

MODELADO Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR BOOST EN DCM EMPLEADO EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA TRABAJAR EN MODO RED Y EN MODO ISLA

Miguel Ángel Abundis Fong

Instituto Politécnico Nacional, SEPI-ESIME

abundisfong@hotmail.com

Óscar Carranza Castillo

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo y SEPI-ESIME

ocarranzac@ipn.mx

Jaime José Rodríguez Rivas

Instituto Politécnico Nacional, SEPI-ESIME

jjrodriguezr@ipn.mx

Rubén Ortega González

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo y SEPI-ESIME

rortegag@ipn.mx

Resumen

En este artículo se presenta el modelado de un convertidor CD-CD tipo Boost en el Modo de Conducción Discontinua (DCM); así como el diseño de sus lazos de control, siguiendo el esquema de control por Modo Corriente Media (ACC). El convertidor electrónico de potencia tipo Boost forma parte de un sistema que emula la generación fotovoltaica mediante paneles solares en el contexto de microrredes. El objetivo es utilizar el convertidor Boost para elevar y regular el voltaje generado por los paneles, de manera que este sirva como tensión de entrada a un inversor monofásico tipo puente completo, para su posterior conexión con la red eléctrica, o bien, para su operación en modo Isla alimentando una carga. Los controladores diseñados son validados mediante simulación, verificando que cumplan con los requisitos de sobretiro máximo y tiempo de

asentamiento. Los resultados obtenidos, comprueban que el controlador diseñado tiene una respuesta transitoria aceptable ante perturbaciones en la entrada del sistema.

Palabras Claves: Control modo, corriente media, convertidor Boost, microrredes, modo de conducción discontinua.

Abstract

In this paper, a Discontinuous Conduction Mode model and an Average Current Control scheme are developed for a DC-DC Boost type power converter. The Boost converter is part of a system that emulates photovoltaic generation using solar panels in the context of microgrids. The objective is to use the Boost converter to rise and regulate the voltage generated by the panels, so that it serves as the input voltage to a single-phase full-bridge inverter, for later connection to the power grid, or for its operation In Island mode by supplying power to a load. The designed controllers are validated by means of computer simulation, verifying that they satisfy the requirements of maximum overshoot and settling time. The results obtained show that the designed controller has an acceptable transient response to disturbances at the system input.

Keywords: Average current control, Boost converter, discontinuous conduction mode, microgrids.

1. Introducción

En los sistemas eléctricos de potencia actuales se procura tener una mayor participación de las fuentes de energía renovables. Este hecho plantea el desafío de contar con un mejor diseño y control de los convertidores electrónicos de potencia que son parte integral en los esquemas de Generación Distribuida de las Redes Inteligentes (*Smart Grids*) [Sharkawi, 2013].

La energía solar fotovoltaica es una de las fuentes renovables que más desarrollo ha tenido en los últimos años. Estos sistemas de generación presentan las desventajas de una baja eficiencia y baja potencia, además de que es intermitente a lo largo del día. Sin embargo, es uno de los recursos más abundantes y, en

ocasiones, es la opción más viable para proveer de electricidad a regiones sin acceso a la red eléctrica [Labouret, 2010]. Por tal motivo, es necesario contar con convertidores electrónicos que regulen con precisión los niveles de energía generada y que la distribuyan a sus cargas, cumpliendo con la amplitud y frecuencia establecidas, y con los niveles de distorsión armónica total permisibles. En [He, 2004] se presenta un modelo ACC híbrido para un convertidor Boost en conducción continua (CCM) utilizando un microcontrolador de 8 bits. Un modelo ACC robusto se describe en [Benavent et al., 2005] para disminuir las limitaciones derivadas del cero en el semiplano derecho de la función de transferencia de voltaje de salida respecto al control. Sin embargo, ambos trabajos contemplan sólo la operación en modo Isla. La transición entre los modos Isla y Red es estudiada en [Carrillo et al., 2016] para la operación en CCM, presentándose así el efecto de recuperación inversa en el Boost.

En el presente artículo se propone el control ACC como esquema de control de un convertidor Boost, el cual es parte de un sistema de generación fotovoltaica. El convertidor Boost opera en el Modo de Conducción Discontinua (DCM) a manera de evitar el efecto de recuperación inversa en el interruptor de potencia [Mohan, 2003]. La figura 1 muestra el esquema del sistema bajo estudio.

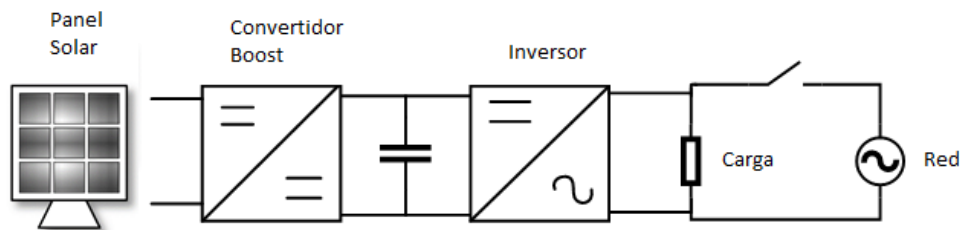


Figura 1 Esquema del sistema fotovoltaico.

El sistema está compuesto por una fuente programable de CD que representa la energía variable generada por un arreglo de paneles solares. A su salida se conecta el convertidor Boost, y a la salida de este, un inversor tipo puente completo. En la salida del inversor se conecta un filtro LCL para reducir el efecto de los armónicos y un transformador de relación 1:1 para proporcionar

aislamiento. El inversor y el filtro LCL están fuera del alcance de este artículo. El sistema está contemplado para operar en modo Isla, alimentando una carga; así como, para su operación en modo Red, inyectando la energía a la red de distribución eléctrica. La figura 2 muestra el circuito del sistema para el modo Isla, y la figura 3, para el modo Red.

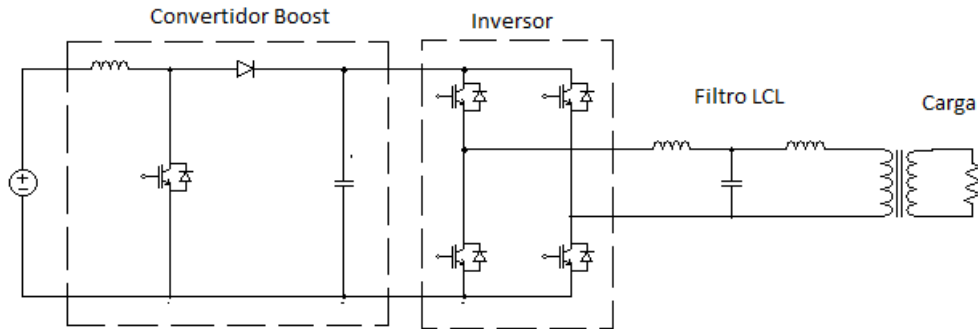


Figura 2 Sistema fotovoltaico en modo Isla.

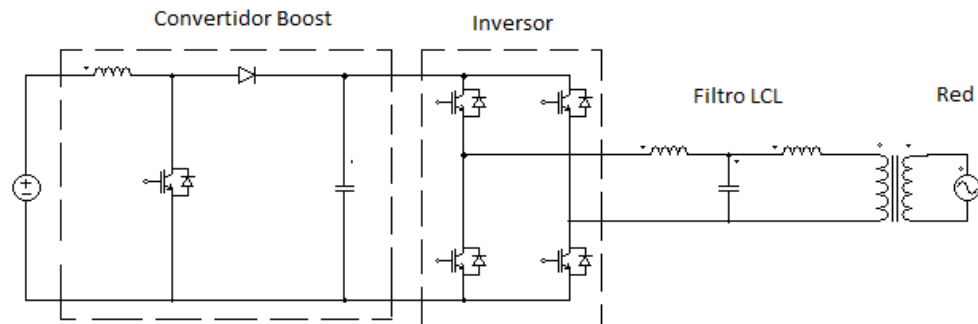


Figura 3 Sistema fotovoltaico en modo Red.

2. Métodos

Para realizar el análisis del comportamiento del convertidor Boost, debido a que este es un circuito no lineal, se debe obtener un circuito equivalente lineal alrededor de un punto de operación. Para ello, se utiliza el método del conmutador PWM [Garcerá, 1998]. Este método consiste en sustituir por un circuito equivalente la celda de conmutación, la cual, está presente en todos los convertidores. Dicha celda se conforma por el inductor, el interruptor de potencia, el capacitor y el diodo. Los nodos de los que forman parte estos elementos se designan como terminal activa (A), pasiva (P) y común (C), como se muestra en la

figura 4. Para el caso en que se trabaja en DCM, se tienen los circuitos equivalentes de gran señal y de pequeña señal de la figura 5 [Vorperian, 1990].

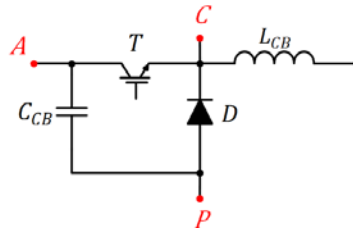


Figura 4 Terminales de la celda básica de conmutación.

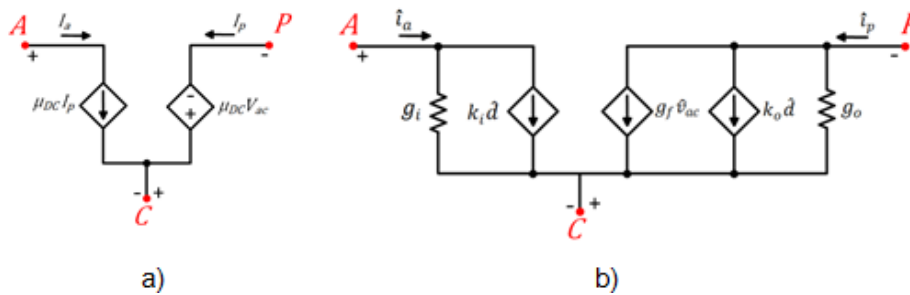


Figura 5 Circuitos equivalentes, celda básica conmutación modo conducción discontinua.

En los circuitos de la figura 5, I_a e I_p son las corrientes que circulan por las terminales A y P de la celda básica, respectivamente, y V_{ac} es la tensión entre las terminales A y C. Además, las variables \hat{i}_a , \hat{i}_p y \hat{v}_{ac} son: la corriente que circula por A, la corriente que circula por P y la tensión entre las terminales A y C en pequeña señal, respectivamente. El valor de μ_{DC} se expresa en ecuación 1, donde D es el ciclo de trabajo del interruptor, f_s es la frecuencia de conmutación, L es la inductancia del convertidor y V_{cp} es la tensión entre las terminales C y P.

$$\mu_{DC} = \frac{D^2 V_{cp}}{2L f_s I_a} = \frac{D^2 V_{ap}}{2L f_s I_p} \quad (1)$$

Del circuito se obtiene la relación de V_{CP} y de I_a que se expresan en ecuaciones 2 y 3.

$$V_{cp} = \mu_{DC} V_{ac} \quad (2)$$

$$I_a = \mu_{DC} I_p \quad (3)$$

La sustitución del circuito de la figura 5a en el convertidor Boost, da lugar a los circuitos equivalentes de gran señal para los modos Isla y Red que se muestran en la figura 6 y en la figura 7, respectivamente.

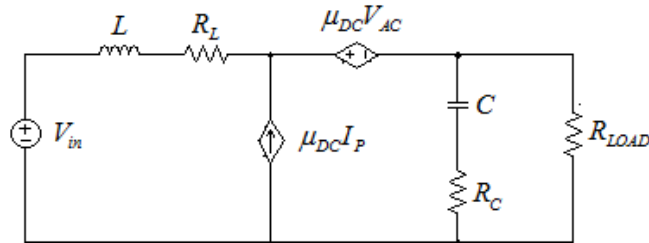


Figura 6 Modelo lineal a gran señal del convertidor Boost en modo Isla.

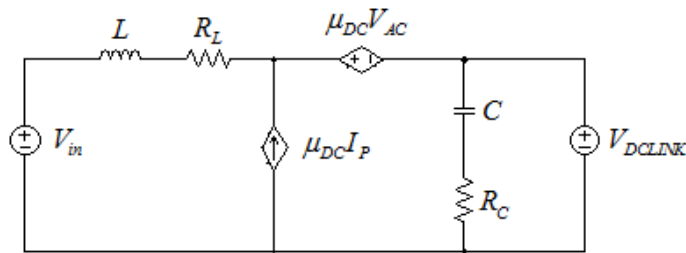


Figura 7 Modelo lineal a gran señal del convertidor Boost en modo Red.

Los valores de los parámetros k_i , k_o , g_f , g_i y g_o de la figura 5b son como se describe en [Vorperian, 1990]. La sustitución del circuito de la figura 5b en el convertidor Boost, da lugar a los circuitos equivalentes de pequeña señal para los modos Isla y Red que se muestran en la figura 8 y en la figura 9, respectivamente; y en donde R_L y R_C representan las resistencias internas del inductor y el capacitor.

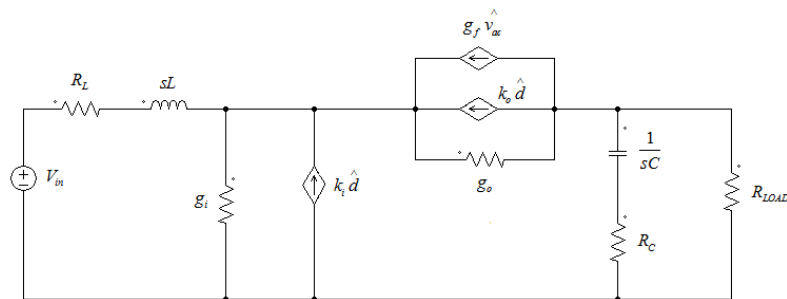


Figura 8 Modelo lineal a pequeña señal del convertidor Boost en Modo Isla.

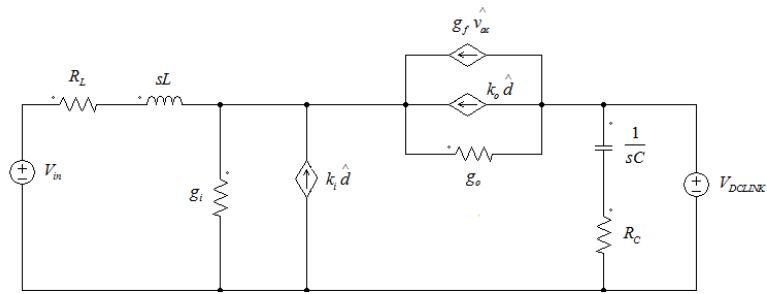


Figura 9 Modelo lineal a pequeña señal del convertidor Boost en Modo Red.

Para el circuito equivalente en modo Isla, la carga que alimenta el convertidor es modelada por una resistencia; y en el caso del circuito equivalente de modo Red, la salida del Boost tiene como carga una fuente de CD, debido a que, en este modo de operación, es el inversor quien controla la tensión en el Bus de CD. Para el sistema fotovoltaico se considera un arreglo de paneles solares que entrega una potencia máxima de 2 kW en ambos modos, con un voltaje de 96 V. Para el convertidor Boost se consideran los valores nominales mostrados en la tabla 1. La frecuencia de conmutación de los interruptores IGBT de potencia es de 10 kHz.

Tabla 1 Valores nominales del convertidor Boost.

ELEMENTO	VALOR
Potencia de salida, P_{out}	2 000 W
Tensión de salida, V_{out}	200 V
Corriente de salida, I_{out}	10 A
Resistencia de carga, R_{LOAD}	20 Ω
Resistencia del inductor, R_L	75 m Ω
Inductor, L	50 μ H
Resistencia del capacitor, R_C	50 m Ω
Capacitor, C	1.1 mF

Los controladores de todos los lazos se sintonizan siguiendo el criterio de estabilidad de Bode. Se consideran como valores mínimos un Margen de Fase (MF) de 50° y un Margen de Ganancia (MG) de 7 dB, para asegurar la estabilidad del sistema [Garcerá, 1998]. A continuación, se presenta el análisis del convertidor para ambos modos de operación y el diseño de los controladores propuestos.

En el modo Isla, el convertidor Boost es el encargado de regular la tensión del Bus de CD, para este propósito se emplea el esquema ACC, como se muestra en la

figura 10, donde R_{iB} es la ganancia del sensor de corriente, β_B es la ganancia del sensor de voltaje, F_{mB} es la ganancia del modulador PWM que está relacionada con el valor pico-pico de la señal comparadora diente de sierra y $DG(s)$ representa un retardo digital necesario para la implementación de los controladores mediante un Procesador Digital de Señales (DSP). En este esquema de control se realiza un lazo interno de corriente y uno externo de voltaje. Las funciones de transferencia se obtienen a partir del modelo lineal presentado en la figura 8. Para el sistema se consideran ecuaciones 4, 5 y 6.

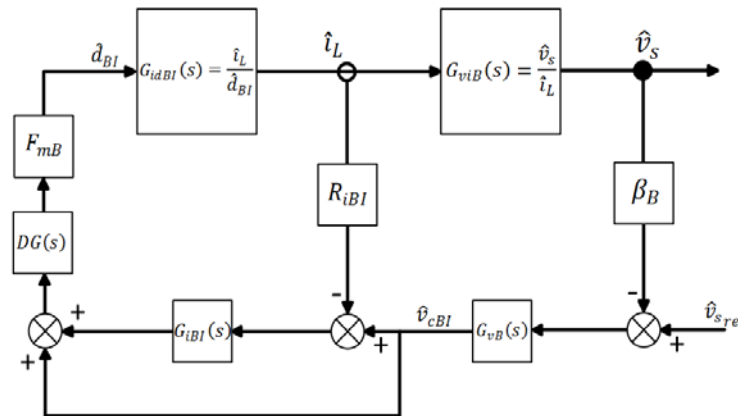


Figura 10 Diagrama de bloques en modo Isla.

$$F_{mB} = \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{1} = 1 \quad (4)$$

$$R_{iB} = 0.042 \quad (5)$$

$$\beta_{iB} = 0.015 \quad (6)$$

La función de transferencia del retardo digital $DG(s)$, está dada por la aproximación de Padé [Carrillo, 2017] y se muestra en ecuación 7, donde T_{mu} es el período de muestreo.

$$DG(s) \approx \frac{1 - \left(\frac{sT_{mu}}{2}\right) + \left(\frac{(sT_{mu})^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{sT_{mu}}{2}\right) + \left(\frac{(sT_{mu})^2}{12}\right)} \quad (7)$$

La variable que controlar en el lazo interno es la corriente media que circula por el inductor, la cual corresponde a la corriente media de entrada al convertidor. La función de transferencia que se utiliza para este lazo de control es $G_{idB}(s)$ que relaciona la variación de la corriente en el inductor i_L respecto a la variación del ciclo de trabajo d del interruptor, la cual se muestra en ecuación 8, y donde Y_L es la admitancia del inductor con su resistencia interna en serie (ecuación 9) y Y_o es la admitancia de salida (ecuación 10).

$$G_{idB}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{V}_{in}=0} = \frac{-Y_L [(Y_o + g_o)(k_i + k_o) - (k_o g_o)]}{(Y_o + g_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) - g_o(g_o + g_f)} \quad (8)$$

$$Y_L(s) = \frac{1}{Z_L(s)} = \frac{1}{R_L + sL} \quad (9)$$

$$Y_o(s) = \frac{1}{Z_o(s)} = \frac{sC(R_C + R_{LOAD}) + 1}{R_{LOAD}(sCR_C + 1)} \quad (10)$$

Para realizar el lazo de control, la magnitud del compensador de corriente G_{iBI} a la frecuencia de conmutación, debe cumplir las dos condiciones que se muestran en ecuaciones 11 y 12.

$$|G_{iBI}(s)|_1 < 20 \log_{10} \left(\frac{S_e L}{(V_{out} - V_{in}) R_{iB}} \right) \quad (11)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < 20 \log_{10} \left(\frac{2S_e L}{V_{in} R_{iB}} \right) \quad (12)$$

Donde V_{in} es la tensión de entrada, V_{out} es la tensión media de salida del Boost y S_e es la rampa externa de la señal portadora del modulador. Estas condiciones se refieren a la inestabilidad en la amplitud del rizado de la señal de control. La condición $|G_{iBI}(s)|_1$ establece que la señal de control que se obtiene del compensador de corriente debe ser menor que la onda portadora, mientras que la condición $|G_{iBI}(s)|_2$ implica que el rizado de la señal de control debe ser menor que el doble de su valor medio, tal que no llegue a anularse su valor instantáneo [Carranza, 2012]. Para este caso ecuación 13.

$$S_e = 10000 \quad (13)$$

Los valores de las ecuaciones 11 y 12 dan como resultado ecuaciones 14 y 15.

$$|G_{iBI}(s)|_1 < -18.8263 \text{ dB} \quad (14)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < -12.1104 \text{ dB} \quad (15)$$

Por lo que, el controlador de corriente sintonizado está por ecuación 16.

$$G_{iBI}(s) = 0.0026342 \frac{(s+19637)}{(s)} \quad (16)$$

Se verifica que el controlador sintonizado cumpla ecuaciones 14 y 15, mediante el análisis de su diagrama de Bode. Como se observa en la figura 11, el compensador sintonizado tiene una magnitud de -51.2 dB a la frecuencia de conmutación, cumpliendo así con las condiciones requeridas. La función de transferencia de lazo abierto está dada por ecuación 17.

$$T_i(s) = F_m R_i G_{iBI}(s) G_{idB}(s) DG(s) \quad (17)$$

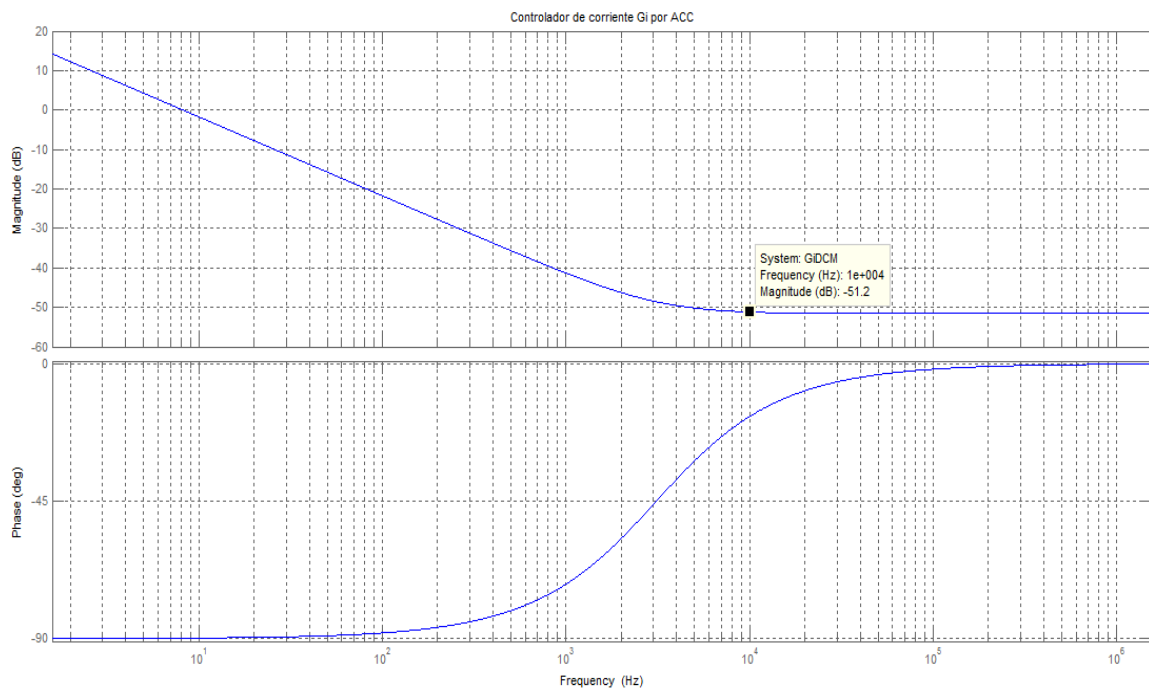


Figura 11 Diagrama de Bode de G_{idB} .

La función de transferencia de lazo cerrado que relaciona la corriente del inductor con la salida del compensador de tensión está expresada por ecuación 18.

$$G_{icB}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{(1 + G_{iBl}(s))(F_m DG(s)G_{idB}(s))}{(1 + T_i)} \quad (18)$$

Para el lazo externo de tensión, la función de transferencia de interés es la que relaciona la tensión de salida del convertidor con la señal de salida del compensador de tensión, mostrada en ecuación 19.

$$G_{vcB}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{\left[(g_f + g_o)(k_i + k_o) - (k_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) \right] F_m \left[(1 + G_{idB}) - (R_{iB} G_{iBl} D G G_{icB}) \right]}{(Y_o + g_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) - g_o(g_o + g_f)} \quad (19)$$

El compensador sintonizado se muestra en ecuación 20.

$$G_{vBl}(s) = 0.00057981 \frac{(s + 72856)}{(s)} \quad (20)$$

Para la función de transferencia de lazo abierto no se toma en cuenta el retraso digital, ya que se encuentra incluido en lazo interno de corriente y su efecto en el lazo externo es despreciable. Por lo tanto, la función de lazo abierto se determina mediante ecuación 21.

$$T_v(s) = G_{vcB}(s) \beta_{iB} G_{vBl}(s) \quad (21)$$

El ancho de banda del lazo es de 14 Hz, el Margen de Ganancia es 97.6 dB, y el Margen de Fase es de 84.3°, como se muestra en la figura 12. La función de lazo cerrado está expresada por ecuación 22.

$$G_{vrB}(s) = \frac{G_{vB}(s)G_{vcB}(s)}{(1 + T_v(s))} \quad (22)$$

En el modo Red, la tensión en el Bus de CD es regulada por el inversor. Por lo tanto, el Boost se controla únicamente a través del lazo de corriente, el cual se encarga de mantener el valor requerido de corriente promedio del inductor. El diagrama de bloques del lazo de control se muestra en la figura 13. Del análisis del circuito equivalente de la figura 9, se obtiene la función de transferencia que

relaciona la corriente en el inductor con el ciclo de trabajo del interruptor y está dada por ecuación 23.

$$G_{idBG}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \Big|_{\hat{V}_{in}=0} = \frac{-(g_i + g_o)(k_i + k_o)}{Z_L(1 + g_f) + (g_o + g_f)} \quad (23)$$

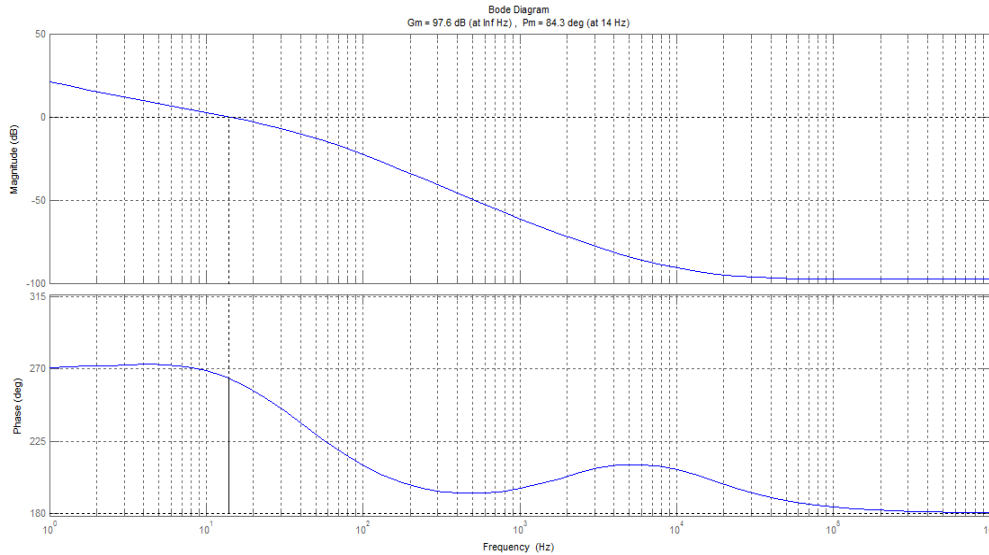


Figura 12 Ancho de banda, Margen de Ganancia y Margen de Fase para el modo Isla.

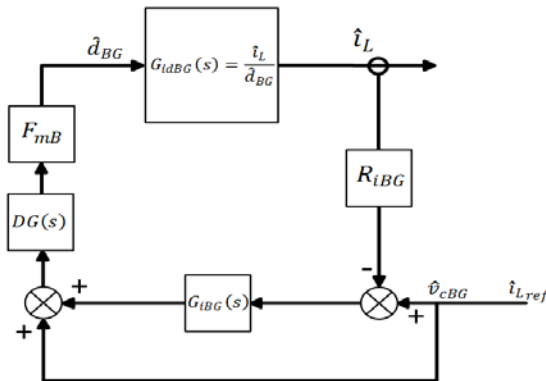


Figura 13 Diagrama de bloques en modo Red.

Para evitar cambios de compensadores cuando se trabaja en modo red y en modo isla, se utiliza el mismo compensador de corriente empleado en modo isla (ecuación 24), y se verifica que se cumplan las ecuaciones 11 y 12 para la operación en modo Red.

$$G_{iBG}(s) = 0.0026342 \frac{(s+19637)}{(s)} \quad (24)$$

La función de transferencia en lazo abierto está expresada por ecuación 25.

$$T_{iG}(s) = G_{idBG}(s)R_{iB}DG(s)F_mG_{iBG}(s) \quad (25)$$

La función de transferencia a lazo cerrado se obtiene por ecuación 26.

$$G_{icBG}(s) = \frac{G_{idBG}(s)DG(s)F_m(1+G_{iBG}(s))}{(1+T_{iG}(s))} \quad (26)$$

El ancho de banda del lazo es de 92 Hz, el Margen de Ganancia es 46.2 dB, y el Margen de Fase es de 69°, como se muestra en la figura 14.

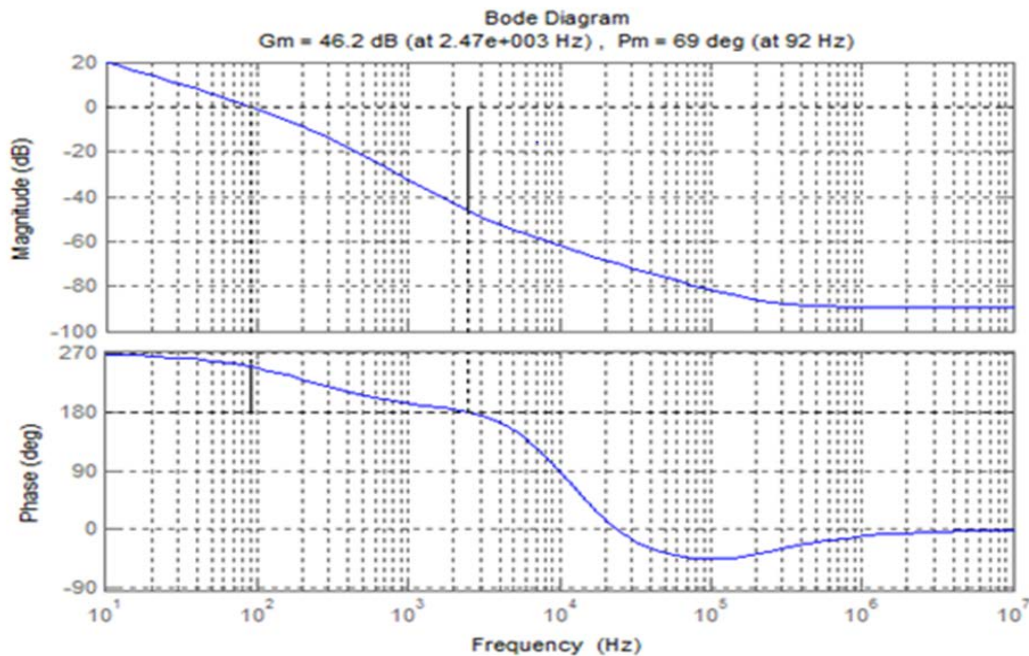


Figura 14 Ancho de banda, Margen de Ganancia y Margen de Fase para el modo Red.

3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados en simulación del sistema bajo estudio y de los lazos de control propuestos. Para este propósito, se simula el sistema en PSIM, como se muestra en la figura 15, para el modo Isla.

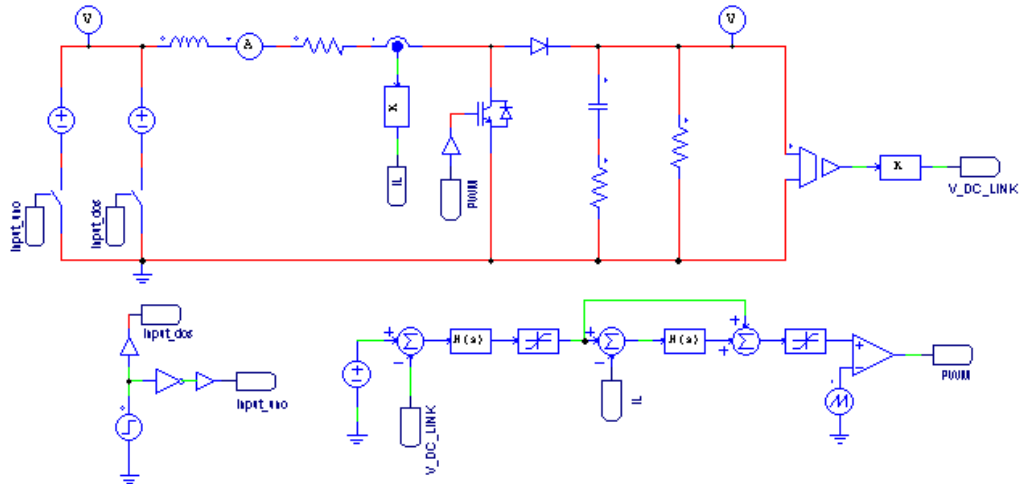


Figura 15 Convertidor Boost en modo Isla.

El sistema es simulado incluyendo perturbaciones en la tensión de entrada, lo que representa la variación en la salida del panel fotovoltaico. En la figura 16 se muestra que el Boost proporciona el valor de tensión media deseada aun cuando se tiene la perturbación en la tensión de entrada; se tiene un sobretiro máximo del 4.7% del valor de referencia, con un tiempo de asentamiento de 0.2 s.

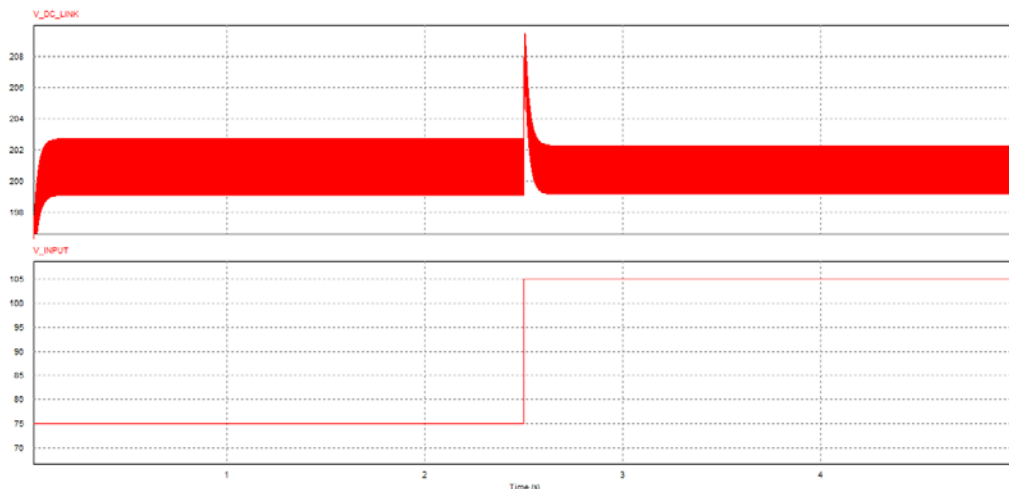


Figura 16 Tensión en el Bus de CD y tensión de entrada al convertidor en modo Isla.

Las perturbaciones consideradas están en el rango de 75 a 105 V. La figura 17 muestra que la corriente en el inductor permanece en DCM y que su valor promedio es el requerido de 22 A.

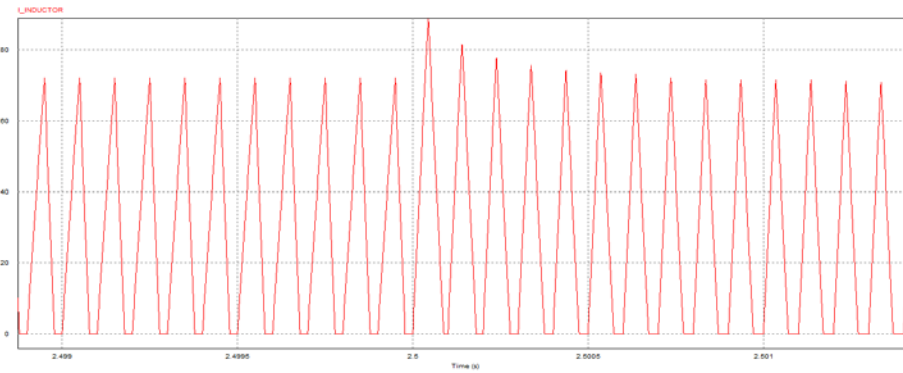


Figura 17 Respuesta transitoria de la corriente en el inductor en el modo Isla.

En la figura 18 se muestra el sistema para el modo Red. De igual manera, en la figura 19 se muestra la corriente en el inductor que permanece en DCM y con valor promedio de 22 A para el modo Red, cerca del momento de la perturbación, la cual es a 2.5 segundos para ambos modos de operación.

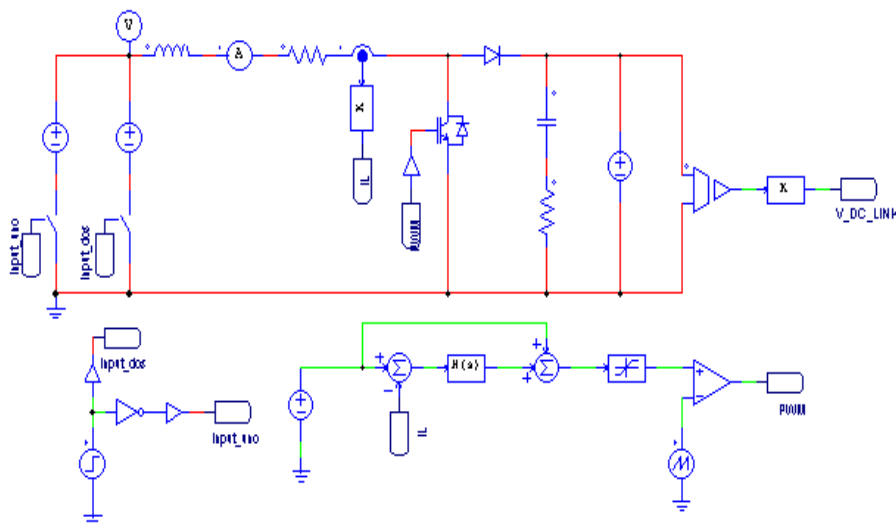


Figura 18 Sistema simulado en modo Red.

4. Discusión

Como se observa a partir de los resultados en simulación, los controladores de tensión y corriente cumplen su función de manera satisfactoria en ambos modos de operación. Para el caso de operación en modo Isla, el sobretiro en el nivel de tensión debido a la acción del controlador es tan sólo del 4.7%, lo cual representa una respuesta aceptable; además de que el rizo en estado estacionario de la

tensión es menor al 2%. En el caso del controlador de corriente, la corriente en el inductor tiene un sobretiro de aproximadamente 22% en su valor pico y un tiempo de asentamiento de 0.02 s, esto es debido a que la velocidad de respuesta del controlador de corriente es diez veces más rápida que la velocidad de respuesta del lazo de tensión. Para la operación en modo Red, la referencia de corriente se modela como una fuente de voltaje de CD con el valor de corriente promedio requerido; el sobretiro en el valor pico de la corriente del inductor es menor en comparación a la operación en modo Isla, siendo este del 19.5%.

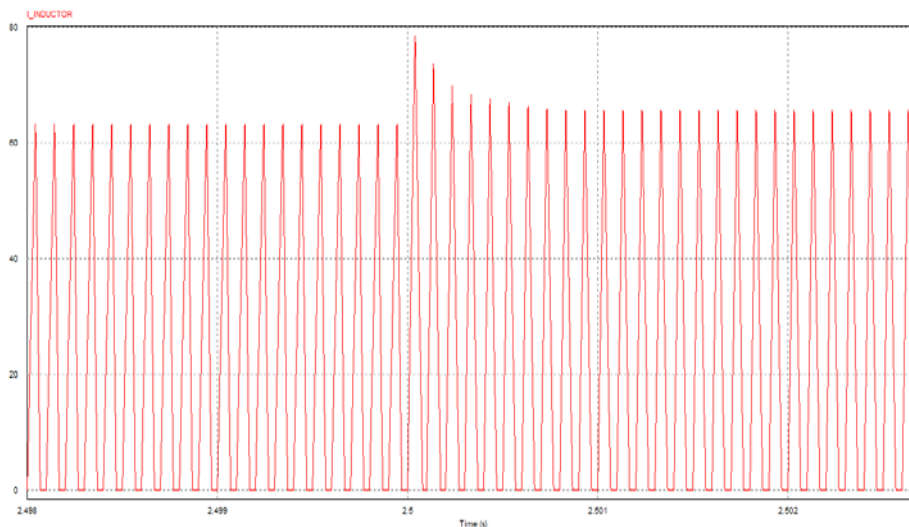


Figura 19 Respuesta transitoria de la corriente en el inductor en el modo Red.

5. Conclusiones

En este trabajo se presenta un esquema de control modo corriente media para un convertidor Boost operando en modo Isla y en modo Red. Los controladores diseñados de los lazos de tensión y corriente son del tipo PI. Los controladores son validados mediante la simulación del sistema en PSIM, donde se observa que se cumplen los requisitos de sobretiro máximo y de tiempo de asentamiento, durante la respuesta transitoria ante perturbaciones en la entrada del sistema.

Los esquemas de control serán implementados a través de un DSP y del prototipo del convertidor Boost que actualmente se está desarrollando, con la finalidad de validar experimentalmente los esquemas de control y el convertidor.

6. Bibliografía y Referencias.

- [1] Benavent, J. M., et al., Robust Model-Following Regulator for Average Current-Mode Control of Boost DC-DC Converters. 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Dubrovnik, Croatia, 2005
- [2] Carranza, O., Estudio de técnicas de control de rectificadores Boost Trifásicos con filtro LCL para reducción de la distorsión armónica en corriente, aplicadas al procesado eficiente de energía en aerogeneradores síncronos de imanes permanente operando a velocidad variable. Universidad Politécnica de Valencia, España, 2012.
- [3] Carrillo, F., et al., Transition controllers between Island and Grid mode of a Photovoltaic system in a Smart Grid. VIII Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, Ciudad de México, México, 2016.
- [4] Carrillo F., Implementación de un sistema que emule la generación de energía fotovoltaica con operación en modo Isla y en modo Red. Instituto Politécnico Nacional, México, 2017.
- [5] Garcerá, G., Figueres, E., Abellán, A., Conversores Conmutados: Circuitos de potencia y control. Universidad Politécnica de Valencia, España. 1998.
- [6] He, D., Nelms, R. M., Average Current-Mode Control for a Boost converter using an 8-bit microcontroller. 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Ajaccio, France, 2004
- [7] Labouret, A., Viloz, M., Solar Photovoltaic Energy. The Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [8] Mohan, N. Power Electronics, Converters, Applications and Design, 3rd edition. Wiley, 2003.
- [9] Sharkawi, M. A., Electric Energy: An Introduction, 3rd edition. CRC Press, 2013.
- [10] Vorperian V., Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part II: Discontinuous Conduction Mode. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 26, No. 3, Mayo 1990.