



Elevador DC-AC Inversor de 10 kW con transformador para la mejora del THD controlado mediante PI difuso con antiwindup

DC-AC Boost 10 kW inverter with transformer for THD improvement controlled by fuzzy PI with antiwindup

Inversor DC-AC Boost 10 kW com transformador para melhoria de THD controlado por PI fuzzy com antiwindup

Jesús Rodríguez-Flores ^I

jesus.rodriguez@ute.edu.ec

<https://orcid.org/0000-0001-6254-2348>

Diana Karolina Ulloa-Menta ^{III}

diana.karolina.ulloa@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0005-1756-6291>

Jonnathan Chamba-Cruz ^V

jonnathan.chamba@ute.edu.ec

<https://orcid.org/0000-0003-2792-7271>

Marjorie Naranjo ^{II}

marjorinaranjo@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-7654-1757>

Luis Sánchez-Muyulema ^{IV}

luis.sanchez@ute.edu.ec

<https://orcid.org/0000-0001-5078-3734>

Andrés Morocho-Caiza ^{VI}

andres.morocho@esPOCH.edu.ec

<https://orcid.org/0000-0003-3146-8784>

Correspondencia: jesus.rodriguez@ute.edu.ec

Ciencias Técnicas y Aplicadas

Artículo de Investigación

* **Recibido:** 30 de octubre de 2023 * **Aceptado:** 20 de septiembre de 2023 * **Publicado:** 21 de octubre de 2023

- I. Universidad UTE, Ecuador.
- II. Universidad de Vigo, España.
- III. Investigador Independiente, Ecuador.
- IV. Universidad UTE, Ecuador.
- V. Universidad UTE, Ecuador.
- VI. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Ecuador.

Resumen

El documento presenta de manera resumida, consideraciones para el diseño de un sistema de conversión DC-AC de 48 V dc a 120 V RMS, empleando una fuente elevadora con un puente H de inversión, presentando una regulación con base en un PI difuso con anti-windup. Adicionalmente se procede a la valoración bajo diferentes escenarios, sin regulación o en lazo abierto, con regulación o en lazo cerrado, con regulación ante variación de carga y luego ante variación de tensión de fuente. Finalmente se presenta la forma de valoración con base en estudios espectrales para análisis comparativos de manera gráfica y para establecer criterios de determinación del factor de rizo y THD o factor de distorsión armónica empleando estudios en frecuencia.

Palabras Clave: Conversión DC-AC; Inversor; PI difuso; Anti-windup; Puente H; Regulación de tensión; Condiciones armónicas; Sistemas fotovoltaicos; Modulación PWM sinusoidal.

Abstract

The document briefly presents considerations for the design of a DC-AC conversion system from 48 V dc to 120 V RMS, using a step-up source with an inversion H-bridge, presenting a regulation based on a diffuse PI with anti-windup. Additionally, the assessment is carried out under different scenarios, without regulation or in open loop, with regulation or in closed loop, with regulation due to load variation and then to source voltage variation. Finally, the form of assessment is presented based on spectral studies for graphical comparative analysis and to establish criteria for determining the ripple factor and THD or harmonic distortion factor using frequency studies.

Keywords: DC-AC conversion; Inversor; diffuse PI; Anti-windup; H bridge; Voltage regulation; Harmonious conditions; Photovoltaic systems; Sinusoidal PWM Modulation.

Resumo

O documento apresenta brevemente considerações para o projeto de um sistema de conversão CC-CA de 48 V CC para 120 V RMS, utilizando uma fonte elevadora com ponte H de inversão, apresentando uma regulação baseada em um PI difuso com anti-windup. Adicionalmente, a avaliação é realizada em diferentes cenários, sem regulação ou em malha aberta, com regulação ou em malha fechada, com regulação por variação de carga e posteriormente por variação de tensão da fonte. Por fim, é apresentada a forma de avaliação baseada em estudos espectrais para análise

gráfica comparativa e para estabelecimento de critérios de determinação do fator de ondulação e THD ou fator de distorção harmônica por meio de estudos de frequência.

Palavras-chave: Conversão DC-AC; Investidor; IP difuso; Anti-windup; ponte H; Regulação de tensão; Condições harmoniosas; Sistemas fotovoltaicos; Modulação PWM sinusoidal.

Introducción

El propósito de este trabajo es mostrar las implicaciones del estudio de un sistema de elevación de tensión de un banco de batería plomo-ácido de 48 V hasta alcanzar los 170 V dc, para luego proceder a aplicar un proceso de inversión mediante modulación PWM sinusoidal tal que se garanticen los 120 V RMS mediante la regulación de tensión empleando un controlador PI difuso, en el cual se han implementado reglas para garantizar el anti-windup. Básicamente el diseño está encaminado a satisfacer exigencias de alimentación eléctrica con bases en sustentos de fuentes alternativas, tanto fotovoltaica como eólica, para alimentar un parque de estacionamiento para vehículos ligeros eléctricos en un recinto universitario.

El documento presenta varios apartados, siendo relevante destacar que, cuando se considera la parametrización de la fuente elevadora, antes del proceso de inversión, la resistencia a considerar es el doble del valor de la resistencia que determina la máxima potencia del sistema de inversión. Adicionalmente, y como es de esperar para el buen desempeño del sistema dc-ac, la inductancia es mayor en magnitud a la determinada para la condición de corriente de inductor cero, en este caso se consideró 8 veces su valor, de tal manera que quede garantizado el no operar en zona de corriente discontinua, al menos en régimen permanente de operación. Finalmente, respecto a esta etapa de conversión, existen dos criterios a tomar en consideración para determinar el condensador de la fuente, el primer criterio tiene que ver con satisfacer el rizo al doble de la frecuencia del sistema de inversión, y el segundo criterio, garantiza el rizo a la frecuencia de conmutación, en este caso particular, se habla de 120 Hz y 5000 Hz, respectivamente. Dadas las formas tan peculiares de especificar criterios para la determinación de parámetros de la fuente, es menester plantear criterios matemáticos, asociados al estudio de señales, para valorar que se cumplan los criterios de diseño, para ello se plantean expresiones, con base a la teoría clásica de aplicaciones de Fourier, que permitan cuantificar aspectos de interés en valores de frecuencia específicas, es así como se presentan ecuaciones que permiten determinar el rizo de las señales con base en componentes espectrales. Adicionalmente, se presentan expresiones, también basadas en componentes

espectrales y comportamientos estadísticos, para valorar semejanzas entre señales, en particular una forma con muestras discretas, en una expresión matemática no cerrada, que valora el factor de distorsión armónica o THD, por sus siglas en inglés. Por último, y respecto al modelado matemático del sistema de inversión, tenemos que la ecuación de Shockley, es la ecuación no lineal cuya condición, al presentar una exponencial, implica muchas consideraciones numéricas para evitar la saturación por parte del computador, pero siendo el modelo asociado al diodo, y componente clave en la retención y manejo del transitorio electromagnético, merecía especial tratamiento, por lo tanto, las figuras presentadas en los modelos, es una abstracción de la realidad en su mínima expresión, un modelo de detalle sería mucho más complejo para expresar en una figura. Es importante señalar que, de manera poco rigurosa, se ha llamado en el texto función de transferencia al modelo del conmutador o switch, sin embargo, por responder a una señal de control de conmutación y, alternar su valor, el bloque en el diagrama bien refleja su desempeño numérico, y su sustento matemático y no lineal ha sido realmente así, considerado para su programación en el modelo. Es importante señalar esto, puesto que ha sido la forma expedita, de modelar los conmutadores asociados al sistema de inversión.

Respecto a la simulación dinámica, es importante señalar que, en presencia de ecuaciones diferenciales no lineales, como es el caso del sistema de inversión, un método de paso fijo, como Runge-Kutta, exige un tiempo de muestreo muy pequeño respecto al mínimo tiempo de respuesta del sistema, y su calidad de predicción se encuentra comprometido puesto que es un método pensado para reproducir con buena precisión, hasta un cuarto término en la expansión de Taylor, la predicción de una función exponencial o la composición lineal de ella, situación esperada en un sistema lineal mas no para un sistema no lineal, no obstante, si el paso de integración o muestreo es muy pequeño esto es una simple observación y un buen compromiso entre simplicidad y exactitud de cálculo cuyo precio se paga con largas esperas para el termino de cada corrida o simulación, en efecto con un computador i7 de octava generación, las simulaciones tomaron hasta cuatro horas, con unas 200 millones de muestras, como media, situación a la que están ajenos los profanos del mundo de la simulación pero que no por ello, dichas implicaciones dejan de existir. Durante el desarrollo del trabajo, surge la necesidad de plantear instrumentos matemáticos de valoración, es así como se presentan estrategias de convolución, resueltas con anti transformadas de Laplace, para crear una función de costo que permita parametrizar, aplicando el criterio del gradiente decreciente, los pesos de los singletones de la lógica difusa del controlador PI difuso. El

proceso de inicialización de singletones, ha sido un compromiso, basado en la experiencia y en el arte de modelar y simular sistemas dinámicos, por lo que cualquier explicación del caso constituiría una particularidad que no se puede generalizar, no obstante, es pertinente señalar que, por ser un sistema rígido, cometer un error en esta etapa de la aplicación de la inteligencia artificial, se pueden perder semanas o incluso meses. En particular, esta etapa de la investigación, tomó aproximadamente 2 semanas con la máquina destinada sólo a este proceso, por lo que previo a una puesta en marcha del algoritmo, se procede a probar todo el sistema de inferencia neuro-adaptativo implementado operando sobre un sistema lineal producto de la identificación del sistema, y considerando 5 funciones de pertenencia por variables para un total de 25 reglas, cuyos tiempos de ejecución no superen los 10 segundos, tal que la convergencia en la búsqueda de los mejores singletones se encuentre entre 30 y 100 iteraciones, es decir, por debajo de los 1000 segundos en esta etapa de prueba.

Previo a cualquier proceso de valoración bajo condiciones experimentales, del sistema de inversión dc-ac, se evalúa la estabilidad del sistema controlado por el PI difuso con anti-windup. Considerando que es un sistema no lineal, y que una función de energía para una evaluación usando Lyapunov es una tarea ardua aún no revelada, se procede a la aplicación de métodos expeditos como la valoración del ciclo límite del comportamiento del error y sus líneas de campo de convergencia. Valorada la estabilidad de la fuente elevadora y su sistema de inversión, se procede a efectuar las pruebas restantes que ocupan el estudio, como son valoración ante perturbación de carga y de nivel de tensión de fuente.

Antecedentes

En el mundo de la investigación, en materia de conversión DC-AC, con fines diversos, se ha explorado diferentes métodos para controlar, garantizar estabilidad y eficiencias en sistemas de conversión. Resulta pretencioso querer cubrir todos los antecedentes, y más, considerando que con ciertos cambios en las investigaciones siempre se guarda algo de afinidad respecto a lo que se desea investigar, no obstante ello, en este apartado se presenta un resumen de diferentes artículos que, por la novedad y afinidad al tema, resultan pertinentes mencionar y tener presentes.

El artículo "Hybrid AC/DC control techniques with improved harmonic conditions using DBN based fuzzy controller and compensator modules" presenta una nueva técnica de control híbrido AC/DC que utiliza un controlador de lógica difusa basado en una red neuronal profunda de

conocimiento (DBN) para mejorar las condiciones armónicas. El controlador DBN utiliza un conjunto de reglas difusas para adaptar el ciclo de trabajo del inversor AC a las condiciones cambiantes de la red eléctrica. Los resultados de la simulación muestran que la técnica de control híbrida propuesta puede mejorar significativamente las condiciones armónicas en comparación con los controladores convencionales.(Reddy & Saikia, 2023)

El artículo "DC Link Voltage Enhancement in DC Microgrid Using PV Based High Gain Converter with Cascaded Fuzzy Logic Controller" presenta un nuevo método para mejorar el voltaje del enlace CC en una microrred DC. El método utiliza un convertidor de ganancia alta basado en energía solar con un controlador de lógica difusa en cascada. El controlador de lógica difusa se utiliza para adaptar la relación de transformación del convertidor a las condiciones cambiantes de la carga. Los resultados de la simulación muestran que el método propuesto puede mejorar significativamente el voltaje del enlace CC en comparación con los métodos convencionales.(Rajendran et al., 2023)

El artículo "Fuzzy-Based Fifteen-Level VSC for STATCOM Operations with Single DC-Link Voltage" presenta un nuevo diseño de convertidor de voltaje CC-CC de 15 niveles basado en lógica difusa para su uso en un sistema de compensación de potencia reactiva (STATCOM). El convertidor utiliza un controlador de lógica difusa para adaptar la forma de onda de la tensión de salida a las condiciones cambiantes de la red eléctrica. Los resultados de la simulación muestran que el convertidor propuesto puede mejorar significativamente el rendimiento del STATCOM en comparación con los convertidores convencionales.(Gadupudi et al., 2023)

El artículo "Linear Quadratic Regulator and Fuzzy Control for Grid-Connected Photovoltaic Systems" presenta un nuevo controlador para sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica. El controlador utiliza un regulador lineal cuadrático (LQR) para controlar la tensión y la corriente de salida del inversor fotovoltaico. El controlador LQR se complementa con un controlador de lógica difusa para mejorar el rendimiento en condiciones de sombreado parcial. Los resultados de la simulación muestran que el controlador propuesto puede mejorar significativamente el rendimiento del sistema fotovoltaico en comparación con los controladores convencionales.(Mukhatov et al., 2022)

El artículo "Energy management and voltage control in microgrids using artificial neural networks, PID, and fuzzy logic controllers"(Al Sumarmad et al., 2022) presenta una comparación de tres

técnicas de control para la gestión de energía y el control de voltaje en microrredes. Las técnicas de control son:

- Controlador de redes neuronales artificiales (ANN): utiliza una red neuronal artificial para aprender las relaciones entre los parámetros de la microrred y el estado de la red.
- Controlador PID: utiliza un controlador proporcional-integral-derivativo para mantener el voltaje y la frecuencia de la microrred dentro de los límites deseados.
- Controlador de lógica difusa (FL): utiliza un conjunto de reglas difusas para traducir las condiciones de la microrred en acciones de control.

Los resultados de la simulación muestran que el controlador FL es el más eficaz para mantener el voltaje y la frecuencia de la microrred dentro de los límites deseados, seguido del controlador ANN y el controlador PID.

El artículo "A Nature-Inspired Optimization-Based Optimum Fuzzy Logic Photovoltaic Inverter Controller Utilizing an eZdsp F28335 Board" presenta un nuevo controlador de lógica difusa (FLC) para inversores fotovoltaicos (PV). El controlador utiliza un algoritmo de optimización inspirado en la naturaleza para encontrar los parámetros del FLC que optimizan el rendimiento del inversor. Los resultados de la simulación muestran que el controlador propuesto puede mejorar significativamente el rendimiento del inversor en comparación con los controladores convencionales. (Mutlag et al., 2016)

El artículo "Simple PI Fuzzy Logic Controller Applied in DC-AC Converter" (Ayob et al., 2006) presenta un controlador de lógica difusa (FLC) simple y eficaz para convertidores DC-AC. El FLC se basa en un controlador PID convencional, pero utiliza reglas difusas para traducir la información del error y la derivada del error en acciones de control.

El FLC se implementó en un convertidor DC-AC de 12 V. Los resultados de la simulación muestran que el FLC propuesto puede mejorar significativamente el rendimiento del convertidor en comparación con un controlador PID convencional. En particular, el FLC propuesto puede:

- Reducir el tiempo de respuesta del convertidor en un 50%.
- Mejorar la regulación de la tensión de salida del convertidor en un 10%.
- Reducir la distorsión armónica total (THD) de la tensión de salida del convertidor en un 20%.

Los resultados de la simulación muestran que el FLC propuesto es una técnica de control eficaz para convertidores DC-AC.

El artículo "Comparing proportional-resonant and fuzzy-logic controllers for current controlled single-phase grid-connected PWM DC/AC Inverters"(Khairy et al., 2011) compara dos técnicas de control para inversores de corriente alterna controlados por ancho de pulso (PWM) conectados a la red eléctrica: los controladores proporcional-resonante (PR) y de lógica difusa (FL).

Los controladores PR utilizan un filtro resonante para mejorar el rendimiento de los inversores en condiciones de carga pesada. Los controladores FL utilizan un conjunto de reglas difusas para traducir las condiciones del inversor en acciones de control.

Los resultados de la simulación muestran que los controladores PR y FL son capaces de controlar de forma eficaz los inversores de corriente alterna. Sin embargo, los controladores FL ofrecen algunas ventajas sobre los controladores PR, como un mejor rechazo de perturbaciones y una mayor robustez a los cambios en las condiciones de carga.

El artículo "Closed-Loop Design of Fuzzy Logic Controller in Solar Power Generation"(Unde et al., 2020) presenta el diseño de un controlador de lógica difusa (FLC) en bucle cerrado para la generación de energía solar. El FLC se utiliza para controlar el funcionamiento del inversor solar, que convierte la corriente continua (DC) generada por los paneles solares en corriente alterna (AC) que puede utilizarse en la red eléctrica o para alimentar cargas.

El FLC se basa en un conjunto de reglas difusas que traducen las condiciones del inversor solar en acciones de control. Las reglas difusas se diseñan para optimizar el rendimiento del inversor solar en términos de potencia de salida, eficiencia y estabilidad.

El FLC se implementó en un sistema de generación de energía solar de 1 kW. Los resultados de la simulación muestran que el FLC propuesto puede mejorar significativamente el rendimiento del sistema solar en comparación con un controlador convencional. En particular, el FLC propuesto puede:

- Aumentar la potencia de salida del sistema solar en un 10%.
- Mejorar la eficiencia del sistema solar en un 5%.
- Reducir la fluctuación de la tensión del sistema solar en un 20%.

Los resultados de la simulación muestran que el FLC propuesto es una técnica de control eficaz para sistemas de generación de energía solar.

El artículo "Designing of a fuzzy controller for grid connected photovoltaic system's converter and comparing with PI controller"(Basaran & Cetin, 2016) presenta el diseño de un controlador de lógica difusa (FLC) para un inversor de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica y lo compara con un controlador PI convencional.

El artículo "Power electronics converter control based on neural network and fuzzy logic methods" presenta el desarrollo de un controlador de convertidores electrónicos de potencia utilizando métodos de redes neuronales y lógica difusa. Estos métodos se han propuesto como alternativas a las soluciones tradicionales para el control de convertidores de potencia con corrección activa del factor de potencia, con el objetivo de reducir la complejidad de los circuitos físicos reales durante la implementación de soluciones.(Lin & Hoft, n.d.)

El artículo "Un controlador de lógica difusa basado en reglas para un inversor PWM en un esquema de conversión de energía eólica autónomo"(Hilloowala & Sharaf, 1996) presenta un controlador de lógica difusa basado en reglas para controlar la potencia de salida de un inversor de modulación por ancho de pulso (PWM) utilizado en un sistema de conversión de energía eólica autónomo. Este controlador se utiliza para mejorar la eficiencia y la estabilidad del sistema de conversión de energía eólica al ajustar la potencia de salida del inversor en función de las condiciones de operación. El sistema propuesto se ha probado experimentalmente y se ha demostrado que es capaz de proporcionar una potencia de salida estable y eficiente en diferentes condiciones de operación. Este enfoque basado en la lógica difusa ofrece una solución eficiente y robusta para el control de inversores en sistemas de conversión de energía eólica autónomos, lo que puede mejorar significativamente la eficiencia y la calidad de la energía generada.

El artículo "Control difuso simple de un inversor PWM para un sistema de UPS"(Osterholtz, n.d.) presenta un enfoque de control difuso para regular la tensión de salida de un inversor de modulación por ancho de pulso (PWM) utilizado en un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS). El controlador difuso se utiliza para ajustar el ciclo de trabajo de la señal PWM y mantener una tensión de salida constante, mejorando así la estabilidad y la eficiencia del sistema. El enfoque propuesto se compara con un controlador PI tradicional, demostrando su capacidad para mantener una tensión de salida estable incluso en presencia de perturbaciones.

El artículo "Análisis y diseño de un controlador PWM basado en lógica difusa para generación de energía solar"(Das et al., 2017) propone un controlador PWM basado en lógica difusa para mejorar la eficiencia de los sistemas de generación de energía solar. El controlador difuso se implementa

en una plataforma de hardware libre Arduino y recibe como señales de entrada la corriente y el voltaje del módulo fotovoltaico. La lógica difusa ofrece ventajas en el manejo de sistemas no lineales y variables, como la temperatura de operación y la irradiación en los sistemas fotovoltaicos. El proyecto se centra en el diseño, programación e implementación del controlador difuso utilizando las plataformas Arduino.

El artículo "Control difuso de sintonización PID de un inversor con cargas no lineales de tipo rectificador"(Li Jian et al., n.d.) propone un enfoque de control difuso para mejorar el rendimiento de un inversor utilizado en sistemas de alimentación con cargas no lineales. El controlador difuso se utiliza para ajustar los parámetros del controlador PID y mejorar la respuesta del sistema. El estudio se realiza utilizando un modelo de sistema en MATLAB y se comparan los resultados con un controlador PID convencional. Los resultados muestran que el controlador difuso proporciona una mejor respuesta en presencia de cargas no lineales.

Modelado matemático

Parametrización de la fuente de elevación dc-dc

La primera consideración que se debe tener, para el diseño de esta etapa, es conocer cuál es la carga equivalente que observa la fuente dc-dc, considerando que la potencia activa luego de la modulación es de 10 kW. Las ecuaciones de la (1) a la (6) permiten determinar el valor de la impedancia mínima vista por el inversor y su valor reflejado por la fuente elevadora dc-dc.

La ecuación (1) muestra la potencia de salida del sistema de inversión como referencia del sistema diseñado.

$$P_{inv} = \frac{V_{rms}^2}{r} \quad (1)$$

La ecuación (2) muestra la relación entre la potencia del sistema de inversión y la salida del convertidor dc-dc

$$P_{inv} = P_o \quad (2)$$

Partiendo de la ecuación (2) se obtienen las ecuaciones (3) hasta (5), siendo esta última ecuación la que relación la resistencia de carga del sistema de inversión para lograr la potencia máxima de diseño, con la resistencia mínima para la máxima potencia del convertidor dc-dc.

$$\frac{V_{rms}^2}{r} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3)$$

$$\frac{V_o^2}{2r} = \frac{V_o^2}{R} \quad (4)$$

Por lo tanto, se tiene que la resistencia del convertidor dc-dc debe ser el doble del valor visto por el sistema de inversión, como se observa en la ecuación (5).

$$R = 2r \quad (5)$$

Considerando la tensión RMS del sistema de inversión en 120 V y su potencia máxima de 10 kW, se obtiene la resistencia mínima para lograr esta potencia, y por ende se determina la resistencia mínima con la cual se debe diseñar el convertidor dc-dc para poder entregar la potencia máxima, tal y como se observa en la ecuación (6).

$$r = \frac{V_{rms}^2}{P_{inv}} = \frac{120^2 V^2}{10 kW} = 1.44 \Omega \Rightarrow R = 2.88 \quad (6)$$

Considerando las ecuaciones presentes en el Daniel Hart (Hart, 2001) se tiene:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (7)$$

Si V_o es igual a 169.7056 V y V_s es igual 48 V suministrado por el banco de baterías, se tiene que:

$$D = 0.7171 \quad (8)$$

Considerando la frecuencia de conmutación en 5 kHz, y un factor de rizado del 0.1%, y dado que $R=2.88 \Omega$, se tiene el valor de C haciendo uso de la ecuación (9)

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{CRf} \quad (9)$$

Por lo tanto, el valor de la capacitancia se observa en la ecuación (10)

$$C = 49798.611 \mu F \quad (10)$$

Conocidos los valores para la capacitancia y la resistencia, así como el valor de la frecuencia de conmutación y el valor del ciclo útil, haciendo uso de la ecuación (11), se determina el valor mínimo de la inductancia para satisfacer un nivel de tensión dc a la salida del convertidor dc-dc.

$$L \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (11)$$

Por lo tanto, el valor del inductor deberá estar por encima del valor calculado en la ecuación (12), tal que se garantice corriente continua en el inductor.

$$L \geq 8.2643\mu H \quad (12)$$

La consideración del valor mínimo de inductancia garantiza una corriente de inductor mínima de cero Amper en régimen estacionario, lo que no es una garantía de corriente continua. Sin embargo, si se considera la variación de corriente igual a un octavo de la corriente media, se puede determinar un valor de inductor que satisface el desempeño de la fuente con el criterio de corriente continua en el inductor, tal y como se muestran en las ecuaciones de la(13) a la (16).

$$\frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{V_f}{L} \therefore \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{1}{8} \quad (13)$$

$$V_f I_f = P_f \therefore I_f = \frac{P_f}{V_f} \quad (14)$$

$$I_f = I_L \cdot D \Rightarrow I_L = \frac{I_f}{D} = \frac{P_f}{V_f} \cdot \frac{1}{D}$$

$$L = \frac{8 \cdot D^2 \cdot T \cdot V_f^2}{P_f} \quad (15)$$

$$L = 189.5666\mu H \quad (16)$$

Modelo no lineal y dinámico del sistema de elevación dc-dc e inversión ac

La Figura 1 muestra la topología básica para producir la elevación de tensión de 48 V dc a 169.7056V dc que se usan en la etapa de inversión para producir los 120 V ac.

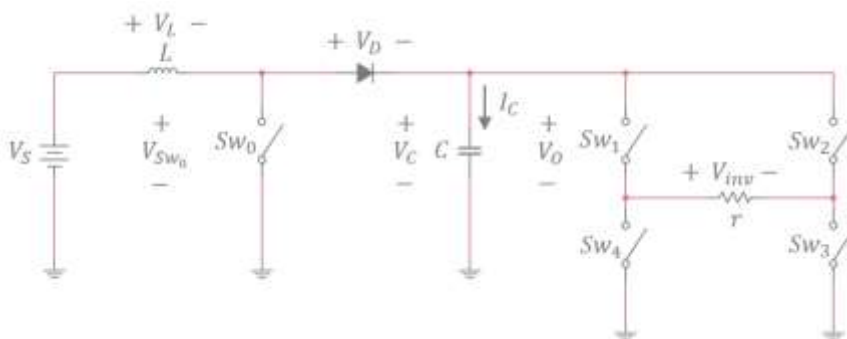


Figura 1: Topología simplificada del sistema de elevación e inversión 48 Vdc a 120 VRMS

La carga vista por la fuente dc-dc dependen de la carga del sistema de inversión, que de manera simplificada puede verse en la Figura 2.

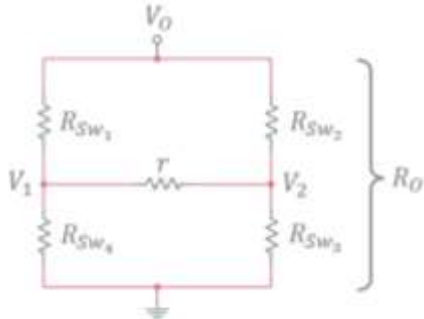


Figura 2: Etapa de salida de la fuente dc-dc y esquema del sistema de inversión ac para la determinación de la carga resistiva equivalente, R_o .

La carga vista por la fuente dc-dc dependerá de la conmutación de los interruptores. Si se considera que la operación de los interruptores es un juego sincronizado por pares, y se considera a cada par con idénticos valores óhmicos, tal que $R_{sw1} = R_{sw3}$ y $R_{sw2} = R_{sw4}$, entonces, si se tiene una resistencia equivalente R_{eq} dada por (17) y una resistencia instantánea vista por la salida del convertidor dc-dc, dada por (18) y presentada de manera simplificada en (19).

$$R_{eq} = R_{sw1} \parallel R_{sw2} \parallel r \quad (17)$$

$$R_o = \left(\frac{R_{sw1}}{1 - \frac{r^2 \cdot R_{eq}}{(r^2 - R_{eq}^2) \cdot \left[\left(r \cdot \frac{R_{sw2}}{R_{eq}} \right) \parallel R_{sw1} \right]}} \right) \parallel \left(\frac{R_{sw2}}{1 - \frac{r^2 \cdot R_{eq}}{(r^2 - R_{eq}^2) \cdot \left[\left(r \cdot \frac{R_{sw1}}{R_{eq}} \right) \parallel R_{sw2} \right]}} \right) \quad (18)$$

$$R_o = \frac{r(R_{sw1} + R_{sw2}) + 2R_{sw1}R_{sw2}}{2r + R_{sw1} + R_{sw2}} \quad (19)$$

En la ecuación (19) si R_{sw1} y R_{sw2} tienden a una alta impedancia entonces R_o también tenderá a una alta impedancia, por el contrario, si R_{sw1} y R_{sw2} tienden a una baja impedancia R_o también

tenderá a una baja impedancia, lo que es una condición no deseada, y que en efecto se realizan acciones de control para que no suceda. Sólo para cuando los valores se alternan con baja y alta impedancia para R_{sw1} y R_{sw2} , es cuando se obtiene una impedancia vista por la fuente dc-dc de valor $R_o = r$. En resumen, se tiene que R_o toma los siguientes valores con base en las impedancias de los conmutadores $sw1$, $sw2$, $sw3$ y $sw4$, considerando que $sw1=sw3$ y $sw2=sw4$, tal y como se observa en la ecuación (20).

$$R_o = \begin{cases} \lim(R_o \rightarrow r) & \Leftrightarrow (\lim(R_{sw1} \rightarrow \infty), \lim(R_{sw2} \rightarrow 0)) \vee (\lim(R_{sw1} \rightarrow 0), \lim(R_{sw2} \rightarrow \infty)) \\ \lim(R_o \rightarrow \infty) & \Leftrightarrow (\lim(R_{sw1} \rightarrow \infty), \lim(R_{sw2} \rightarrow \infty)) \end{cases} \quad (20)$$

La determinación de los valores de impedancia de los conmutadores está condicionada a criterios de comparación. Si se analiza en primer lugar al $sw0$, se determina el comportamiento de su impedancia. La Figura 3 muestra el cómo se produce la señal de ciclo útil, siendo esta señal la que comanda al $sw0$. La ecuación (21) presenta la tendencia de la impedancia del $sw0$ para cuando recibe la orden de conmutación.

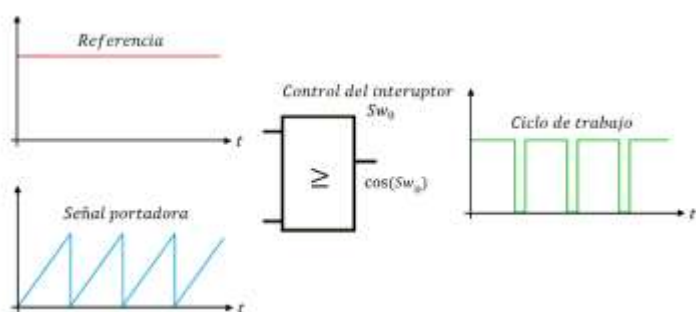


Figura 3: Criterio de comparación para la generación de la orden de conmutación del $sw0$, siendo esta orden la que se corresponde con el ciclo útil.

$$R_{sw0} = \begin{cases} \lim(R_{sw0} \rightarrow 0) & \Leftrightarrow \lim(COS_{sw0} = 1) \\ \lim(R_{sw0} \rightarrow \infty) & \Leftrightarrow \lim(COS_{sw0} = 0) \end{cases} \quad (21)$$

Si, en segundo lugar, se analizan a los switches restantes, $sw1$, $sw2$, $sw3$ y $sw4$, se determina el comportamiento de sus impedancias. La Figura 4 muestra cómo se producen las señales de comando tanto para la modulación sinusoidal como para la actuación del puente de inversión, siendo estas señales las que comandan a los conmutadores $sw1$, $sw2$, $sw3$ y $sw4$. La ecuación

(22) presenta la tendencia de impedancia de los conmutadores para cuando recibe la orden de conmutación teniendo en cuenta que $sw1=sw3$ y $sw2=sw4$.

$$R_{sw1} = \begin{cases} \lim(R_{sw1} \rightarrow 0) \Leftrightarrow \lim(COS_{sw1} = 1) \\ \lim(R_{sw1} \rightarrow \infty) \Leftrightarrow \lim(COS_{sw1} = 0) \end{cases} \quad (22)$$

$$R_{sw2} = \begin{cases} \lim(R_{sw2} \rightarrow 0) \Leftrightarrow \lim(COS_{sw2} = 1) \\ \lim(R_{sw2} \rightarrow \infty) \Leftrightarrow \lim(COS_{sw2} = 0) \end{cases}$$

Para efectos de estudio las impedancias de los switches o conmutadores presentan los siguientes valores:

$$R_{swi} = \begin{cases} 0.1\mu\Omega \Leftrightarrow \lim(COS_{sw1} = 1) \\ 10M\Omega \Leftrightarrow \lim(COS_{sw1} = 0) \end{cases} \quad (23)$$

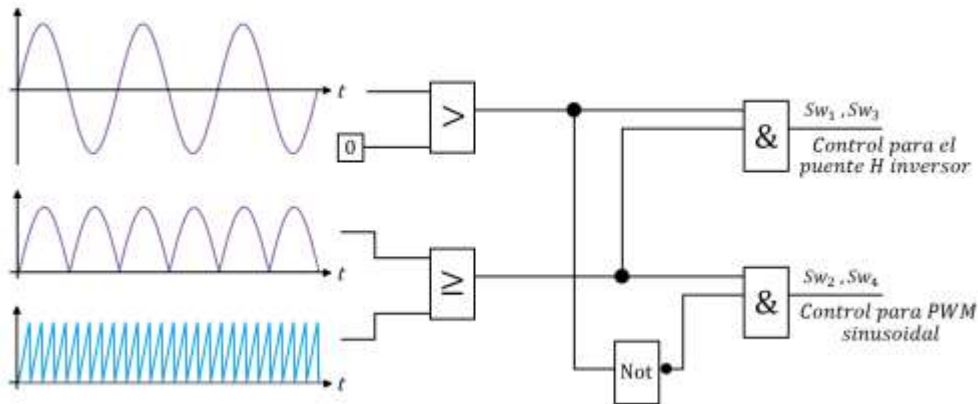


Figura 4: Generación de los comandos de modulación sinusoidal por ancho de pulso y del sistema de inversión.

Las consideraciones instantáneas del modelo quedan finalmente planteadas con la ecuación de Shockley para el diodo, tal y como se muestra en la ecuación (24).

$$I_D = I_{SS} \cdot \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (24)$$

En la ecuación (24) se tienen los siguientes valores como parámetros del diodo.

$$V_T = 36.6359 \text{ mV} \quad (25)$$

$$I_{SS} = 197.0961 \mu\text{A}$$

$$T_{C^\circ} = 151.9764 \text{ C}^\circ$$

Ahora bien, la dinámica del sistema viene representada por dos elementos dinámicos esenciales, uno que almacena energía que se manifiesta en campo magnético, y otro que almacena energía que se manifiesta en campo eléctrico, ellos son el inductor y el capacitor. La dinámica del inductor se representa con la ecuación (26) y la del capacitor con la ecuación (27).

$$\frac{dI_L}{dt} = V_L \cdot \frac{1}{L} \tag{26}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = I_C \cdot \frac{1}{C} \tag{27}$$

Considerando que la tensión en el inductor viene dada por la ecuación (28) y la corriente del capacitor por la ecuación (29), se tiene que el modelo no lineal que reproduce el comportamiento dinámico del elevador dc-dc con etapa final de inversión con modulación PWM sinusoidal se representa mediante la Figura 5.

$$V_L = V_f - V_{sw0} \tag{28}$$

$$I_C = I_D - \frac{V_C}{R_o} \tag{29}$$

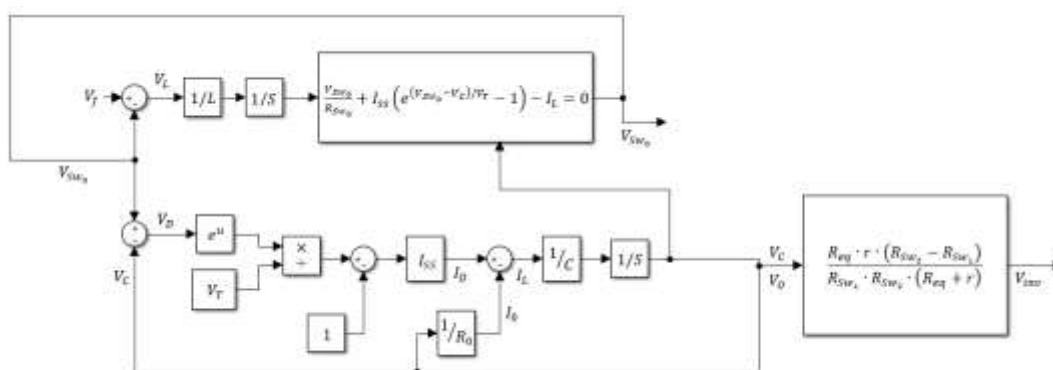


Figura 5: Diagrama simplificado no lineal de la dinámica del sistema de elevación e inversión

La Figura 6 presenta un acople de la carga con transformador y filtrado capacitivo cuyo efecto se modela como se muestra en la Figura 7. Este acople permite, más allá del aislamiento galvánico, mejorar el factor de distorsión armónico visto por la carga.

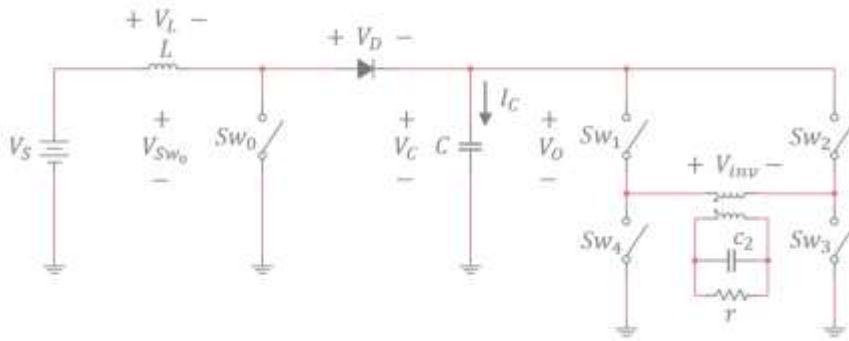


Figura 6: Topología simplificada del sistema de elevación e inversión 48 Vdc a 120 VRMS con transformador de acople y filtrado.

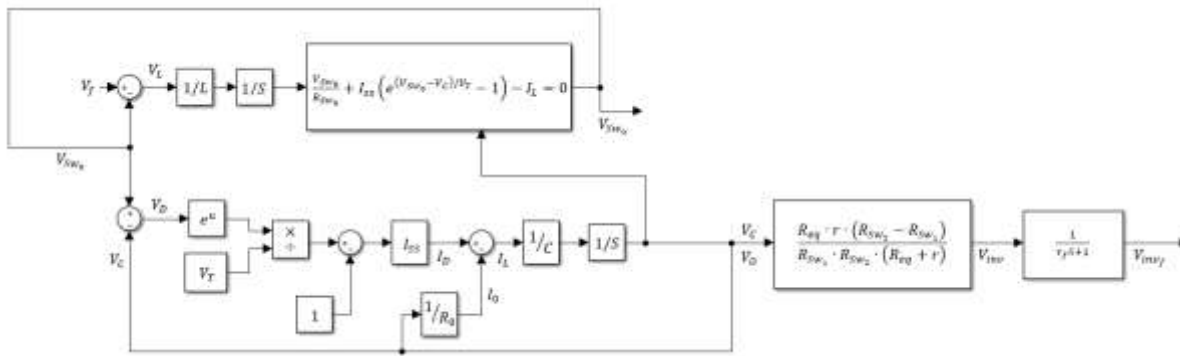


Figura 7: Diagrama simplificado no lineal de la dinámica del sistema de elevación e inversión con el transformador de acople y filtrado.

Evaluación de la condición de desempeño en lazo abierto

Criterios matemáticos de valoración de desempeño

La valoración del desempeño de la fuente en lazo abierto, se fundamenta en el comportamiento del rizado, en régimen permanente, tanto a la frecuencia de 5kHz, del diseño de conmutación, como en las frecuencias de 120 Hz del sistema de inversión como de 60 Hz de la señal sinusoidal sintetizada.

El estudio se fundamenta en el comportamiento espectral de las señales resultantes, en las frecuencias de interés, y de la forma matemática que permite dicha valoración.

La ecuación de rizo, a la frecuencia de interés f_γ , permite cuantificar su valor. Considerando que la frecuencia en la que se presenta el rizo tiene dos causas, una propia de la conmutación y otra asociada a la variación de carga sujeta a la modulación sinusoidal. Por lo tanto, el criterio de diseño

se valora a la frecuencia de conmutación, y el criterio de desempeño global se valora en el doble de la frecuencia de la señal sinusoidal sintetizada. La ecuación (30) muestra una expresión matemática desarrollada para valorar el rizo con dependencia de la frecuencia de interés en el estudio.

$$r\% = \frac{4N}{N-1} \cdot \frac{|\sum_{i=1}^N Y_i \cdot e^{-j2\pi f_y \cdot (i-1)T_s}|}{\sum_{i=1}^N Y_i} \times 100 \quad (30)$$

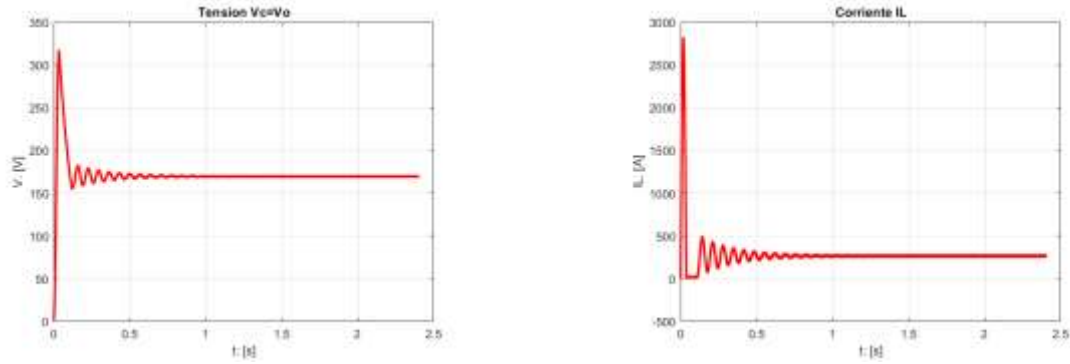
La ecuación desarrollada para valorar la distorsión armónica total, pretende dar la flexibilidad para asignar la frecuencia de la senoide, en particular f_y es de 60 Hz para este estudio, por ser la frecuencia de la red eléctrica de la localidad. Sin embargo, para que el estudio no sea afectado por el transitorio, la muestra de la señal, debe seleccionarse para cuando el sistema se encuentre en régimen permanente o estacionario. La ecuación desarrollada para tal fin es como se muestra en la ecuación (31).

$$THD = \sqrt{\frac{(\sum_{i=1}^N Y_i^2) - \frac{1}{N} (\sum_{i=1}^N Y_i)^2}{\frac{2N}{(N-1)^2} |\sum_{i=1}^N Y_i \cdot e^{-j2\pi f_y \cdot (i-1)T_s}|^2} - 1} \quad (31)$$

Comportamiento en lazo abierto y sus parámetros de valoración

El estudio del comportamiento en lazo abierto se efectúa considerando una respuesta temporal en el lapso de 2.4 segundos, tiempo en el cual se extingue el transitorio y se alcanza el régimen permanente de operación. Para el estudio en régimen permanente se considera el tiempo posterior a 1 segundo luego del encendido.

La Figura 8 a) y b) permiten apreciar el transitorio de tensión y de corriente de la fuente, durante el encendido. La tensión medida en el condensador de la fuente de elevación, en el estacionario es de 169.70 V, siendo la corriente medida en la malla que contempla al inductor, para una carga nominal, la corriente media en el inductor es de 208.33 A. Las figuras permiten apreciar que, durante el transitorio la tensión alcanza un pico que supera el doble de la tensión en el estado estacionario, mientras que la corriente, el pico o sobrepaso, supera más de 12 veces su valor respecto a la corriente en el estado estacionario.

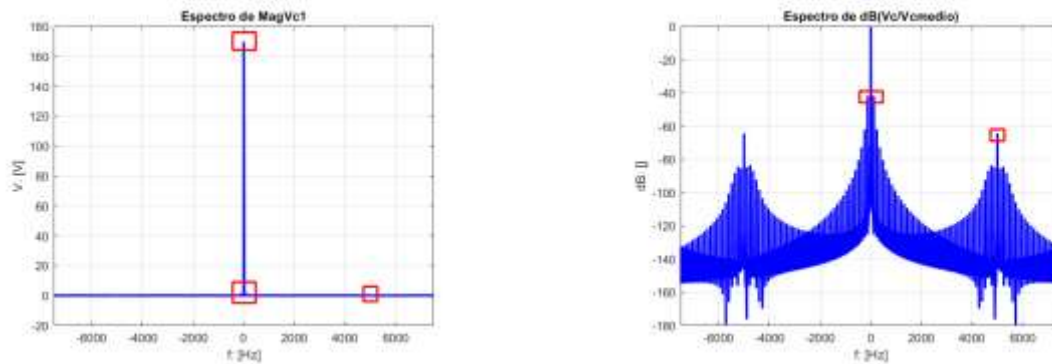


a)

b)

Figura 8: a) Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V. b) Corriente medida en el inductor de la fuente dc-dc.

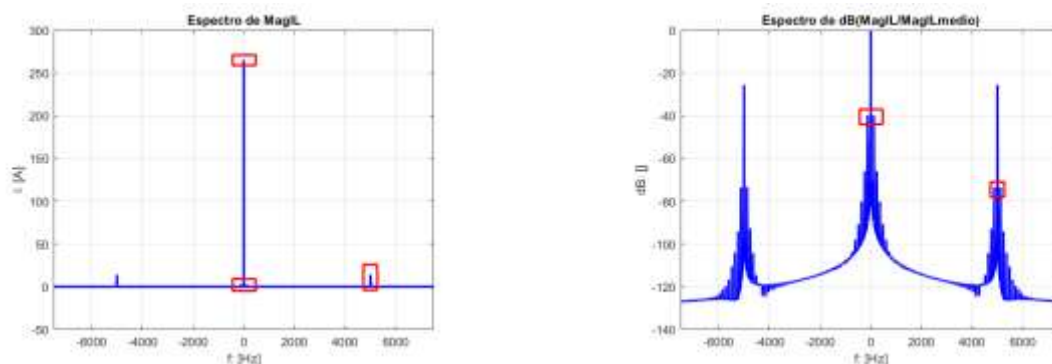
Un estudio espectral de magnitud permite observar la magnitud a la frecuencia cero, si la señal estudiada debería ser constante, pudiendo no observarse amplitudes de la señal a cualquier otra frecuencia. Es precisamente esta situación lo que se observa en las figuras Figura 9 a) y Figura 10 a) correspondiente a la tensión del condensador y la corriente del inductor, ambas pertenecientes a la etapa de elevación. No obstante, si se normalizan las señales de tensión y corriente, respecto a un valor por unidad, tomando como referencie a su valor medio, se tiene que el espectro de la señal normalizada, presentada en dB, arroja información del comportamiento de las señales en frecuencias que son de interés en el estudio. Las figuras Figura 9 b) y Figura 10 b) muestran condiciones de operación de la fuente en las cuales las señales de tensión y de corriente se ven afectadas. En ambos casos, tanto para la tensión como para la corriente, las frecuencias de 120 y 5000 Hz, salen a relucir, la primera por ser la frecuencia del sistema de inversión para la generación de la señal sinusoidal PWM, de 60 Hz, y la segunda por ser la frecuencia de conmutación elegida para el sistema de conmutación y elevación y de modulación PWM. Las ecuaciones (30) y (31) permiten evaluar indicadores de desempeño bajo consideraciones estadística, tanto para la tensión de salida del elevador como de la corriente del inductor. La TABLA I y TABLA II muestran valores medios y de rizo, obtenidos bajo consideraciones espectrales, destacando que, tanto para la tensión como para la corriente el estudio a la frecuencia de 5000 Hz, satisfacen condiciones de diseño, siendo a la frecuencia de 120 Hz una condición debida a la variación de carga producto de la conmutación PWM sinusoidal, es por esta razón que se presentan rizados de operación tanto para la tensión como para la corriente.



a)

b)

Figura 9: a) Espectro de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia 0 de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V.



a)

b)

Figura 10: a) Espectro de la corriente en el inductor. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia 0 de la corriente del inductor.

TABLA I

Rizo porcentual de Tensión en las frecuencias de 120 y 5000 Hz

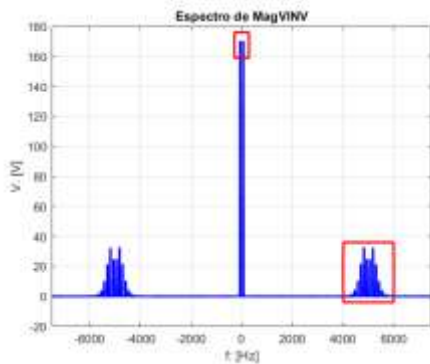
$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{V}	% Rizo	\bar{V}	% Rizo
169.66	1.59	169.66	0.12

TABLA II

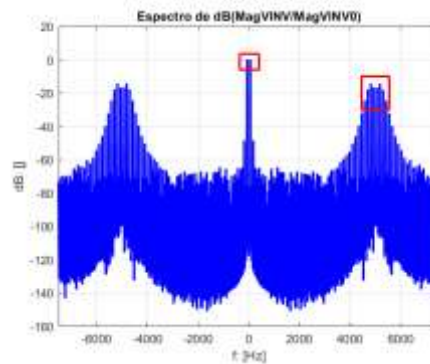
Rizo porcentual de Corriente en las frecuencias de 120 y 5000 Hz

$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo
265.13	2.02	265.13	10.62

La evaluación del sistema de inversión, a la salida de la modulación PWM, considerando una portadora de 5000 Hz, y una moduladora de 60 Hz, a plena carga, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 11 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, no obstante, en la Figura 11 b) se presenta la misma información, pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA III presenta el valor del factor de distorsión armónica y el valor RMS de la tensión modulada PWM sinusoidal.



a)



b)

Figura 11: a) Espectro de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac.

TABLA III

THD y VRMS de la señal PWM sinusoidal

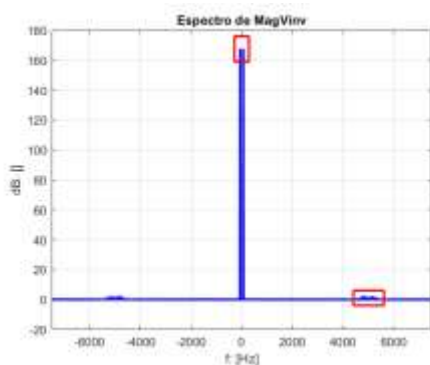
THD	V_{rms}
-----	-----------

0.5197

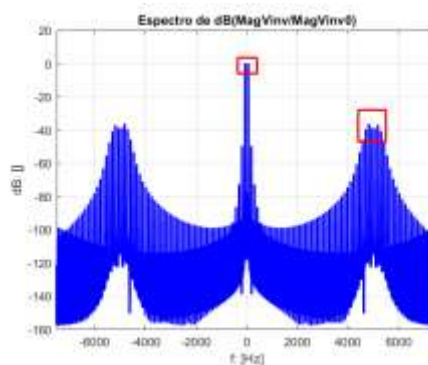
135.64

La forma de mejorar el factor de distorsión armónica, toda vez que se incorpora aislamiento galvánico, es incorporando un transformador al cual se le incorpora un filtro capacitivo.

La evaluación del sistema de inversión, a la salida del transformador con acople capacitivo, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 12 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, no obstante, en la Figura 12 b) se presenta la misma información pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA IV presenta el valor del factor de distorsión armónica y el valor RMS de la tensión sinusoidal producto del filtrado.



a)



b)

Figura 12: a) Espectro de la Tensión a la salida del transformador de filtrado. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la salida del transformador de filtrado.

TABLA IV

THD y VRMS de la señal a la salida del transformador

THD	V_{rms}
0.0322	118.57

Evaluación de la condición de desempeño en lazo cerrado

Diseño del controlador difuso

Para poder diseñar el controlador difuso, es menester saber qué se le puede exigir que sea realizable. Para satisfacer esta exigencia, lo primero que debe hacerse es obtener un modelo simplificado de la respuesta de la fuente conmutada de elevación, no tiene que reflejar absolutamente la dinámica del comportamiento, tan sólo debe dar una respuesta satisfactoria de tiempos, la ecuación (32) satisface estos requerimientos.

$$G(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1)(T_2 \cdot s + 1)} \quad (32)$$

Considerando el desempeño en lazo abierto, se procede a efectuar ajustes en los parámetros de la ecuación (32), haciendo uso del método del gradiente decreciente. La Figura 13 muestra en a), b) y c) la evolución de los parámetros del modelo dinámico simplificado para cuando se desciende el gradiente en la función de costo d), finalmente se tiene la respuesta temporal en e) que pretende justificar la dinámica asociada a los tiempos.

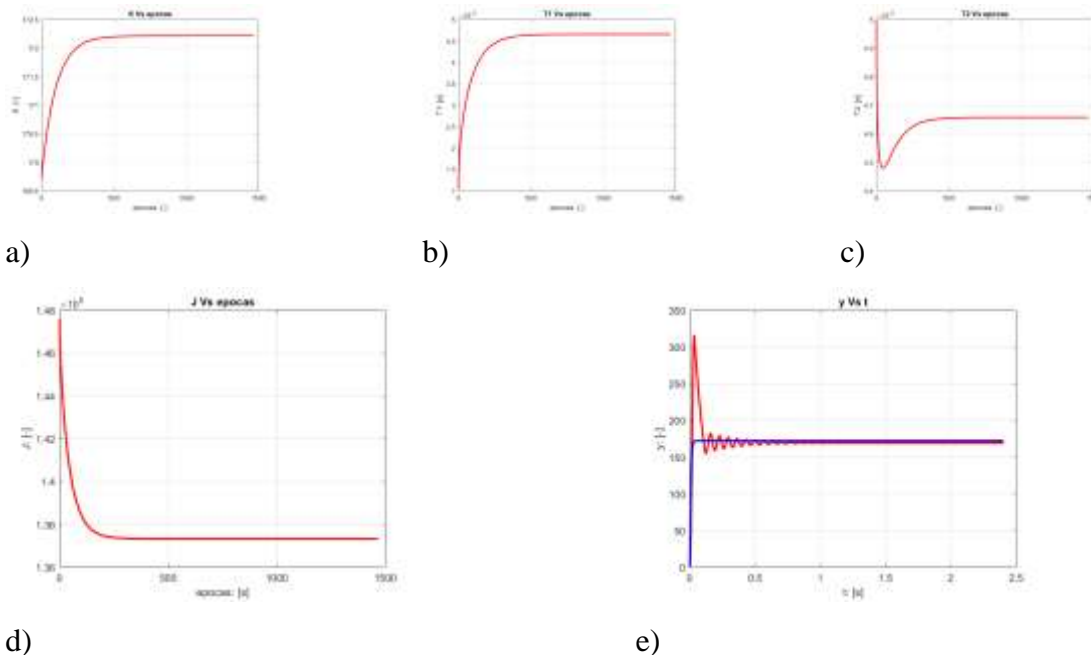
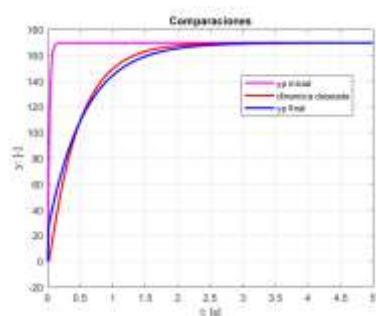


Figura 13: a) , b) y c) muestran la evolución de los parámetros del modelo simplificado para cuando la función de costo d) desciende su gradiente, finalmente en e) respuesta temporal del modelo.

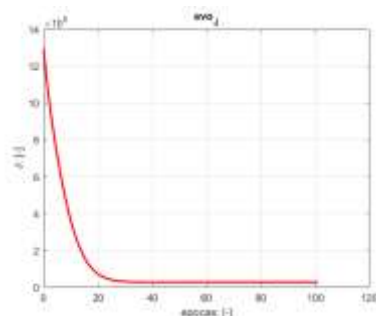
Una vez que se tiene un modelo simplificado, con el propósito de justificar tiempos en la dinámica, se procede a implementar una acción de control del tipo PI, tal que el tiempo de respuesta sea lo

suficientemente grande pero razonable. La respuesta bajo esta acción de control, servirá como modelo de referencia en el proceso de entrenamiento del controlador borroso, para ello se considera la respuesta del sistema modelo, que se presenta en trazo azul en la Figura 13 e) y se especifica una respuesta deseada para constatar que un PI clásico puede aproximar esta respuesta operando sobre el sistema modelo dado, Figura 14 a) siendo b) la función de costo optimizada dada por la ecuación (33). Las Figura 14 c) y d) muestran la evolución de los parámetros de la ganancia proporcional y del tiempo integral.

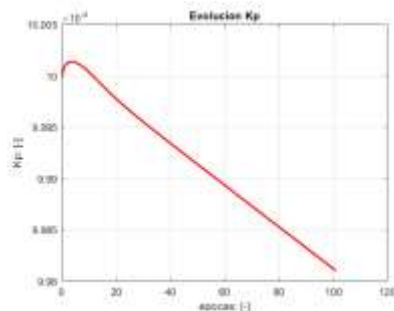
$$J = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left(\mathcal{L}^{-1} \left\{ u_i \cdot \frac{\left(K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1)(T_2 \cdot s + 1)}}{1 + \left(K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1)(T_2 \cdot s + 1)}} \right\} - y_i \right)^2 \quad (33)$$



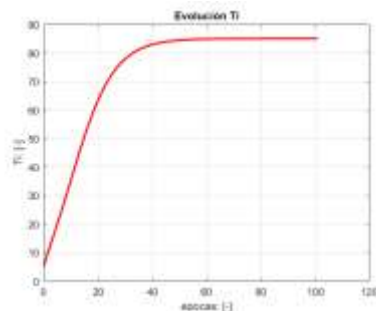
a)



b)



c)



d)

Figura 14: a) Ajuste de la respuesta del sistema aproximado con controlador PI, b) función de costo optimizada, c) evolución de la ganancia proporcional, y d) evolución del tiempo integral.

Teniendo una referencia para el entrenamiento de pesos o singletons, del sistema de control difuso, se procede a implementar la simulación del sistema mostrado en la Figura 15. Este modelo

contempla los aspectos relevantes en el proceso conmutado que permite la elevación de tensión para luego pasar al proceso de inversión. El lazo de control se cierra considerando que el duty cycle de conmutación del elevador, es asignado por la salida de control del PI difuso, cuyo valor debe encontrarse en todo momento entre 0 y 1, razón por la cual no tan sólo debe ser acotado, sino que también debe tener incidencia en el proceso de integración para evitar el efecto windup. Es por ello que el sistema se constituye en un PI difuso con efecto antiwindup.

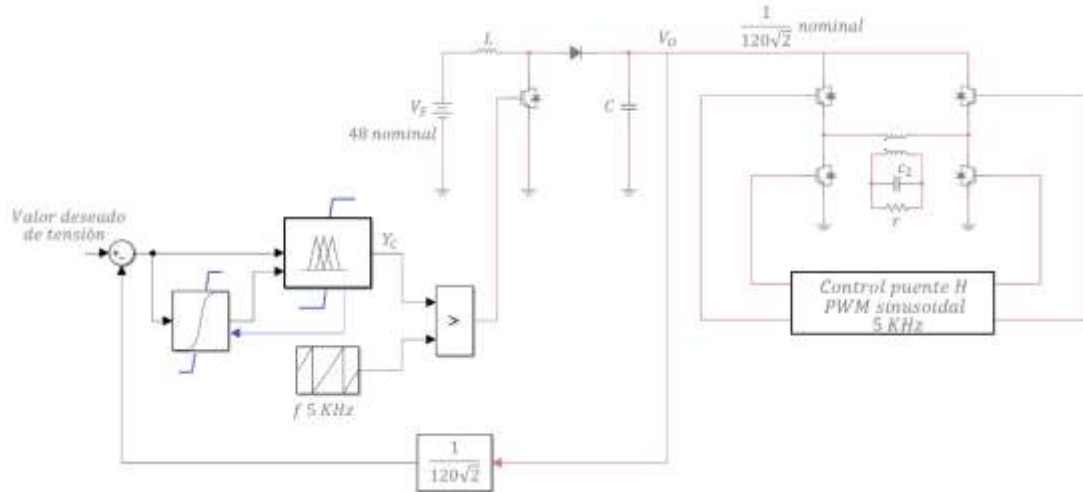
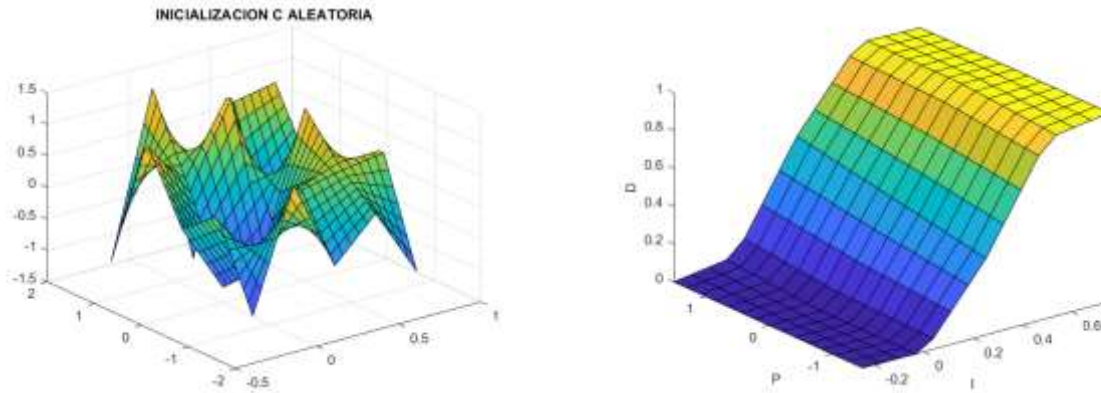


Figura 15: Esquema de control del PI difuso con efecto anti-windup para la regulación de tensión del sistema de inversión 120 V RMS a partir de un banco de baterías de 48 V dc.

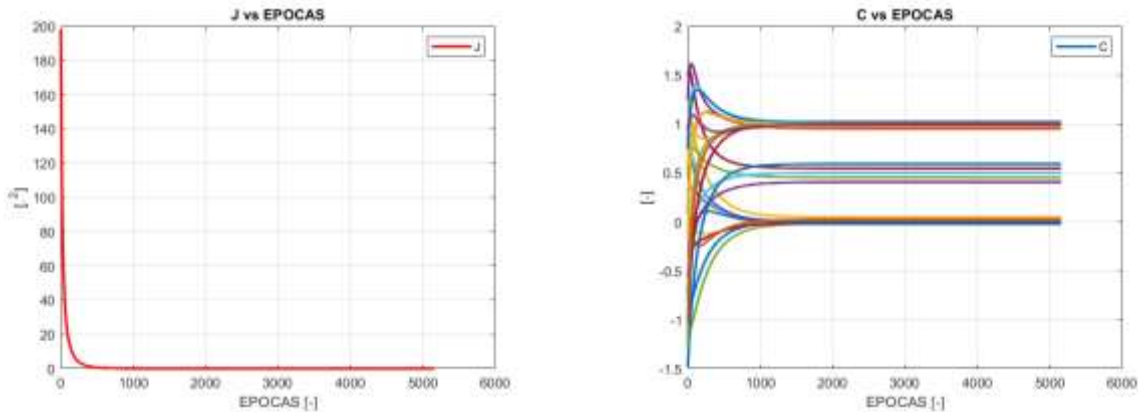
Inicialmente los pesos de los singletons se establecen de forma aleatoria, como se muestra en Figura 16 a), la Figura 17 a) muestra la evolución de la función de costo entre la señal del sistema con el controlador PI difuso, y la señal patrón establecida como criterio viable de entrenamiento. La Figura 17 b) muestra como los 25 singletons, que definen las 25 reglas, se van ajustando hasta alcanzar un valor definitivo, con bases en el ajuste de la función de costo. La Figura 16 b) muestra la superficie de la salida de control PI difusa, una vez ajustados los singletons.



a)

b)

Figura 16: a) Superficie de predicción de salida de control definida por los singletons ajustados de forma aleatoria. b) Superficie de predicción de salida de control una vez ajustados los pesos de los singletons.



a)

b)

Figura 17: a) Evolución de la función de costo. b) Evolución de los 25 singletons del sistema de control PI difuso.

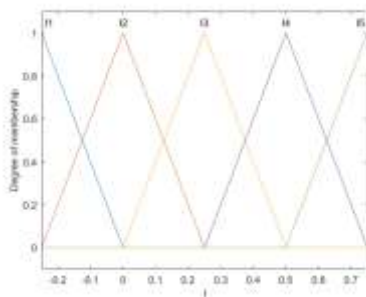
La TABLA V presenta la estructuración de cada una de las funciones de pertenencia triangulares que forman parte de los universos del discurso tanto para el efecto integral como para el efecto proporcional, siendo las Figura 18 a) y b) la representación de las funciones de pertenencia en los respectivos universos de discurso tanto para el efecto integral como para el efecto proporcional. Figura 18 c) muestra la estructura del sistema de inferencia con sus 25 reglas que permiten obtener la salida univaluada de control, presentándose en la TABLA VI cada uno de los antecedentes y

consecuentes asociado a cada regla, evidenciándose el valor o peso de los singletons con su efecto de saturación entre 0 y 1.

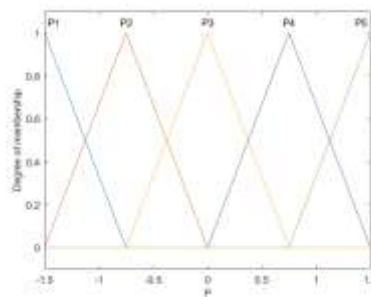
TABLA V

Valores de abscisa de las funciones de pertenencia Delta de los universos del discurso del controlador

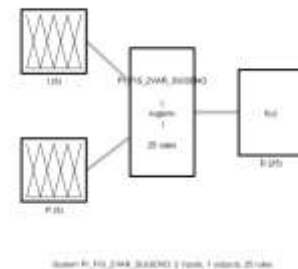
Numeración u orden	Funciones de pertenencia del efecto integral			Funciones de pertenencia del efecto proporcional		
1	-0.5	-0.25	0	-2.25	-1.5	-0.75
2	-0.25	0	0.25	-1.5	-0.75	0
3	0	0.25	0.5	-0.75	0	0.75
4	0.25	0.5	0.75	0	0.75	1.5
5	0.5	0.75	1	0.75	1.5	2.25



a)



b)



c)

Figura 18: a) Universo del discurso del efecto integral y sus funciones de pertenencia. b) Universo del discurso del efecto proporcional y sus funciones de pertenencia. c) Estructura del sistema de inferencia sugeno para la implementación del control PI difuso.

TABLA VI

Estructura de las Reglas de Inferencia del sistema Difuso de Control PI

Regla	Función de Pertenencia	Operación	Función de Implicación	Singleton Denominación	Peso de la Regla
-------	------------------------	-----------	------------------------	------------------------	------------------

	<i>ncia</i>	<i>lógica</i>	<i>Pertenen</i>				
	<i>Integral</i>	<i>difusa</i>	<i>cia</i>				
			<i>Proporci</i>				
			<i>onal</i>				
1	"I==I1	&	P==P1	=>	D=D1	0.0088	(1)"
						23	
2	"I==I1	&	P==P2	=>	D=D2	0.0044	(1)"
						11	
3	"I==I1	&	P==P3	=>	D=D3	0	(1)"
4	"I==I1	&	P==P4	=>	D=D4	0	(1)"
5	"I==I1	&	P==P5	=>	D=D5	0	(1)"
6	"I==I2	&	P==P1	=>	D=D6	0	(1)"
7	"I==I2	&	P==P2	=>	D=D7	0	(1)"
8	"I==I2	&	P==P3	=>	D=D8	0	(1)"
9	"I==I2	&	P==P4	=>	D=D9	0.0241	(1)"
						93	
10	"I==I2	&	P==P5	=>	D=D10	0.0483	(1)"
						87	
11	"I==I3	&	P==P1	=>	D=D11	0.4068	(1)"
12	"I==I3	&	P==P2	=>	D=D12	0.4534	(1)"
13	"I==I3	&	P==P3	=>	D=D13	0.4999	(1)"
						99	
14	"I==I3	&	P==P4	=>	D=D14	0.5465	(1)"
						99	
15	"I==I3	&	P==P5	=>	D=D15	0.5931	(1)"
						99	
16	"I==I4	&	P==P1	=>	D=D16	0.9516	(1)"
						12	
17	"I==I4	&	P==P2	=>	D=D17	0.9758	(1)"
						06	
18	"I==I4	&	P==P3	=>	D=D18	1	(1)"

19	"I==I4	&	P==P4	=>	D=D19	1	(1)"
20	"I==I4	&	P==P5	=>	D=D20	1	(1)"
21	"I==I5	&	P==P1	=>	D=D21	1	(1)"
22	"I==I5	&	P==P2	=>	D=D22	1	(1)"
23	"I==I5	&	P==P3	=>	D=D23	0.9999	(1)"
						99	
24	"I==I5	&	P==P4	=>	D=D24	0.9955	(1)"
						88	
25	"I==I5	&	P==P5	=>	D=D25	0.9911	(1)"
						76	

Estudio de estabilidad con bases en el ciclo límite de la tendencia de la desviación

La evaluación de estabilidad de un sistema conmutado no es posible hacerla empleando técnicas clásicas de estabilidad, no es posible la aplicación de Routh Hurtwitz, como tampoco la aplicación de los criterios de Liapunov, en consecuencia, resulta claro que no es posible la determinación de eigen valores. La definición per se de estabilidad es satisfecha al afirmar y comprobar que, ante una entrada acotada la salida resultante es acotada, sin embargo, ratificar esta máxima de estabilidad de control sólo es posible implementando un estudio basado en el ciclo límite de la tendencia de la desviación.

El estudio del ciclo límite(Ruelle & Dewitt-Morette, 1990) de la tendencia de la desviación, es un estudio estadístico basado en el suavizado empleando algoritmos semejantes al implementado por Savitzky Golay(Madden, 1978) que permiten evaluar el comportamiento de la desviación, el cual, en una fuente conmutada, oscila entorno a un punto de operación.

Para poder aplicar el método sugerido del ciclo límite de la tendencia de la desviación, se procede, en primera instancia, a determinar la tendencia de la desviación(Ferguson, 1964) con base en la ecuación (34):

$$J_{(i)} = \min \left(\sum_{i-\frac{m-1}{2}}^{i+\frac{m-1}{2}} \left((A \cdot t_{(i)}^3 + B \cdot t_{(i)}^2 + C \cdot t_{(i)} + D) - \delta_{(i)} \right)^2 \right) \quad (34)$$

La función de costo $J(i)$, dada por la ecuación (34), permite encontrar el ajuste cúbico óptimo, entorno a i , siendo i el indexador temporal y de la desviación en un intervalo de un número impar de muestra m , con lo cual se obtiene la función de predicción y suavizado presentada en la ecuación (35). Con la ecuación (35) se logra determinar la tendencia de la desviación solventando el efecto inherente de la conmutación en la fuente.

$$\hat{\delta}_{(i)} = A \cdot t_{(i)}^3 + B \cdot t_{(i)}^2 + C \cdot t_{(i)} \quad (35)$$

Una vez obtenida la tendencia de la desviación, el estudio del ciclo límite operará sobre esta señal, para ello es necesario determinar su primera derivada, para la graficación de la derivada de la desviación versus la desviación. Finalmente, como parte de las líneas de campo que determinan el sentido del establecimiento del ciclo límite, se debe obtener la segunda derivada de la desviación. Las ecuaciones (36) y (37), muestran el procedimiento numérico para determinar la primera y la segunda derivada usando una aproximación polinomial de 5 términos (Chapra & Canales, 2007, pp. 668).

$$\frac{d\hat{\delta}_{(i)}}{dt} = \begin{pmatrix} \hat{\delta}_{(i-1)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{T_s^2}{2} & \frac{-T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ \hat{\delta}_{(i-2)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{-8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \\ \hat{\delta}_{(i+1)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{T_s^2}{2} & \frac{T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ \hat{\delta}_{(i+2)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -T_s & \frac{T_s^2}{2} & \frac{-T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ -2T_s & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{-8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \\ T_s & \frac{T_s^2}{2} & \frac{T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ 2T_s & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \end{pmatrix}^{-1} \quad (36)$$

$$\frac{d^2 \hat{\delta}_{(i)}}{dt^2} = \begin{pmatrix} -T_s & \hat{\delta}_{(i-1)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{-T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ -2T_s & \hat{\delta}_{(i-2)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{-8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \\ T_s & \hat{\delta}_{(i+1)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ 2T_s & \hat{\delta}_{(i+2)} - \hat{\delta}_{(i)} & \frac{8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \end{pmatrix} \quad (37)$$

$$\cdot \begin{pmatrix} -T_s & \frac{T_s^2}{2} & \frac{-T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ -2T_s & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{-8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \\ T_s & \frac{T_s^2}{2} & \frac{T_s^3}{6} & \frac{T_s^4}{24} \\ 2T_s & \frac{4T_s^2}{2} & \frac{8T_s^3}{6} & \frac{16T_s^4}{24} \end{pmatrix}^{-1}$$

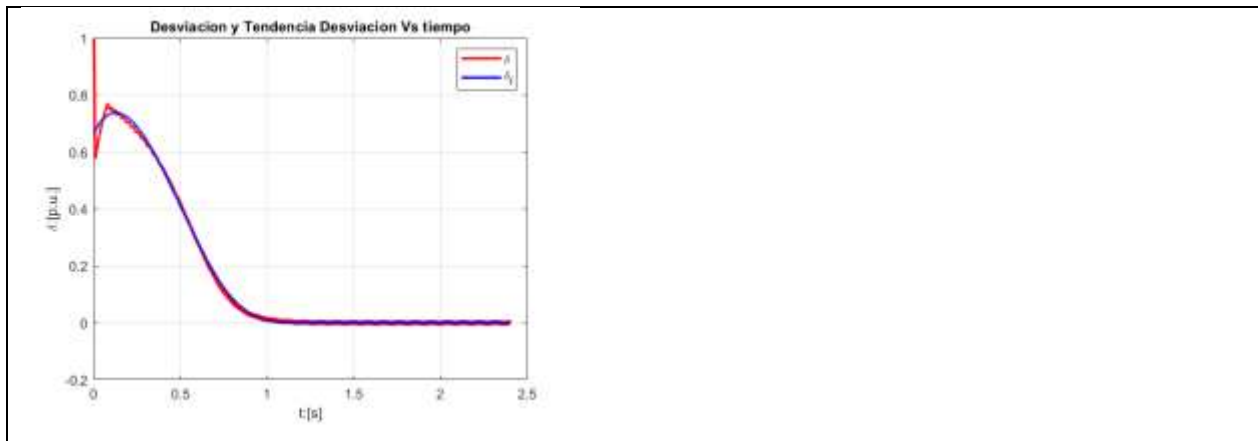
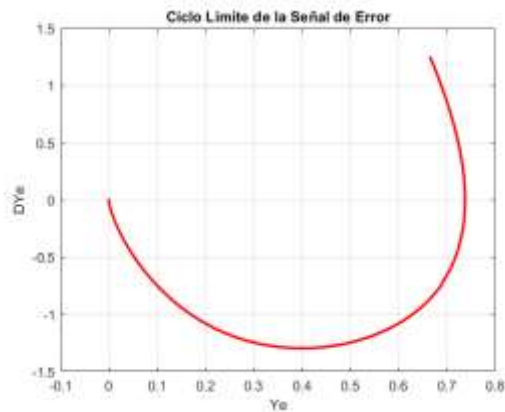


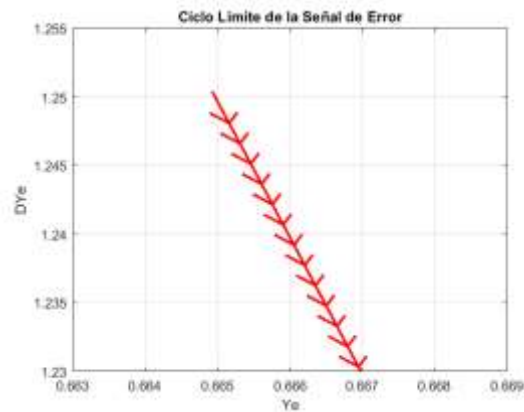
Figura 19: En trazo rojo se muestra la Desviación del sistema de control difuso, y en trazo azul la tendencia de la desviación.

En la Figura 19 se observa, la desviación de la acción de control difuso, en trazo rojo, y en trazo azul la tendencia de dicha desviación. Con el suavizado logrado con el filtrado, se suprime la tendencia inherente del sistema conmutado a oscilar entorno al establecimiento, toda vez que se logra la derivabilidad de por lo menos un orden tres, para poder aplicar el criterio de estabilidad del ciclo límite, el cual exige un orden dos de derivabilidad de la señal estudiada.

El estudio del ciclo límite se logra graficando los resultados obtenidos con las ecuaciones (35) y (36), es decir graficando la variación o gradiente de cambio en el tiempo de la tendencia de la desviación versus la tendencia de la desviación, Figura 20 a). Para confirmar la tendencia al establecimiento se determina el sentido de las líneas de campo, considerando para ellos la derivada del gradiente de cambio de la tendencia de la desviación respecto a la tendencia de la desviación, esto se logra implementando el cociente de las ecuaciones (37) y (36), siendo el sentido de convergencia el de las manecillas del reloj, buscando el punto (0,0) de la gráfica del ciclo límite, como se observa en Figura 20 b).



a)



b)

Figura 20: a) Ciclo límite de la tendencia de la Desviación del control difuso, siendo la figura b) el inicio del ciclo límite de la tendencia de la Desviación del control difuso, con las líneas de campo indicando el sentido de las agujas del reloj para su convergencia al punto estable de desviación cero y gradiente de cambio de la desviación cero.

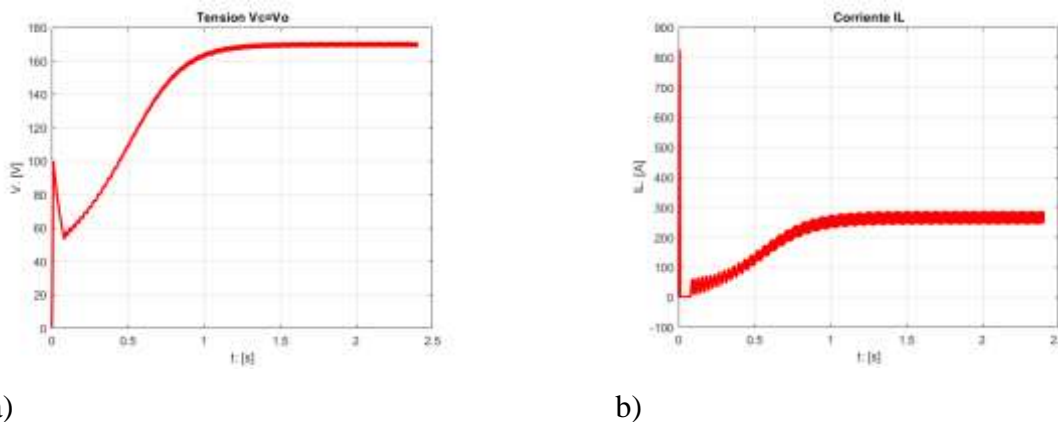
La valoración del ciclo límite de la tendencia de la desviación de la acción de control difusa, para garantizar la tensión DC en la etapa de elevación, es una confirmación de estabilidad absoluta del sistema, al converger el ciclo límite al punto (0,0) de la gráfica, sentido de convergencia ratificado por las líneas de campo del ciclo límite.

Comportamiento en lazo cerrado y sus parámetros de valoración

El estudio del comportamiento en lazo cerrado se efectúa considerando una respuesta temporal en el lapso de 2.4 segundos, tiempo en el cual se extingue el transitorio y se alcanza el régimen

permanente de operación. Para el estudio en régimen permanente se considera el tiempo posterior a 1.5 segundo luego del encendido.

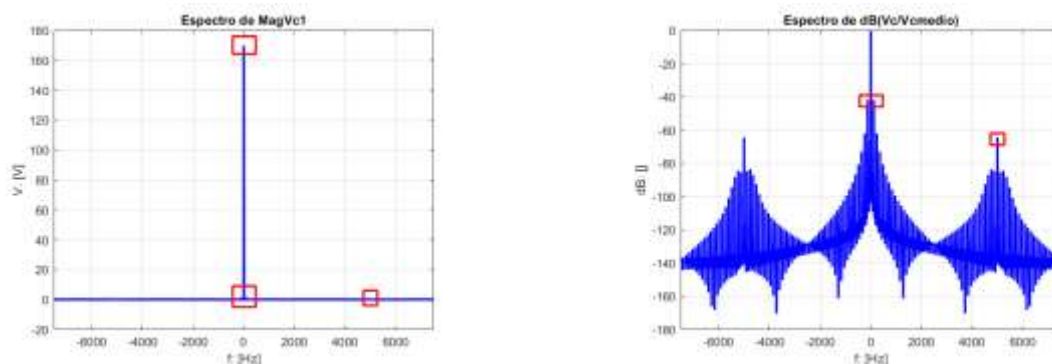
La Figura 21 a) y b) permiten apreciar el transitorio de tensión y de corriente de la fuente, durante el encendido. La tensión medida en el condensador de la fuente de elevación, en el estacionario es de 169.64 V, siendo la corriente medida en la malla que contempla al inductor, para una carga nominal, la corriente media en el inductor es de 265.15 A. Las figuras permiten apreciar que, durante el transitorio la tensión no presenta sobre paso como tal y que su incremento es relativamente gradual, mientras que la corriente, el pico o sobrepaso, supera tan sólo poco más de 3 veces su valor respecto a la corriente en el estado estacionario.



a) b)
Figura 21: Comportamiento en lazo cerrado a) Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V. b) Corriente medida en el inductor de la fuente dc-dc.

Un estudio espectral de magnitud permite observar la magnitud a la frecuencia cero, si la señal estudiada debería ser constante, pudiendo no observarse amplitudes de la señal a cualquier otra frecuencia. Es precisamente esta situación lo que se observa en las figuras Figura 22 a) y Figura 23 a) correspondiente a la tensión del condensador y la corriente del inductor, ambas pertenecientes a la etapa de elevación. No obstante, si se normalizan las señales de tensión y corriente, respecto a un valor por unidad, tomando como referencia a su valor medio, magnitud a la frecuencia 0, se tiene que el espectro de la señal normalizada, presentada en dB, arroja información del comportamiento de las señales en frecuencias que son de interés en el estudio. Las figuras Figura 22 b) y Figura 23 b) muestran condiciones de operación de la fuente en las cuales las señales de tensión y de corriente se ven afectadas. En ambos casos, tanto para la tensión como para la corriente, las frecuencias de 120 y 5000 Hz, salen a relucir, la primera por ser la frecuencia del

sistema de inversión para la generación de la señal sinusoidal PWM, de 60 Hz, y la segunda por ser la frecuencia de conmutación elegida para el sistema de conmutación y elevación y de modulación PWM. Las ecuaciones (30) y (31) permiten evaluar indicadores de desempeño bajo consideraciones estadística, tanto para la tensión de salida del elevador como de la corriente del inductor. La TABLA VII y TABLA VIII muestran valores medios y de rizo, obtenidos bajo consideraciones espectrales, destacando que, tanto para la tensión como para la corriente el estudio a la frecuencia de 5000 Hz, satisfacen condiciones de diseño, siendo a la frecuencia de 120 Hz una condición debida a la variación de carga producto de la conmutación PWM sinusoidal, es por esta razón que se presentan rizos de operación tanto para la tensión como para la corriente, diferenciándose, ligeramente respecto a la operación en lazo abierto, por un leve incremento en el rizo de corriente a 120Hz.

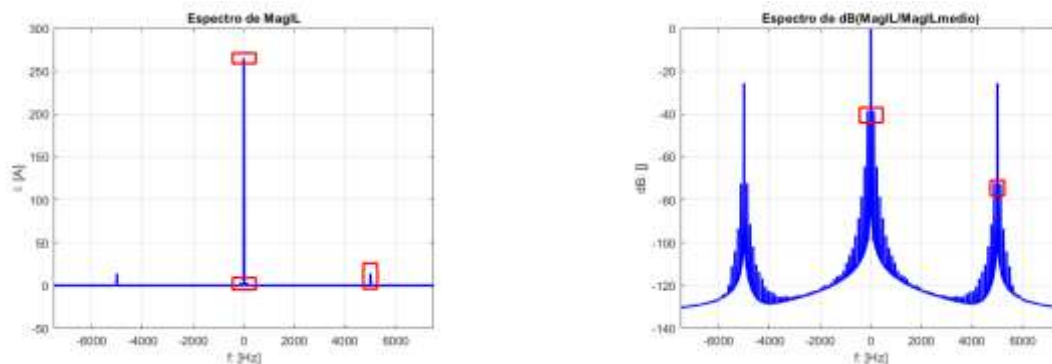


a)

b)

Figura 22: a) Espectro de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V en lazo cerrado.

b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia 0 de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V en lazo cerrado.



a)

b)

Figura 23: a) Espectro de la corriente en el inductor en lazo cerrado. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia 0 de la corriente del inductor en lazo cerrado.

TABLA VII

Rizo porcentual de Tensión en las frecuencias de 120 y 5000 Hz en lazo cerrado

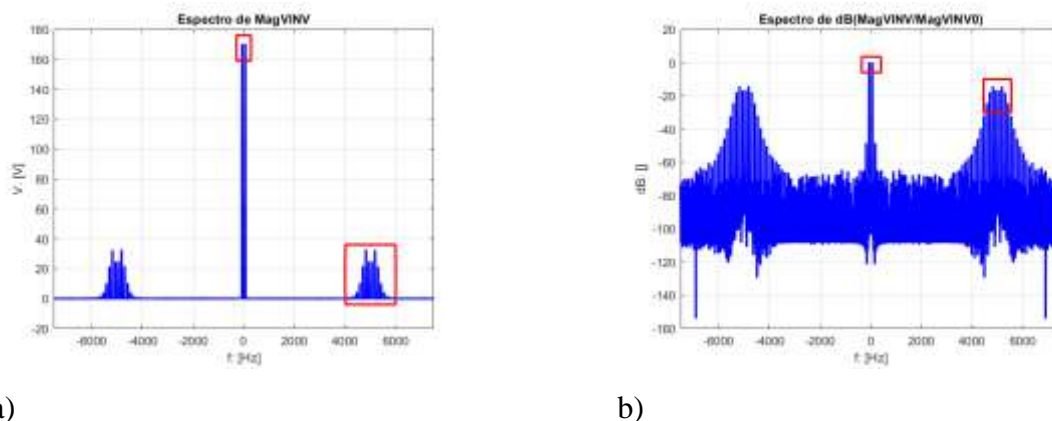
$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{V}	% Rizo	\bar{V}	% Rizo
169.64	1.59	169.64	0.12

TABLA VIII

Rizo porcentual de Corriente en las frecuencias de 120 y 5000 Hz en lazo cerrado

$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo
265.15	2.38	265.15	10.62

La evaluación del sistema de inversión, a la salida de la modulación PWM, considerando una portadora de 5000 Hz, y una moduladora de 60 Hz, ante variación de carga, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 24 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, cuando la regulación en lazo cerrado está presente, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, no obstante, en la Figura 24 b) se presenta la misma información, pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA IX presenta el valor del factor de distorsión armónica y el valor RMS de la tensión modulada PWM sinusoidal para cuando la fuente está regulada por el PI difuso.



a)

b)

Figura 24: Estando la fuente en lazo cerrado con el PI difuso y en presencia de variación de carga, se tienen: a) Espectro de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac.

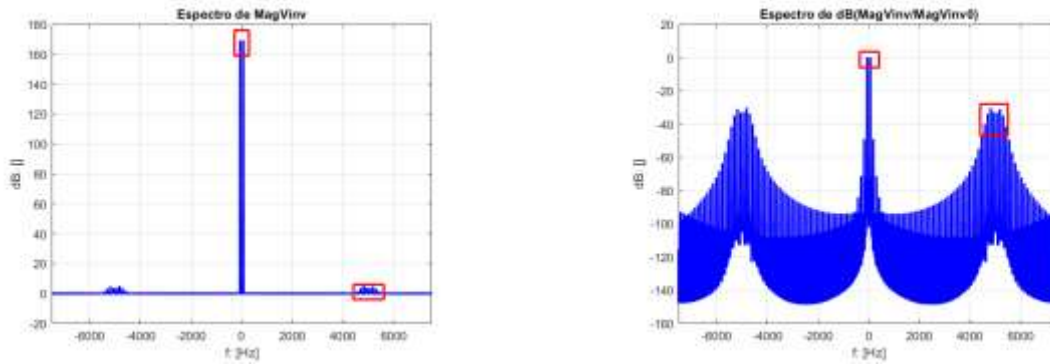
TABLA IX

THD y VRMS de la señal PWM sinusoidal con la fuente en lazo cerrado con el PI difuso

THD	V_{rms}
0.5197	135.64

La forma de mejorar el factor de distorsión armónica, toda vez que se incorpora aislamiento galvánico, es incorporando un transformador al cual se le incorpora un filtro capacitivo.

La evaluación del sistema de inversión, a la salida del transformador con acople capacitivo, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 25 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, para cuando la fuente se encuentra regulada en lazo cerrado empleando el PI difuso, no obstante, en la Figura 12 b) se presenta la misma información pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA X presenta el valor del factor de distorsión armónica de 0.0632 y el valor RMS de la tensión sinusoidal de 119.82, producto del filtrado, ambos en correspondencia con valores estándares esperados para este sistema de inversión.



a)

b)

Figura 25: a) Espectro de la Tensión a la salida del transformador de filtrado. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la salida del transformador de filtrado.

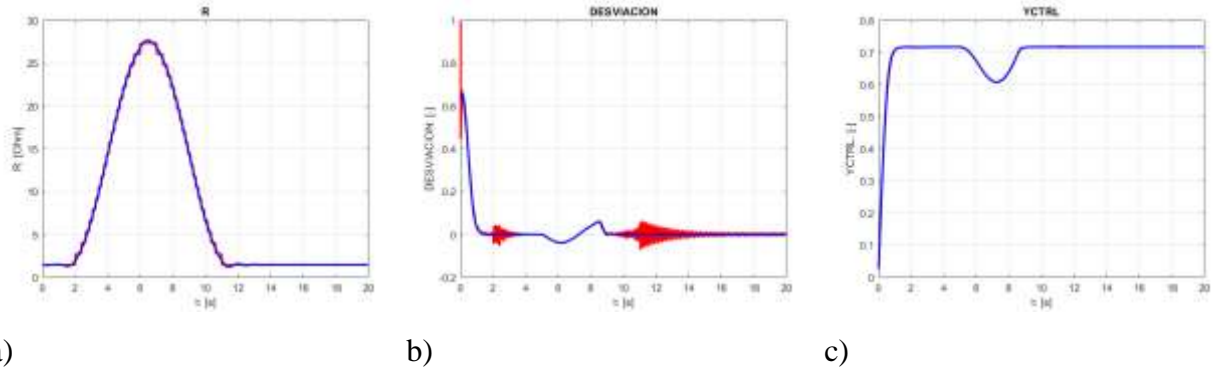
TABLA X

THD y VRMS de la señal a la salida del transformador con la fuente en lazo cerrado

THD	V_{rms}
0.0632	119.82

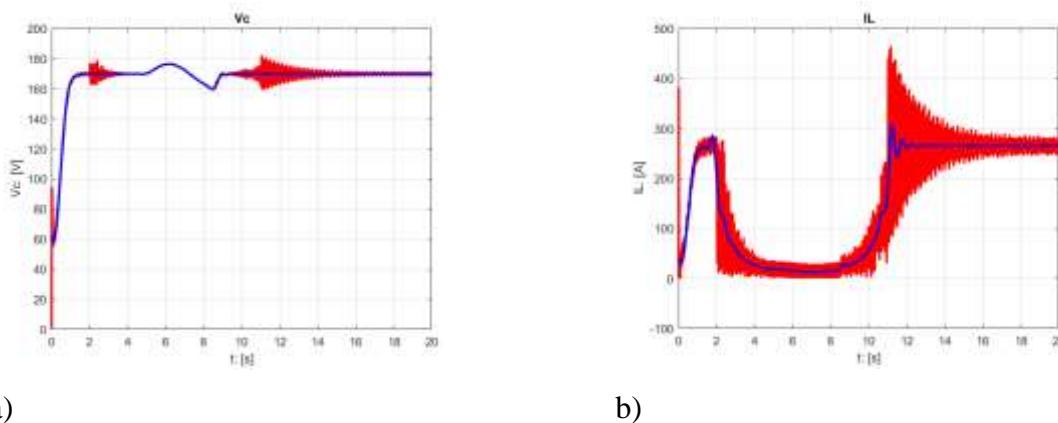
Comportamiento en lazo cerrado y sus parámetros de valoración ante variación de carga

Considerando que este estudio se corresponde con la dinámica de un sistema rígido, las demandas computacionales son mucho más estrictas, por lo que de manera crítica se efectúa el estudio en lapso de 20 segundos, con variación de carga durante 10 segundos. La prueba efectuada se corresponde a un bote de carga partiendo de la carga máxima. Considerando que la carga máxima se presenta para el menor valor óhmico de 1.44 Ohm, dicho valor se irá incrementando 1.296 Ohm hasta alcanzar 27.36 Ohm, tal y como se observa en la Figura 26 a)



a) Variación de carga en Ohm, b) Desviación del sistema de control PI difuso en p.u., c) Salida del sistema de control PI difuso.

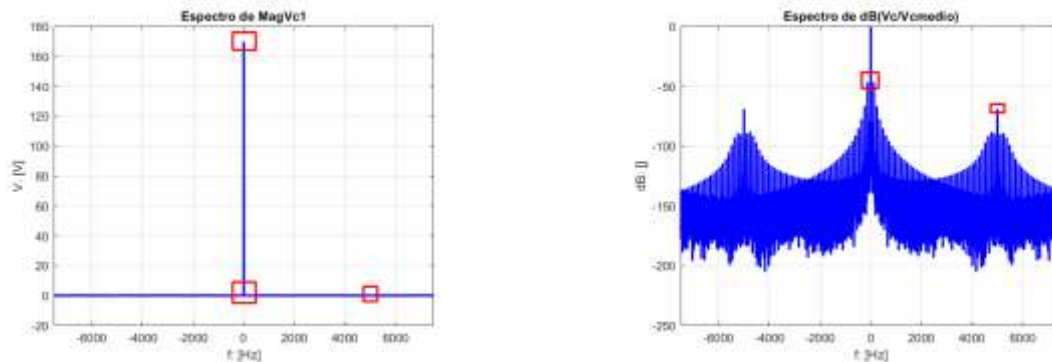
La Figura 26 b) muestra la desviación en p.u., luego de alcanzado los 2 segundos la tensión se ha estabilizado, como se observa en la Figura 27 a), presentándose variaciones en la desviación luego de presentarse el bote de carga, dichas variaciones son imperceptible entorno a los 9 segundos. En la Figura 26 c) se aprecia la mayor acción de control para cuando el valor óhmico es máximo, es decir, para cuando la carga es mínima. La Figura 27 b) muestra la sensibilidad ante la variación de carga que presenta la variable de corriente, es decir la acción de control se manifiesta para cuando la carga es mínima, pero por diseño la corriente es capaz de regular al sistema ante variación de carga, razón por la cual la regulación efectúa poca acción de control. La Figura 27 a) muestra la sensibilidad ante la variación de carga que presenta la variable de tensión del condensador de la fuente de elevación, aunque claramente, mucho menor a la sensibilidad presentada por la corriente del inductor.



a) b)

Figura 27: a) Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de carga. b) Corriente medida en el inductor de la fuente dc-dc ante variación de carga.

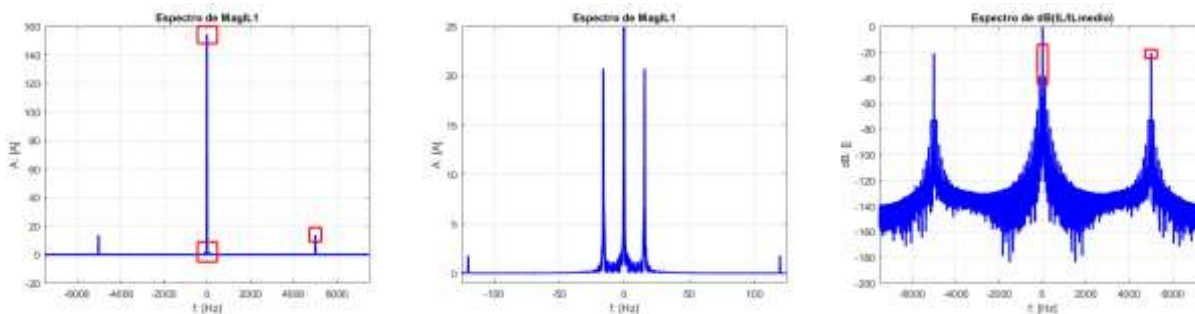
Nuevamente un estudio espectral de magnitud, no permite apreciar más que la componente a frecuencia cero, es decir los valores promedios tanto de la tensión como de la corriente, tal y como se aprecia en las figuras Figura 28 a) y Figura 29 a) correspondiente a la tensión del condensador y la corriente del inductor, ambas pertenecientes a la etapa de elevación. Una vez que se normalizan las señales dividiendo entre sus valores promedios y se obtienen sus valores en dB, surgen componentes en frecuencias de interés, como se observa en el espectro de tensión normalizado en dB para la tensión, figura Figura 28 b) o para la corriente, figura Figura 29 c). En ambos casos, tanto para la tensión como para la corriente, las frecuencias de 120 y 5000 Hz, salen a relucir, la primera por ser la frecuencia del sistema de inversión para la generación de la señal sinusoidal PWM, de 60 Hz, y la segunda por ser la frecuencia de conmutación elegida para el sistema de conmutación y elevación y de modulación PWM. No obstante en la figura Figura 29 b), surge una componente asociado al cambio escalonado de la carga, correspondiente a 15.87 Hz, cuyo efecto se aprecia en el espectro de la corriente del inductor. Las ecuaciones (30) y (31) permiten evaluar indicadores de desempeño bajo consideraciones estadística, tanto para la tensión de salida del elevador como de la corriente del inductor. La TABLA XI y TABLA XII muestran valores medios y de rizo, obtenidos bajo consideraciones espectrales, destacando que, para la tensión el estudio a la frecuencia de 5000 Hz, satisfacen condiciones de diseño, no obstante, para la corriente el rizo se incrementa un 76.88%. Para ambos casos, tanto para la tensión como la corriente, la componente a la frecuencia de 120 Hz se corresponde con la variación de carga producto de la conmutación PWM sinusoidal, es por esta razón que se presentan rizos de operación tanto para la tensión como para la corriente, sin embargo, el espectro normalizado de corriente muestra una componente en los 15.87 Hz.



a)

b)

Figura 28: a) Espectro de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de carga. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud a la frecuencia 0 de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de carga.



a)

b)

c)

Figura 29: a) Espectro de la corriente en el inductor en todo el espectro de estudio, ante variación de carga. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud a la frecuencia 0 de la corriente del inductor en el espectro ± 120 Hz, ante variación de carga. c) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud a la frecuencia 0 de la corriente del inductor en todo el espectro de estudio, ante variación de carga.

TABLA XI

Rizo porcentual de Tensión en las frecuencias de 120 y 5000 Hz

$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{V}	% Rizo	\bar{V}	% Rizo

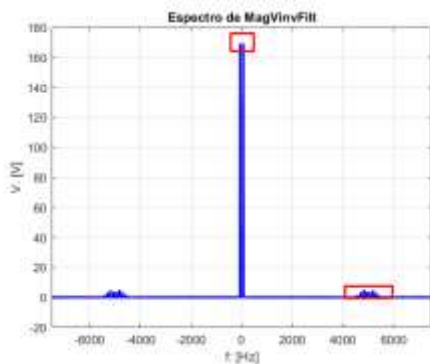
169.70 0.92 169.70 0.06

TABLA XII

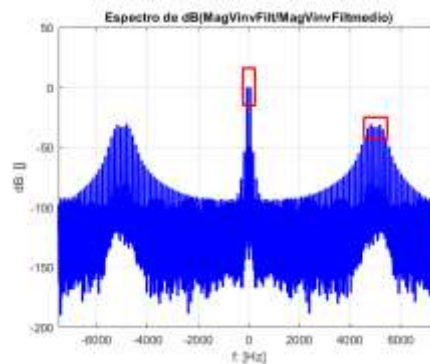
Rizo porcentual de Corriente en las frecuencias de 15.8791, 120 y 5000 Hz

$f_o = 15.8791$		$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo
154.4	26.83	154.4	2.31	154.4	17.86
1		1		1	

La evaluación ante la variación de carga, del sistema de inversión, a la salida del transformador con acople capacitivo, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 30 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, no obstante, en la Figura 30 b) se presenta la misma información, pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA XIII presenta el valor del factor de distorsión armónica y el valor RMS de la tensión sinusoidal producto del filtrado.



a)



b)

Figura 30: a) Espectro de la Tensión a la salida del transformador de filtrado ante variación de carga. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la salida del transformador de filtrado ante variación de carga.

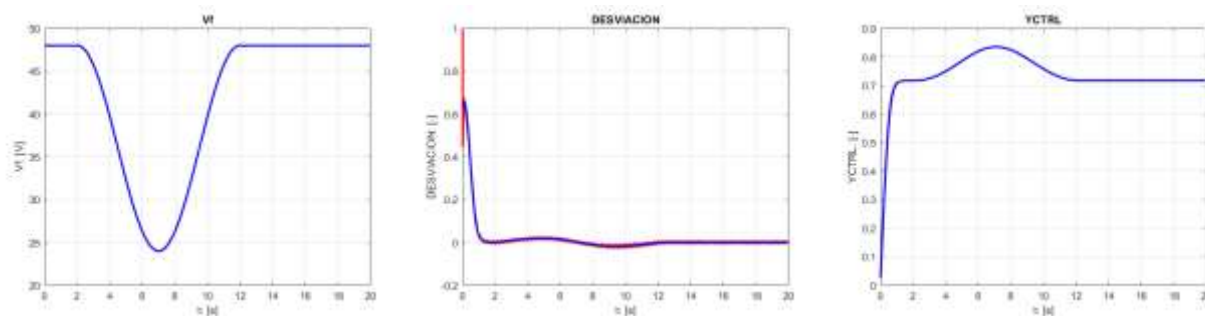
TABLA XIII

THD y VRMS de la señal a la salida del transformador ante variación de carga

THD	V_{rms}
0.0659	119.89

Comportamiento en lazo cerrado y sus parámetros de valoración ante variación de tensión del banco de baterías

Al igual que en el apartado anterior, este estudio se corresponde con la dinámica de un sistema rígido, las demandas computacionales son mucho más estrictas, por lo que de manera crítica se efectúa el estudio en lapso de 20 segundos, con variación de tensión de fuente durante 10 segundos. La prueba efectuada se corresponde con una caída de tensión desde su valor nominal de 48 V. Considerando que la tensión nominal se presenta con 48 V, dicho valor se decrementa hasta alcanzar los 24 V, tal y como se observa en la Figura 31 a), siendo este valor elegido por ser la condición de descarga del 50% máxima permitida para una batería plomo-ácido.



a)

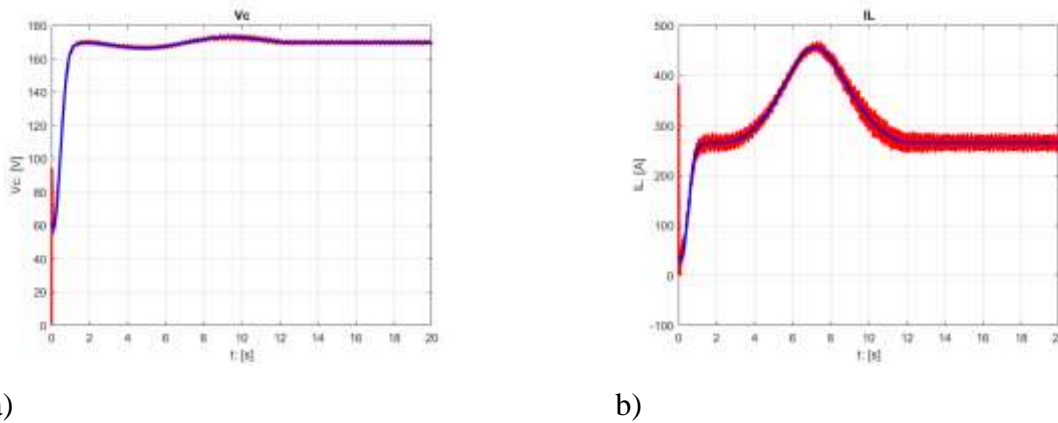
b)

c)

Figura 31: a) Variación de tensión de fuente, b) Desviación del sistema de control PI difuso en p.u., c) Salida del sistema de control PI difuso.

La Figura 31 b) muestra la desviación en p.u., luego de alcanzado los 2 segundos la tensión se ha estabilizado, como se observa en la Figura 31 a), presentándose ligeras variaciones en la desviación luego de presentarse la variación de tensión de fuente de alimentación. En la Figura 31 c) se aprecia la mayor acción de control para cuando el valor de tensión de fuente de alimentación es mínimo.

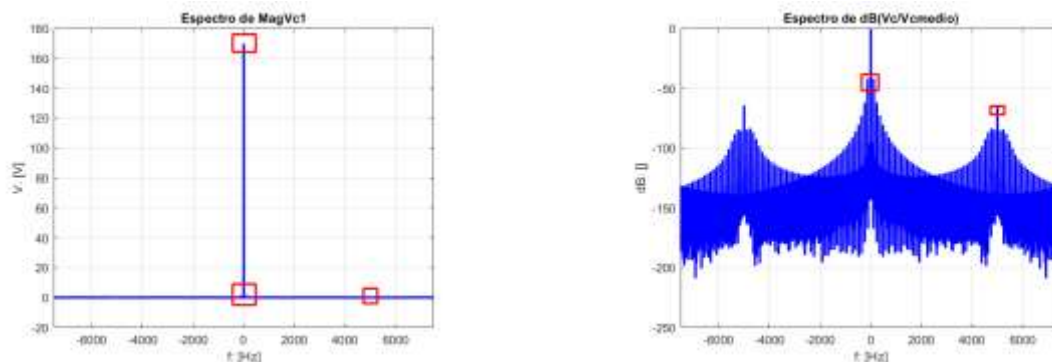
La Figura 32 b) muestra la sensibilidad ante la variación de tensión de fuente de alimentación que presenta la variable de corriente. La Figura 32 a) muestra como la acción de control hace casi insensible a la variable de tensión vista en el condensador de la fuente de elevación de tensión.



a) b)
Figura 32: a) Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de tensión de fuente de alimentación. b) Corriente medida en el inductor de la fuente dc-dc ante variación de fuente de alimentación.

Nuevamente un estudio espectral de magnitud, no permite apreciar más que la componente a frecuencia cero, es decir los valores promedios tanto de la tensión como de la corriente, tal y como se aprecia en las figuras Figura 33 a) y Figura 34 a) correspondiente a la tensión del condensador y la corriente del inductor, ambas pertenecientes a la etapa de elevación. Una vez que se normalizan las señales dividiendo entre sus valores promedios y se obtienen sus valores en dB, surgen componentes en frecuencias de interés, como se observa en el espectro de tensión normalizado en dB para la tensión, Figura 33 b) o para la corriente, Figura 34 c). En ambos casos, tanto para la tensión como para la corriente, las frecuencias de 120 y 5000 Hz, salen a relucir, la primera por ser la frecuencia del sistema de inversión para la generación de la señal sinusoidal PWM, de 60 Hz, y la segunda por ser la frecuencia de conmutación elegida para el sistema de conmutación y elevación y de modulación PWM. No obstante, en la Figura 34 b), surge un componente asociado a la variación de tensión de fuente, correspondiente a 15.77 Hz, cuyo efecto se aprecia en el espectro de la corriente del inductor. Las ecuaciones (30) y (31) permiten evaluar indicadores de desempeño bajo consideraciones estadística, tanto para la tensión de salida del elevador como de la corriente del inductor. La TABLA XIV y TABLA XV muestran valores medios y de rizo,

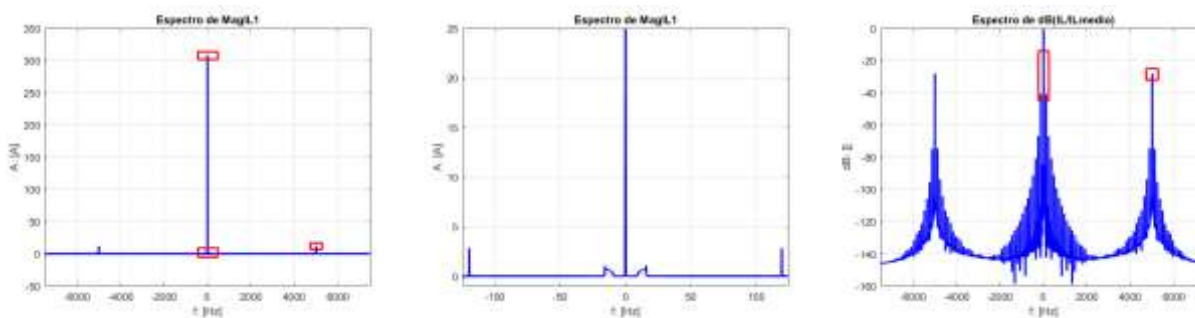
obtenidos bajo consideraciones espectrales, destacando que, tanto para la tensión como para la corriente el estudio a la frecuencia de 5000 Hz, satisfacen condiciones de diseño. Para ambos casos, tanto para la tensión como la corriente, la componente a la frecuencia de 120 Hz se corresponde con la variación de carga producto de la conmutación PWM sinusoidal, es por esta razón que se presentan rizados de operación tanto para la tensión como para la corriente.



a)

b)

Figura 33: a) Espectro de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de tensión de fuente de alimentación. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud a la frecuencia 0 de la Tensión de salida de la fuente dc-dc 48 V a 169.70 V ante variación de tensión de fuente de alimentación.



a)

b)

c)

Figura 34: a) Espectro de la corriente en el inductor en todo el espectro de estudio, ante variación de tensión de fuente de alimentación. b) Espectro de la corriente en el inductor en el espectro ± 120 Hz, ante variación de tensión de fuente de alimentación. c) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud a la frecuencia 0 de la corriente del inductor en todo el espectro de estudio, ante variación de tensión de fuente de alimentación.

TABLA XIV

Rizo porcentual de Tensión en las frecuencias de 120 y 5000 Hz ante variación de tensión de fuente

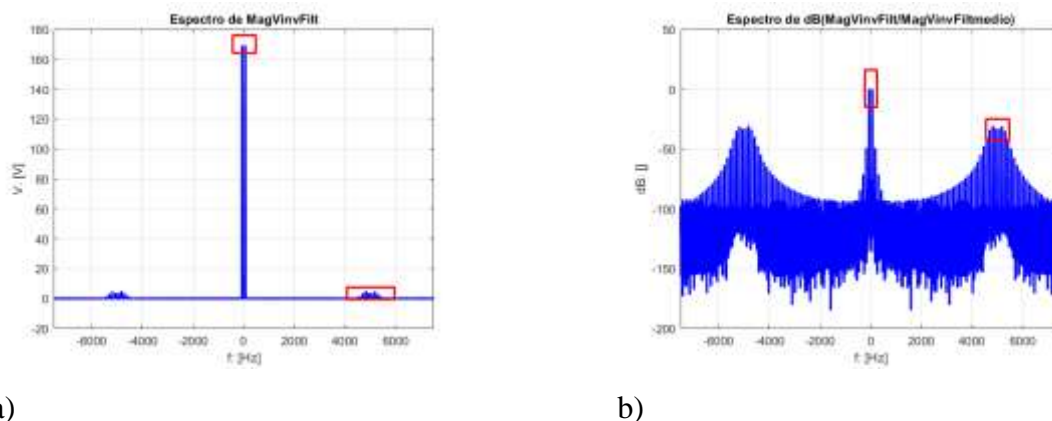
$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{V}	% Rizo	\bar{V}	% Rizo
169.70	1.5925	169.70	0.1194

TABLA XV

Rizo porcentual de Corriente en las frecuencias de 15.7777, 120 y 5000 Hz ante variación de tensión de fuente

$f_o = 15.7777$		$f_o = 120$		$f_o = 5000$	
\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo	\bar{I}	% Rizo
154.4	0.68	154.4	1.83	309.0	7.93
1		1		1	

La evaluación del sistema de inversión, a la salida de la modulación PWM, considerando una portadora de 5000 Hz, y una moduladora de 60 Hz, ante variación de tensión, se efectúa empleando estudios espectrales. La Figura 35 a) muestra el estudio espectral de la señal de tensión a la salida del inversor, cuando la regulación en lazo cerrado está presente, en ella se destacan componentes de amplitud de tensión entorno a los 5000 Hz y a los 60 Hz, no obstante, en la Figura 35 b) se presenta la misma información, pero considerando el espectro en dB de la señal normalizada con base en el valor espectral de tensión correspondiente a los 60 Hz. La TABLA XVI presenta el valor del factor de distorsión armónica y el valor RMS de la tensión modulada PWM sinusoidal para cuando la fuente está regulada por el PI difuso en presencia de variación de tensión de fuente.



a) b)
 Figura 35: Estando la fuente enlace cerrado con el PI difuso y en presencia de variación de tensión de fuente, se tienen: a) Espectro de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac. b) Espectro en dB normalizado respecto a la magnitud en la frecuencia de 60 Hz de la Tensión de la etapa de inversión dc-ac.

TABLA XVI

THD y VRMS de la señal PWM sinusoidal con la fuente en lazo cerrado con el PI difuso ante variación de tensión de fuente

THD	V_{rms}
0.0639	119.87

Discusión de resultados

Considerando el efecto final a nivel de diseño y desempeño del sistema de elevación e inversión, desde 48 V dc a 120 V RMS, se tiene que: comparando las tablas TABLA IV, TABLA X, TABLA XIII, y TABLA XVI, el factor de distorsión armónica se ve afectado por el proceso de regulación, siendo de 0.0643 en promedio, no obstante, sin regulación y a plena carga el factor de distorsión armónica es de 0.0322.

Si se comparan las figuras Figura 8, Figura 21, Figura 27, y Figura 32 se puede concluir una disminución significativa en el estrés eléctricos de los componentes y un incremento en la seguridad eléctrica de los vehículos que se conecten al sistema de alimentación, esto debido a una disminución en los picos transitorios de tensión y de corriente, todo ello a expensas de un

incremento en el tiempo de establecimiento de los valores nominales de tensión corriente de operación del sistema de conversión 48 V dc a 120 V RMS.

Más allá de las comparaciones de las respuestas temporales, cuyos valores extremos deben ser considerados, tanto para la tensión como para la corriente de la fuente de alimentación, el estudio espectral, y en particular el estudio espectral normalizado significó un gran aporte para valorar comportamientos estadísticos cuya comparativa representasen un criterio como juicio de valor en el proceso de valoración de desempeño.

El estudio simulado, efectuando un modelo rígido, permitió valorar detalles y aplicar criterios de entrenamiento fuera de línea asociados al sistema de control difuso, en particular al sistema de control PI difuso con anti-windup, que de otra forma no hubiese sido posible aplicar, puesto que un entrenamiento en línea pudiera resultar riesgoso tanto para los experimentadores como para la integridad del sistema de electrónica de potencia y sus componentes asociados.

Las figuras Figura 26 b) y Figura 31 b) que representan la desviación de la acción de control en p.u. ante variación, ya sea de carga como de tensión de fuente de alimentación, respectivamente, ponen de manifiesto una mayor capacidad del regulador o control PI difuso con anti-windup para compensar variaciones ante perturbaciones de tensión de fuente, que ante variaciones de carga, no obstante ambas situaciones se presentarán y no precisamente por separado, es una condición de operación inherente al servicio prestado para el parque de alimentación de vehículos eléctricos ligeros considerado.

Conclusión

El modelado matemático de la electrónica y su operación conmutada y no lineal, permitió obtener detalles en una simulación rígida cuyo costo computacional se incrementa, pero que, de otra forma, no hubiese sido posible valorar aspectos asociados al control PI difuso propuesto.

La valoración cuantitativa asociado al desempeño, es posible trazando estrategias estadísticas con bases en el tratamiento discreto de las muestras de tensión y corriente, empleando técnicas espectrales, así como también consideraciones de filtrado y evaluación de ciclo límite para la determinación experimental de la estabilidad del sistema ante el controlador propuesto.

La naturaleza inherente de la fuente, sin necesidad de control ya es lo suficientemente estable como para operar, no obstante, las dificultades en garantizar la compliancia de la tensión de salida

nominal, están presente cuanto el sistema de inversión se encuentra sin carga o con carga en límite permitido.

El estudio arroja conclusiones en la que destaca la parametrización de los componentes dinámicos del sistemas, puesto que la variación de carga en torno al valor nominal, no ocasiona acción de control significativa pero sin embargo se presentan significativas variaciones en el rizo a nivel de la tensión de elevación dc previa al proceso de inversión, destacándose, en los estudios espectrales, dos frecuencias de rizados, una a la frecuencia de conmutación en el proceso de elevación de tensión, y otra en el doble de la frecuencia del sistema de inversión.

El diseño de un control PI difuso, con acción anti-windup, fue posible replicando un comportamiento conocido para luego incorporar las variantes no presentes en un regulador lineal, en este caso, un PI clásico implementado para tal fin.

El regulador PI difuso opera bajo el concepto de la combinación del error y su integral, caracterizando una superficie no lineal, logrando así una mejor bondad en el ajuste de consigna y corrección ante perturbaciones, tanto de carga como de tensión del banco de baterías.

Finalmente se tiene que, la incorporación del PI difuso, con anti-windup, mostró más sensibilidad ante la variación de tensión de fuente del banco de baterías que ante la variación de carga.

Referencias

- Al Sumarmad, K. A., Sulaiman, N., Wahab, N. I. A., & Hizam, H. (2022). Energy Management and Voltage Control in Microgrids Using Artificial Neural Networks, PID, and Fuzzy Logic Controllers. *Energies*, 15(1), 303. <https://doi.org/10.3390/en15010303>
- Ayob, S. M., Salam, Z., & Azli, N. A. (2006). Simple PI Fuzzy Logic Controller Applied in DC-AC Converter. 2006 IEEE International Power and Energy Conference, 393–398. <https://doi.org/10.1109/PECON.2006.346683>
- Basaran, K., & Cetin, N. S. (2016). Designing of a fuzzy controller for grid connected photovoltaic system's converter and comparing with PI controller. 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 102–106. <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2016.7884437>
- Chapra, S. C., & Canales, R. P. (2007). *Métodos numéricos para ingenieros* (5a. ed.). mc.
- Das, S., Thotakanama, N. K., & Manickavasagam, K. (2017). Analysis and design of fuzzy based PWM controller for solar power generation. 2017 International Conference on

- Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 1–6.
<https://doi.org/10.1109/TAPENERGY.2017.8397263>
- Ferguson, J. (1964). Multivariable Curve Interpolation. *Journal of the ACM*, 11(2), 221–228.
<https://doi.org/10.1145/321217.321225>
- Gadupudi, L., Rao, G. S., Narayana Divakar, R. V. L., Malik, H., Alsaif, F., Alsulamy, S., & Ustun, T. S. (2023). Fuzzy-Based Fifteen-Level VSC for STATCOM Operations with Single DC-Link Voltage. *Sustainability*, 15(7), 6188. <https://doi.org/10.3390/su15076188>
- Hart, D. W. (2001). *Electrónica de potencia*. In Pearson Educaci[on, S.A.
- Hilloowala, R. M., & Sharaf, A. M. (1996). A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(1), 57–65. <https://doi.org/10.1109/28.485813>
- Khairy, A., Ibrahim, M., Abdel-Rahim, N., & Elsherif, H. (2011). Comparing proportional-resonant and fuzzy-logic controllers for current controlled single-phase grid-connected PWM DC/AC Inverters. *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, 153–153. <https://doi.org/10.1049/cp.2011.0160>
- Li Jian, Kang Yong, & Chen Jian. (n.d.). Fuzzy-tuning PID control of an inverter with rectifier-type nonlinear loads. *Proceedings IPEMC 2000. Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IEEE Cat. No.00EX435)*, 1, 381–384. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2000.885433>
- Lin, B.-R., & Hoft, R. G. (n.d.). Power electronics converter control based on neural network and fuzzy logic methods. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, 900–906. <https://doi.org/10.1109/PESC.1993.472028>
- Madden, H. H. (1978). Comments on the Savitzky-Golay convolution method for least-squares-fit smoothing and differentiation of digital data. *Analytical Chemistry*, 50(9), 1383–1386. <https://doi.org/10.1021/ac50031a048>
- Mukhatov, A., Thao, N. G. M., & Do, T. D. (2022). Linear Quadratic Regulator and Fuzzy Control for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Energies*, 15(4), 1286. <https://doi.org/10.3390/en15041286>
- Mutlag, A., Mohamed, A., & Shareef, H. (2016). A Nature-Inspired Optimization-Based Optimum Fuzzy Logic Photovoltaic Inverter Controller Utilizing an eZdsp F28335 Board. *Energies*, 9(3), 120. <https://doi.org/10.3390/en9030120>

- Osterholtz, H. (n.d.). Simple fuzzy control of a PWM inverter for a UPS system. Proceedings of INTELEC 95. 17th International Telecommunications Energy Conference, 565–570. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.1995.499012>
- Rajendran, S., Thangavel, V., Krishnan, N., & Prabakaran, N. (2023). DC Link Voltage Enhancement in DC Microgrid Using PV Based High Gain Converter with Cascaded Fuzzy Logic Controller. *Energies*, 16(9), 3928. <https://doi.org/10.3390/en16093928>
- Reddy, P. Y., & Saikia, L. C. (2023). Hybrid AC/DC control techniques with improved harmonic conditions using DBN based fuzzy controller and compensator modules. *Systems Science & Control Engineering*, 11(1). <https://doi.org/10.1080/21642583.2023.2188406>
- Ruelle, D., & Dewitt-Morette, C. (1990). Elements of Differentiable Dynamics and Bifurcation Theory. *Physics Today*, 43(2), 120–120. <https://doi.org/10.1063/1.2810458>
- Unde, M., Deokar, K., Hans, M., & Kawthe, S. (2020). Closed-Loop Design of Fuzzy Logic Controller in Solar Power Generation. 2020 Fourth International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC), 215–219. <https://doi.org/10.1109/ICISC47916.2020.9171191>

© 2023 por los autores. Este artículo es de acceso abierto y distribuido según los términos y condiciones de la licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional (CC BY-NC-SA 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>).