

ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN CONTROLADOR QFT APLICADO A
CONVERTIDORES DC-DC BUCK-BOOST COMO REGULADOR DE TENSIÓN
EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

RAFAEL AUGUSTO NÚÑEZ RODRÍGUEZ

UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2017

ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN CONTROLADOR QFT APLICADO A
CONVERTIDORES DC-DC BUCK-BOOST COMO REGULADOR DE TENSIÓN
EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

RAFAEL AUGUSTO NÚÑEZ RODRÍGUEZ

Trabajo de grado para optar por el título de Magíster en Ingeniería Electrónica

OMAR PINZÓN ARDILA, PhD

UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2017

Nota de Aceptación

Presidente del Jurado

Jurado

Jurado

Bucaramanga, Agosto de 2017

Dedico este logro a mi pequeño Cristian, y toda mi familia que siempre me han apoyado incondicionalmente en todo momento durante el proceso de mi desarrollo profesional y personal...

AGRADECIMIENTOS

Debo reconocer y agradecer de forma especial y sincera al Profesor PhD. Omar Pinzón Ardila por aceptarme y permitir realizar esta tesis de maestría bajo su dirección. El apoyo y confianza brindada en mi trabajo y su capacidad para orientar las ideas ha sido un aporte significativo, no solamente en el desarrollo de las actividades propias de esta tesis, sino también en mi formación como investigador. Las ideas forjadas en su orientación y criterio han sido la clave del buen trabajo que hemos realizado juntos, el cual no se puede concretar sin su oportuna participación. Le agradezco también el esfuerzo realizado para facilitar siempre los medios suficientes para llevar a cabo todas las actividades necesarias durante el desarrollo de este trabajo.

Y, por supuesto, el agradecimiento más profundo y sentido va para mi hijo Cristian y mi familia. Sin su apoyo e inspiración no habría sido posible llevar a cabo esta dura labor. A mis padres, Martha y Hernando, por su ejemplo de lucha y honestidad; a mi hermano Héctor por su tenacidad, superación y apoyo; y a mi hermana Sofía por ser un ejemplo de valentía, capacidad y superación. ¡A todos ustedes, muchas gracias!

CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN.....	13
2. OBJETIVOS	15
2.1. OBJETIVO GENERAL.....	15
2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	15
3. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	16
3.1. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	16
3.2. JUSTIFICACIÓN	17
4. MARCO TEÓRICO	18
4.1. Teoría de Realimentación Cuantitativa	18
4.2. Metodología QFT.....	19
4.3. Convertidor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	23
5. MATERIALES Y MÉTODOS.....	26
5.1. Modelado Generador Fotovoltaico.....	26
5.2. Modelamiento de un Convertidor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	27
5.3. Diseño Controlador QFT.....	30
5.3.1. Predictor <i>Smith</i> para sistemas de fase no mínima	30
5.3.2. Espacio de Incertidumbre	32
5.3.3. Especificaciones de desempeño del controlador	34
5.3.4. Contornos del controlador	37
5.3.5. Loop-Shapping del controlador QFT	40
6. RESULTADOS	45
7. CONCLUSIONES	59
8. RECOMENDACIONES.....	61
9. BIBLIOGRAFÍA.....	63

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 Especificaciones básicas para el diseño con $H(s) = 1$	23
Tabla 2. Parámetros del Convertidor Buck_Boost.....	33
Tabla 3. Algoritmo para cálculo de contornos controlador QFT.....	39
Tabla 4 Índice de desempeño respuesta transitoria del controlador robusto QFT.....	49
Tabla 5 Índices de desempeño controlador QFT con base al Error	50
Tabla 6 Índice de desempeño respuesta transitoria controlador PID	57
Tabla 7 Índices de desempeño controlador PID con base al Error.....	57
Tabla 8 Índices de desempeño controlador PID con base al Error.....	58

LISTA DE FIGURAS

	Pág
Figura 1 Diagrama de bloques del sistema de control con dos grados de libertad	18
Figura 2 Pasos para el diseño controlador QFT	22
Figura 3. Circuito equivalente de generador fotovoltaico.....	26
Figura 4 Convertidor DC-DC Buck-Boost en lazo abierto.....	28
Figura 5. Esquema del controlador QFT basado en el Predictor Smith para sistemas de fase no mínima.	30
Figura 6. Esquema de Predictor Smith equivalente para sistemas de fase no mínima.....	32
Figura 7. Espacio de incertidumbre convertidor DC-DC Buck-Boost con distribución uniforme.	33
Figura 8 Respuesta en frecuencia de δS	36
Figura 9 Respuesta de δS en el dominio del tiempo.....	36
Figura 10. Respuesta de αU y αL en el dominio del tiempo	37
Figura 11. Intercepto de contornos de estabilidad robusta, rechazo de perturbaciones a la salida y seguimiento de referencia.....	39
Figura 12. Loop-shapping controlador QFT con L_0	40
Figura 13. Respuesta de L_0 con prefiltro en el dominio de la frecuencia.....	41
Figura 14 Análisis de estabilidad Robusta.	42
Figura 15. Análisis de rechazo de perturbaciones a la salida en el dominio de la frecuencia.....	43
Figura 16. Análisis de rechazo de perturbaciones a la salida en el dominio del tiempo. ..	43
Figura 17. Análisis de seguimiento de referencia en el dominio del tiempo.....	44
Figura 18 Modelo de simulación regulador de tensión Buck-Boost	45
Figura 19 Respuesta Transitoria del Convertidor con una referencia de -75 VDC.....	46
Figura 20 Respuesta Transitoria del Convertidor con una referencia de -125 V.....	46
Figura 21 Respuesta transitoria ante perturbación de carga.....	47
Figura 22 Respuesta transitoria ante variación de irradiación en el generador fotovoltaico	48
Figura 23 Respuesta transitoria ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico.	49
Figura 24 Respuesta del sistema con un controlador PID.....	52
Figura 25 Lugar de las raíces y respuesta en frecuencia del sistema con controlador PID	52
Figura 26 Respuesta transitoria controlador PID respecto a controlador QFT ante una referencia de -75V	53
Figura 27 Respuesta transitoria controlador PID respecto a controlador QFT ante una referencia de -125 V.....	54
Figura 28. Respuesta transitoria ante perturbación de carga del controlador PID.....	55
Figura 29 Respuesta transitoria ante variación de irradiación en el generador fotovoltaico con controlador PID.....	55

Figura 30 Respuesta transitoria ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico con controlador PID. 56

LISTA DE ANEXOS

	Pág
Anexo A. Modelo de Simulación Convertidor DC-DC <i>Buck-Boost</i> .	68
Anexo B. Archivos de datos de Matlab®.	69
Anexo C. Algoritmos de Modelamiento del convertidor y generador FV.	70
Anexo D. Modelos de Validación QFT respecto PID	71

RESUMEN GENERAL DE TRABAJO DE GRADO

TITULO: ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN CONTROLADOR QFT APLICADO A CONVERTIDORES DC-DC BUCK-BOOST COMO REGULADOR DE TENSIÓN EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

AUTOR(ES): RAFAEL AUGUSTO NÚÑEZ RODRÍGUEZ

PROGRAMA: Maestría en Ingeniería Electrónica

DIRECTOR(A): OMAR PINZÓN ARDILA, PhD

RESUMEN

En este trabajo se presenta un controlador robusto basado en la teoría de realimentación cuantitativa, por su sigla en inglés QFT, para un convertidor DC-DC Buck-Boost en modo de conducción continua que regula el voltaje suministrado por un generador fotovoltaico de 190 Wp. El funcionamiento adecuado del generador fotovoltaico está ligado a las condiciones ambientales, además de la eficiencia del regulador, especialmente la eficiencia con que se genera ciclo de conmutación del convertidor para mantener la tensión de salida en un rango aceptable. Las estrategias de control convencional trabajan bajo ciertas restricciones, las cuales no se cumplen en condiciones de operación real del regulador, por tanto, el funcionamiento de éste se ve afectado al someterse a perturbaciones de entrada como resultado de las variaciones de la tensión generada por el panel, que se producen como consecuencia de los cambios en las condiciones climáticas que modifican la irradiación recibida por el generador solar. De igual forma, el punto de operación del convertidor varía, a causa de perturbaciones en la salida producto de los cambios de carga, y las variaciones paramétricas del convertidor. La estrategia de control propuesta se diseña utilizando técnicas de diseño basado en modelo, en el entorno de Simulink de Matlab® y la Toolbox Simscape para el modelamiento de sistemas físicos. El esquema de control QFT se ha modificado a partir de una estructura tipo Predictor de Smith para sistemas de fase no mínima, mostrando un comportamiento robusto del voltaje de salida del regulador ante cambios en la impedancia de carga, variación del punto de operación del convertidor al variar la irradiación solar y la temperatura del generador fotovoltaico, consiguiendo de esta forma que el controlador propuesto cumpla con las especificaciones de desempeño preestablecidas, reduciendo el esfuerzo en la señal de control en comparación con un controlador PI convencional.

PALABRAS CLAVE:

Control Robusto QFT, Convertidor DC-DC Buck-Boost, Generador Fotovoltaico.

V° B° DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO

GENERAL SUMMARY OF WORK OF GRADE

TITLE: ANALYSIS AND DESIGN OF A QFT CONTROLLER APPLIED TO CONVERTERS DC-DC BUCK-BOOST AS A VOLTAGE REGULATOR IN PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

AUTHOR(S): RAFAEL AUGUSTO NÚÑEZ RODRÍGUEZ

FACULTY: Maestría en Ingeniería Electrónica

DIRECTOR: OMAR PINZÓN ARDILA, PhD

ABSTRACT

This paper presents a robust controller based on the theory of quantitative feedback, for its acronym in English QFT, for a DC-DC converter Buck-Boost in continuous driving mode that regulates the voltage supplied by a 190 Wp photovoltaic generator. The proper functioning of the photovoltaic generator is linked to the environmental conditions, in addition to the efficiency of the regulator, especially the efficiency with which the converter's switching cycle is generated in order to maintain the output voltage in an acceptable range. Conventional control strategies work under certain restrictions, which are not met under real operating conditions of the regulator, therefore, the operation of the latter is affected when subjected to input disturbances as a result of variations in the voltage generated by the panel, which are produced as a result of changes in climatic conditions that modify the radiation received by the solar generator. In the same way, the operating point of the converter varies, due to disturbances in the output caused by load changes, and the parametric variations of the converter. The proposed control strategy is designed using model-based design techniques in the Matlab® Simulink environment and the Simscape Toolbox for modeling physical systems. The QFT control scheme has been modified from a Smith Predictor type structure for non-minimum phase systems, showing a robust behavior of the regulator output voltage before changes in the load impedance, variation of the operating point of the converter to the vary the solar irradiation and the temperature of the photovoltaic generator, achieving in this way that the proposed controller complies with the preset performance specifications, reducing the effort in the control signal compared to a conventional PI controller

KEYWORDS:

Robust QFT Control, DC-DC Buck-Boost Converter, Photovoltaic Generator.

V° B° DIRECTOR OF GRADUATE WORK

1. INTRODUCCIÓN

El funcionamiento adecuado de los generadores fotovoltaicos está ligado a las condiciones medioambientales, además de la eficiencia del regulador, en especial la eficacia con la que se genera el ciclo de conmutación del convertidor para mantener la tensión de salida en un rango aceptable. Con miras a incrementar la eficiencia de los convertidores DC-DC utilizados como reguladores de voltaje se han estudiado e implementado diferentes técnicas de control, tanto lineal como no lineal, en convertidores DC-DC *Buck-Boost*. Técnicas de control basadas en modelo interno con dos grados de libertad se aplican a un convertidor elevador donde presentan unos buenos índices de desempeño para el convertidor a pesar de una restricción de ancho de banda en un sistema con fase no mínima (T. Kobaku, Patwardhan, & Agarwal, 2017). De igual forma se encuentran estrategias de control robusto utilizando control de modo deslizante, las cuales se han implementado para convertidores tipo *Boost* y tipo *Buck-Boost* (Khan & Memon, 2016; Şahin, Okumuş, & Kahveci, 2015), alcanzando una robustez del sistema ante variaciones de voltaje de entrada y perturbaciones por cambios de la impedancia de carga. Asimismo, se encuentran técnicas de control robusto H_2 y H_∞ , que se implementan en convertidores *Buck-Boost* para mitigar los efectos de la incertidumbre paramétrica y no paramétrica, igualmente para mantener la estabilidad robusta del convertidor en un punto de operación dado (Neto, Cavalcanti, & Salazar, 2012). Por otra parte se han formulado algoritmos de control predictivo para modelos sub-óptimos con el fin de asegurar estabilidad robusta con mayor eficiencia respecto a las técnicas clásicas de control, en convertidores *Buck-Boost* utilizando la función de *Lyapunov* para minimizar la función de costo (Alam, Tao, & Habib, 2016; Alam, Tao, Habib, & Khan, 2016). De modo similar, técnicas con un enfoque con dos grados de libertad para el diseño de un controlador robusto para sistemas de fase no mínima consiguen índices de desempeño adecuados para la regulación de voltaje ante cambios en la carga y consigue una estabilidad robusta del sistema con una técnica de diseño más sencilla comparado con las técnicas convencionales de control robusto (Dey & Saha, 2013; Dey, Saha, & Mahato, 2014). Otras estrategias para

optimizar la transferencia de energía del generador fotovoltaico a la carga se han formulado con la combinación de técnicas clásicas de control en combinación con un algoritmo de seguimiento de punto máximo de potencia, por su sigla en inglés MPPT. Estas técnicas se han aplicado a un convertidor DC-DC *Buck-Boost* para regular el voltaje de salida, asegurando de esta forma un seguimiento robusto de referencia con una máxima transferencia de potencia ante una demanda dinámica de la carga (Vaz, Pimentel, & Araújo, 2015). Algoritmos de control PID basados en lógica Fuzzy también se utilizan para reducir el sobrepaso y el tiempo de establecimiento en sistemas de suministro de energía con bancos de baterías, los cuales han demostrado buenos índices de desempeño, a pesar de las limitaciones de ancho de banda impuesta por la dinámica de fase no mínima de este tipo de convertidores (Hussein, 2015).

En este trabajo se propone el diseño y simulación de un controlador robusto QFT con dos grados de libertad y una estructura basada en Predictor de *Smith* modificado para sistemas de fase no mínima. Se valida el controlador QFT en el dominio del tiempo con la ayuda del modelo de simulación del lazo de generación, donde se observa la salida del convertidor ante variaciones de voltaje del generador solar y en alguno de los parámetros del convertidor y cambios de carga del convertidor, y a partir del Error máximo, Tiempo de asentamiento, Integral del error absoluto, se determina el desempeño del mismo frente a un controlador PID.

2. OBJETIVOS

2.1. OBJETIVO GENERAL

Diseñar un controlador QFT para un convertidor DC-DC *Buck-Boost* como regulador de tensión para un generador fotovoltaico de 100 W_p utilizando técnicas de diseño basado en modelo.

2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Determinar el modelo matemático en espacio de estados de un convertidor DC-DC *Buck-Boost* para establecer el espacio de incertidumbre del convertidor ante las variaciones del voltaje de entrada del regulador y las fluctuaciones de la carga.

Diseñar un controlador robusto QFT que permita la estabilidad robusta, seguimiento de referencias y rechazo de perturbaciones para un convertidor DC-DC *Buck-Boost* PWM, a partir de especificaciones de desempeño y espacio de incertidumbre del sistema.

Construir un modelo de simulación de un generador fotovoltaico de 100 W_p conectado a un convertidor DC-DC *Buck-Boost* para regular la tensión DC de una carga resistiva utilizando la *Toolbox Simscape* en el entorno de Simulink de Matlab®.

Validar el desempeño robusto del controlador QFT respecto a un controlador PI, ante variaciones de carga, fluctuaciones de la tensión del panel solar y variaciones en los parámetros del convertidor, a partir de índices de desempeño.

3. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

3.1. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

La utilización de generadores fotovoltaicos se ha incrementado en los últimos años en respuesta a temas relacionados con el desarrollo sostenible y el cambio climático. No obstante la eficiencia del panel depende en gran medida de las condiciones medioambientales tal como la irradiancia solar y la temperatura del panel solar, por lo tanto la potencia generada es una potencia variable a lo largo del día y varía con las diferentes épocas de año (Das & Pradhan, 2011). En aplicaciones comerciales, estas variaciones tienen una fuerte implicación, puesto que los dispositivos electrónicos que se alimentan con este tipo de generadores no funcionarían adecuadamente debido a las fluctuaciones aleatorias de la tensión generada. De igual forma, las variaciones en la carga conectada al generador afectan el punto de operación del mismo lo que produce que el convertidor funcione en zonas no deseadas, lo cual disminuye la vida útil del sistema. Éstos factores requieren la implementación de un regulador de tensión para paneles solares a partir de convertidores DC-DC tipo *Boost* o *Buck-Boost* con modulación por ancho de pulso, por su sigla en inglés PWM, o algoritmos de seguimiento de punto máximo de potencia, por su sigla en inglés MPPT (Neto et al., 2012), garantizando de esta forma la estabilidad de la tensión de salida y manteniendo en el panel la eficiencia lo más alta posible.

Además de las variaciones ambientales, el funcionamiento adecuado de los generadores fotovoltaicos se relaciona con la eficiencia del regulador, especialmente con la eficacia que se genera el ciclo de conmutación del convertidor (Das & Pradhan, 2011). El convertidor DC-DC normalmente está sujeto a perturbaciones de la tensión de entrada, variaciones en la carga y variaciones en los parámetros del convertidor (Towati, 2008), que modifican el punto de operación de la carga hasta alcanzar una respuesta inestable del controlador. Los controladores PI y PID se utilizan habitualmente en este tipo de aplicaciones, pero han mostrado unas respuestas transitorias oscilatorias ante las diferentes

condiciones de funcionamiento del convertidor DC-DC (Hussein, 2015), por lo cual es ineludible abordar diferentes técnicas de control robusto para garantizar la estabilidad del regulador de tensión ante diferentes perturbaciones bien sea del voltaje de entrada, o ante las variaciones en el punto de operación de la carga, e incluso variaciones paramétricas del sistema (Gadoura, 2002). Así, en este trabajo se plantea resolver la siguiente pregunta: ¿Cómo estabilizar un convertidor DC-DC tipo *Buck-Boost* PWM como regulador de tensión para sistemas de generación fotovoltaico, ante cambios abruptos en la tensión de entrada, variaciones del punto de operación de la carga, y variaciones paramétricas del convertidor; utilizando la teoría de realimentación cuantitativa para el diseño de controladores robustos?

3.2. JUSTIFICACIÓN

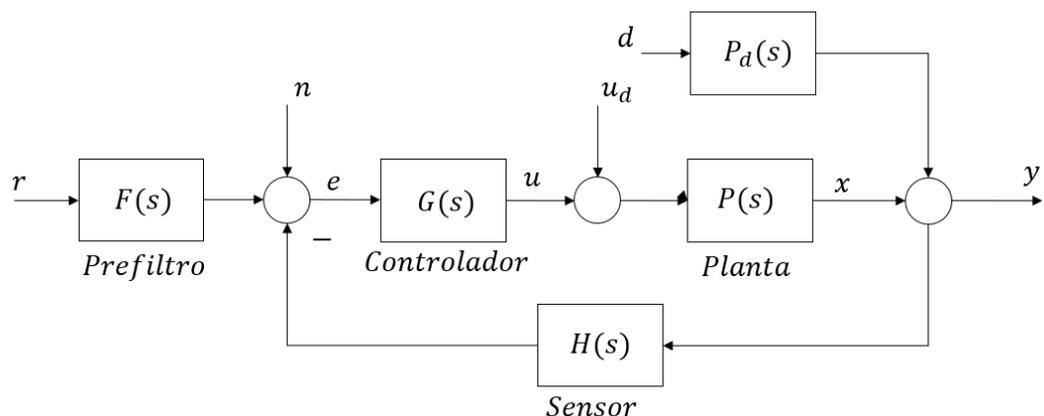
Una nueva aplicación en el diseño del control de convertidores DC-DC *Buck-Boost* PWM se propone a partir de la teoría de realimentación cuantitativa para el diseño de controladores robustos, para diseñar un control robusto multiobjetivo de ancho de banda y orden reducido, cumpliendo con las especificaciones de desempeño del controlador y del sistema, tales como estabilidad robusta, rechazo de perturbaciones y seguimiento de referencias. El diseño de controladores robustos para convertidores DC-DC en generadores fotovoltaicos es sólo una de las aplicaciones propuesta en este trabajo. Estas estrategias de control en convertidores DC-DC se pueden extender a diferentes aplicaciones industriales y comerciales, porque la mayoría de dispositivos electrónicos directamente no utilizan fuentes de alimentación de corriente alterna, lo que exige la implementación de convertidores de voltaje acoplados con lazos de regulación que suministran energía constante conforme a las diferentes condiciones de funcionamiento de la carga (Gadoura, 2002).

4. MARCO TEÓRICO

4.1. Teoría de Realimentación Cuantitativa

La Teoría de Realimentación Cuantitativa, conocida más comúnmente como QFT (*Quantitative Feedback Theory*), fue desarrollada inicialmente por I. Horowitz (1959), donde se presenta una gran versatilidad para sintonizar controladores robustos, entendiendo la robustez de dicha teoría, como la capacidad de gobernar el proceso a pesar de las incertidumbres existentes en el modelo matemático de la planta y las diferentes perturbaciones a las que se ve comprometido el sistema (Martínez, 2001).

Figura 1 Diagrama de bloques del sistema de control con dos grados de libertad



Fuente Control Robusto Cuantitativo: Historia de una idea (García-Sanz, 2010)

Con base en la estructura de dos grados de libertad conformada por el prefiltro y controlador, tal como se muestra en el diagrama de la Figura 1, se requiere determinar una función de sensibilidad S lo bastante pequeña para alcanzar los beneficios de realimentación, un error pequeño E frente a las perturbaciones D y seguimiento de señales de referencia R . Esto a su vez implica que la función del lazo $L(j\omega) = P(j\omega)G(j\omega)$ debe ser lo suficientemente grande, pero al mismo tiempo evitar que el ruido N se propague en la salida, por lo tanto, se requiere una función

de sensibilidad complementaria $T = 0$, y una función de sensibilidad $S = 1$ con una función de lazo $L = 0$. Estos objetivos contrapuestos requieren de un primer compromiso entre especificaciones, lo que sugiere una consideración cuantitativa de las distintas especificaciones de desempeño del controlador. Este problema suele resolverse con un compromiso en el dominio de la frecuencia entre las especificaciones en bajas y medias frecuencias para una L lo suficientemente grande que aporta las necesidades requeridas por la realimentación, sin permitir que el ruido, (señales de alta frecuencia), se propaguen en la salida (Martínez, 2001). De igual forma, en altas frecuencias donde dominan los modos de alto orden y que generalmente no se modelan porque no tiene sentido controlar el sistema en este rango, dado que una L muy pequeña evita la amplificación de ruido. De todas formas el compromiso que tiene mayor implicación en el control realimentado se debe al esfuerzo de la señal de control, que en Horowitz (1963) se denomina como el 'coste de la realimentación' (Houpis, Rasmussen, & Garcia-Sanz, 2005). Aun si las especificaciones robustas corresponden al sistema en lazo cerrado, el controlador QFT se transforma en especificaciones para la función de lazo L en la etapa de diseño, siendo esta una de las ventajas de trabajar con L en lugar de la función S , donde principalmente la primera es mucho más sensible y con un mayor coste de realimentación (Martínez, 2001).

4.2. Metodología QFT

El diseño de un controlador basado en la teoría de realimentación cuantitativa QFT, se realiza en dos fases. En la primera se sintoniza el controlador $G(s)$ en la Figura 1, que reduce la variación de la planta en lazo cerrado ante la incertidumbre del modelo (lazo abierto) y las diferentes entradas de perturbación. Reducida la sensibilidad en lazo cerrado, el prefiltro $F(s)$ se diseña en la segunda fase para asegurar el comportamiento exacto para cada frecuencia donde cumple con el seguimiento de señales de referencia (Elso, Gil-Martinez, & Garcia-Sanz, 2017).

El proceso de diseño con QFT que cumple con estos objetivos se desarrolla en los siguientes pasos (Houpis et al., 2005), documentados conforme al diagrama de la Figura 2:

- Determinar el modelo de la planta con incertidumbres, calculando la familia de plantas a las frecuencias de interés. Para cada frecuencia se obtiene una representación en fase [$^{\circ}$] y magnitud [dB] de la planta con una incertidumbre sobre el plano de *Nichols*, que se denomina plantilla o *template* ω_i , $\mathfrak{P}(\omega_i)$, y en cada plantilla se selecciona una planta nominal $P_0(j\omega_i)$.
- Definir las especificaciones deseadas de la medida de la estabilidad y comportamiento robusto en lazo cerrado del sistema, conforme al análisis derivado de la representación en fase [$^{\circ}$] y en magnitud [dB] de la planta con una incertidumbre que se muestra en el plano de *Nichols*, para un conjunto de frecuencias.
- Dibujar la incertidumbre de la planta, implícita en las plantillas, y las especificaciones de lazo cerrado, que se transforman en unas curvas de restricción, denominadas contornos o *bounds*, existiendo una curva para cada frecuencia y cada tipo de especificación. Al igual que las especificaciones, se encontrarán unos contornos de estabilidad robusta, $B_U(j\omega_i)$, y de comportamiento robusto, $B_R(j\omega_i)$, para el seguimiento de señales y $B_D(j\omega_i)$ para el rechazo de perturbaciones. Finalmente se determina en cada frecuencia, el contorno intersección más desfavorable que representa cada especificación, $B(j\omega_i)$.
- Cumplir con las especificaciones robustas a pesar de la incertidumbre, la función de transferencia nominal de lazo abierto $L_0(j\omega_i)$, para satisfacer el contorno $B(j\omega_i)$, en cada frecuencia ω_i . Para ello, se añade a la planta nominal $P_0(j\omega_i)$ el controlador adecuado $G(j\omega_i)$, dando como resultado $L_0(j\omega_i)=G(j\omega_i) P_0(j\omega_i)$. Este proceso se conoce como síntesis o *loop-shaping* del controlador.

- Diseñar el prefiltro, $F(s)$, o segundo grado de libertad, que permite desacoplar el comportamiento en el seguimiento de señales y el rechazo de perturbaciones. Reducida la sensibilidad frente a la incertidumbre con el controlador, el prefiltro permite modelar en cada frecuencia el comportamiento de lazo cerrado según la especificación robusta que se requiera en el seguimiento de señales de referencia.
- Validar los diseños en el dominio temporal, ya que éstos se han llevado a cabo en el dominio de la frecuencia, la herramienta '*The QFT Control Toolbox (QFTCT) for Matlab*' contiene una sección de análisis que permite evaluar la respuesta del controlador QFT.

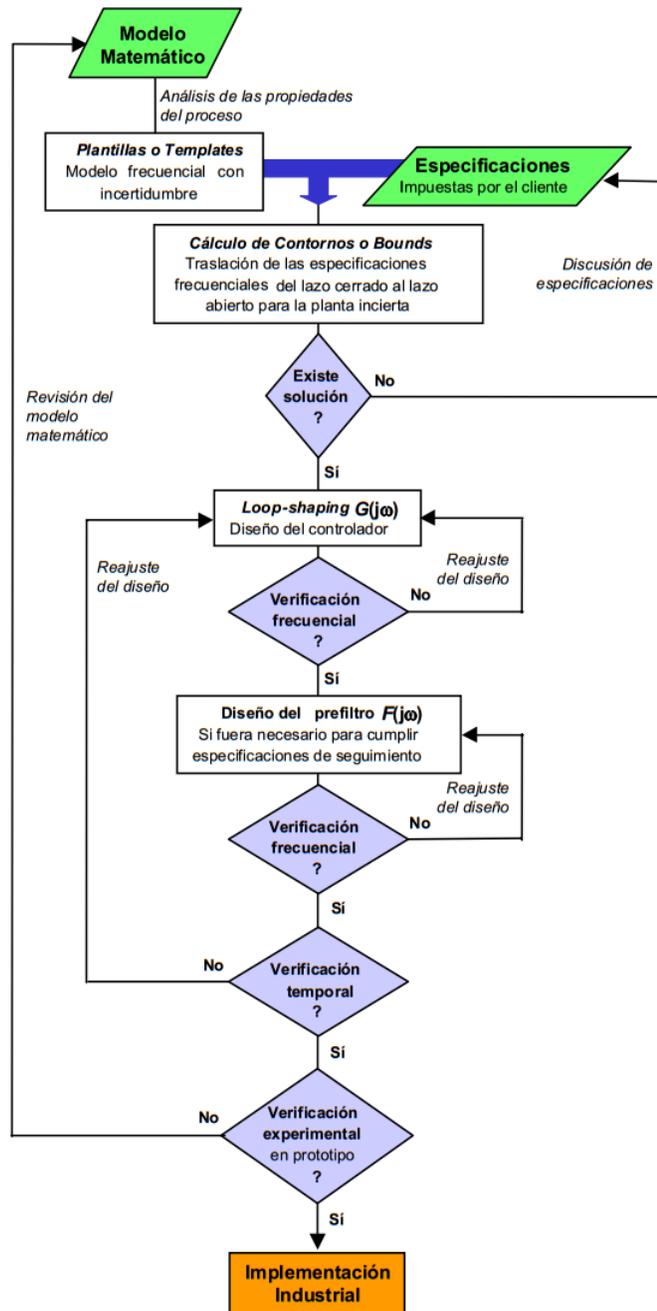
Con base en la estructura de dos grados de libertad de la Figura 1 y realimentación unitaria, $H(s) = 1$, se establecen seis funciones de transferencia conocidas como la banda de los seis para un sistema con realimentación unitaria utilizando una estructura de dos grados de libertad (Karl J. Åström & Wittenmark, 2013). Estas funciones de transferencia se muestran en la ecuación (1), la ecuación (2) y la ecuación (3).

$$x = \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} u_d - \frac{P(j\omega)G(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} n + \frac{P(j\omega)G(j\omega)F(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} r \quad (1)$$

$$y = \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} u_d + \frac{1}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} n + \frac{P(j\omega)G(j\omega)F(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} r \quad (2)$$

$$u = -\frac{P(j\omega)G(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} u_d - \frac{G(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} n + \frac{G(j\omega)F(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)} r \quad (3)$$

Figura 2 Pasos para el diseño controlador QFT



Fuente Control Robusto Cuantitativo: Historia de una idea (García-Sanz, 2010)

A partir de las funciones de transferencia de la banda de los seis, se formula la cuantificación de las especificaciones de desempeño en cuanto a la estabilidad

robusta que rechaza las perturbaciones en la entrada y salida del sistema, que sigue la referencia, rechaza el ruido y minimiza el esfuerzo en la señal de control, tal como se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1 Especificaciones básicas para el diseño con $H(s) = 1$

Especificación	Definición
Estabilidad Robusta	$\left \frac{y}{r} \right = \left \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right < \delta_u(\omega)$
Rechazo de Perturbación a la Salida	$\left \frac{y}{d} \right = \left \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right < \delta_s(\omega)$
Rechazo de Perturbación a la Entrada	$\left \frac{y}{u_d} \right = \left \frac{P(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right < \delta_p(\omega)$
Seguimiento de Referencia	$\alpha_L(\omega) \leq \left \frac{PGF(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right \leq \alpha_U(\omega)$
Rechazo a Ruido	$\left \frac{y}{n} \right = \left \frac{PG(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right < \delta_n(\omega)$
Esfuerzo de Control	$\left \frac{u}{n} \right = \left \frac{G(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right < \delta_c(\omega)$

Con base en las ecuaciones definidas en forma polar en la Tabla 1, para cada frecuencia de interés y cada planta $P(j\omega_i) = p\angle\theta$, y un controlador $G(j\omega_i) = g\angle\phi$, con $\phi \in [-2\pi, 0]$, las especificaciones de la Tabla 1 se derivan en inecuaciones cuadráticas de la forma que se muestra en la ecuación (4) (Elsó et al., 2017).

$$I_{\omega_i}^k(p, \theta, \delta_k, \phi) = ag^2 + bg + c \geq 0 \quad (4)$$

4.3. Convertidor DC-DC *Buck-Boost*

Los convertidores de potencia son ampliamente utilizados en diversas aplicaciones industriales y comerciales tales como los cargadores de baterías, controladores de velocidad y fuentes de alimentación para diferentes dispositivos electrónicos

(Hussein, 2015). Actualmente las fuentes de alimentación suministran energía eléctrica utilizando semiconductores de potencia que se conmutan a alta frecuencia, estos se conocen como fuentes de potencia en modo conmutado o por sus siglas en inglés SMPS (Towati, 2008).

Los convertidores DC-DC son sistemas dinámicos no lineales debido a la frecuencia de conmutación, dispositivos de potencia y componentes pasivos como bobinas y condensadores. En cada ciclo de conmutación, estos elementos se pueden agrupar en diferentes topologías, las cuales se pueden describir mediante sistemas de ecuaciones de estado lineales (Maksimovic, Stankovic, Thottuvelil, & Verghese, 2001). Los convertidores DC-DC se pueden analizar mediante un sistema de ecuaciones de estado o por medio de una descripción analítica del comportamiento en cada ciclo de conmutación del convertidor. Las técnicas numéricas se utilizan ampliamente para el diseño de algoritmos de simulación, consiguiendo de esta forma unos resultados cuantitativos. Por otra parte, la descripción analítica del convertidor representa la operación y el rendimiento del mismo (Gadoura, 2002).

El análisis de pequeña señal en tiempo continuo es la técnica más usada para el análisis de circuitos promediados (Wester & Middlebrook, 1972), promedio en espacio de estados (Middlebrook & Cuk, 1976) o modelado de conmutación PWM (Vorperian, 1990). (Wester & Middlebrook, 1972) propone un análisis para desarrollar convertidores DC-DC tipo *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost*, para ello se utilizan, modelos continuos en términos de los componentes del circuito y de una respuesta del sistema a baja frecuencia. Por otra parte, (Middlebrook & Cuk, 1976) introdujo el método promediado en espacio de estados, donde la descripción de cada modo de conmutación se representa mediante una ecuación en espacio de estado, lo cual permite caracterizar la impedancia de entrada, la impedancia de salida, la función de transferencia y las características de controlador a la salida del convertidor.

Para que un convertidor DC-DC suministre energía de forma confiable se debe presentar un comportamiento robusto y estable bajo las diferentes condiciones de

operación, dado que pueden estar sometidos a perturbaciones de carga, tensión de entrada y variación en la configuración del sistema, de manera que es indispensable la implementación de un controlador robusto en lazo cerrado. Para el diseño del controlador se utiliza el modelo de pequeña señal del convertidor a partir de la linealización en un punto de operación y las ecuaciones de estado promediadas. No obstante los modelos matemáticos del convertidor dependen de las condiciones de operación y las configuraciones del sistema, por lo cual, un controlador PI o PID con parámetros fijos no responderían adecuadamente ante los diversos puntos de operación del convertidor (Towati, 2008).

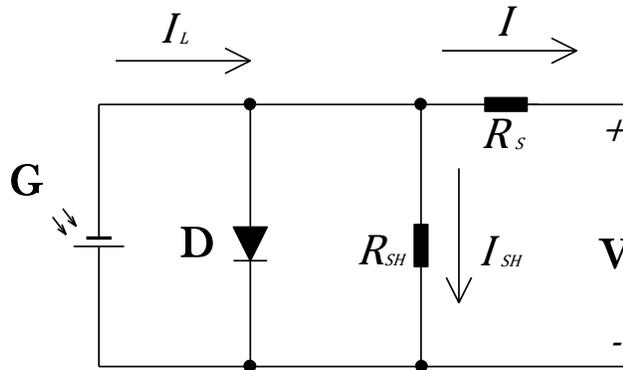
En los sistemas de generación fotovoltaica, los convertidores DC-DC tienen un papel importante dado que se utilizan para regular el suministro de voltaje y actuar como un acople entre el generador y la carga, así como también controlan el nivel de carga y descarga en sistemas de generación aislados con respaldo de baterías (Husseini, 2015). Diferentes estrategias de control se han implementado para convertidores DC-DC en sistemas fotovoltaicos como se muestra en (Gaga Ahmed, Errahimi Fatima, & ES-Sbai Najia, 2015), donde se propone el diseño de un controlador robusto en modo deslizante para un convertidor DC-DC *Buck* combinado con un algoritmo de observación y perturbación, para mejorar la eficiencia de un generador fotovoltaico. De igual forma en (Neto et al., 2012), se propone el diseño de un controlador robusto basado en la técnica H_2 y H_∞ para minimizar los efectos de la incertidumbre y las perturbaciones del convertidor conectado a un generador fotovoltaico. En la literatura se han estudiado de igual forma la estabilidad de un convertidor DC-DC tipo *Boost* conectado a un generador fotovoltaico con estrategias de control de pico de corriente, corriente promediada y modo de control de voltaje.

5. MATERIALES Y MÉTODOS

5.1. Modelado Generador Fotovoltaico

Para el diseño de un controlador robusto QFT se propone un modelo de simulación conformado por un generador fotovoltaico construido con cuatro módulos en serie PV-UD190HA6 de 190 Wp , cada uno conectado a un convertidor DC-DC tipo *Buck-Boost* con carga resistiva que regula el voltaje de salida entre 75V y 125V. Cada módulo del generador fotovoltaico se modela como una unión PN que exhibe un comportamiento no lineal en la respuesta para una relación voltaje/corriente del generador.

Figura 3. Circuito equivalente de generador fotovoltaico



En la Figura 3 se muestra el circuito equivalente de una celda de un generador fotovoltaico. La corriente I_L generada por el panel solar es directamente proporcional a la cantidad de radiación solar impresa sobre la celda, lo cual permite que se genere una corriente I_D en el diodo D , conformando de esta forma una relación $V - I$ del generador (Khatib & Elmenreich, 2016). El parámetro R_S corresponde a la resistencia serie de cada celda y R_{SH} a la resistencia paralelo en condiciones ideales, la cual se puede despreciar dada su elevada magnitud. Como resultado la corriente I generada por la celda se modela en la ecuación (5).

$$I = I_L - I_o \left(e^{\frac{q(V+IR_S)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_S}{R_{SH}} \quad (5)$$

Donde la fotocorriente I_L , depende de la primera y segunda temperatura de referencia y se determina mediante la ecuación (6).

$$I_L = I_{SC_{T_1, nom}} \left(\frac{G}{G_{NOM}} \right) + \left(\frac{I_{SC_{T_2}} - I_{SC_{T_1}}}{T_2 - T_1} \right) \quad (6)$$

La corriente I_o en la ecuación (5) representa la corriente de saturación del diodo que está dada por la ecuación (7) y la ecuación (8).

$$I_o = I_{o_{T_1}} \left(\frac{T}{T_1} \right)^{\frac{3}{n}} e^{\frac{qV_{T_1}}{nk \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1} \right)}} \quad (7)$$

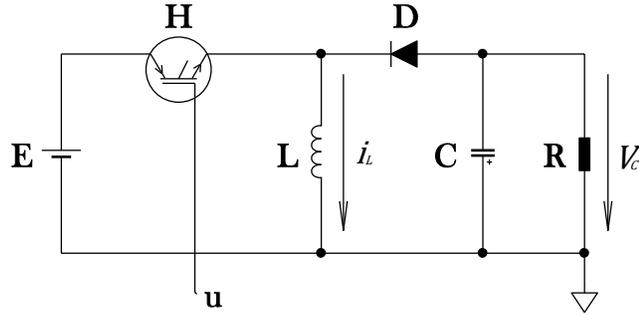
$$I_{o_{T_1}} = \frac{I_{SC_{T_1}}}{\frac{qV_{OC}}{e^{nkT_1}} - 1} \quad (8)$$

donde $I_{SC_{T_1}}$ es la corriente de cortocircuito de la celda solar para una irradiación G_{NOM} de 1 kW/m^2 y $25 \text{ }^\circ\text{C}$. El factor n corresponde a un factor de calidad del diodo, que asume un valor de 2 para material cristalino y un valor menor a 2 para un material amorfo. La constante de Boltzmann se representa por k y la carga del electrón es q (Saharia, Manas, & Sen, 2016).

5.2. Modelamiento de un Convertidor DC-DC *Buck-Boost*

El convertidor DC-DC *Buck-Boost* se muestra en la Figura 4. El comportamiento dinámico del circuito se describe a partir de la ecuación (9) y la ecuación (10), donde u es una función de la conmutación, la cual toma un valor de 1 cuando el interruptor está cerrado y 0 cuando el interruptor está abierto, de tal forma que se describe el comportamiento dinámico para los dos modos de funcionamiento del convertidor.

Figura 4 Convertidor DC-DC *Buck-Boost* en lazo abierto



$$i_L = \frac{1}{L} [Eu + V_C(1 - u) - ri_L] \quad (9)$$

$$\dot{V}_C = \frac{1}{C} \left[-i_L(1 - u) - \frac{V_C}{R} \right] \quad (10)$$

El modelo promediado del circuito del convertidor se consigue con la ecuación (13) y la ecuación (14), que se obtienen de las aproximaciones dadas por la ecuación (11), la ecuación (12), el modelo descrito por la ecuación (9) y la ecuación (10) (Bacha, Munteanu, & Bratcu, 2014), donde α representa el promedio de la señal de conmutación del respectivo ciclo útil.

$$\langle i_L(1 - u) \rangle_0 \approx \langle i_L \rangle_0(1 - \alpha) \quad (11)$$

$$\langle V_C(1 - u) \rangle_0 \approx \langle V_C \rangle_0(1 - \alpha) \quad (12)$$

$$\langle \dot{i}_L \rangle_0 = \frac{1}{L} [E\alpha + \langle V_C \rangle_0(1 - \alpha) - r\langle i_L \rangle_0] \quad (13)$$

$$\langle \dot{V}_C \rangle_0 = \frac{1}{C} \left[-\langle i_L \rangle_0(1 - \alpha) - \frac{\langle V_C \rangle_0}{R} \right] \quad (14)$$

Para linealizar el modelo se establece un punto de equilibrio α_e (Nise, 2015), que se calcula con las ecuaciones (15) y la ecuación (16), a partir de la ecuación (13) y la ecuación (14), eliminando la variación de corriente y tensión, respectivamente. Así se obtiene un modelo en espacio de estados linealizado en un punto de operación con pequeña variación, tal y como se muestra en la ecuación (17) y la ecuación (18), donde las variables de estado son $x_1 = \langle i_L \rangle_0$ y $x_2 = \langle V_C \rangle_0$.

$$\langle i_L \rangle_{0e} = \frac{\alpha_e}{(1 - \alpha_e)^2 R} E \quad (15)$$

$$\langle V_C \rangle_{0e} = -\frac{\alpha_e}{(1 - \alpha_e)} E \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \frac{1}{L}(1 - \alpha_e)\tilde{x}_2 + \frac{1}{L}(-x_{2e} + E)\tilde{\alpha} \quad (17)$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{1}{C}(1 - \alpha_e)\tilde{x}_1 - \frac{1}{RC}\tilde{x}_2 + \frac{1}{C}x_{1e}\tilde{\alpha} \quad (18)$$

A partir de la ecuación (17) y la ecuación (18) se establece la representación en espacio de estado del convertidor, cuyas ecuaciones permiten determinar la función de transferencia del sistema de fase no mínima, tal y como se muestra en la ecuación (19). La ganancia estática del convertidor M , está dada por la ecuación (20). La constante de tiempo τ está dada por la ecuación (21), que determina la ubicación de cero en el semiplano derecho, produciendo un sistema de fase no mínima. La frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento relativo están dados por la ecuación (22) y ecuación (23) respectivamente.

$$\frac{\tilde{Y}(s)}{\tilde{\alpha}(s)} = -\frac{M^2 E}{\alpha_e^2} * \frac{1 - \tau s}{s^2 \frac{1}{\omega_n^2} + s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1} \quad (19)$$

$$M = \frac{\alpha_e}{1 - \alpha_e} \quad (20)$$

$$\tau = \frac{M^2 L}{\alpha_e R} \quad (21)$$

$$\omega_n = \frac{\alpha_e}{M} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (22)$$

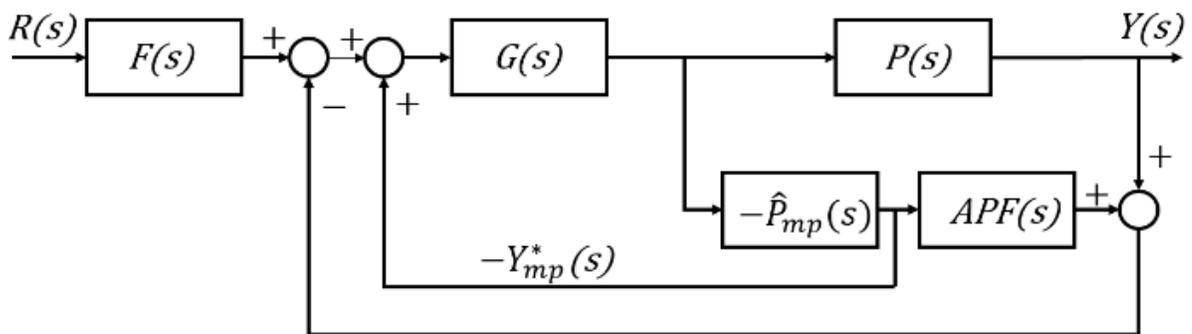
$$\xi = \frac{M}{2\alpha_e} \sqrt{\frac{L}{R^2 C}} \quad (23)$$

5.3. Diseño Controlador QFT

5.3.1. Predictor *Smith* para sistemas de fase no mínima

En la Figura 5 se muestra el esquema del controlador propuesto con predictor *Smith* modificado. Dadas las restricciones de ancho de banda impuestas por los sistemas de fase no mínima (Tarakanath Kobaku, Patwardhan, & Agarwal, 2017), se han propuesto diferentes estrategias para el diseño de controladores QFT basadas en una planta equivalente de fase mínima acoplada con un filtro pasa todo (Horowitz & Sidi, 2007), no obstante se encuentran limitaciones en una implementación real dado que se pierde la estabilidad robusta en el sistema (Chen & Ballance, 2010). Otro enfoque se relaciona con las limitaciones en las especificaciones de desempeño, las cuales se reflejan en el corrimiento de contornos en el plano de *Nichols*, de hecho se traduce en un diseño tedioso tanto del controlador como el prefiltro (Garcia-Sanz & Houpis, 2012). Por otra parte, en este trabajo se propone una estructura fundamentada en el concepto del predictor *Smith*, modificado para sistemas de fase no mínima, el cual utiliza una planta estimada de fase mínima \hat{P}_{mp} , para un lazo interno de compensación y predictor de un sistema de fase mínima, y un filtro pasa todo *APF* que mitiga los efectos del cero en el semiplano derecho y el diseño del controlador $G(s)$ con el pre-filtro $F(s)$, dado que es una estructura de dos grados de libertad (Garcia-Sanz, 2017).

Figura 5. Esquema del controlador QFT basado en el Predictor *Smith* para sistemas de fase no mínima.



La planta $P(s)$ está dada por la ecuación (24), donde se observa un cero en $z = 1/a$. La planta estimada $\hat{P}(s)$ está dada por la ecuación (25), por tanto el sistema estimado de fase mínima está dado por la ecuación (26) y el filtro pasa todo $APF(s)$ por la ecuación (27).

$$P(s) = \frac{(-as + 1)n_r(s)}{d_r(s)} \quad (24)$$

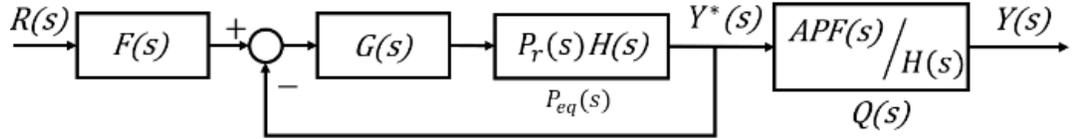
$$\hat{P}(s) = \hat{P}_{nmp}(s) = \hat{P}_{mp}(s)APF(s) \quad (25)$$

$$\hat{P}_{mp}(s) = \frac{(\hat{a}s + 1)\hat{n}_r(s)}{\hat{d}_r(s)} \quad (26)$$

$$APF(s) = \frac{(-\hat{a}s + 1)}{(\hat{a}s + 1)} \quad (27)$$

Dado que se diseña un controlador robusto, el cual es del tipo robusto QFT, ante variaciones paramétricas de la planta, se proponen dos algoritmos que permiten seleccionar una planta adecuada \hat{P}_{mp} (García-Sanz, 2017). El primer algoritmo busca seleccionar una planta estimada \hat{P}_{mp} del espacio de incertidumbre, tal que permita que $Y^*(s) \cong Y(s)$ en el diagrama de la Figura 6, es decir que $|Q(s)| \leq m_d$ en el rango de frecuencias de interés del controlador ($0 \leq \omega \leq \omega_{BW}$), donde m_d se fija en 3dB y $Q(s)$ se define conforme a la ecuación (28). Al igual que $H(s)$ se define conforme a la ecuación (29). Del conjunto de plantas que se han seleccionado con el primer algoritmo, se extrae la planta que minimiza la función de costo dada por la ecuación (30). Donde $T(s)$ en la teoría de realimentación cuantitativa representa las plantillas de la planta real y $T_{eq}(s)$ representa las plantillas de la planta equivalente en lazo abierto, definiendo de esta forma el segundo algoritmo.

Figura 6. Esquema de Predictor *Smith* equivalente para sistemas de fase no mínima.



$$Q(s) = \frac{APF(s)}{H(s)} \quad (28)$$

$$H(s) = (1 - APF(s)) \frac{\hat{P}_r(s)}{P_r(s)} + APF(s) \quad (29)$$

$$I_{cost} = \frac{1}{n_\omega} \sum_{\omega \in \Omega} \frac{A(T_{eq}(j\omega))}{A(T(j\omega))} \quad (30)$$

Con base en los algoritmos propuestos en (Garcia-Sanz, 2017), para un rango de frecuencias de interés $\omega = [1, 1.7, 3, 5.5, 10, 30, 100, 300]$ *krad/s*, la planta estimada que cumple con los criterios de selección está dada por la ecuación (31).

$$\hat{P}_{mp}(s) = \frac{-0.06698s - 300}{6.2 \times 10^{-7}s^2 + 0.33 \times 10^{-3}s + 1} \quad (31)$$

5.3.2. Espacio de Incertidumbre

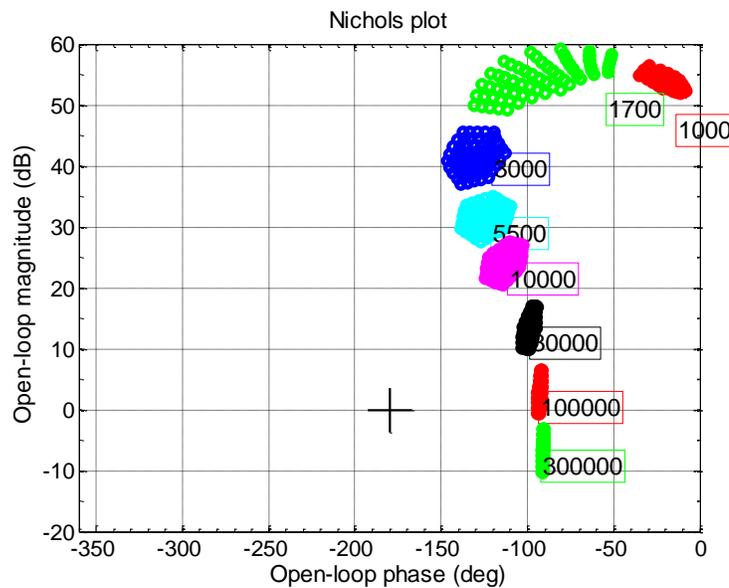
En el diseño de un controlador robusto QFT para un sistema con incertidumbre paramétrica es importante definir el espacio de incertidumbre del sistema que representa el comportamiento dinámico del convertidor DC-DC Buck-Boost. Con base en los datos experimentales del convertidor que son similares al trabajo propuesto por Towati (Towati, 2008) se puede establecer una variación en los parámetros del convertidor alrededor del $\pm 20\%$, tal y como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros del Convertidor *Buck_Boost*.

Parámetros del Convertidor	
Parámetro	Valor Nominal
V_i	100 V
F_s	100 kHz
R	15 Ω
L	500 μH
C	100 μF
α_e	0.5

Partiendo de los datos de la Tabla 2 se conforma un intervalo de incertidumbre para cada uno de los parámetros que afectan el punto de operación del convertidor. La resistencia presenta una variación tal que, $\Delta R = [12\Omega \ 18\Omega] \forall R \in \mathbb{R}$; en la inductancia L , $\Delta L = [0.4 \times 10^{-3}H \ 0.6 \times 10^{-3}H] \forall L \in \mathbb{R}$; en la capacitancia C , $\Delta C = [0.08 \times 10^{-3}F \ 0.12 \times 10^{-3}F] \forall C \in \mathbb{R}$; lo cual permite establecer un espacio de incertidumbre paramétrica cuya función de distribución de probabilidad se puede determinar a partir de una distribución Uniforme o Normal (Garcia-Sanz & Houppis, 2012).

Figura 7. Espacio de incertidumbre convertidor DC-DC Buck-Boost con distribución uniforme.



Con base en la función de distribución de probabilidad uniforme, se genera una familia de plantas evaluadas ante un conjunto de frecuencias de interés entre 1000 rad/s a 300 krad/s , obteniendo para cada frecuencia una representación en fase [°] y en magnitud [dB] del conjunto de plantas en el diagrama de Nichols (Martínez, 2001), tal y como se muestra en la Figura 7.

5.3.3. Especificaciones de desempeño del controlador

Dado que el regulador de voltaje *Buck-Boost* se somete a cambios en la carga conectada a la salida del convertidor, a las variaciones de los parámetros en los diferentes puntos de operación y a la variación en el voltaje del generador que se produce en cada una de las diferentes condiciones medioambientales. En este trabajo se definen tres especificaciones de desempeño fundamentándose en la mínima estabilidad robusta recomendada. En este caso se establecen 5 dB de margen de ganancia y 45° en el margen fase con un rechazo de las perturbaciones en la carga (voltaje de salida del convertidor) y un seguimiento robusto de referencia, las cuales según la teoría de realimentación cuantitativa se definen de acuerdo a la ecuación (32), ecuación (33) y la ecuación (34) respectivamente.

$$\left| \frac{y}{r} \right| = \left| \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < \delta_u(\omega) \quad (32)$$

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right| < \delta_s(\omega) \quad (33)$$

$$\alpha_L(\omega) \leq \left| \frac{PGF(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| \leq \alpha_U(\omega) \quad (34)$$

Para resolver estas inecuaciones se debe cuantificar los parámetros $\delta_u(\omega)$, $\delta_s(\omega)$, $\alpha_L(\omega)$ y $\alpha_U(\omega)$, bien sea como constantes o a partir de funciones de transferencia que representen la dinámica deseada de la planta en lazo cerrado (Houpis, Sheldon, & D’Azzo, 2003). El criterio de estabilidad robusta se define a partir de la ecuación

(32), con $\delta_u(\omega) = 1.3$, dando como resultado un margen de fase de 45° y un margen de ganancia $5dB$, conforme a la ecuación (35) y la ecuación (36).

$$MF \geq 180^\circ - \arccos \left(\frac{0.5}{\delta_U} - 1 \right) \quad (35)$$

$$MG \geq 1 + \frac{1}{\delta_U} \quad (36)$$

El rechazo de perturbaciones a la salida del convertidor se define a partir del parámetro $\delta_s(\omega)$ y la ecuación (33) (Elsó et al., 2017). Esta expresión se define como una función de transferencia que representa la dinámica de la planta ante una perturbación de carga en el convertidor. Esta respuesta está sujeta a la dinámica del sistema real, por tanto, se define un tiempo de establecimiento de $0.01 s$ de la salida ante una perturbación tipo escalón unitario, limitando de esta forma la función de sensibilidad del sistema. Para definir la función de transferencia $\delta_s(\omega)$, se aplica el método de asignación de polos (Houpis et al., 2003), cuyo resultado se muestra en la ecuación (37).

$$\delta_s(\omega) = \frac{s^2 + 153.5 s}{s^2 + 307 s + 23560} \quad (37)$$

La respuesta en frecuencia y en el dominio del tiempo ante una entrada tipo escalón se muestran en la Figura 8 y Figura 9, respectivamente. La función de transferencia que modela la respuesta deseada en lazo cerrado del convertidor atenúa las señales de baja frecuencia y no amplifica señales de alta frecuencia porque existe un cero en el origen del plano S . En el dominio del tiempo la función dada por la ecuación (37) permite al controlador mitigar una perturbación a la salida del convertidor dado por un cambio en la carga de la impedancia de salida del sistema, logrando así una compensación en un tiempo inferior a los $13 ms$.

Figura 8 Respuesta en frecuencia de δ_S

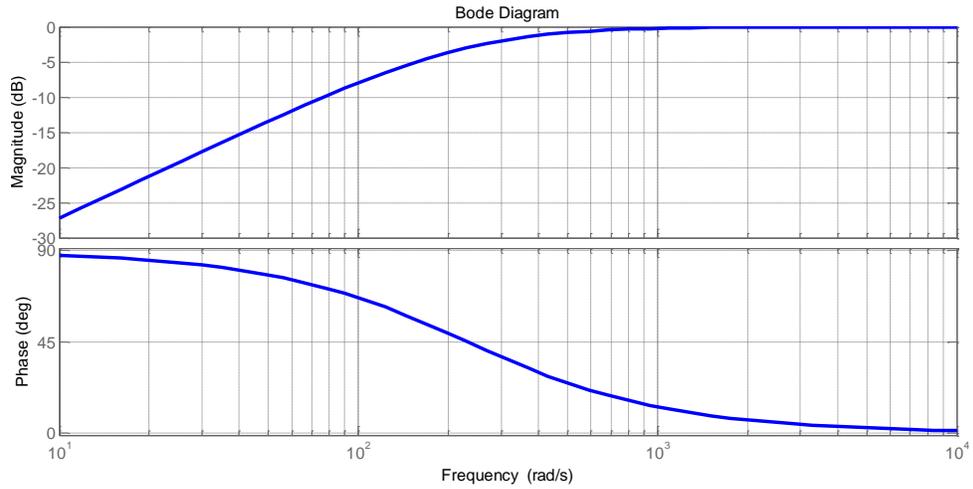
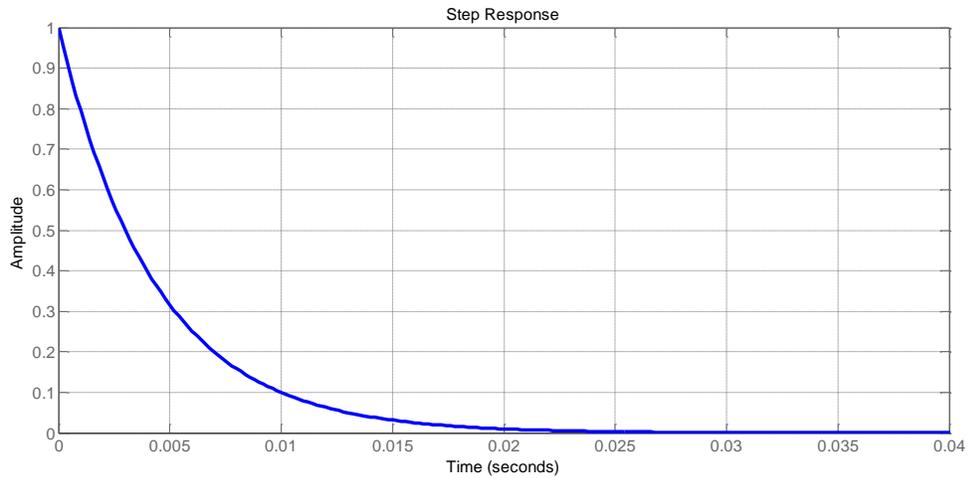


Figura 9 Respuesta de δ_S en el dominio del tiempo



Para el seguimiento de referencia se diseña un sistema de dos grados de libertad, cuyo pre-filtro se define a partir de dos funciones de transferencia que sirven como límite superior $\alpha_U(\omega)$ y límite inferior $\alpha_L(\omega)$ de la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado (García-Sanz & Houpis, 2012). El límite superior tiene una respuesta subamortiguada con un sobrepaso de 10% y el tiempo de establecimiento $t_{ss} = 5 \text{ ms}$. A partir de estos parámetros se construye una función de transferencia de segundo orden con un cero que representa la máxima respuesta dinámica deseada, tal como se muestra en la ecuación (38). Por su parte, el parámetro $\alpha_L(\omega)$ se ajusta

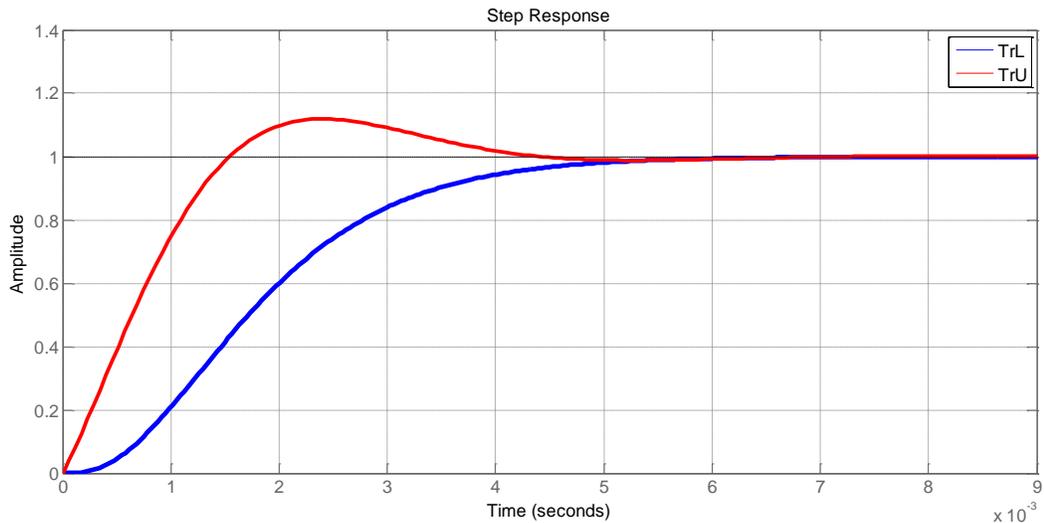
como una función de transferencia con tres polos reales no repetidos, donde un polo dominante responde al tiempo de establecimiento requerido igual a $t_{ss} = 5 \text{ ms}$ (Houpis et al., 2005). La función de transferencia se define en la ecuación (39).

$$\alpha_U(\omega) = \frac{676.6 s + 1831000}{s^2 + 1600 s + 1831000} \quad (38)$$

$$\alpha_L(\omega) = \frac{3965 \times 10^6}{s^3 + 4872 s^2 + 7692 \times 10^3 s + 3965 \times 10^6} \quad (39)$$

En la Figura 10 se observa la respuesta temporal subamortiguada de α_U y sobreamortiguada α_L , con un tiempo de establecimiento para ambas funciones de transferencia de 5 ms.

Figura 10. Respuesta de α_U y α_L en el dominio del tiempo



5.3.4. Contornos del controlador

A partir de las especificaciones de desempeño del controlador partiendo de la ecuación (32) a la ecuación (34) y de las funciones de transferencia que representan los parámetros $\delta_u(\omega)$, $\delta_s(\omega)$, $\alpha_L(\omega)$ y $\alpha_U(\omega)$ dados de la ecuación (35) a la ecuación (39) donde se debe conseguir una $L(j\omega)$ que cumpla con las desigualdades establecidas en las especificaciones de desempeño, siendo $L(j\omega) =$

$G(j\omega)P(j\omega)$. Así, el problema de control se centra en determinar un único controlador $G(j\omega)$, que cumpla con todas las especificaciones de desempeño establecidas a partir de la planta con incertidumbre $P(j\omega)$ en el rango de frecuencias de interés (Gil-Martínez & García-Sanz, 2003). Para resolver el problema de control se plantea una inecuación cuadrática por cada especificación de desempeño, tal y como se muestra en la ecuación (40), la ecuación (41), la ecuación (42) y la ecuación (43). En la Tabla 3 se resume el algoritmo que permite calcular la magnitud del controlador en forma polar g , resolviendo el conjunto de inecuaciones cuadráticas.

$$p^2 \left(1 - \frac{1}{\delta_u^2}\right) g^2 + 2p \cos(\phi + \theta) g \geq 0 \quad (40)$$

$$p^2 g^2 + 2p \cos(\phi + \theta) g + \left(1 - \frac{1}{\delta_s^2}\right) \geq 0 \quad (41)$$

$$p_e^2 p_d^2 \left(1 - \frac{1}{\delta_5^2}\right) g^2 + \Psi + \left(p_e^2 - \frac{p_d^2}{\delta_5^2}\right) \geq 0 \quad (42)$$

$$\Psi = 2p_e p_d \left(p_e \cos(\phi + \theta_d) - \frac{p_d}{\delta_5^2} \cos(\phi + \theta_e) \right) g \quad (43)$$

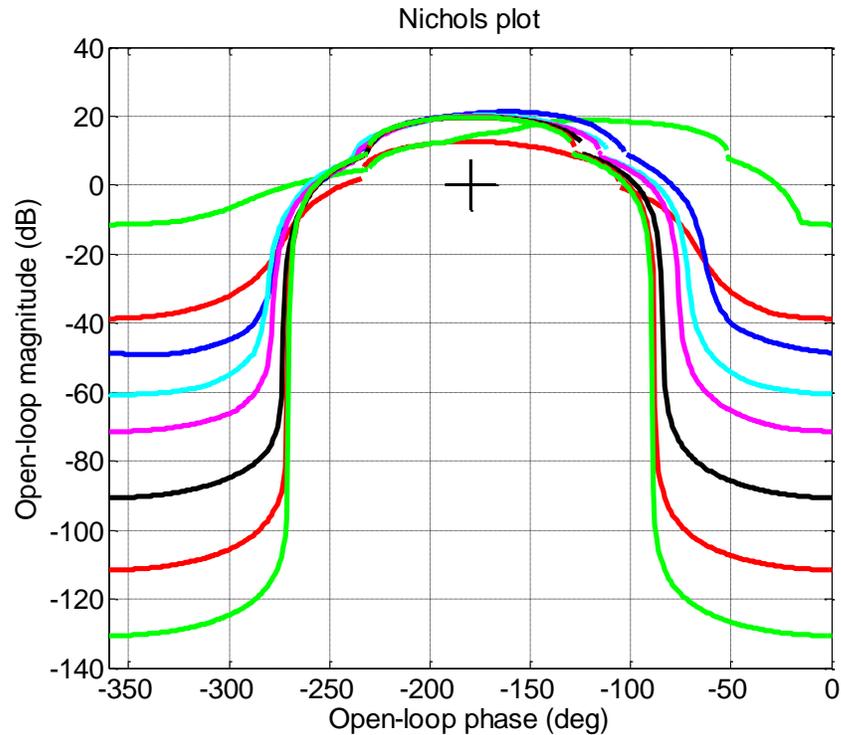
El sistema de ecuaciones se resuelve a partir de unos métodos iterativos conforme al algoritmo de la Tabla 3, propuesto por *Chait et al* (Chait & Yaniv, 1993), donde g equivale a la representación polar del controlador y p representa la forma polar de la planta nominal del lazo L_o . Cada raíz del sistema de inecuaciones cuadráticas representa un lugar en el diagrama de *Nichols*. Para las n frecuencias de interés y la planta nominal, se generan n cantidad de puntos los cuales representan los contornos de cada especificación, de manera que el único controlador $g e^{j\phi}$ que cumple con todas las especificaciones de desempeño es aquel que consigue llevar la función del lazo L sobre el intercepto (Ver el detalle de la Figura 12) de todos los contornos de cada especificación (Gil-Martínez & García-Sanz, 2003). Los contornos

para las especificaciones de desempeño del controlador propuesto se muestran en la Figura 11.

Tabla 3. Algoritmo para cálculo de contornos controlador QFT

Pasos	Operación
1	Discretizar las frecuencias $[0, \infty)$ en un conjunto finito $\Omega = \{\omega_1, \dots, \omega_m\}$.
2	Discretizar las plantas en un conjunto finito $P = \{p_1, \dots, p_n\}$.
3	Discretizar las fases del controlador \emptyset en un conjunto ordenado tal que $\Phi = \{0, -5^\circ, \dots, -360^\circ\}$.
4	Seleccionar una frecuencia simple $\omega \in \Omega$.
5	Seleccionar una fase simple $\emptyset \in \Phi$.
6	Seleccionar una planta simple $p_i \in \{P\}$
7	Calcular un $g_{max}(p_i(j\omega), \emptyset)$ y $g_{min}(p_i(j\omega), \emptyset)$ utilizando la inequación cuadrática.
8	Repetir el paso 7 para todas $p_i(j\omega)$.
9	Repetir los pasos del 5 al 8 para todas las fases en Φ .
10	Repetir los pasos del 4 al 9 para todas las frecuencias Ω .

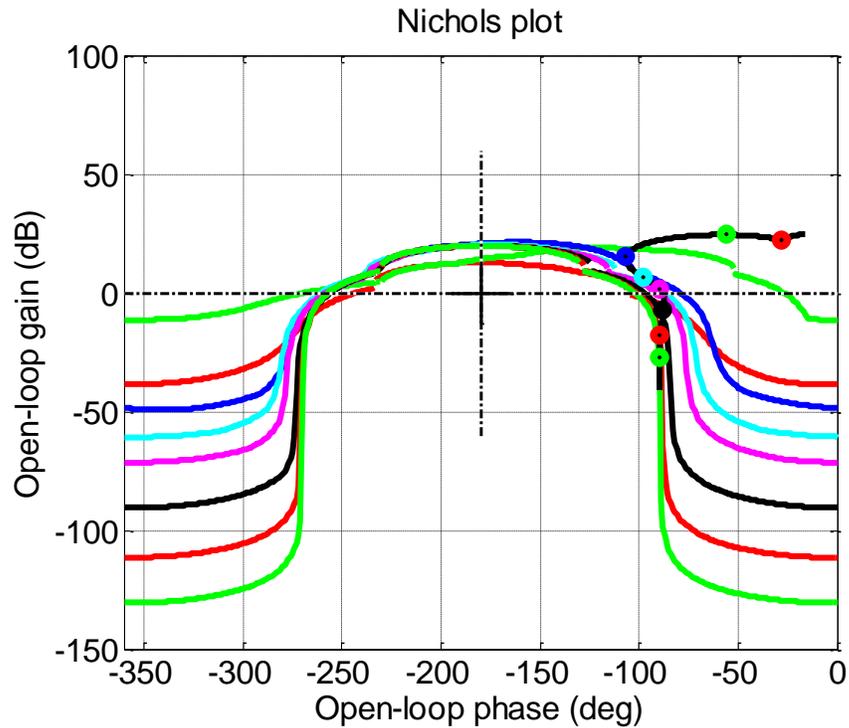
Figura 11. Intercepto de contornos de estabilidad robusta, rechazo de perturbaciones a la salida y seguimiento de referencia



5.3.5. Loop-Shapping del controlador QFT

Mediante la técnica *loop-shapping* se introduce un controlador $G(s)$ que modifica la función de lazo L_o hasta lograr cumplir con las restricciones impuestas por las especificaciones de desempeño. La respuesta de L_o en la frecuencia de interés debe quedar por encima del intercepto de los contornos en cada frecuencia de interés, tal y como se muestre en la Figura 12. Esto se logra agregando polos y ceros a la función de lazo L_o hasta conseguir la respuesta deseada (Martínez, 2001). La función de transferencia del controlador diseñado se muestra en la ecuación (44).

Figura 12. *Loop-shapping* controlador QFT con L_o



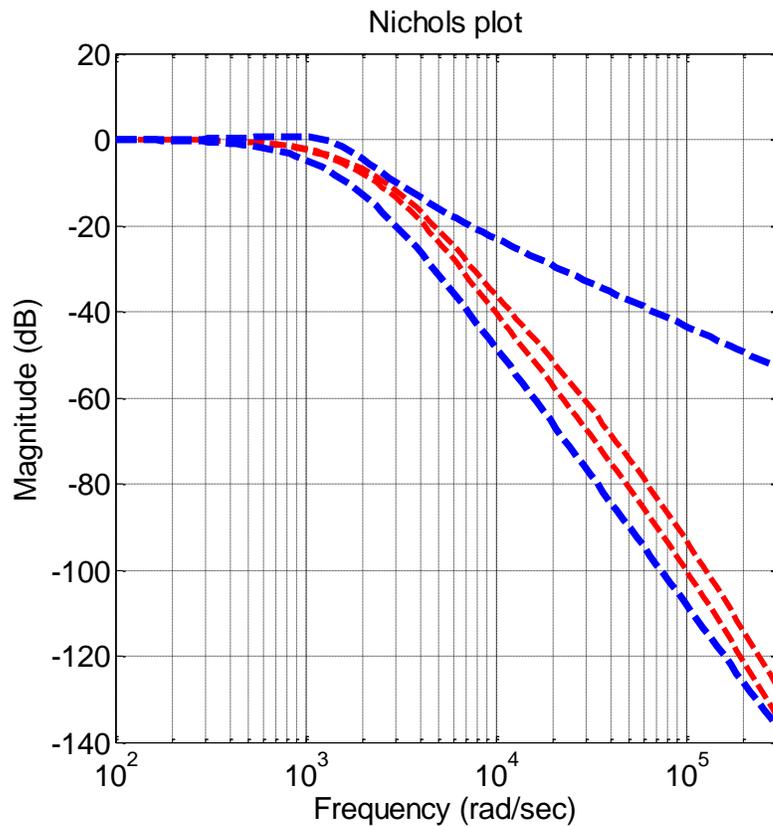
$$G_c(s) = \frac{0.063 s^3 + 265 s^2 + 2.3 \times 10^5 s + 2.1 \times 10^5}{s^3 + 9390 s^2 + 3.527 \times 10^6 s} \quad (44)$$

Dado que se propuso una estructura con dos grados de libertad, por su sigla en inglés (DOF), capaz de hacer un seguimiento de señales de referencia, es importante diseñar el pre-filtro de la estructura DOF. En el diseño del pre-filtro se

toma como referencia la solución de la inecuación cuadrática dada por la ecuación (42) y la ecuación (43), así, es necesario buscar que la respuesta en frecuencia de la función L se encuentre entre el límite superior y límite inferior de las funciones $\alpha_L(\omega)$ y $\alpha_U(\omega)$. La función de transferencia de la ecuación (45) permite que la respuesta en el dominio de la frecuencia del sistema se ajuste a los límites impuestos por las funciones $\alpha_L(\omega)$ y $\alpha_U(\omega)$. La respuesta más lenta y la respuesta más rápida de la función $L(s)$ se presentan en la Figura 13 a partir de las líneas punteadas rojas, las cuales están dentro de los límites $\alpha_L(\omega)$ y $\alpha_U(\omega)$ representadas por las líneas punteadas azules.

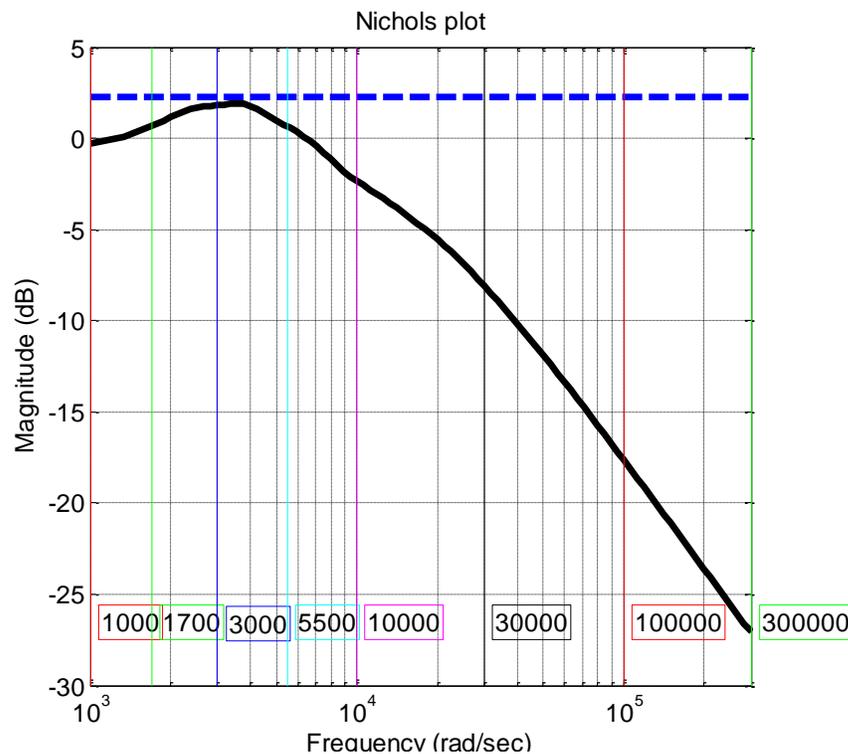
$$F(s) = \frac{2.9 \times 10^{11}}{s^3 + 1.5 \times 10^5 s^2 + 3.4 \times 10^8 s + 2.9 \times 10^{11}} \quad (45)$$

Figura 13. Respuesta de L_0 con prefiltro en el dominio de la frecuencia



Con el controlador $G(s)$ y el pre-filtro $F(s)$ diseñado se realiza el análisis de desempeño tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo para una estabilidad robusta del sistema, rechazo de perturbaciones y seguimiento de referencia. En la Figura 14 se observa la estabilidad robusta del sistema en lazo cerrado para la planta $\hat{P}_{mp}(s)$ dada en la ecuación (31) y la función de sensibilidad del sistema en lazo cerrado de acuerdo a la ecuación (32), donde la magnitud del sistema en lazo cerrado es menor a δ_u para todo el rango de frecuencias de interés.

Figura 14 Análisis de estabilidad Robusta.



En la Figura 15 se observa la respuesta en el dominio de la frecuencia del sistema en lazo cerrado ante una perturbación de carga en la salida del convertidor. La magnitud de la función de transferencia de sensibilidad para todo el rango de frecuencias de interés es menor que δ_s . De igual forma, en la Figura 16, se observa la respuesta en el dominio del tiempo, la cual presenta un tiempo de establecimiento

inferior a 5 ms en todas las plantas que pertenecen al espacio de incertidumbre del sistema en el rango de frecuencias de interés.

Figura 15. Análisis de rechazo de perturbaciones a la salida en el dominio de la frecuencia.

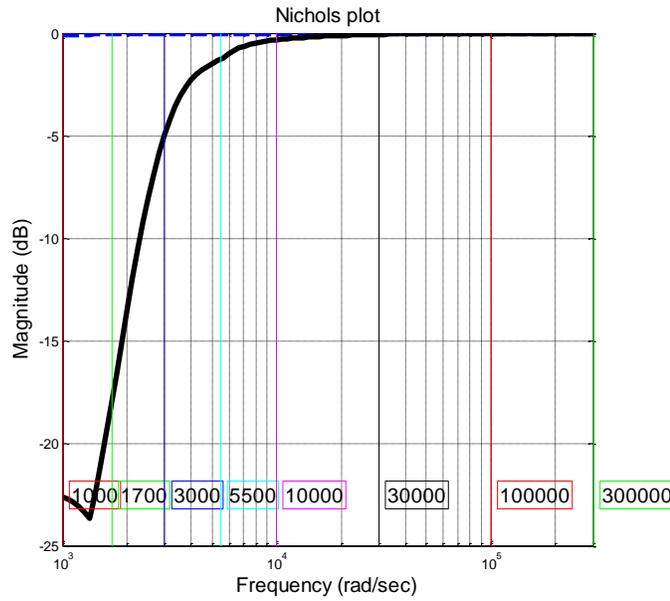
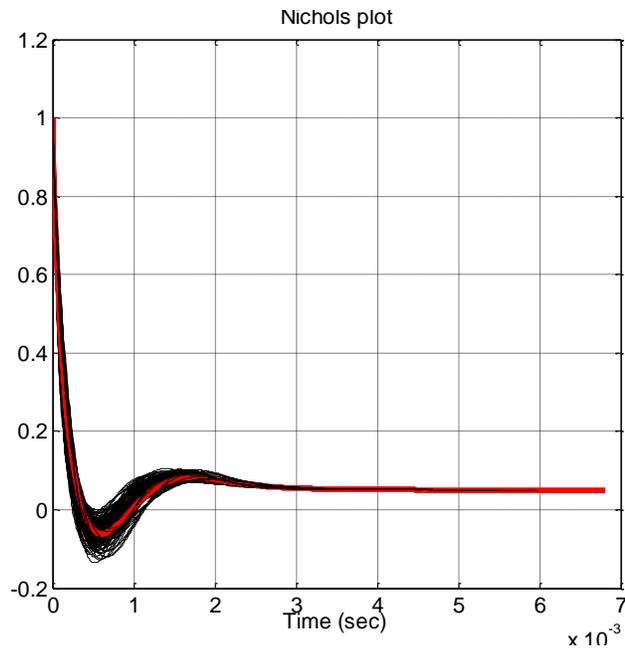
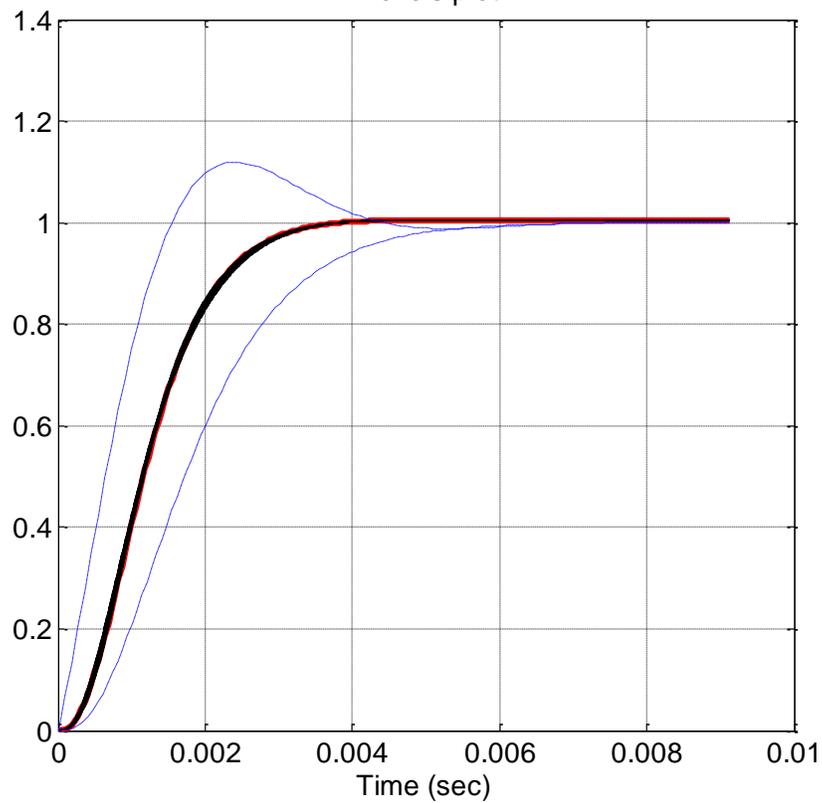


Figura 16. Análisis de rechazo de perturbaciones a la salida en el dominio del tiempo.



En la Figura 17 se observa la respuesta en el dominio del tiempo del sistema en lazo cerrado con el pre-filtro $F(s)$. Se observa que la respuesta de todas las posibles plantas en el espacio de incertidumbre del sistema, se encuentran dentro de los límites superior e inferior dados en la ecuación (34), cumpliendo con un tiempo de establecimiento inferior a 4 ms y un error en régimen permanente cercano a cero.

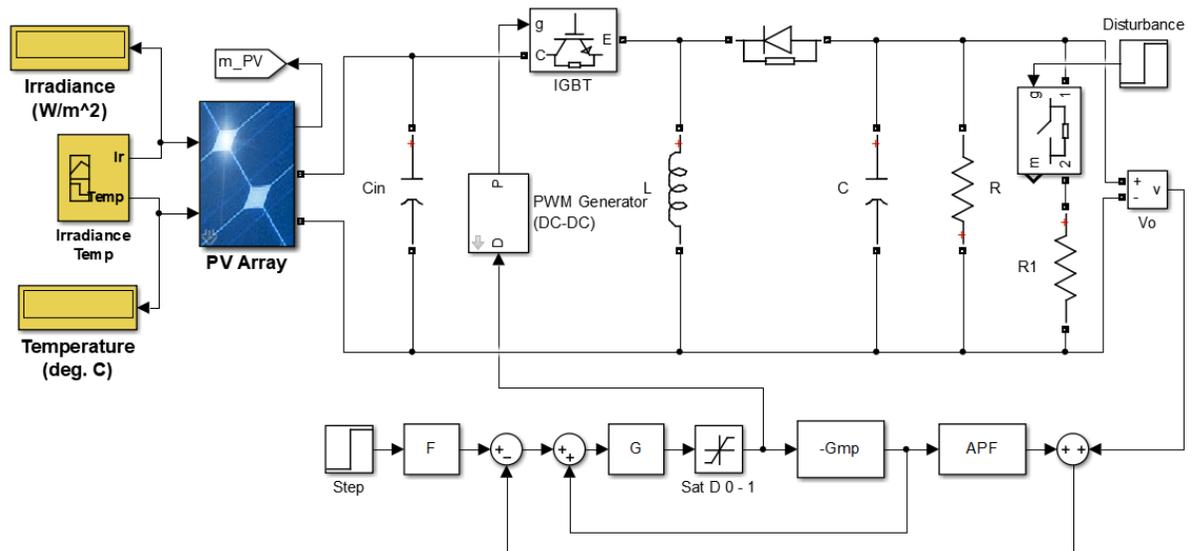
Figura 17. Análisis de seguimiento de referencia en el dominio del tiempo.



6. RESULTADOS

El esquema de control robusto QFT se valida utilizando técnicas de diseño basado en modelo bajo el entorno de Simulink de Matlab® y con el apoyo de la *Toolbox Simscape* para el modelamiento de sistemas físicos. En el modelo de simulación se cuantificó la lógica propuesta por el control robusto para generar una señal PWM de 100 kHz con ciclo de trabajo en función de la acción de control del controlador QFT, donde se aplica a la puerta de un MOSFET canal N. El controlador se implementa a partir de las funciones de transferencia en tiempo continuo. El generador fotovoltaico se modela utilizando las ecuaciones propuestas en (Khatib, 2016) y el modelo de simulación *Renewable Energy Systems* documentados en la *Toolbox Simscape* de Matlab®. Se construye un arreglo de cuatro (4) paneles PV-UD190HA6 de 190 Wp en serie para conseguir una tensión de entrada cercano a los 120 V . El modelo de simulación utilizado para validar la respuesta del controlador se muestra en la Figura 18.

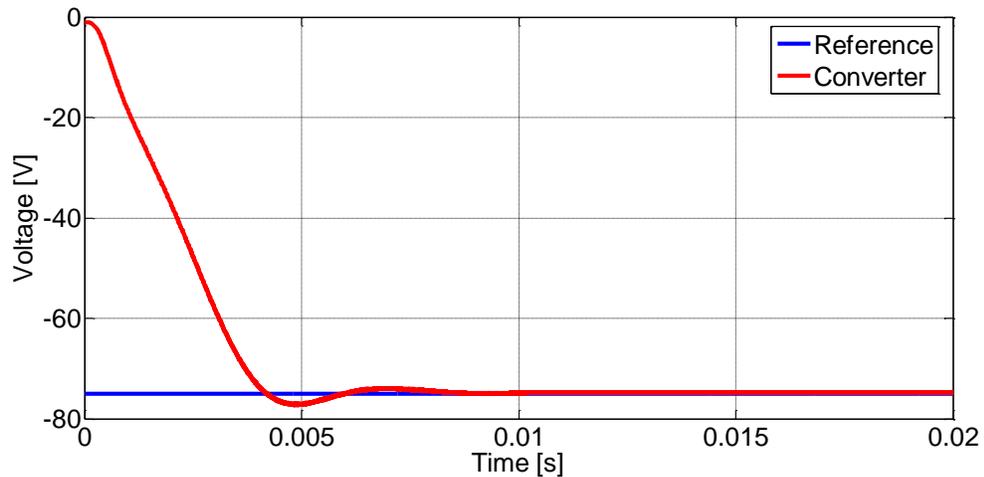
Figura 18 Modelo de simulación regulador de tensión *Buck-Boost*



La respuesta del controlador QFT en el convertidor DC-DC *Buck-Boost* se valida cuando el generador fotovoltaico de 760 Wp genera 117 V en el punto máximo de potencia y se establece una tensión de referencia en la salida de -75 V . La

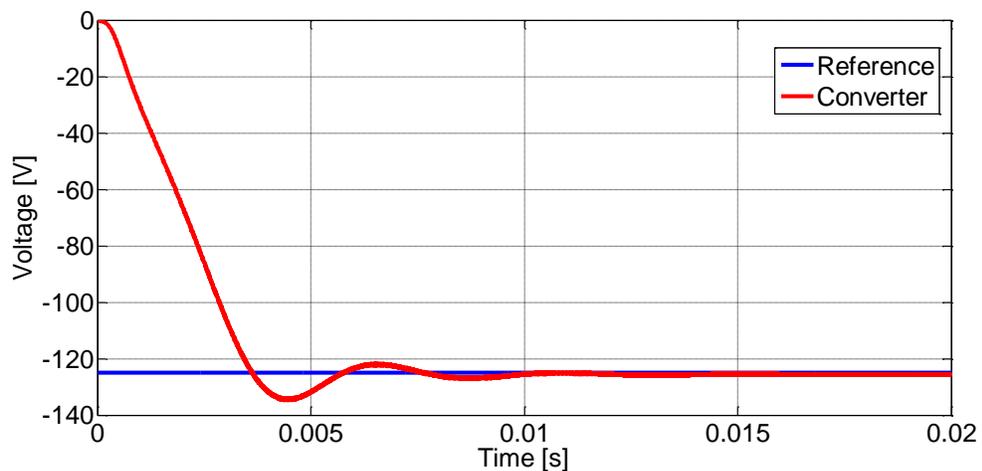
respuesta del convertidor se muestra en la Figura 19, donde se presenta un sobrepaso cercano al 3% y un tiempo de establecimiento inferior a 6 ms con un error en régimen permanente cercano a cero.

Figura 19 Respuesta Transitoria del Convertidor con una referencia de $-75 V_{DC}$.



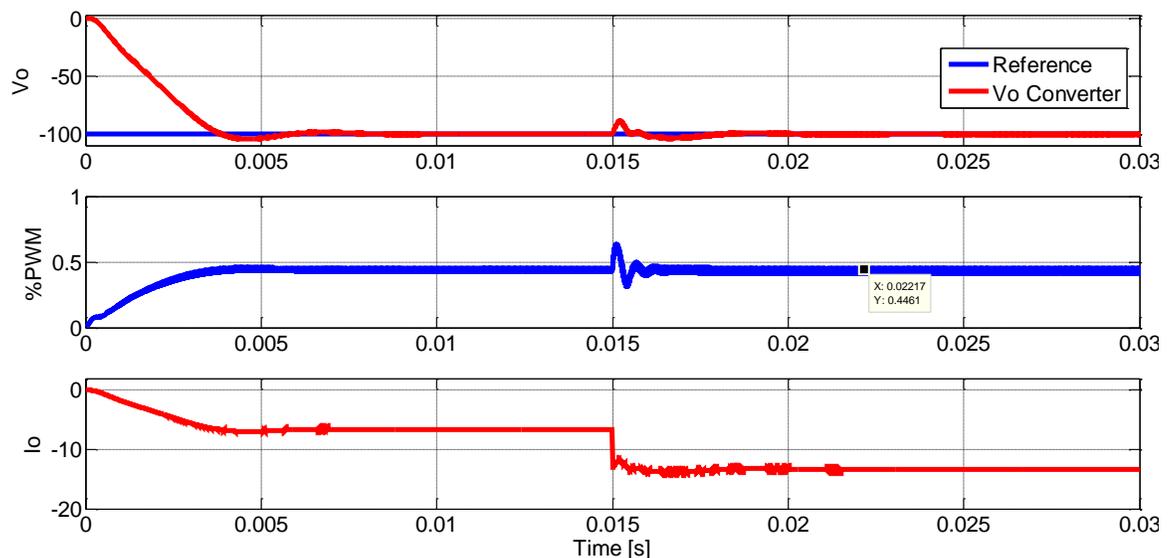
En la Figura 20 se observa la respuesta del convertidor ante una referencia de $-125 V$ donde se presenta un sobrepaso cercano al 8% y un tiempo de establecimiento inferior a 8 ms con un error en régimen permanente que se aproxima a cero, lo que implica que a pesar del cambio del punto de operación del convertidor, el controlador mantiene buenos índices de desempeño.

Figura 20 Respuesta Transitoria del Convertidor con una referencia de $-125 V$.



Dada la estabilidad del sistema en lazo cerrado se analiza la respuesta del convertidor ante perturbaciones externas, bien sea por variación en la carga, o variación en el punto de operación del generador fotovoltaico, con el fin de validar la respuesta del controlador ante perturbaciones externas. Como primera medida se somete el convertidor a una perturbación en la corriente de salida ante un cambio abrupto en la resistencia de carga de 50% aplicado a los 15 ms de simulación. En la Figura 21 se observa la respuesta temporal, con una variación del doble de la corriente inicial de 7.5 A. El tiempo de establecimiento ante esta perturbación es aproximado a 4 ms y la señal de control se incrementa de un 43 % a un 45% para compensar el cambio de potencia en la salida del convertidor, manteniendo así los índices de desempeño del controlador en cuanto a rechazo de perturbaciones.

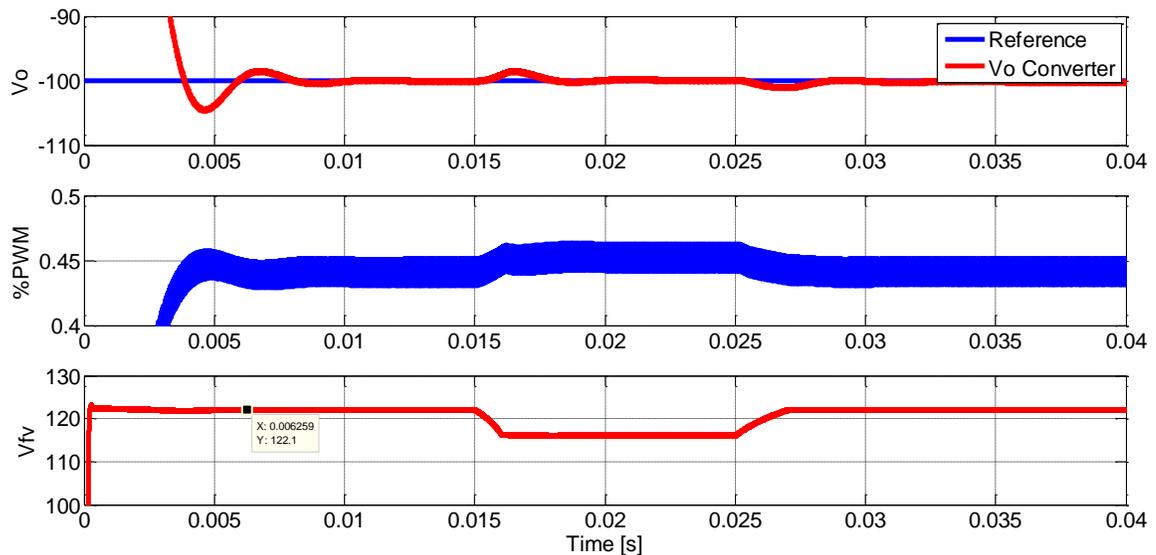
Figura 21 Respuesta transitoria ante perturbación de carga.



Para validar la respuesta del controlador ante variaciones del punto de operación que se derivan de los cambios en el voltaje de entrada del convertidor, se somete el generador fotovoltaico a un cambio de irradiación solar y un gradiente de temperatura, factores que afectan el rendimiento y la potencia generada por la configuración de paneles solares.

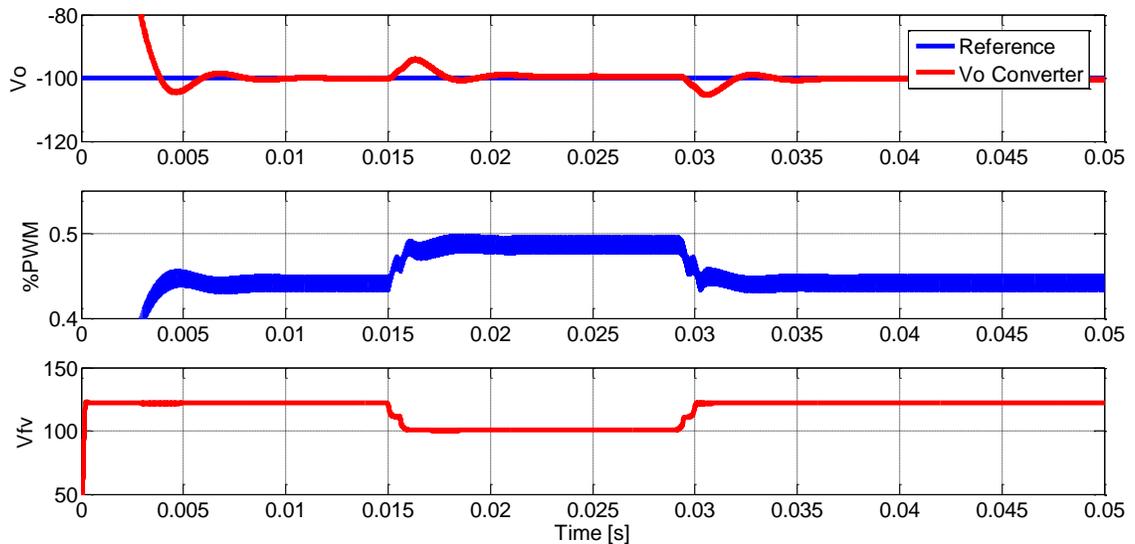
En la Figura 22 se observa la variación del voltaje del generador fotovoltaico dada por una variación de irradiación de 1000 W/m^2 a 460 W/m^2 , de igual forma se observa la respuesta del convertidor y el controlador QFT. En este caso la señal de control incrementa el ciclo de trabajo del 43% al 46%, lo que permite compensar la variación del voltaje de salida del convertidor cuando el voltaje del generador fotovoltaico está cerca de 116 V . Se observa que el controlador mitiga el efecto de la perturbación del voltaje de entrada en un tiempo inferior a 6 ms , manteniendo el voltaje de salida cercano a los 100 V .

Figura 22 Respuesta transitoria ante variación de irradiación en el generador fotovoltaico



Por otra parte, la respuesta del controlador ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico se muestra en la **¡Error! La autoreferencia al marcador no es válida..** El panel solar se somete a una variación de temperatura de 25°C a 70°C , lo cual se traduce en una variación en el voltaje de salida del generador de 124 V a 100 V . La señal de control para compensar esta variación se incrementa el ciclo útil de 44% al 48% de la señal PWM. La respuesta del voltaje a la salida presenta un sobrepaso en la respuesta transitoria de un 6% y un tiempo de establecimiento inferior a 6 ms , con un error en régimen permanente cercano a cero.

Figura 23 Respuesta transitoria ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico.



En la Tabla 4 se observan los índices de desempeño tales como tiempo de establecimiento t_s , sobrepaso M_p , error en régimen permanente E_p , y variación de la señal de control ΔD , del controlador robusto QFT en las diferentes pruebas de perturbación externa.

Tabla 4 Índice de desempeño respuesta transitoria del controlador robusto QFT.

Perturbación	t_s	M_p	E_p	ΔD
Carga	4 ms	5%	0 V	2%
Irradiación	6 ms	6%	0.8 V	3%
Temperatura	6 ms	6%	0.3 V	4%

Además de las pruebas para medir índices de desempeño de la respuesta transitoria, se realizaron mediciones de los criterios de desempeño basados en el error, con base en el error máximo EM (Karl Johan Åström & Hägglund, 2006), la integral absoluta del error IAE y la integral del error cuadrático multiplicada por el tiempo $ITSE$ (Bober, Tsai, & Masory, 2009), las cuales se definen de la Ecuación (46), a la Ecuación (48).

$$EM = \max_{0 \leq t \leq \infty} |e(t)| \quad (46)$$

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (47)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te^2(t) dt \quad (48)$$

Los índices de desempeño definidos en la Ecuación (46), a la Ecuación (48), se calcularon con base en la respuesta del sistema en régimen permanente y la máxima desviación de la salida respecto a la referencia cuando el convertidor DC-DC se somete a las diferentes pruebas de perturbación. En la Tabla 5 se muestran los diferentes valores de Error máximo, Integral absoluta del Error, e Integral del error cuadrático medio multiplicado por el tiempo, para las pruebas de desempeño ante las diferentes perturbaciones.

Tabla 5 Índices de desempeño controlador QFT con base al Error

Perturbación	EM	IAE	ITSE
Carga	10.51 V	0.037 V	0.0031 V ² s
Irradiación	1.62 V	0.011 V	3.13x10 ⁻⁴ V ² s
Temperatura	6.14 V	0.053 V	0.0081 V ² s

Con base en los datos de la Tabla 5 se observa que el error más grande se presentan cuando se somete el sistema a una perturbación de carga, por otra parte se observa que la perturbación en cuanto a variación del voltaje entrada por incremento en la temperatura del sistema, incide más sobre el IAE y la ITSE que el máximo error durante el transitorio.

Con las pruebas realizadas en cuanto a seguimiento de referencia, perturbación de carga, estabilidad del sistema y medición de índices de desempeño con base al error ante diferentes los puntos de operación del convertidor, se pudo demostrar que el esquema de control QFT a partir de un Predictor de *Smith* para sistemas de

fase no mínima cumple adecuadamente con las especificaciones de desempeño. No obstante, es necesario comparar el desempeño del controlador QFT respecto a la respuesta de un controlador PID con una estructura de dos grados de libertad y un esquema modificado para sistemas de fase no mínima similar al que se formuló para el controlador QFT. Para el diseño del controlador PID se estableció un margen de fase $MF = 50^\circ$ y un margen de ganancia $MG = 5dB$, en una estructura de dos grados de libertad, la cual se define a partir de la función de transferencia de la ecuación (49), calculada con base en el procedimiento establecido en (Yaniv, 2013) y las funciones de transferencia dadas en la ecuación (38) y la ecuación (39).

$$F = \frac{1}{4.5 \times 10^{-12} s^3 + 7.2 \times 10^{-7} s^2 + 0.021 s + 1} \quad (49)$$

Dado que se utilizó la misma estructura del Predictor de Smith modificado para sistema de fase no mínima propuesta para el diseño del controlador QFT, el diseño de controlador PID se hizo a partir de la función de transferencia de fase mínima definida en la ecuación (31). El controlador PID se diseñó agregando dos ceros reales, un integrador y un polo real, ajustando la ganancia con base en la respuesta en frecuencia deseada, y de esta manera se pudo construir el controlador PID con una estructura fijada con base en la ecuación (50). Uno de los ceros se ubicó en $Z_1 = -4468.6$, el otro $Z_2 = -775.62$. El polo se ubicó en $P = -2.7435 \times 10^5$ y la ganancia se fijó en $K = 5.3$. Con base en estos valores y la estructura de la ecuación (50), se pudo determinar la ganancia proporcional $K_p = 0.008$, la ganancia integral $K_i = 5.3$, la ganancia derivativa $K_d = 1.5 \times 10^{-6}$ y la constante del filtro derivativo $Nd = 274352.7$. Con este controlador se logró conseguir un tiempo de establecimiento de 7 ms ante una entrada tipo escalón, tal como se muestra en la Figura 24 Respuesta del sistema con un controlador PID

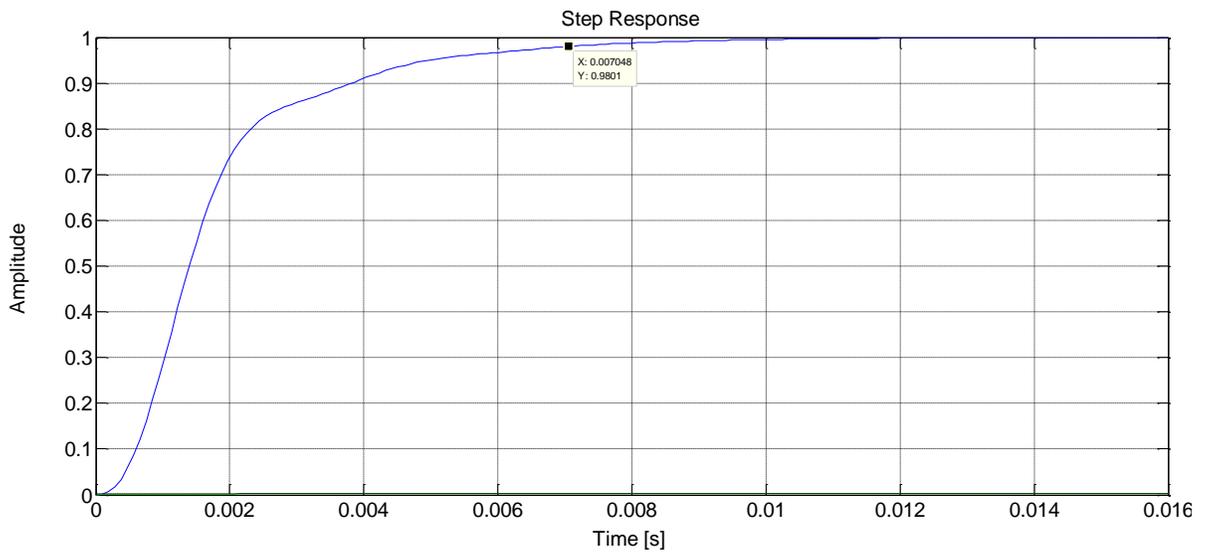
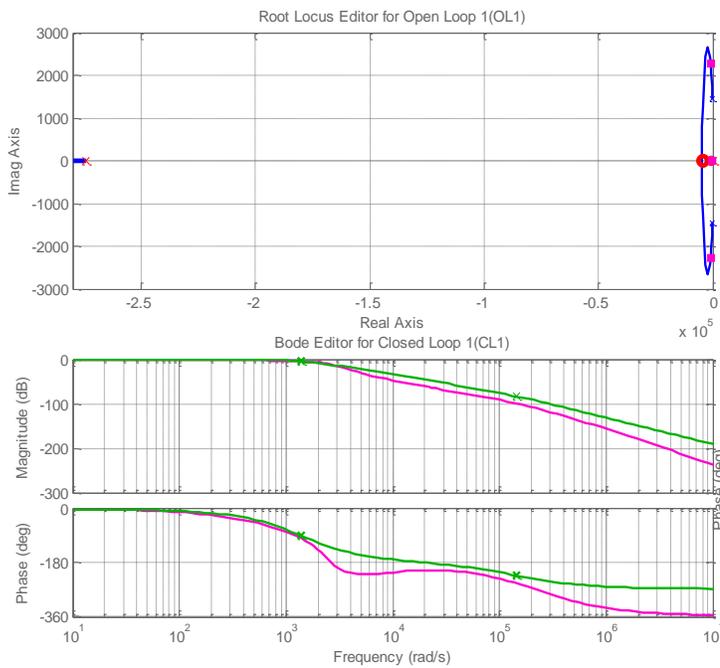


Figura 25 Lugar de las raíces y respuesta en frecuencia del sistema con controlador PID



, a pesar de que el margen de fase conseguido sea $MF = 64^\circ$. En la Figura 25 se observa la respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto y ajuste del lugar de las raíces cuando se agregan los polos y ceros del controlador PID. En la ecuación (51) se presenta la función de transferencia del controlador PID diseñado.

$$G_{PID} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \frac{Nd}{1 + Nd \frac{1}{s}} \quad (50)$$

$$G_{PID} = \frac{0.4195 s^2 + 2200 s + 1.454 \times 10^6}{s^2 + 2.744 \times 10^5 s} \quad (51)$$

Figura 24 Respuesta del sistema con un controlador PID

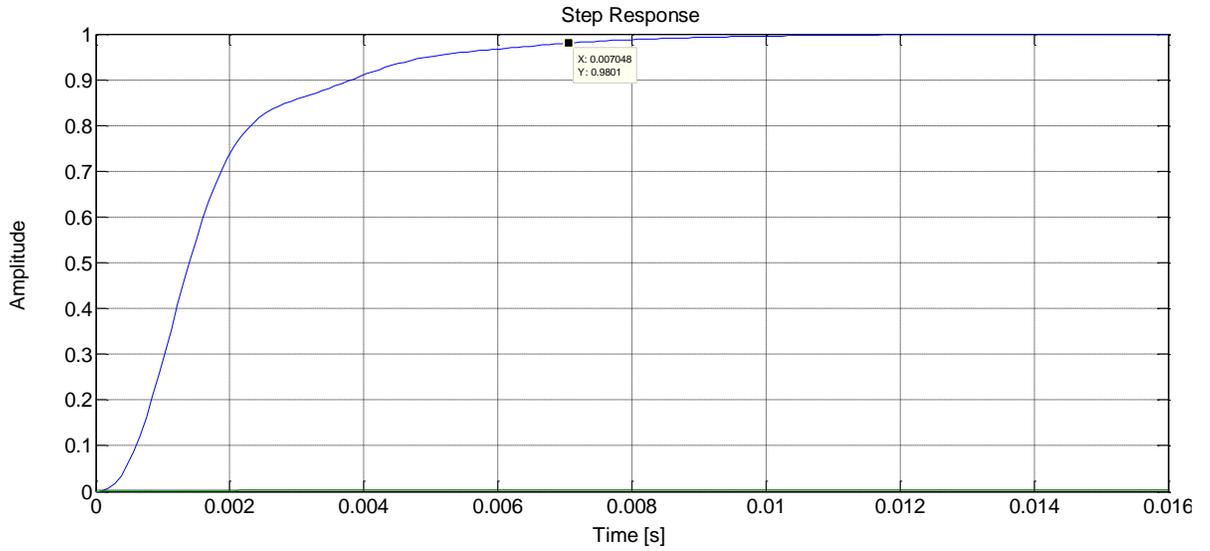
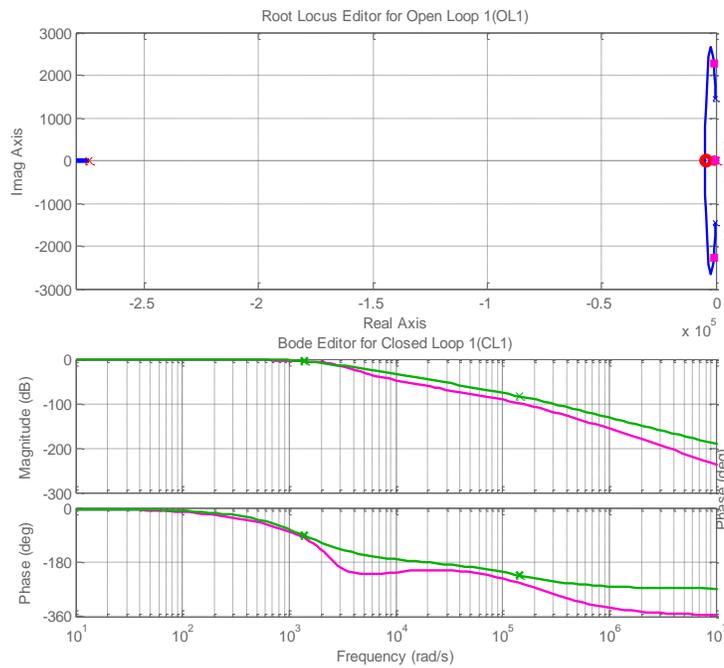
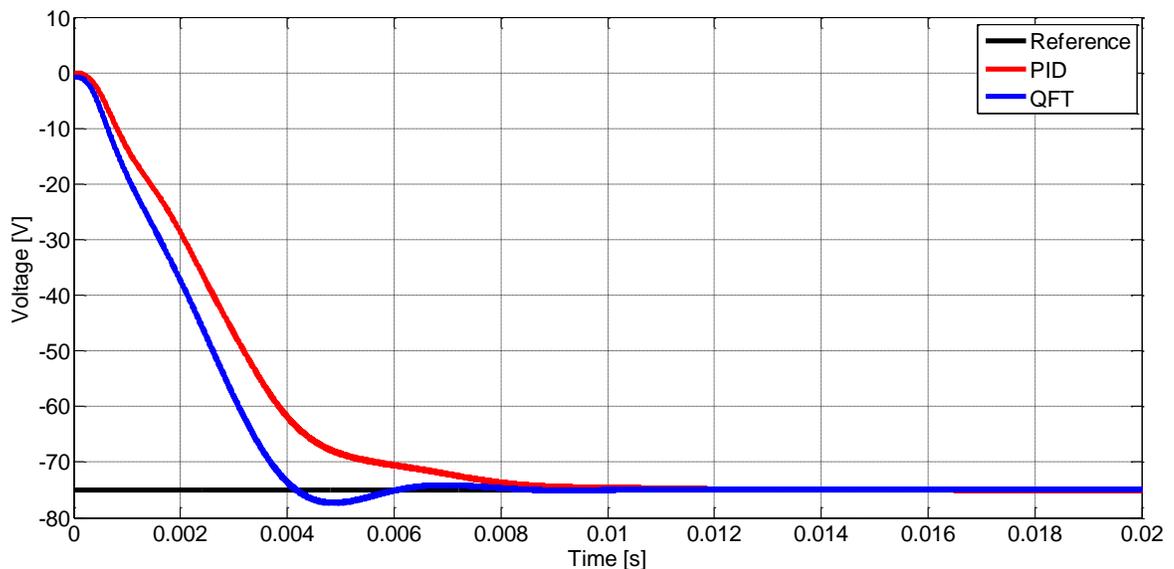


Figura 25 Lugar de las raíces y respuesta en frecuencia del sistema con controlador PID



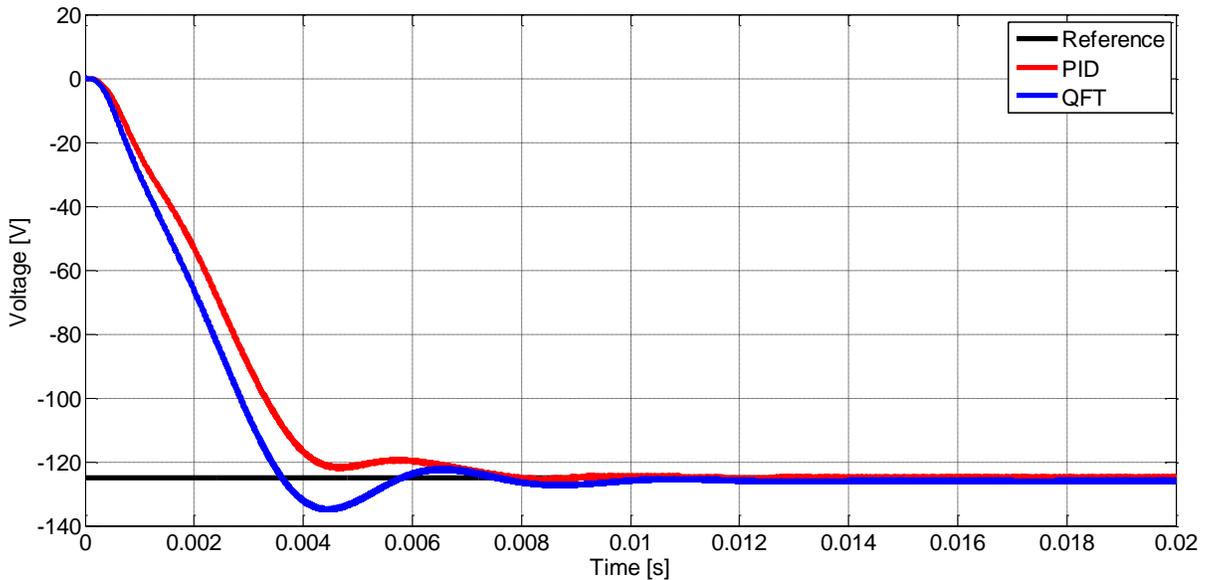
La respuesta del controlador PID en el convertidor DC-DC *Buck-Boost* se compara cuando el generador fotovoltaico de 760 Wp genera 117 V en el punto máximo de potencia y se establece una tensión de referencia en la salida de -75 V . La respuesta del convertidor se compara con la respuesta del controlador QFT en el mismo punto de operación y con la misma señal de referencia. De igual manera, la respuesta de ambos sistemas de muestra en la Figura 26, donde se presenta un sobrepaso cercano al 3% para el controlador QFT y un tiempo de establecimiento mayor a 6 ms con un error en régimen permanente cercano a cero para el controlador PID.

Figura 26 Respuesta transitoria controlador PID respecto a controlador QFT ante una referencia de -75 V



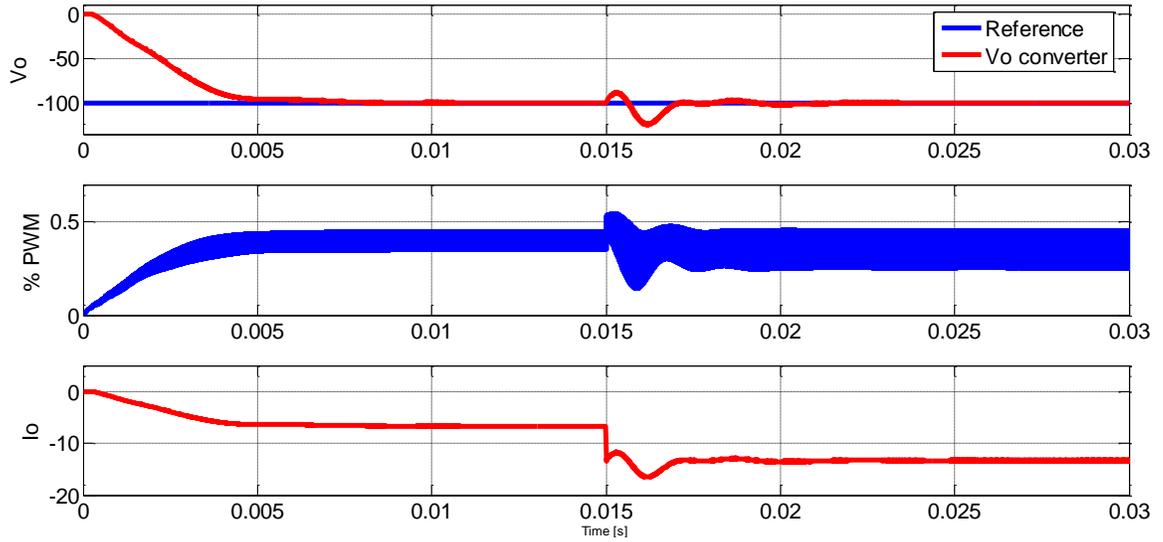
En la Figura 27 se observa la respuesta del convertidor con el controlador PID frente al controlador QFT ante una señal de referencia de -125 V donde se presenta un sobrepaso cercano al 8% para el controlador QFT y un tiempo de establecimiento inferior a 9 ms con un error en régimen permanente que se aproxima a cero para el controlador PID, lo que implica que a pesar del cambio del punto de operación del convertidor, el controlador PID y el controlador QFT mantienen buenos índices de desempeño respecto a la respuesta transitoria.

Figura 27 Respuesta transitoria controlador PID respecto a controlador QFT ante una referencia de -125 V .



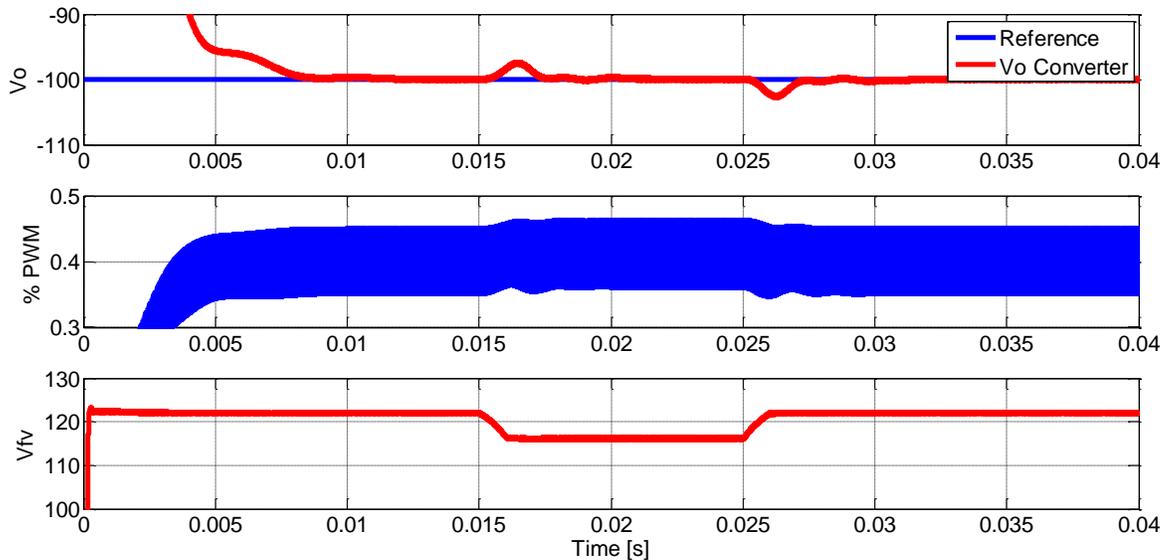
Dada la estabilidad del sistema en lazo cerrado para el controlador PID, se analiza la respuesta del convertidor ante perturbaciones externas, bien sea por variación en la carga, o variación en el punto de operación del generador fotovoltaico, con el fin de validar la respuesta del controlador PID ante perturbaciones externas y así poder comparar la respuesta de éste con el controlador QFT. Como primera medida se somete el convertidor a una perturbación en la corriente de salida ante un cambio abrupto en la resistencia de la carga de 50% aplicado a los 15 ms de simulación. En la Figura 28 se observa la respuesta temporal con una variación del doble de la corriente inicial llegando a los 15 A . El tiempo de establecimiento ante esta perturbación es aproximadamente a 5 ms con un sobrepaso superior al 23% y la señal de control se incrementa de un 40% a un 45% para compensar el cambio de potencia en la salida del convertidor. De igual forma, se observa que a pesar de que mantiene los índices de desempeño del controlador en cuanto al rechazo de perturbaciones de carga, se observa un mayor rizado en la señal de control, lo cual implica un mayor esfuerzo en la conmutación del convertidor.

Figura 28. Respuesta transitoria ante perturbación de carga del controlador PID.



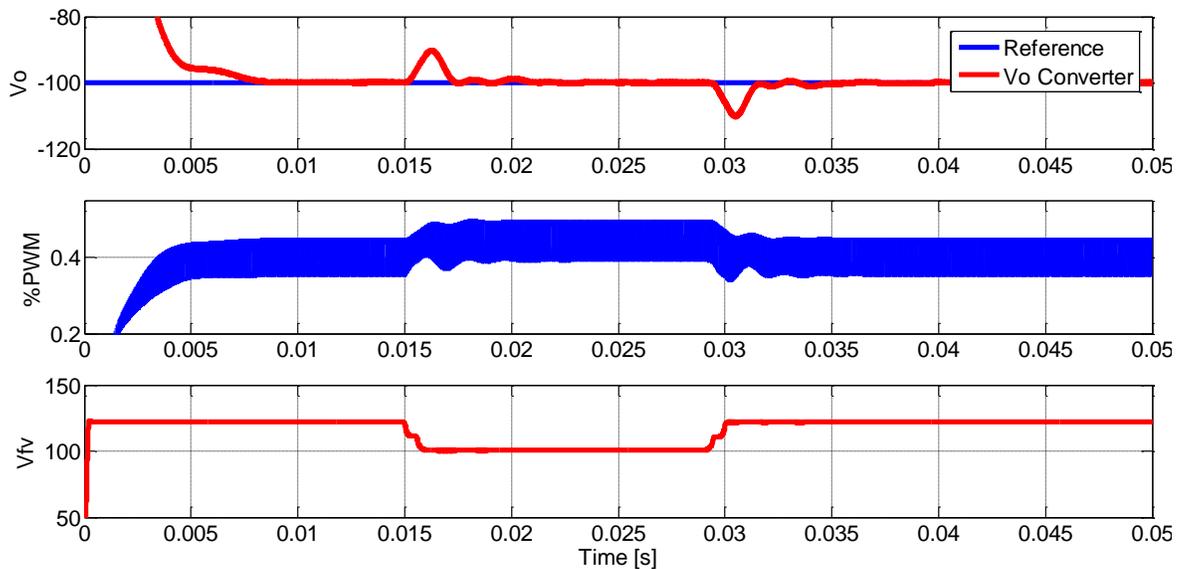
El convertidor DC-DC con el controlador PID se sometió a pruebas similares a las que se realizaron con el controlador QFT. Esto con el fin de poder validar la respuesta del controlador PID ante una variación del voltaje de entrada cuando varía la irradiación que incide en generador y cuando se aplica un gradiente de temperatura a la celda solar.

Figura 29 Respuesta transitoria ante variación de irradiación en el generador fotovoltaico con controlador PID.



En la Figura 29 se observa la variación del voltaje del generador fotovoltaico dada por una variación en la irradiación de 1000 W/m^2 a 460 W/m^2 , de igual forma se observa la respuesta del convertidor y el controlador PID. En este caso la señal de control incrementa el ciclo de trabajo de un 40% a un 43% con un rizado del 10%, lo que permite compensar la variación del voltaje de salida del convertidor cuando el voltaje del generador fotovoltaico está cerca de 116 V . Se observa que el controlador mitiga el efecto de la perturbación del voltaje de entrada en un tiempo inferior a 4 ms , manteniendo el voltaje de salida cercano a los 100 V . Sin embargo, es importante notar que existe un mayor esfuerzo en la señal de control a causa del rizado de la señal del ciclo útil del modulador PWM.

Figura 30 Respuesta transitoria ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico con controlador PID.



Por otra parte, la respuesta del controlador PID ante variación de temperatura en el generador fotovoltaico se muestra en la Figura 30. El panel solar se somete a una variación de temperatura de 25°C a 70°C , lo cual se traduce en una variación en el voltaje de salida del generador de 124 V a 100 V . La señal de control para compensar esta variación se incrementa de un 40% a un 48% del ciclo útil de la señal PWM con un rizado superior al 8%. La respuesta del voltaje a la salida

presenta un sobrepaso en la respuesta transitoria de un 10% y un tiempo de establecimiento inferior a 8 ms, con un error en régimen permanente cercano a cero.

En la Tabla 4 Índice de desempeño respuesta transitoria del controlador robusto QFT se observan los índices de desempeño tales como tiempo de establecimiento t_s , sobrepaso M_p , error en régimen permanente E_p y variación de la señal de control ΔD del controlador robusto PID en las diferentes pruebas de perturbación externa.

Tabla 6 Índice de desempeño respuesta transitoria controlador PID

Perturbación	t_s	M_p	E_p	ΔD
Carga	5 ms	23%	0 V	5%
Irradiación	4 ms	3%	0.3 V	3%
Temperatura	8 ms	10%	0.5 V	8%

Con base en las pruebas para medir los índices de desempeño en cuanto a la respuesta transitoria, se realizaron mediciones de criterios de desempeño basados en el error, con base en el error máximo EM , la integral absoluta del error IAE , y la integral del error cuadrático multiplicada por el tiempo $ITSE$, las cuales se definen de la Ecuación (46), a la Ecuación (48), respectivamente. En la Tabla 7 se muestran los diferentes valores en cuanto al Error máximo, Integral absoluta del Error, e Integral del error cuadrático medio multiplicado por el tiempo, cuando se realizaron pruebas ante las diferentes perturbaciones.

Tabla 7 Índices de desempeño controlador PID con base al Error

Perturbación	EM	IAE	ITSE
Carga	24.2 V	0.0514 V	0.018 V ² s
Irradiación	2.75 V	0.013 V	6.17x10 ⁻⁴ V ² s
Temperatura	10.26 V	0.055 V	0.016 V ² s

En la Tabla 8 se observan los diferentes índices de desempeño tanto para el controlador Robusto QFT, como para el controlador PID, cuando éstos se someten a diferentes pruebas de perturbación del sistema. En cuanto al tiempo de establecimiento t_s , el controlador QFT responde mejor dado que tiene menor tiempo

respecto al PID, no obstante es de anotar que ante la perturbación en la irradiación el sistema es 2 ms más lento que el PID. El controlador PID presenta un mayor sobrepaso llegando incluso a un sobrepaso mayor al 23% en la perturbación carga, siendo este mucho mayor que el sobrepaso máximo del controlador QFT que fue del 6% en la perturbación en la irradiación y la temperatura. En cuanto al error en régimen permanente E_p , ambos controladores presentan un error inferior a 1 V. Desde el punto de vista de la variación de la señal de control, el controlador QFT presenta una máxima variación del 4%, que equivale a la mitad de la máxima variación de la señal de control del controlador PID, lo que implica que el controlador QFT genera un menor esfuerzo en el actuador del convertidor DC-DC. Para todas las pruebas de perturbación, el controlador PID muestra en todas las pruebas un error máximo EM mayor que el controlador QFT, mostrando así que el controlador PID se tarda más en mitigar el efecto de la perturbación en la tensión de salida del convertidor, de igual forma en cuanto a la integral absoluta del error IAE y la integral de error cuadrático medio multiplicado por el tiempo $ITSE$, el controlador PID presenta un desempeño menor que el controlador QFT, dado que el error acumulado del controlador PID es mayor que el QFT, y el error cuadrático medio acumulado respecto al tiempo es mucho menor en el controlador QFT si se compara con el controlador PID en todas las pruebas a las que se sometió ante perturbación.

Tabla 8 Índices de desempeño controlador PID con base al Error

Perturbación	Controlador	Índices de Desempeño						
		t_s [ms]	M_p	E_p [V]	ΔD	EM [V]	IAE [V]	$ITSE$ [V ² s]
Carga	QFT	4	5%	0	2%	10.51	0.037	0.003
	PID	5	23%	0	5%	24.2	0.051	0.018
Irradiación	QFT	6	6%	0.8	3%	1.62	0.011	3.13×10^{-4}
	PID	4	3%	0.3	3%	2.75	0.013	6.17×10^{-4}
Temperatura	QFT	6	6%	0.3	4%	6.14	0.053	0.008
	PID	8	10%	0.5	8%	10.26	0.055	0.016

7. CONCLUSIONES

El modelo matemático en espacio de estado del convertidor *Buck-Boost* se pudo linealizar utilizando la técnica del análisis de modelo promediado de pequeña señal a partir de las variables de estado del modelo, asumiendo una pequeña variación del ciclo útil en el punto de equilibrio α_e . Éste modelo es válido para el diseño del controlador QFT, dado que describe adecuadamente la dinámica del circuito del convertidor, permitiendo la definición del espacio de incertidumbre paramétrica del sistema y así llevar a cabo el diseño de un controlador robusto que cumpla las especificaciones de desempeño deseadas.

El esquema de control basado en el Predictor *Smith* modificado para sistemas de fase no mínima permite sintonizar un controlador robusto QFT con dos grados de libertad dado que éste esquema mitiga los efectos del cero en el semiplano derecho del plano S . Así, el control robusto QFT para el regulador de tensión *Buck-Boost* aplicado a un generador fotovoltaico de 760 W_p muestra un desempeño robusto ante las perturbaciones de carga de salida del convertidor, las variaciones en la tensión de entrada como consecuencia de la aleatoriedad de las condiciones medioambientales (irradiación y temperatura) y los cambios en el punto de operación, lo cual se expone en el lazo de generación en condiciones reales de funcionamiento, manteniendo la señal de control, un tiempo de establecimiento y un sobrepaso ajustado con las especificaciones de desempeño del controlador.

Se pudo implementar el esquema de control robusto QFT utilizando técnicas de diseño basado en modelo bajo el entorno de Simulink de Matlab® y con el apoyo de la *Toolbox Simscape* para el modelamiento de sistemas físicos. En este modelo de simulación se cuantificó la lógica propuesta por el control robusto para generar una señal PWM de 100 kHz con ciclo de trabajo en función de la acción de control del controlador QFT, donde se aplica a la puerta de un MOSFET canal N. El controlador se implementó a partir de las funciones de transferencia en tiempo continuo. El generador fotovoltaico se modela utilizando el modelo de simulación

Renewable Energy Systems documentados en la *Toolbox Simscape* de Mtlab®, donde se construyó una configuración de 4 paneles PV-UD190HA6 de 190 Wp en serie para conseguir una tensión de entrada al convertidor cercana a los 120 V y de esta forma construir un modelo de simulación que permitió validar la respuesta del controlador y del convertidor ante condiciones reales de funcionamiento.

Los diferentes índices de desempeño tanto para el controlador Robusto QFT, como para el controlador PID, se calcularon al ser sometidos a diferentes pruebas de perturbación del sistema. En cuanto al tiempo de establecimiento t_s el controlador QFT responde mejor dado que tiene menor tiempo respecto al PID, no obstante, es de anotar que ante la perturbación de irradiación es 2 ms más lento que el PID. El controlador PID presenta mayor sobrepaso llegando incluso a un sobrepaso mayor al 23% en la perturbación en la carga, siendo este mucho mayor que el sobrepaso máximo del controlador QFT que fue del 6% ante la perturbación de irradiación y temperatura. En cuanto al error en régimen permanente E_p , ambos controladores presentan un error inferior a 1 V. Desde el punto de vista de la variación de la señal de control, el controlador QFT presenta una máxima variación del 4%, que equivale a la mitad de la máxima variación de la señal de control del controlador PID, lo que implica que el controlador QFT genera un menor esfuerzo en el actuador del convertidor DC-DC.

Para todas las pruebas de perturbación, el controlador PID muestra un error máximo EM mayor que el controlador QFT, demostrando así que el controlador PID se tarda más en mitigar el efecto de la perturbación en la tensión de salida del convertidor, de igual forma en cuanto a la integral absoluta del error IAE y la integral de error cuadrático medio multiplicado por el tiempo $ITSE$, el controlador PID presenta un desempeño menor respecto al controlador QFT, dado que el error acumulado del controlador PID es mayor que el QFT, y el error cuadrático medio acumulado respecto al tiempo es mucho menor en el controlador QFT respecto al controlador PID.

8. RECOMENDACIONES

Es necesario establecer una metodología para el diseño de controlador QFT en espacio de estados con un modelo promediado, en combinación con el lazo de compensación de sistemas de fase no mínima, con el fin de poder establecer un análisis de estabilidad interna del sistema de control diseñado, e incluso extender el análisis a técnicas de control basados en observadores de estados.

Por otra parte, es importante realizar la validación del controlador QFT en tiempo discreto y analizar el desempeño del sistema ante las restricciones que impone la frecuencia de muestreo del sistema digital, y los errores de cuantización de las variables que intervienen en el algoritmo de control, así como también el desempeño del generador de señal PWM y la respuesta dinámica del driver de potencia y el MOSFET y la influencia de las pérdidas del convertidor en el desempeño del controlador.

Dado los buenos resultados del controlador QFT para el convertidor DC-DC *Buck-Boost* con predictor *Smith* para sistemas de fase no mínima a partir de técnicas de diseño basado en modelo, es importante validar estos resultados en una implementación real y así asegurar el correcto desempeño del controlador ante el comportamiento dinámico de un convertidor real acoplado a un generador FV.

A pesar de los buenos resultados en cuanto a índices de desempeño del controlador QFT, es necesario diseñar e implementar algoritmos de optimización que permitan agilizar el proceso de sintonización del controlador QFT utilizando la técnica *Loop-Shaping*, dado que esta resulta dispendiosa cuando se pretende controlar sistemas con dinámicas complejas, tal como lo es el convertidor DC-DC *Buck-Boost*.

Por último, se recomienda implementar diferentes enfoques para la sintonización de controladores PID bien sea con algoritmos recursivos de auto-sintonización,

algoritmos de optimización e incluso el diseño de controladores PID con un enfoque cuantitativo, en miras de poder validar el desempeño del controlador QFT respecto a un estrategia PID avanzado.

9. BIBLIOGRAFÍA

- Alam, A., Tao, L., & Habib, K. (2016). Optimal model predictive control for disturbance rejection and stability in buck-boost converter and its comparison with classical technique. In *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)* (pp. 1–6). <https://doi.org/10.1109/POWERCON.2016.7753946>
- Alam, A., Tao, L., Habib, K., & Khan, S. (2016). Model predictive control for disturbance rejection and robust stability in Buck-Boost converter. In *2016 IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC)* (pp. 892–895). <https://doi.org/10.1109/IMCEC.2016.7867339>
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (2006). *Advanced PID Control*. ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society. Retrieved from <http://lup.lub.lu.se/record/535630>
- Åström, K. J., & Wittenmark, B. (2013). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Third Edition*. Courier Corporation.
- Bacha, S., Munteanu, I., & Bratcu, A. I. (2014). *Power Electronic Converters Modeling and Control*. London: Springer London. <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5478-5>
- Bober, W., Tsai, C.-T., & Masory, O. (2009). *Numerical and Analytical methods with Matlab*. CRC Press. Retrieved from https://books.google.com/books?hl=es&lr=&id=XKSNAGAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=NUMERICAL+AND+ANALYTICAL+METHODS+WITH+MATLAB&ots=QVf0C_JG_w&sig=d9cq5sY5agnMJe8fwLNkluj13ls
- Chait, Y., & Yaniv, O. (1993). Multi-input/single-output computer-aided control design using the quantitative feedback theory. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 3(1), 47–54. <https://doi.org/10.1002/rnc.4590030103>
- Chen, W.-H., & Ballance, D. J. (2010). QFT design for uncertain non-minimum phase and unstable plants revisited. *International Journal of Control*. <https://doi.org/10.1080/00207170110044346>

- Das, D., & Pradhan, S. K. (2011, May 15). *Modeling and simulation of PV array with boost converter: An open loop study* (BTech). Retrieved from <http://ethesis.nitrkl.ac.in/2469/>
- Dey, J., & Saha, T. K. (2013). Design and performance analysis of two degree-of-freedom (2 DOF) control of DC-DC boost converter. In *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* (pp. 493–498). <https://doi.org/10.1109/ICIT.2013.6505721>
- Dey, J., Saha, T. K., & Mahato, S. N. (2014). Robust voltage regulation of DC-DC PWM based buck-boost converter. In *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* (pp. 229–234). <https://doi.org/10.1109/ICIT.2014.6894872>
- Elso, J., Gil-Martinez, M., & Garcia-Sanz, M. (2017). Quantitative feedback control for multivariable model matching and disturbance rejection. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, *27*(1), 121–134. <https://doi.org/10.1002/rnc.3563>
- Gadoura, I. (2002). *Design of robust controllers for telecom power supplies*. Helsinki University of Technology. Retrieved from <https://aaltodoc.aalto.fi:443/handle/123456789/2221>
- Gaga Ahmed, Errahimi Fatima, & ES-Sbai Najia. (2015). Design and Simulation of a Solar Regulator Based on DC-DC Converters Using a Robust Sliding Mode Controller. *Journal of Energy and Power Engineering*, *9*(9). <https://doi.org/10.17265/1934-8975/2015.09.007>
- García-Sanz, M. (2010). Control Robusto Cuantitativo QFT: Historia de una Idea. *RIAI*, *2*(3), 25–38.
- Garcia-Sanz, M. (2017). *Robust Control Engineering: Practical QFT Solutions*. CRC Press.
- Garcia-Sanz, M., & Houpis, C. H. (2012). *Wind Energy Systems: Control Engineering Design*. CRC Press.

- Gil-Martínez, M., & García-Sanz, M. (2003). Simultaneous meeting of robust control specifications in QFT. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 13(7), 643–656.
- HOROWITZ, I., & SIDI, M. (2007). Optimum synthesis of non-minimum phase feedback systems with plant uncertainty†. *International Journal of Control*. <https://doi.org/10.1080/00207177808922376>
- Houpis, C. H., Rasmussen, S. J., & Garcia-Sanz, M. (2005). *Quantitative Feedback Theory: Fundamentals and Applications, Second Edition*. CRC Press.
- Houpis, C. H., Sheldon, S. N., & D’Azzo, J. J. (2003). *Linear Control System Analysis and Design: Fifth Edition, Revised and Expanded*. CRC Press.
- Hussein, K. F. (2015). *Hybrid Fuzzy-PID Controller for Buck-Boost Converter in Solar Energy-Battery Systems*. Western Michigan University. Retrieved from http://scholarworks.wmich.edu/masters_theses/568
- Khan, H. S., & Memon, A. Y. (2016). FIL simulation of sliding mode controller for DC/DC boost converter. In *2016 13th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)* (pp. 112–117). <https://doi.org/10.1109/IBCAST.2016.7429864>
- Khatib, T., & Elmenreich, W. (2016). *Modeling of Photovoltaic Systems Using MATLAB: Simplified Green Codes*. John Wiley & Sons.
- Kobaku, T., Patwardhan, S., & Agarwal, V. (2017). Experimental Evaluation of Internal Model Control Scheme on a DC-DC Boost Converter Exhibiting Non-minimum Phase Behavior. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(99), 1–1. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2648888>
- Kobaku, T., Patwardhan, S. C., & Agarwal, V. (2017). Experimental Evaluation of Internal Model Control Scheme on a DC–DC Boost Converter Exhibiting Nonminimum Phase Behavior. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8880–8891. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2648888>
- Maksimovic, D., Stankovic, A. M., Thottuvelil, V. J., & Verghese, G. C. (2001). Modeling and simulation of power electronic converters. *Proceedings of the IEEE*, 89(6), 898–912. <https://doi.org/10.1109/5.931486>

- Martínez, M. G. (2001). *Síntesis de controladores robustos mediante el análisis de la compatibilidad de especificaciones e incertidumbre* (<http://purl.org/dc/dcmitype/Text>). Universidad Pública de Navarra. Retrieved from <https://dialnet.unirioja.es/servlet/tesis?codigo=17821>
- Middlebrook, R. D., & Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 18–34). <https://doi.org/10.1109/PESC.1976.7072895>
- Neto, J. T. de C., Cavalcanti, A. L. de O., & Salazar, A. O. (2012). Robust control applied in Buck Boost converter in a photovoltaic system: A new proposal. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 2439–2446). <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388863>
- Nise, N. S. (2015). *Control Systems Engineering, 7th Edition*. Wiley.
- Saharia, B. J., Manas, M., & Sen, S. (2016). Comparative Study on Buck and Buck-Boost DC-DC Converters for MPP Tracking for Photovoltaic Power Systems. In *2016 Second International Conference on Computational Intelligence Communication Technology (CICT)* (pp. 382–387). <https://doi.org/10.1109/CICT.2016.81>
- Şahın, M. E., Okumuş, H. İ., & Kahveci, H. (2015). Sliding mode control of PV powered DC/DC Buck-Boost converter with digital signal processor. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)* (pp. 1–8). <https://doi.org/10.1109/EPE.2015.7309361>
- Towati, A. A. (2008). *Dynamic Analysis and QFT-based Robust Control Design of Switched-mode Power Converters*. Helsinki University of Technology. Retrieved from <http://lib.tkk.fi/Diss/2008/isbn9789512295753/>
- Vaz, R. R. de C., Pimentel, S. P., & Araújo, S. (2015). Analysis and control of a non-inverter Buck-Boost power DC-DC converter by state-space modeling and applied to PV systems under MPPT operation. In *2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM)* (pp. 338–343). <https://doi.org/10.1109/ISGT-LA.2015.7381178>

- Vorperian, V. (1990). Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 26(3), 490–496. <https://doi.org/10.1109/7.106126>
- Wester, G. W., & Middlebrook, R. D. (1972). Low-frequency characterization of switched DC-DC converters. In *1972 IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 9–20). <https://doi.org/10.1109/PPESC.1972.7094882>
- Yaniv, O. (2013). *Quantitative feedback design of linear and nonlinear control systems* (Vol. 509). Springer Science & Business Media. Retrieved from https://books.google.com/books?hl=es&lr=&id=85juBwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR16&dq=Oded+Yaniv++auth.+Quantitative+Feedback+Design+of+Linear+and+Nonlinear+Control+Systems++1999&ots=EwrdkVbpH0&sig=N-0tA2Mj3T_a5HtZ5KFIDGTDTOQ

Anexo A

Remitirse a la carpeta del soporte digital del proyecto.

Anexo B

Remitirse a la carpeta del soporte digital del proyecto.

Anexo C

Remitirse a la carpeta del soporte digital del proyecto.

Anexo D

Remitirse a la carpeta del soporte digital del proyecto.