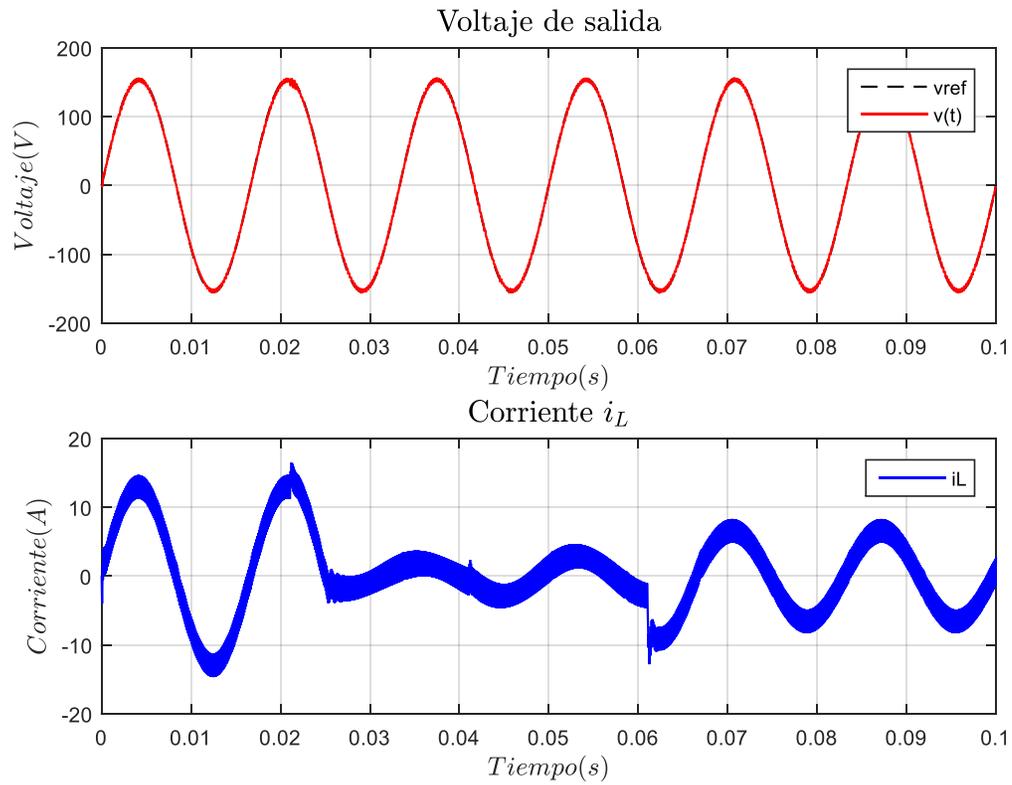


Figura 51. Respuesta ante perturbaciones en la carga para el controlador PI

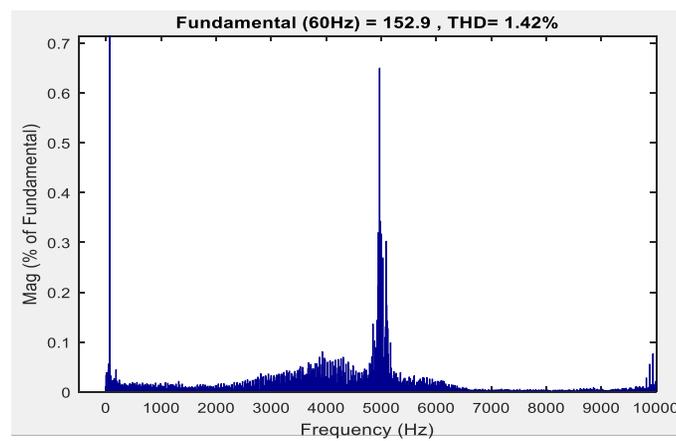


Figura 52. THD frente a perturbaciones en la carga para control PI.

La Figura 54 muestra la respuesta con el controlador GPC, presenta un buen seguimiento a la referencia y la corriente i_L tiene una respuesta rápida y es estable, mientras que la Figura 53 se muestra que ante la perturbación el voltaje se estabiliza en tiempo 0.9 ms.

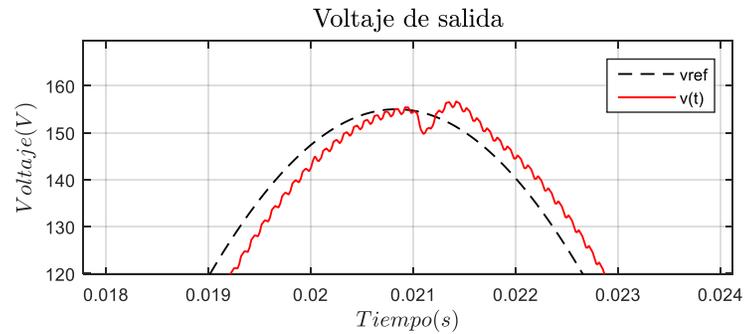


Figura 53. Perturbación en la carga $r_0 = 10$ para controlador GPC

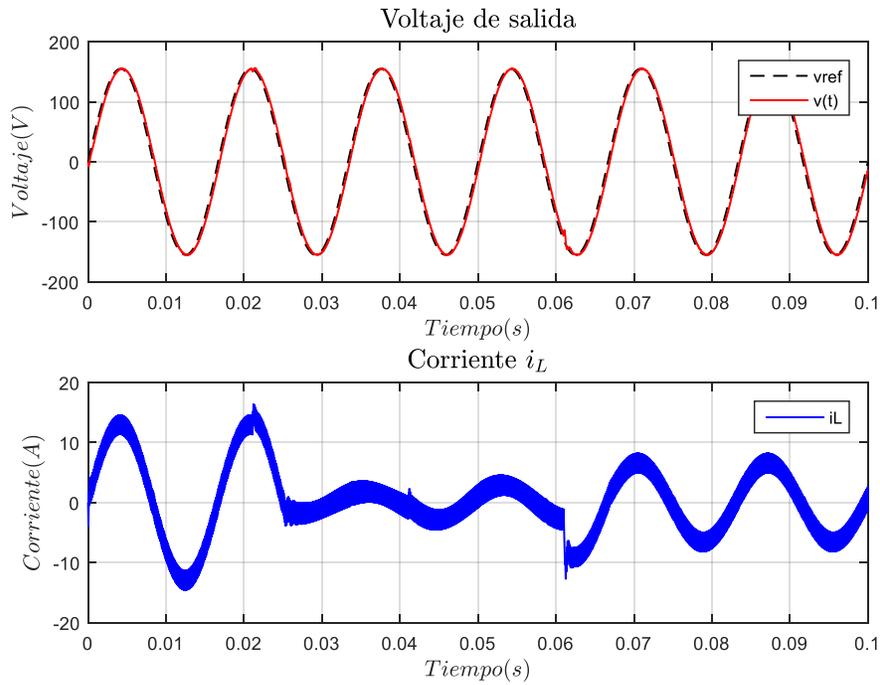


Figura 54. Respuesta ante perturbaciones en la carga para el controlador GPC

Este controlador presenta un THD de 0.91% como se muestra en la Figura 55.

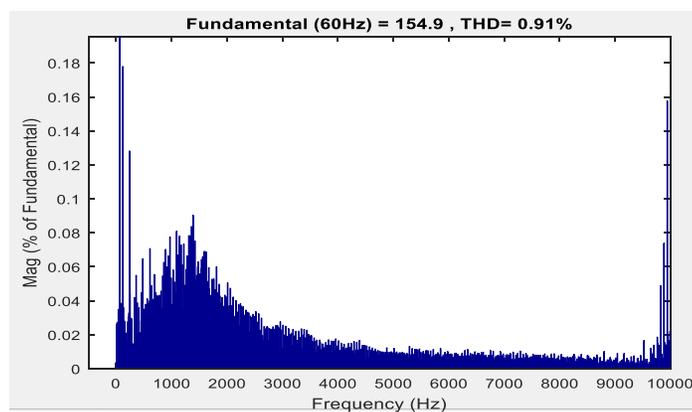


Figura 55. THD frente a perturbaciones en la carga para control GPC

Tabla 13

Desempeño de los controladores PI y GPC para perturbaciones en la carga

Descripción	Parámetros	Control PI	Control GPC
Voltaje eficaz	V_{rms}	107.4V	109.4V
Error de estado estable	e_{ss}	3.4V	2V
Distorsión armónica total	THD	1.21%	0.89%

El desempeño del controlador PI aparentemente es satisfactorio, sin embargo, tras realizar algunas pruebas se evidencio que el tiempo de estabilización del voltaje de salida del inversor era variable para ciertos casos, por ende se realiza una prueba al fijar una resistencia diferente a la nominal, se escoge una carga de 100Ω los resultados se muestran en la Figura 56.

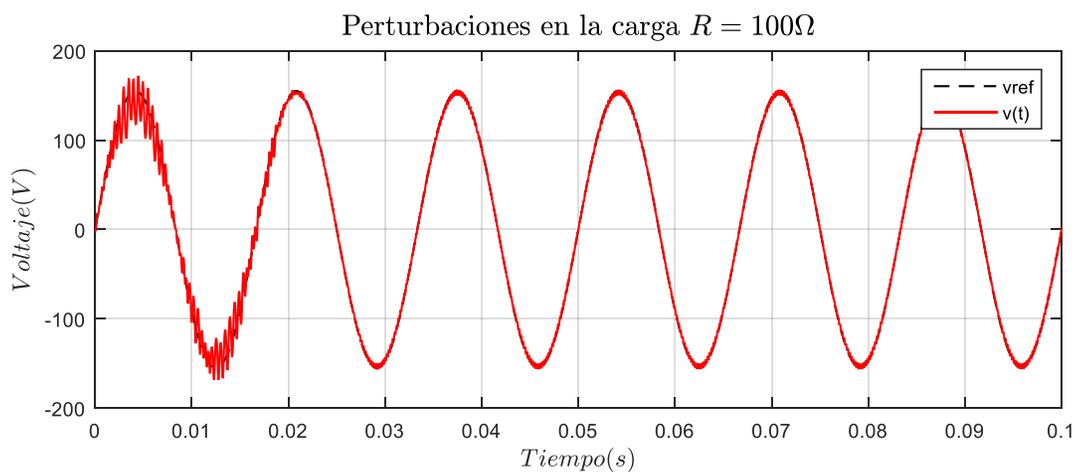


Figura 56. Respuesta con carga $R = 100\Omega$ para el controlador PI

El valor de THD se muestra en Figura 57 con un valor de 5.90%, lo cual no cumple con la norma.

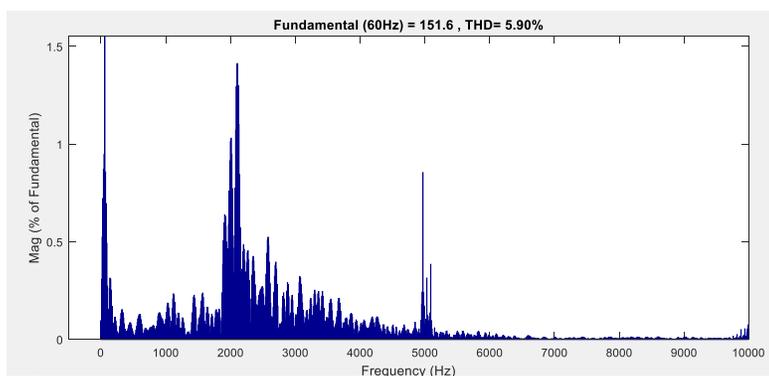


Figura 57. THD con carga $R = 100\Omega$ para control PI

Para la misma carga para el control GPC mostrado en la Figura 58, se observa que no existe oscilaciones en el voltaje de salida del inversor, y presenta un valor de THD igual a 0.86% como se muestra en la Figura 59.

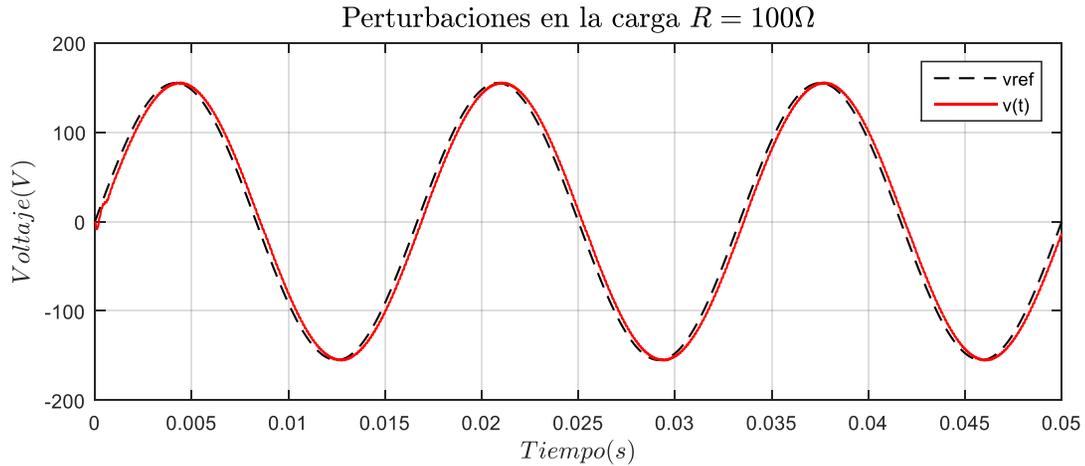


Figura 58. Respuesta con carga $R = 100\Omega$ para el controlador GPC

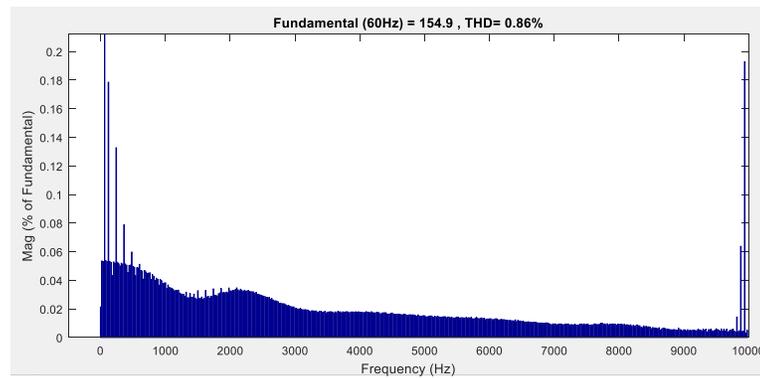


Figura 59. THD con carga $R = 100\Omega$ para control GPC

De acuerdo a las pruebas y resultados expuestos en este trabajo GPC presenta un desempeño favorable para el control de voltaje de un inversor monofásico en todas las pruebas realizadas para referencia sinusoidal se obtuvo un valor de $THD < 5\%$.

4.3.4 Costo computacional

La estrategia de control GPC sin restricciones tiene la ventaja de tener bajo costo computacional, debido a que la optimización de la función objetivo se realiza previamente en una sola ocasión, se ha tomado el tiempo de ejecución de la ley de control para los parámetros de la Tabla 14.

Tabla 14
Parámetros para la ejecución del código de la ley de control

Parámetros	Descripción	Valor
N	Horizonte de predicción	10
N_u	Horizonte de control	10
λ	Esfuerzo de control	10000
f_s	Frecuencia de muestreo	20 kHz
f_{tri}	Frecuencia de conmutación	10 kHz
corei7	Frecuencia del procesador	2.20 Ghz

Se ha tomado 10 muestras de ejecución de la función. Como se muestra en la Tabla 15 el tiempo promedio de ejecución es de $T_e = 93.7 \mu s$.

Tabla 15
Muestras de ejecución de código para la ley de control

Parámetros	Descripción	Promedio
Muestras [μs]	79, 89, 111, 124, 91, 89, 93, 91, 91, 79	93.7

CAPÍTULO 5.

CONCLUSIONES

El modelo lineal en pequeña señal AC del inversor monofásico en MCC es fundamental para el diseño del control GPC, este modelo ha sido obtenido mediante el método de promediado en el espacio de estados. De acuerdo a los resultados presentados en este trabajo el modelo obtenido tiene una buena aproximación al circuito simulado que se utilizó para realizar las pruebas, fue posible implementar un controlador de voltaje tanto para GPC como para PI y con ello se obtuvieron resultados favorables en ambos casos.

Se realizó el diseño de un controlador GPC de acuerdo el modelo lineal en pequeña señal del inversor monofásico, fue necesario realizar un análisis empírico para fijar un valor de horizonte de predicción. Para el caso de la ponderación del esfuerzo de control λ se propone un método de variaciones paramétricas. Se asegura un margen de fase en donde el voltaje del inversor sea estable de acuerdo a las variaciones de λ y las posibles perturbaciones en la carga, esto garantiza que la respuesta sea robusta ante perturbaciones.

La estrategia de control GPC presenta un buen rendimiento el cual garantiza la forma de onda, amplitud y frecuencia en el voltaje de salida del inversor dadas las necesidades de una aplicación fotovoltaica en modo isla. En general la respuesta en estado estable presenta errores aceptables de acuerdo a la norma de variaciones de voltajes de mínimos y máximos presentado en (ARCONEL, 2018) que esta entre $\pm 2V$, éste error puede ser compensado con una sintonización que incluya al horizonte de predicción o a su vez incluir referencias futuras en la ley de control. Por otro lado la respuesta transitoria presenta tiempos de establecimiento adecuados para una posterior implementación.

Los resultados demuestran que la estrategia de control GPC es robusta ante perturbaciones, de acuerdo a los resultados en comparación a un controlador convencional PI presenta un mejor desempeño, de manera que se garantiza un voltaje adecuado para la carga. En todas las pruebas el valor de THD fue menor al 5% con lo cual se cumple la norma de calidad de la energía.

El modelo en pequeña señal obtenido puede servir para realizar un lazo de control de corriente para futuras aplicaciones de generación distribuida, en las cuales el inversor opere conectado o aislado de la red de suministro.

La estrategia de control GPC presenta altas prestaciones con bajo tiempo de ejecución de manera que puede ser implementado en un microcontrolador y validar el diseño de la estrategia de control GPC con pruebas experimentales.

BIBLIOGRAFÍA

- Alvarado, J. (2016). *Construir la energía solar*. *Expreso*, 18–19.
- ARCONEL. (2018). *Regulación para microgeneración fotovoltaica para autoabastecimiento de consumidores*.
- Arcos, D., Urbina, M., & Sotomayor, D. (2012). *Controlador en modo deslizante para sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica*, 2(1), 1–8.
- Barrado, A., & Lázaro, A. (2007). *Problemas de electrónica de potencia*. Madrid: Pearson Education.
- Camacho, E., & Bordons, C. (2007). *Model predictive control* (2nd ed.). Sevilla.
- Carillo, F. (2017). *Implementación de un sistema que emule la generación de energía fotovoltaica con operación en modo isla y modo red*.
- CIE. (2017). *Energía solar*. Retrieved January 17, 2019, from <http://energia.org.ec/cie/energia-solar/>
- Clarke, D. W., Mohtadi, C., & Tuffs, P. S. (1987). *Generalized predictive control-part I. the basic algorithm*. *Automatica*, 23(2), 137–148. <https://doi.org/10.4088/JCP.v66n1003>
- Cortes, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., & Rodriguez, J. (2008). *Predictive control in power electronics and drives*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12), 4312–4324. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2007480>
- Cuk, S. (1977). *Modelling, analysis, and design of switching converters*. Thesis, (February), 1977.
- D'Antona, G., Faranda, R., Hafezi, H., & Bugliesi, M. (2016). *Experiment on bidirectional single phase converter applying model predictive current control*. *Energies*, 1–14. <https://doi.org/10.3390/en9040233>
- Diouri, O., Errahimi, F., & Es-sbai, N. (2018). *Regulation of the output voltage of an inverter in*

case of load variation regulation of the output voltage of an inverter in case of load variation.

<https://doi.org/10.1088/1757-899X/353/1/012021>

ENERGE. (2018). *¿Qué es la generación distribuida?* Retrieved January 17, 2019, from <https://energe.com.ar/category/novedades/>

Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of power electronics converters.*

González, J. A. C., Pérez, R. C., Santos, A. C., & Gil, M. A. C. (n.d.). *Centrales de energías renovables González, José A C Pérez, Roque C Santos, Antonio C Gil, Manuel A C.*

Hart, D. W. (2001). *Electrónica de potencia* (1st ed.). Madrid: Pearson Educación S.A.

Judewicz, M. G. (2015). *Control predictivo generalizado de inversores conectados a RED,* (March).

Kouro, S., Leon, J. I., Vinnikov, D., & Franquelo, L. G. (2015). *Grid-connected photovoltaic systems: an overview of recent research and emerging PV converter technology. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 9(1), 47–61.* <https://doi.org/10.1109/MIE.2014.2376976>

Li, X., Member, S., Shadmand, M. B., Member, S., Balog, R. S., & Member, S. (2015). *Model predictive decoupled power control for single-phase grid-tied inverter,* (October). <https://doi.org/10.1109/PECI.2015.7064920>

Liu, H. (2016). *Control design of a single-Phase DC / AC inverter for PV applications.* University of Arkansas, Fayetteville.

Malinowski, M., Leon, J. I., & Abu-Rab, H. (2017). *Solar photovoltaic and thermal energy systems : current technology and future trends. Proceedings of the IEEE, 105(11), 1–15.*

Martín Delgado, R. (2012). *Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla,* 10–166.

Martinez, I. (2016). *Control de un convertidor de CD / CA monofásico.*

- Maysse, J. A., Carranza, O., Ortega, R., & Rodríguez, J. J. (2018). *Design of the control of a cingle-phase inverter in island mode to improve both the transient response and the disturbances rejection in a microgrid. 2018 IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exhibition - Latin America (T&D-LA)*, 1–5. <https://doi.org/10.1109/TDC-LA.2018.8511667>
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2009). *Electrónica de Potencia: convertidores, aplicaciones y diseño* (1st ed.). México: McGraw-Hill.
- Muñoz Vizhñay, J. P., Rojas Moncayo, M. V., & Barreto Calle, C. R. (2018). *Incentivo a la generación distribuida en el Ecuador. Ingenius*, 60–68.
- Muñoz, Y., Pineda, R., & Salazar, S. (2017). *Análisis de integración regional con fuentes de energía renovables en América Latina y El Caribe (ALC). ENERLAC, 1*, 106–125.
- Negroni, J. J. (2007). *Análisis y diseño de controladores para inversores multinivel en sistemas fotovoltaicos conectados a red*.
- Orihuela, L., Álamo, T., Muñoz, D., & Rubio, F. (2008). *Algoritmo de minimización para control predictivo con restricciones. XXIX Jornadas de Automática*, (January 2008).
- Ortega, R., Carranza, O., Sosa, J. C., García, V. H., & Rodríguez, J. J. (2015). *Modeling and Design of Photovoltaic Inverters for Island Mode Operation Within a Microgrid*, (Concapan Xxxv), 1–6.
- Ortega, R., Carranza, O., Sosa, J. C., García, V., & Hernández, R. (2016). *Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred. RIAI - Revista Iberoamericana de Automatica e Informatica Industrial*, 13(1), 115–126. <https://doi.org/10.1016/j.riai.2015.09.010>
- Rashid, M. H. (2008). *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones* (3rd ed.). México: Pearson Educación S.A.

- Rodríguez, A. R. (2016). *Diseño de un controlador predictivo por matriz dinámica (DMC) de temperatura para una central termosolar de generación eléctrica*. Universidad de las Fuerzas Armadas-ESPE.
- Rodriguez, J., & Cortes, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*. Hoboken: Wiley. Retrieved from <http://ebookcentral.proquest.com/lib/espeec/detail.action?docID=877206>
- Syed, I. M., & Raahemifar, K. (2014). *MPC of single phase inverter for PV system*, 8(11), 1730–1735.
- Vazquez, S., Montero, C., Bordons, C., & Franquelo, L. G. (2013). *Design and experimental validation of a model predictive control strategy for a VSI with long prediction horizon. IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 5788–5793. <https://doi.org/10.1109/IECON.2013.6700083>
- Wang, L. (2009). *Model predictive control system design and implementation using MatLab*. Melbourne.