

CONTROLADOR DE TENSIÓN Y CORRIENTE EN BUS DE CD DE UN CONVERTIDOR BACK-TO-BACK POR EL LADO DE LA RED PARA UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA

VOLTAGE AND CURRENT ON THE GRID SIDE FOR THE DC BUS OF A BACK TO BACK CONVERTER FOR A WIND GENERATION SYSTEM

Francisco Emilio Rodarte Gutiérrez

Instituto Politécnico Nacional
frodg01@hotmail.com

Jaime José Rodríguez Rivas

Instituto Politécnico Nacional
jjrodriguezr@ipn.mx

Oscar Carranza Castillo

Instituto Politécnico Nacional
ocarranzac@ipn.mx

Rubén Ortega González

Instituto Politécnico Nacional
rortegag@ipn.mx

Resumen

El convertidor del tipo back-to-back se utiliza para transferir energía en ambas direcciones de acuerdo a lo requerido por un esquema de generación eólica basado en un generador de inducción doblemente alimentado. En su operación, la mitad de este convertidor que corresponde al inversor del lado de la red se encarga de controlar la tensión en el bus de CD. En este trabajo se presenta una estructura de control para esta sección del convertidor que controla la corriente inyectada o demandada a la red y la tensión en el Bus de CD. La estructura de control propuesta permite que se opere en modo rectificador activo y como inversor con inyección de potencia a la red, según lo requieran los lazos de control para mantener la tensión constante del Bus de CD. Para la verificación de esta propuesta se presentan resultados de simulación.

Palabras Claves: Control vectorial, convertidor back-to-back, inversor, rectificador activo.

Abstract

The back to back converter is used to transfer energy in both directions from one section to another according to the requirements of a wind energy generation system, based in a Doubly Fed Induction Generator, for its operation one half of the converter, which is the inverter on the grid side handles the control of the voltage in the DC link, which is also the part connected to the grid. The proposed control structure allows the operation as an active rectifier or as an inverter injecting power to the grid, according to the command of the external voltage loop. The proposed structure was verified with simulation results were the transition from an active rectifier to inverter was tested by changing the direction of the current at the DC link. Simulation results were presented in order to verify this proposal.

Keywords: Active rectifier, back-to-back converter, inverter, vector control.

1. Introducción

Actualmente algunos esquemas de generación eólica se caracterizan por la incorporación de convertidores electrónicos de potencia con la finalidad de obtener características mejoradas de operación de los sistemas de generación eólica, maximizar la energía generada, y obtener una mejor regulación de las tensiones y corrientes del sistema. Además, el uso de convertidores del tipo CA-CA (cicloconvertidores, convertidores matriciales y back-to-back) ha permitido, a los generadores del tipo síncrono tales como el Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP) operar a velocidades variables, esto es utilizando convertidores que proporcionen tensiones de frecuencia variable a la máquina. También es posible incrementar el rango de velocidad en los generadores de inducción del tipo jaula de ardilla también con el uso de este tipo de convertidores [Jianfeng, 2017], los cuales de lo contrario necesitarían para operar como generador un deslizamiento negativo y un límite de velocidad que alcanza como máximo un 10% sobre la velocidad síncrona. Para el caso del Generador de Inducción de Doble

Alimentación (GIDA), el cual, si se alimenta en su rotor por una fuente trifásica de frecuencia y amplitud variables, este tiene la capacidad de operar en un rango de velocidades entre $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona, mientras el estator se encuentra conectado a la red eléctrica de tensión y frecuencia fijas, el cual se ha utilizado en aplicaciones de generación eólica en velocidad variable [Fateh, 2015].

En el sistema de generación eólica basado en un GIDA se propone utilizar un convertidor back-to-back entre la alimentación del rotor y la red eléctrica, con un esquema de control vectorial, utilizando un sistema cuyo esquema se muestra en la figura 1. Esta configuración se propone con la finalidad de inyectar potencias reactivas en el rotor para realizar la excitación magnética de la máquina, y de esta manera conseguir una operación con reactivos igual a cero y factor de potencia unitario en las terminales del estator. Además, para los modos de operación en velocidades subsíncronas o supersíncronas se precisa la inyección o la extracción de potencia activa que permita a la máquina entregar las potencias que le son requeridas en su estator. De esta manera se considera que el convertidor a utilizar en esta aplicación debe de ser capaz de generar componentes reactivos, así como, transferir potencia de manera bidireccional con el empleo de un esquema de control vectorial.

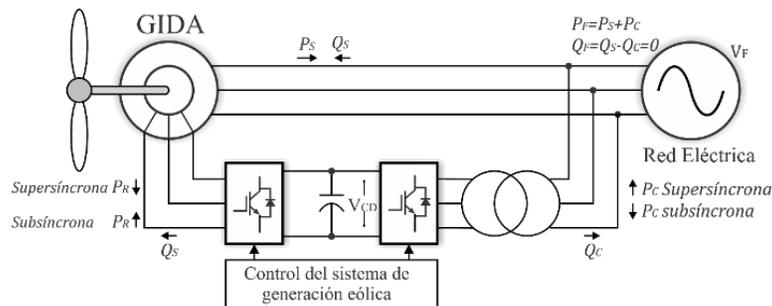


Figura 1 Diagrama a bloques del sistema de generación eólica utilizando un generador de inducción de doble alimentación.

Como se puede apreciar en la figura 1, el convertidor Back-to-Back se conecta entre los devanados del rotor y la red eléctrica, en este caso la inyección o la extracción de potencia al rotor es determinada por la estructura de control vectorial en el convertidor del lado de la máquina, el cual también puede implementar algoritmos

de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) para el sistema eólico, por lo que este debe demandar o transferir potencia al Bus de CD. En este esquema, el convertidor del lado de la red realiza el control de la tensión en el enlace de CD, el cual depende de la potencia que pueda transferir o extraer de la red eléctrica. En distintos trabajos [Isen, 2012][Xu, 2016] se muestra que la parte del convertidor que se encuentra conectada en el lado de la red puede operar como inversor y como rectificador, para lo cual las estructuras de control utilizadas para ambos casos son idénticas, requiriendo únicamente realizar cambios en las referencias de corriente cuando este necesite cambiar de modo, sin embargo no se suele presentar los dos modos de operación en un mismo trabajo, por ello la motivación de este trabajo es presentar a detalle los dos modos de operación en un solo convertidor, además de mostrar la transición entre los dos modos durante operación continua.

2. Métodos

Las características del convertidor son determinadas por las características del GIDA empleado en el sistema de generación eólica, estas se muestran en la tabla 1, en donde las potencias requeridas que se deben de inyectar en el rotor para operar con potencia de estator nominal a velocidad subsíncrona mínima o a velocidad supersíncrona máxima, se calculan a partir de las características del GIDA, utilizando el análisis mostrado en [Abad 2011], sabiendo que este tipo de sistemas suelen operar en rangos de velocidades alrededor de un $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona.

Tabla 1 Características de generador de inducción doble alimentación SPR 132 L6 HW.

Característica	Valor
Potencia Nominal	5.5 kW
Velocidad síncrona	1200 rev/s
No. De Polos	6
Tensión de línea en el estator	230 V
Corriente Nominal del estator	21.7 A
Tensión de línea en el rotor	180 V
Corriente máxima del rotor	19 A
Factor de potencia	0.79

Dimensionamiento del sistema de generación eólica

En el caso de la generación de energía eléctrica a velocidades inferiores a la síncrona es necesario inyectar potencia en las terminales del rotor de la máquina, por lo que, para la operación del GIDA con una potencia de 5.5 kW en las terminales del estator y de acuerdo al análisis en [Bose, 2002] [Abad, 2015], la potencia real que se debe de inyectar en el rotor para un deslizamiento máximo de $S = 0.3$ se obtiene con la relación aproximada de la ecuación 1.

$$P_r \cong sP_s = (0.3)(5.5kW) = 1.65 kW \quad (1)$$

La potencia reactiva correspondiente a la maquina se obtiene con el factor de potencia de la máquina y el triángulo de potencias mostrado en ecuaciones 2 y 3.

$$\text{sen } \varphi = \sqrt{1 - F.P^2} = \sqrt{1 - (0.79)^2} = 0.61 \quad (2)$$

$$Q_T = P_s \frac{\text{sen } \varphi}{\text{cos } \varphi} = 5.5kW \left(\frac{0.61}{0.79} \right) = 4.26 kVAR \quad (3)$$

Considerado que se puede alimentar al rotor de la maquina con la potencia reactiva que requiere la máquina, ya sea completamente o en parte, ésta se determina tomando en cuenta la corriente nominal de rotor para encontrar la potencia reactiva que es posible inyectar en las terminales del rotor, para ello primero se calcula la tensión máxima del rotor v'_{rll} considerando el deslizamiento máximo s y su relación de transformación u como se muestra en la ecuación 4.

$$V'_{rll} = s \frac{V_r}{u} = 0.3(180) = 54 V \quad (4)$$

Partiendo de esta tensión máxima obtenida, la corriente nominal en el rotor se calcula entonces con la potencia aparente haciendo $S = \sqrt{3} V'_{rll} I_r = \sqrt{3}(54)(19) = 1.78KVA$ de los cuales se necesitan 1650 W de potencia real, por lo que la potencia reactiva que se puede obtener se encuentra utilizando la ecuación 5.

$$Q_r = \sqrt{1778^2 - 1650^2} = 659.7 VAR \quad (5)$$

Por tanto, se tienen disponibles hasta 659.7 VAR que se pueden inyectar a través del rotor, quiere decir que la corriente nominal del rotor es insuficiente para realizar

la inyección de toda la potencia reactiva que necesita la máquina a través del rotor, y que es necesaria para obtener en estator de maquina componentes reactivos cero. Por lo tanto, se considera utilizar el convertidor del lado de la red para realizar la compensación de la potencia reactiva requerida por el sistema de generación eólica. Dado que los reactivos que deben de ser compensados por el convertidor son $4.268 - 0.6597 = 3.608 \text{ kVAR}$, se toma en cuenta que convertidor del lado de la red utilizado debe de tener una capacidad de $S_c = \sqrt{(3.608)^2 + (1.65)^2} = 3.96 \text{ kVA}$.

Para que el convertidor utilizado se desempeñe con la potencia S_c que se necesita y tomando en cuenta que el convertidor está basado en el módulo de IGBTs FNA25060, el cual para frecuencias de conmutación de 10 kHz tiene una corriente segura de operación máxima de 28 A, se debe de calcular la tensión mínima utilizando la ecuación 6 con estos dos datos, la cual debe de ser de al menos:

$$V_{CLL} = \frac{S_c}{\sqrt{3} I_c} = \frac{3.96 \text{ kVA}}{\sqrt{3}(28A)} = 82 V_{RMS} \quad (6)$$

Y la tensión mínima en el bus de DC se determina utilizando la ecuación 7.

$$V_{DCmin} = \sqrt{2}(82) = 115 V \quad (7)$$

Considerando hasta un 20% más en la tensión del Bus de CD para asegurar que el convertidor no opere por debajo de la tensión mínima de un rectificador activo se propone un valor de $V_{CD} = 140 V$ en la tensión del Bus de CD. Tomando en cuenta este valor, se debe de utilizar un transformador entre la red y el convertidor, para un valor de tensión de fase de $82 V_{RMS}$. Por lo que el transformador debe tener una relación de transformación de $u = 82/230 = 0.35$, y se pueda acoplar el convertidor a la red eléctrica trifásica.

Diseño del convertidor electrónico del lado de la red

Debido a que la corriente nominal del rotor es insuficiente para realizar inyección de toda la potencia reactiva que la máquina requiere para su operación a través del rotor, se plantea utilizar convertidor del lado de la red para realizar la compensación de la potencia reactiva que la máquina toma de la red a través del estator.

Para el dimensionado de los componentes del convertidor del lado de la red se utilizan los parámetros obtenidos anteriormente. Primero para el cálculo del inductor y tomando en cuenta que los valores de la tensión son pequeños se considera una caída de tensión en el inductor V_L del 15% de la tensión de entrada considerando que se debe compensar por la caída de tensión producida por pérdidas en los IGBT del convertidor y por la resistencia del cobre en los devanados de los inductores, con este criterio se obtiene un inductor de 1.2 mH. Todos los parámetros del convertidor se muestran en la tabla 2, incluida la frecuencia de conmutación que fue seleccionada considerando diversos factores como la velocidad de ejecución de los lazos de control en el microcontrolador, la frecuencia máxima permitida por el módulo de IGBTs utilizados, y evitar la emisión de sonido audible.

Tabla 2 Características del convertidor utilizado.

Tensión de línea RMS	81.66 V
Potencia Nominal	± 3.96 kVA
Tensión de bus de referencia CD	140 V
Corriente nominal RMS	28 ^a
Capacitor en el Bus de CD	2.7 mF
Inductor L	1.2 mH
Resistencia del Inductor r_L	40 m Ω

Modelo del convertidor del lado de la red

El convertidor back-to-back tiene dos convertidores trifásicos de seis interruptores, conectados en el bus de CD, debido a que el análisis de este artículo se centra en el convertidor del lado de la red, en la figura 2 solo se muestra dicho convertidor, el cual está conectado a la red por medio de un filtro conformado por tres inductores. Por simplicidad en este análisis, se omite el transformador trifásico requerido para convertir las tensiones de la red, sin embargo, este se considera como parte de la componente inductiva (L) y sus pérdidas asociadas al inductor (r_L). El convertidor del lado de la red trabaja basado en la generación de tensiones de corriente alterna para obtener un fasor de corriente alineado con el fasor de tensión de la red, para el análisis presentado se consideraron las componentes reactivas de la corriente en cero, sin embargo, es posible utilizar el convertidor para inyectar o demandar potencias reactivas a la red eléctrica si así lo requiere la aplicación.

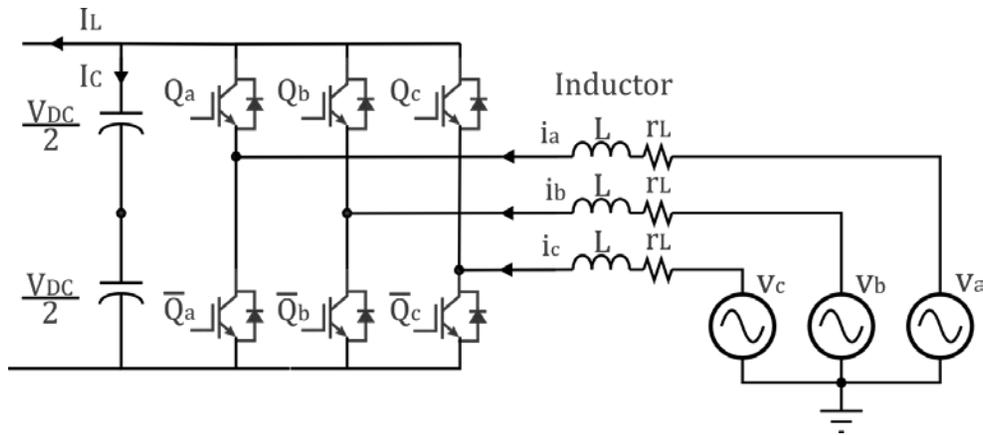


Figura 2 Diagrama del convertidor del lado de la red.

En el modo de operación como rectificador activo el convertidor se comporta como un convertidor tipo Boost, ya que proporciona una tensión en el bus de CD mayor que el valor de la amplitud de las tensiones de fase controlando la componente real de la corriente de entrada al convertidor. Adicionalmente para la operación como inversor, este debe de inyectar potencia a la red eléctrica, pero en este caso y debido a que el valor de la tensión trifásica está establecido por la red, para este caso el convertidor inyecta corriente a la red para mantener la tensión en el enlace de CD, que aumenta cuando el convertidor en el lado de la máquina entrega potencia al enlace de CD. Tomando en cuenta que el convertidor se comporta como una fuente de tensión que se conecta a la red eléctrica, se requiere de un filtro con una impedancia conocida para que al generar las señales de la tensión de salida a través de la modulación PWM, ocurra una caída de tensión en la impedancia y así obtener la corriente que vaya del convertidor a la red o viceversa.

Utilizando un modelo análogo monofásico del inversor se obtiene del diagrama de la figura 3, la forma fasorial de la ecuación 8, la cual se utiliza para determinar el fasor de la tensión del inversor que permite encontrar la corriente deseada.

$$\bar{V}_s = (j\omega L + r_L)\bar{I}_s + \bar{V}_c \quad (8)$$

Derivado del análisis de la ecuación 8, la transferencia de potencia activa por el convertidor está asociada a la componente real de la corriente [Li, 2007], por lo que se debe obtener un fasor de corriente I_s con un ángulo de desfase de 0° para el

modo de operación rectificador activo, y un ángulo de desfase de 180° para que opere como un inversor que inyecta potencia a la red eléctrica. La representación gráfica del método para obtener estos vectores de corriente real se muestra en la figura 4a.

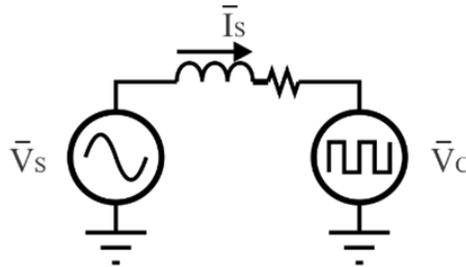


Figura 3 Circuito monofásico equivalente del convertidor del lado de la red.

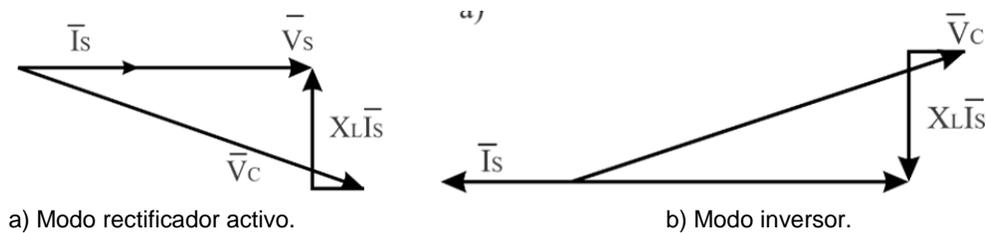


Figura 4 Diagramas fasoriales.

Para el caso cuando el convertidor trabaja como rectificador activo, donde la caída de tensión en la impedancia es un fasor adelantado 90° , que resulta en la corriente en fase con la tensión de red. En la figura 4b se muestra el diagrama fasorial cuando el inversor operar como inversor que inyecta corriente a la red eléctrica, en este caso el fasor de la tensión en inductor debe de estar atrasado 90° , de manera que se obtiene una corriente a 180° desfaseamiento. Si además se desea obtener potencias reactivas en el convertidor, se puede realizar obteniendo fasores de corriente con ángulos de desfaseamiento diferentes a 0° y 180° .

Para implementar una estructura de control del convertidor en el lado de la red es necesario obtener un modelo del convertidor que permita analizar su comportamiento dinámico, para lo cual se obtiene el sistema de ecuaciones 9 que sirve para encontrar las corrientes en cada una de las ramas del convertidor [Chaojun, 2014].

$$\begin{aligned}
 L_{Rred} \frac{d i_a(t)}{dt} &= v_{s_a}(t) - VDC_{S_a}(t) - rLi_a(t) \\
 L_{Rred} \frac{d i_b(t)}{dt} &= v_{s_b}(t) - VDC_{S_b}(t) - rLi_b(t) \\
 L_{Rred} \frac{d i_c(t)}{dt} &= v_{s_c}(t) - VDC_{S_c}(t) - rLi_c(t)
 \end{aligned} \tag{9}$$

Donde las tensiones que representan a la red son las mostradas en la ecuación 10.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_m \cos(\omega t) \\
 v_b(t) &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= V_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{10}$$

Para el lado del bus de corriente directa, la ecuación 11 sirve para encontrar la tensión en el bus de corriente en función de las corrientes de alterna y los estados del convertidor, en este modelo también se considera la corriente consumida o entregada por el convertidor en el lado del rotor I_l .

$$\frac{dV_{cd}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{Link}} ((S_a(t)i_a(t) + S_b(t)i_b(t)) + S_c(t)i_c(t) - I_l) \tag{11}$$

Dado que las corrientes y tensiones del sistema de ecuaciones 9 son variantes en el tiempo y del tipo sinusoidal, la estructura de control para obtener las corrientes deseadas se torna muy compleja, por lo que se plantea el uso del control vectorial, que originalmente se emplea en el control de motores de corriente alterna, donde se realiza la conversión del modelo en un sistema de ecuaciones en tres dimensiones a un modelo bidimensional en un marco de referencia síncrono utilizando las transformaciones de Park y Clarke, las cuales se expresan en las ecuaciones 12 y 13, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_\phi(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \text{sen}(\phi) & 0 \\ -\text{sen}(\phi) & \cos(\phi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_\phi(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

Una vez que el modelo es transformado se obtiene un sistema equivalente en el marco de referencia síncrono, expresado en la ecuación 14. Al analizar las ecuaciones se observa que se encuentra acopladas la una con la otra, por lo que, al realizar un cambio en las señales de entrada de una ecuación, ésta también afecta a la otra, además agrega la complicación de que estos acoplamientos hacen que el sistema de ecuaciones sea un sistema no lineal.

$$\begin{bmatrix} L_{red} \frac{di_d(t)}{dt} = v_{s_d}(t) - VDCs_d(t) - r_L i_d(t) - \omega L_{red} i_q(t) \\ L_{red} \frac{di_q(t)}{dt} = v_{s_q}(t) - VDCs_q(t) - r_L i_q(t) - \omega L_{red} i_d(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

Para ello se ha ideado el uso de una estructura llamada red de desacople en el lazo de control de corriente que cancele estos dos términos en el sistema de ecuaciones haciéndolas independientes [Liserre. 2003], esta red de desacople se coloca después de los controladores en el lazo de corriente. La red mencionada es conocida en la literatura como “feedforward” y se muestra en la figura 4.

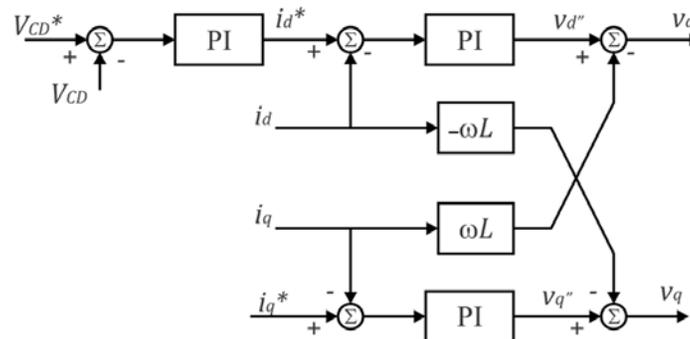


Figura 4 Lazo de control convertidor del lado de la red con la estructura feedforward.

Para el desarrollo de esta estructura se ha considerado a la tensión de la red como una perturbación, por lo cual es posible no considerarla en el análisis. Finalmente se hace un cambio de variable expresando las nuevas tensiones de salida en la ecuación 15.

$$\begin{aligned}v_d(t) &= v'_d(t) + \omega L_{red} i_q(t) \\v_q(t) &= v'_q(t) - \omega L_{red} i_d(t)\end{aligned}\tag{15}$$

Al sustituir en las ecuaciones del sistema se cancelan los acoplamientos que aparecen por la transformación al marco de referencia síncrono. De esta forma es posible obtener las funciones de transferencia de las corrientes del convertidor como se expresan en las ecuaciones 16 y 17, las cuales se usan para calcular los controladores que se utilizan en el lazo de corriente.

$$G_{id}(s) = \frac{i_d(s)}{v'_d(s)} = \frac{1}{r_L + sL}\tag{16}$$

$$G_{iq}(s) = \frac{i_q(s)}{v'_q(s)} = \frac{1}{r_L + sL}\tag{17}$$

Para sencillez de este análisis se considerará una operación sin componentes reactivos, por lo que la componente de corriente en el marco de referencia síncrono i_q es cero, para ello se establece que la referencia en la estructura de control de esta componente sea igual a cero. Tomando en cuenta estas consideraciones la función de transferencia resultante se muestra en la ecuación 18. En este caso se consideró un modelo de señal pequeña que estudia la variación de la tensión de CD alrededor de un punto de operación, para este caso los valores de I_L y V_{CD} son los correspondientes a los valores máximos de diseño del convertidor.

$$G_{VCD}(s) = \frac{v_{CD}(s)}{i_d(s)} = \frac{1}{s C_{CD} + \frac{I_L}{V_{CD}}}\tag{18}$$

Una vez obtenidas las funciones de transferencia del convertidor se realiza el diseño de los controladores para cada uno de los lazos del convertidor, en este caso y como se ha presentado en distintos trabajos [Chaojun, 2014] y [Lisserre, 2003], se han propuesto controladores del tipo Proporcional-Integral (PI) en cada uno de los lazos. Para ello se parte la representación en forma de un cero en el origen y un polo, como se expresa en la ecuación 19, y se realiza la sintonización empleando los diagramas de Bode, de manera de establecer un margen de fase a una frecuencia de cruce deseada.

$$H_{id}(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (19)$$

Se inicia el diseño de los lazos de control se considerando los datos de la tabla 2, que contiene los parámetros del convertidor. El procedimiento de diseñar el controlador utilizando diagramas de Bode tiene como objetivo obtener una respuesta con la velocidad y forma requeridas. Para el caso del lazo de corriente de acuerdo a las características de diseño, este se suele diseñar con una frecuencia de cruce en un orden de magnitud por debajo de la frecuencia de conmutación $\omega_{idc} \leq 10\omega_{SW}$ (ecuaciones 20 y 21), para que este rechace los efectos transitorios de la frecuencia de conmutación.

$$\|H_{id}(s)G_{id}(s)\|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (20)$$

$$\angle H_{id}(s)G_{id}(s)|_{s=j\omega_c} = MF - 180^\circ \quad (21)$$

Para el lazo de la tensión del Bus de CD se debe de considerar la función en lazo cerrado de lazo de corriente considerando $G_{olid}(s) = H_{id}(s)G_{id}(s)$. La función en lazo cerrado se define con la ecuación 22.

$$G_{clid}(s) = \frac{G_{olid}(s)}{1 + G_{olid}(s)} \quad (22)$$

Utilizando la función de transferencia de corriente obtenida en la ecuación 16, y sustituyendo en la función 22 se obtiene la función de la tensión en el bus de DC con los parámetros del convertidor y el controlador de corriente. Se sintoniza el controlador del lazo de tensión utilizando el diagrama de Bode de la función obtenida para obtener un margen de fase a una frecuencia de corte deseada. En este caso la recomendación que hay en la literatura, es que sea de un orden de magnitud por debajo de la frecuencia de cruce del lazo cerrado de corriente.

$$\|H_{VDC}(s)G_{VDC}(s)G_{clid}(s)\|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (23)$$

$$\angle H_{VDC}(s)G_{VDC}(s)G_{clid}(s)|_{s=j\omega_c} = MF - 180^\circ \quad (24)$$

Los parámetros elegidos para el diseño, en el caso del lazo de corriente serian una frecuencia de corte a los 1000 Hz con un margen de fase de 89° que se utilizarán

en las ecuaciones 23 y 24, con lo que se obtiene una respuesta sobreamortiguada sin sobretiros de corriente para evitar exceder límites de corriente del convertidor, y aun así conservar una velocidad de respuesta adecuada. En este caso los valores del controlador son $Ki = 1500$ y $Kp = 15$, que resultan en la función 25.

$$H_{id}(s) = 15 \frac{s + 100}{s} \quad (25)$$

Para la sintonía del lazo de tensión se designó una frecuencia de corte 80 Hz que permite lograr una recuperación de las perturbaciones dentro de un solo ciclo de la tensión de entrada, además con un margen de fase de 65° se obtiene una respuesta rápida y con un sobre impulso menor al 1.2 de la tensión de referencia, para lo cual los parámetros del controlador son $Ki = 450$ y $Kp = 1.927$ y la función de transferencia resultante, ecuación 26.

$$H_{VDC}(s) = 1.927 \frac{s + 233}{s} \quad (26)$$

3. Resultados

Para la verificación del diseño, se hicieron simulaciones en Simulink™ para demostrar la capacidad de los controladores propuestos para funcionar como inversor o rectificador y realizar la transición entre los dos estados al momento que el convertidor del lado del rotor demanda o entrega energía al bus de CD.

La primera prueba (figura 5) realizada es la transición del modo de operación de rectificador a inversor utilizado una rampa de corriente que va de la máxima salida, es decir $I_L = 11.78 A$ para los 1650 W hasta la corriente máxima como inversor $I_L = -11.78 A$. Esta transición ocurre en un tiempo de 50ms, para ello se utiliza una fuente controlada de corriente en el bus de CD que simula la salida del convertidor en el lado de la máquina, donde se observa primero la tensión del enlace de CD contra las corrientes del convertidor, y contra las corrientes en el marco de referencia síncrono. La siguiente prueba (figura 6) consiste en un escalón de corriente que va del valor máximo hasta el mínimo, esto es con la finalidad conocer la respuesta del sistema a una variación abrupta en la carga, el escalón de corriente es apreciable en las gráficas de corriente en el marco de referencia síncrono.

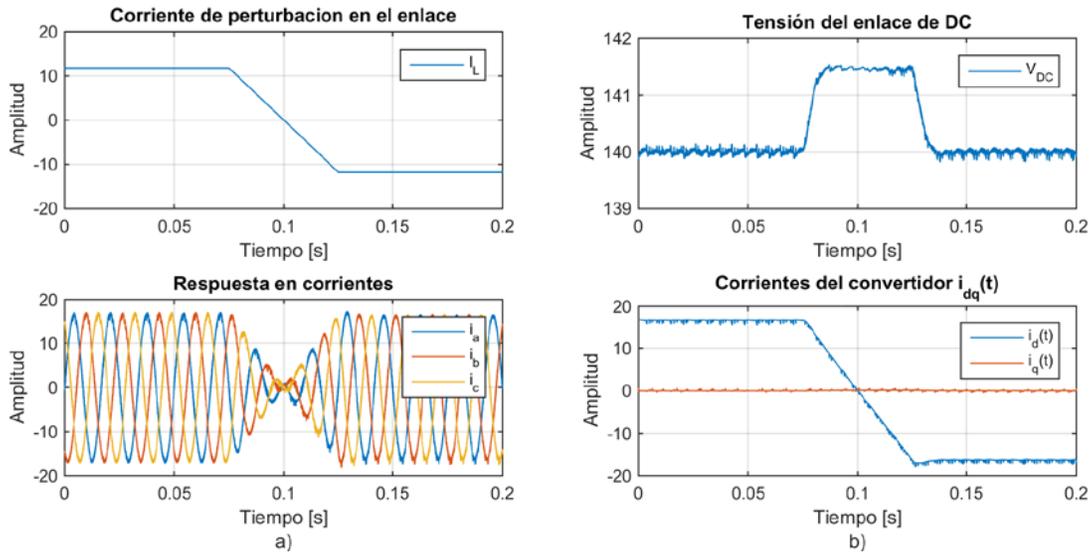


Figura 5 Resultados de simulación para la respuesta a perturbación en forma de rampa.

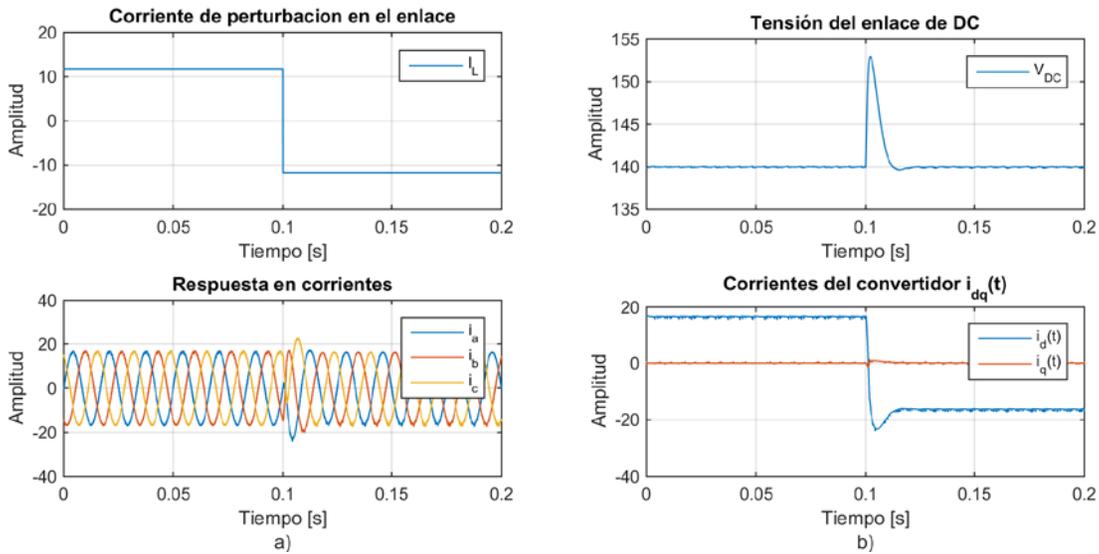


Figura 6 Resultados de simulación para la respuesta a una perturbación del tipo escalón.

4. Discusión

En la figura 5 se muestra su respuesta a la rampa, en esta se observa que durante la rampa el convertidor tiene en la tensión de red una desviación con respecto a la referencia del bus de CD, esto es debido a la característica de error que tiene el control integral al seguir rampas u otras señales variantes en el tiempo. La función rampa utilizada es representativa de un caso donde existe una transición gradual

de velocidad o par en el sistema de generación el cual al pasar del modo velocidad supersíncrona a subsíncrona demanda potencia al bus de CD en lugar de entregarla a esta, esta simulación muestra el caso más extremo para esta aplicación.

En el caso de la respuesta a una perturbación tipo escalón el sobreimpulso observado se mantiene por debajo de 1.2 veces el valor de la referencia y un tiempo de recuperación de 15 ms (figura 6), este resultado coincide con el comportamiento calculado en el diseño de los lazos de control, esta prueba se realizó principalmente para conocer el desempeño del sistema y las estructuras de control propuestas, dado que hay una poca posibilidad de que se presente un caso de este tipo, solamente sirve para conocer el límite del sistema.

5. Conclusiones

En la literatura comúnmente se suele presentar las estructuras de control de este tipo de convertidor únicamente para la aplicación en modo rectificador activo, no se suele presentar su utilidad como inversor para la inyección de potencia a la red eléctrica. la propuesta de utilizar un lazo de control de voltaje en conjunto con el control de corriente parte del hecho de que en el convertidor back to back, la parte que se encuentra conectada al generador se suele comportar como una fuente de corriente que demanda o entrega energía al bus de CD durante la operación del sistema de generación eólica propuesto, por lo cual la otra sección del convertidor se debe de encargar de mantener una tensión constante en el mismo, en este caso se verifican la capacidad del convertidor de hacer la transición entre los dos modos en durante la operación sin interrupciones, por lo que el uso de esta estructura propuesta se considera apropiada para la aplicación.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Abad, G. Doubly fed induction machine: modelling and control for wind and energy generation. IEEE Wiley. New Jersey, USA. 2011.
- [2] Chaojun, W., & Yanbin, Z. Vector control of three-phase voltage source PWM rectifier based on fractional-order controller. Control and Decision Conference (2014 CCDC). Changsha, China. 2014.

- [3] Alvarado, J. Implementación del accionamiento de un motor de inducción utilizando tecnología ARM. Tesis de maestría. Ciudad de Mexico, 2017.
- [4] Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. New jersey: Prentice Hall. 2002.
- [5] Fairchild Semiconductor Industries, FNA25060, 600 V Motion SPM 2 Series. USA, 2015.
- [6] Fateh, W. & N. White, A Maximum Power Tracking Technique for Grid-Connected DFIG-Based Wind Turbines. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE, 957 – 966, 2015.
- [7] Holmes, G. D., & Lipo, T. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Chicago, John Wiley & Sons. 2003.
- [8] Isen, E., & Faruk, A. B., 10 kW grid-connected three-phase inverter system: Control, simulation and experimental results. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Aalborg, Denmark, 2012.
- [9] Jianfeng, F., & Guobing S, S. Exploration of a DC wind farm integrated by variable-speed squirrel cage induction generator (SCIGs). The Journal of Engineering , 1488 - 1493. 2017.
- [10] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. Control in Power Electronics Selected Problems. San Diego, California: Academic Press. 2002.
- [11] Li, S., Haskew, T. A. Analysis of decoupled d-q Vector Control in DFIG Back-to-Back PWM converter. Power Engineering Society General Meeting, 2007. Tampa, FL, USA. 2007.
- [12] Mohan, N., Undeland, T. M. Power electronics: converters, applications, and design. Minnesota: John Wiley & Sons. 1989.
- [13] Xu, j., & Ji, L., Control of three-phase grid-connected LCL-filtered inverters with adaptability to non-ideal grid, IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, China, 2016.
- [14] Liserre, M., Dell'Aquila, A., & Blaabjerg, F. Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA. 2003.