

ESTUDIO Y MODELADO DE UN RECTIFICADOR PWM TRIFÁSICO USADO PARA COMPENSAR SAGS DE TENSIÓN SIMÉTRICOS Y ASIMÉTRICOS.

Ciro Núñez

Víctor Cárdenas

Jesús Lira

UASLP, Fac. de Ingeniería, Posgrado en Ingeniería Eléctrica
Av. Manuel Nava No. 8, Zona Universitaria, San Luis Potosí, S. L. P.
FAX 01 (444) 8 17 33 81
e-mail: calberto@uaslp.mx

Resumen: En este artículo se analiza un rectificador trifásico PWM, obteniendo su modelo matemático simplificado en un marco de referencia giratorio síncrono $dq0$. Los resultados obtenidos de este análisis permiten por una parte conocer la dinámica funcional del rectificador, concluyendo que es posible su uso como compensador de sags de tensión simétricos y asimétricos. Por otra parte, el adecuado análisis del modelo matemático permite un mejor diseño del algoritmo de control. Se muestran resultados de simulación, donde además de compensar sags de tensión manteniendo regulada la tensión de CD de salida, se mantiene también balanceada la corriente demandada a la red eléctrica, con una baja distorsión armónica y un buen factor de potencia.

1. Introducción

Un sag de tensión es una reducción de su valor instantáneo nominal y que puede tener una duración de varios ciclos de red. Estos pueden ser causados por diversas razones tales como: arranque de motores de gran capacidad, cortos circuitos del sistema de potencia, apertura y cierre de interruptores, etc. Tales perturbaciones normalmente no causan daños en los equipos eléctricos conectados a la red, sin embargo pueden causar mal funcionamiento en algunos sistemas eléctricos - electrónicos como en el caso de variadores de velocidad para motores de inducción. Igualmente algunas cargas sensibles pueden presentar mal funcionamiento debido a la presencia de sags. Existen referencias donde se muestra el impacto económico que pueden tener este tipo de fallas en industrias donde hay variadores de velocidad [1], de hecho, ésta es una de las principales causas de pérdidas económicas. En [1] se muestran los resultados de un estudio a nivel industrial donde se tienen motores controlados por variadores de velocidad; en ese trabajo se concluye que un sag de tensión con una duración de 12 ciclos de red o más y una reducción del 20% en la tensión, es suficiente

para activar las protecciones asociadas a un proceso continuo relacionado con motores. Si además se considera que más de la mitad de la energía eléctrica generada es procesada por motores (en los países industrializados) entonces es clara la relevancia de este problema [2].

En la figura 1 se muestra un sag típico de tensión trifásico. El valor pico de tensión instantánea cae a un 50% de su valor nominal en cada fase. La misma figura muestra el efecto que el sag tiene en la tensión del bus de CD para un rectificador de 6 pulsos. Puede observarse una disminución significativa del valor de CD de tal manera que pueden activarse las protecciones asociadas a la aplicación correspondiente.

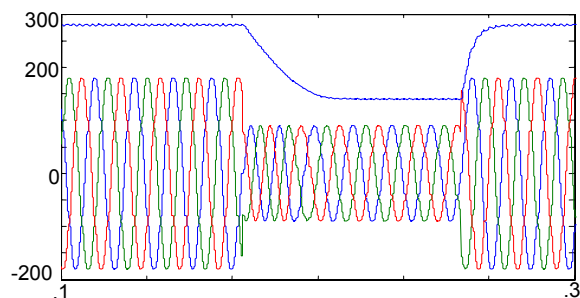


Figura 1. Sag de tensión trifásico de una magnitud del 50% del valor nominal y tensión del bus de CD.

Una de las alternativas que puede compensar los efectos de un sag de tensión es conectar un convertidor elevador en la parte de CD [3], [4]. No obstante, lo anterior implica la conexión de elementos adicionales que aumentan la cantidad de dispositivos involucrados y por lo tanto disminuye la confiabilidad del sistema. Como una solución alternativa, se puede emplear un rectificador PWM, el cual ha sido estudiado en [5] y [6]. Como contribución de este artículo, se analiza la capacidad del rectificador PWM para compensar sags. En la figura 2 se muestra la topología propuesta, la cual presenta las siguientes ventajas:

- (1) Mayor confiabilidad debido a que no es necesario conectar convertidores adicionales al propio rectificador.
- (2) El rectificador PWM posee características conocidas tales como: alto factor de potencia, baja distorsión armónica en la corriente, capacidad de balancear las corrientes de línea.
- (3) En este artículo se analiza la ventaja adicional de compensar sags de tensión manteniendo constante la tensión en el lado de CD sin perder las ventajas antes mencionadas.
- (4) El control implementado es un PI convencional.

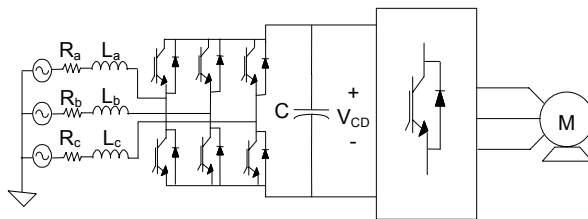


Figura 2. Rectificador PWM propuesto

2. Topología propuesta

La topología propuesta consiste de un rectificador PWM como el que se muestra en la figura 2. Como dispositivos de potencia se emplean IGBT's, cuyo adecuado control permite regular la energía demandada a la red eléctrica, de tal forma que la corriente de línea sea senoidal y en fase con la tensión. Además, esta misma topología, permite regular la tensión del bus de CD ante perturbaciones de la tensión de red, y es posible mantenerla dentro de parámetros adecuados de operación, sin detrimento de las características de la corriente demandada. Con lo anterior se hace evidente que sin conectar elementos adicionales en el lado de CD es posible realizar la compensación de sags de tensión.

3. Análisis de la solución propuesta

La figura 3 muestra el diagrama equivalente de una fase del circuito de la figura 2. Donde i_a es la corriente demandada por la carga, u_a es la tensión fase-neutro de red, L_a es la inductancia conectada en serie con la red eléctrica, R_a es la resistencia asociada con las pérdidas del inductor y u_{ra} es la tensión fase neutro generada con el patrón de conmutación aplicado al rectificador PWM.

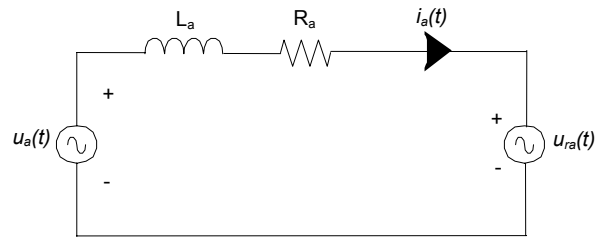


Figura 3. Circuito equivalente de una fase a frecuencia fundamental.

Haciendo un análisis del circuito mostrado en la figura 3 se puede obtener que la corriente i_a es:

$$i_a(t) = \frac{u_a(t) - u_{ra}(t)}{R_a + j\omega L_a} \quad (1)$$

Puede verse en la expresión anterior que la corriente puede controlarse mediante la regulación de la tensión u_{ra} generada por el rectificador.

4. Modelado del rectificador PWM

Ésta es una parte crítica del proceso ya que de ello depende la adecuada comprensión del funcionamiento dinámico del sistema. Además, con el modelado matemático se puede obtener información importante acerca del funcionamiento del rectificador PWM, permitiendo concluir que es posible compensar el bus de CD ante un sag de tensión, sin perder por ello la capacidad de reducir la distorsión armónica de corriente trifásica y el balanceo de la misma. Por otra parte, a partir de la información del modelo es posible diseñar un algoritmo de control adecuado que debe cumplir con tres aspectos importantes:

1. El algoritmo debe ser capaz de hacer que el rectificador demande de la red eléctrica una corriente senoidal y en fase con la tensión.
2. Si existe un sag en la tensión de red, independientemente de la naturaleza de éste (simétrico o asimétrico), el algoritmo debe ser capaz de detectarlo inmediatamente.
3. Generar en línea el nuevo patrón de conmutación adecuado para compensar esa condición.

Con base en la transformación dq0 de los elementos del rectificador PWM se puede obtener

el circuito simplificado que se muestra en la figura 4 [7].

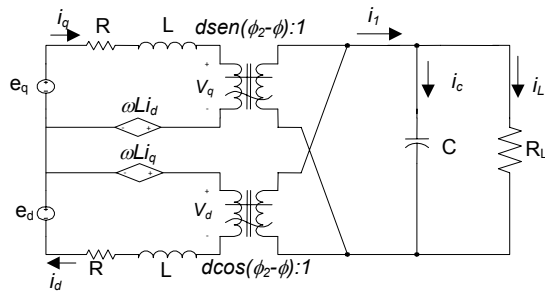


Figura 4. Circuito simplificado por la transformada dq0.

Las tensiones y corrientes del circuito original varían en el tiempo en un marco referencial fijo (figura 2). A través de la transformada dq0, es posible obtener un marco referencial giratorio síncrono, dando como resultado tensiones y corrientes invariantes en el tiempo, como se muestra en la figura 4. Ésta es una simplificación muy útil para el modelado matemático del rectificador PWM. En forma general, se define un sistema de alimentación, una función de conmutación y una matriz de transformación dq0 de la siguiente forma:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} d \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \phi_2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi) & \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \phi) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$K^{-1} = K^T \quad (5)$$

donde: $v = V_c s$ $x_{dq0} = Kx_{abc}$ (6)

siendo:

- s: La función de conmutación.
- V_c : Tensión en el bus de CD.
- d: Ciclo de trabajo.
- x_{dq0} : Variables en los ejes dq0.

x_{abc} : Variables en los ejes abc.

v : v_{abc}

Del análisis del circuito simplificado de la figura 4 se obtiene el siguiente modelo matemático:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{C} & \frac{d \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

Con base en la ecuación anterior pueden hacerse algunas observaciones: las variaciones en la tensión de CD se pueden controlar con las corrientes i_d e i_q . Sin embargo, como es deseable mantener un factor de potencia unitario, entonces la componente i_q tiende a ser cero. De esta forma, la corriente que controla las variaciones de V_{CD} es i_d . Se puede obtener a partir de la ecuación (7) un modelo de pequeña señal que proporciona información más completa para el diseño del controlador. El modelo en pequeña señal es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{CD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{D \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{C} & \frac{D \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{CD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{CD} \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\frac{V_{CD} \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{I_d \cos(\phi_2 - \phi) + I_q \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{C} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (8)$$

Donde: D es el promedio del ciclo de trabajo y \tilde{d} son las variaciones en el ciclo de trabajo. Del modelo anterior, se puede observar lo siguiente:

- a) **La corriente i_d es una componente** de CD que representa a la corriente fundamental en fase

con la tensión, por lo tanto es corriente que produce potencia activa. Si la tensión en el bus de CD disminuye o aumenta es necesario transmitir o demandar potencia activa del capacitor para compensar dicha variación. Del hecho anterior se desprende que controlando la corriente i_d es posible mantener regulado el bus de CD y esto puede verse en el modelo que se muestra en (8).

b) **Del modelo de pequeña señal** mostrado en (8), puede obtenerse una función de transferencia de la tensión en el capacitor con respecto a las variaciones del ciclo de trabajo. Contando con esa información, es posible diseñar un controlador que mantenga regulada la tensión del bus de CD de forma eficiente.

La figura 5 muestra el diagrama a bloques del control utilizado. Como puede observarse, el algoritmo de detección de las variables de compensación está basado en la transformada dq incluyendo la componente de secuencia cero para considerar fallas asimétricas

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \mathbf{K}^{-1} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_0^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

De las ecuaciones mostradas en (9), la de la izquierda corresponde a las componentes en el marco referencial giratorio síncrono dq0. La parte de la derecha son las corrientes de compensación abc obtenidas de i_d^* , i_q^* e i_0^* . Obsérvese en la figura 5 que se filtra i_d para obtener la compensación de las corrientes armónicas. La corriente i_q no se filtra pues se desea compensar la potencia reactiva generada tanto por componente fundamental como por armónicos. Tampoco i_0 se filtra pues se desea compensar las fallas asimétricas. La señal de error se obtiene de una comparación con cero, ya que se desea que los términos \tilde{i}_d , i_q e i_0 tiendan a cero para garantizar que se demande únicamente potencia activa a la red eléctrica.

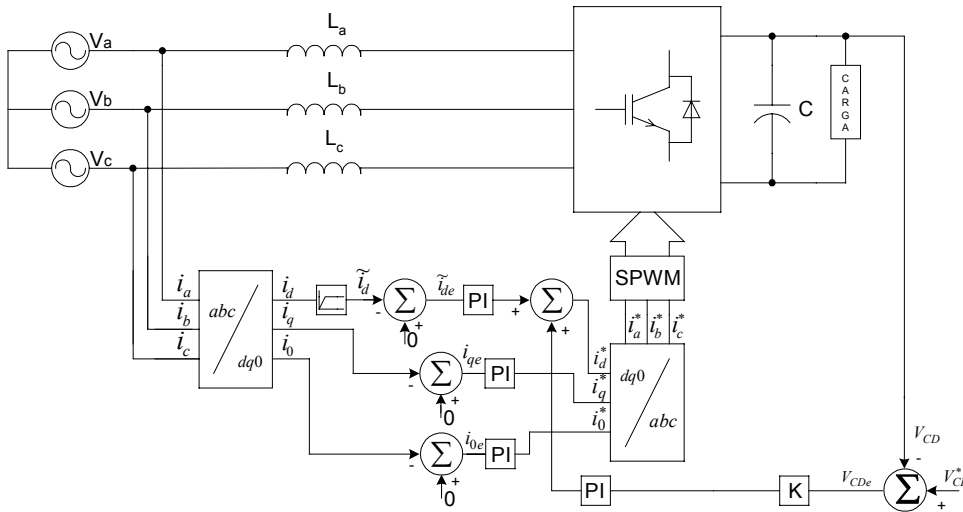


Figura 5. Diagrama a bloques del control utilizado

Las ventajas de utilizar este marco de referencia se pueden ver en [7]. Para obtener las corrientes en los ejes dq0 a partir de las corrientes originales de fase y las corrientes de compensación a partir de las componentes dq0 se realizan las siguientes transformaciones:

Finalmente la componente de secuencia cero, permite detectar cuando existe un desbalance en la corriente. Si las tensiones de red sufren un sag, esto se traduce como una variación en la corriente de carga y por lo tanto es detectable. Por otra parte, para mantener regulada la tensión del bus de CD es necesario transferir potencia activa hacia el capacitor. Para ello, puede verse en el diagrama a bloques mostrado en la figura 5 que se toma una muestra de la tensión del bus de CD y se compara con una referencia constante

deseada. A la señal de error se aplica una ganancia adecuada K , que la traduce en un nivel proporcional en corriente de CD. Finalmente esta componente se suma a i_a ya que de esta forma se obtiene una corriente proporcional en fase con la tensión que mantiene regulado el bus de CD.

5. Resultados de simulación

Se verificó lo anterior mediante la simulación de un prototipo en el paquete computacional SIMULINK de MATLAB con las siguientes características:

Tabla 1. Características del prototipo simulado

Interruptores	<i>IGBT's</i>
Inductor	<i>1 mH</i>
Capacitor	<i>2200 μF</i>
Potencia	<i>5.3 KVA</i>
Tensión de salida	<i>400 V</i>
Tensión de alimentación	<i>127 V fase - neutro</i>
Impedancia de la red	<i>5 % con $X/R = 8$</i>

a) Simulaciones en estado estable.

La figura 6 muestra la tensión de una de las fases de la red y la corriente de la misma fase la cual es senoidal y el ángulo de desplazamiento es cero, por lo que el factor de potencia es prácticamente unitario. Asimismo en la figura 7 puede verse la tensión regulada del bus de CD.

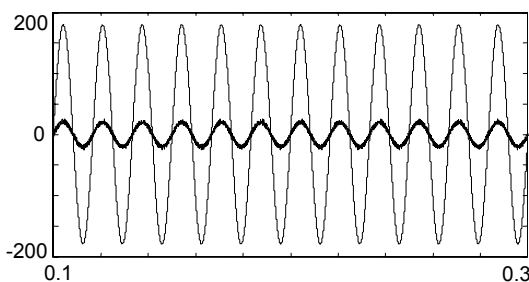


Figura 6. Tensión y corriente de una fase de la red eléctrica con el rectificador PWM compensando.

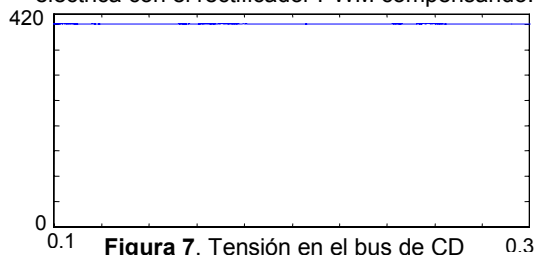


Figura 7. Tensión en el bus de CD

b) simulaciones con un sag asimétrico

En la figura 8 puede observarse el efecto del rectificador PWM en las corrientes de fase. Se aprecia que las corrientes trifásicas son senoidales y están balanceadas. Para resaltar este hecho se ha superpuesto la tensión de la red eléctrica, de esta manera se aprecia el tiempo en el cual ocurre el sag de tensión asimétrico. La tensión regulada del bus de CD se muestra en la figura 9. Puede verse un transitorio al momento del sag de tensión, sin embargo la tensión del bus de CD se mantiene regulada.

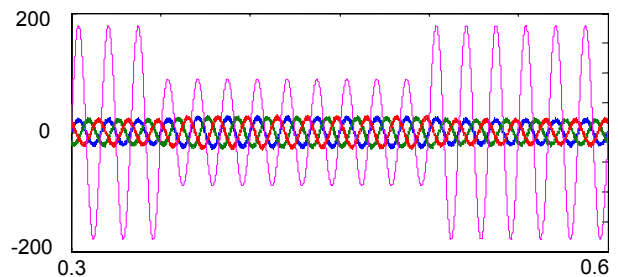


Figura 8. Corrientes trifásicas y tensión de la red eléctrica durante el sag de tensión.

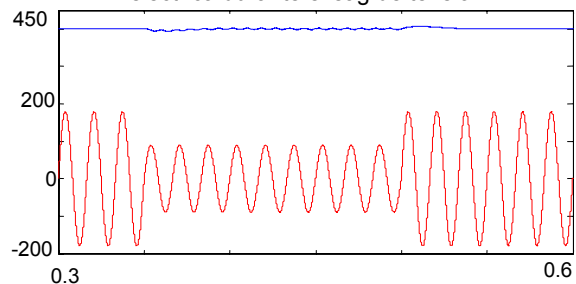


Figura 9. Tensión de fase y tensión en el bus de CD.

c) simulaciones con un sag trifásico simétrico

La figura 10 muestra la tensión de la red eléctrica con un sag trifásico de magnitud igual al 50% del valor nominal, asimismo se muestra la tensión del bus de CD, notándose un buen desempeño dinámico en el transcurso del sag.

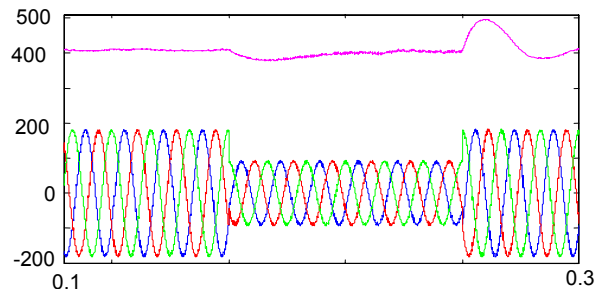


Figura 10. Tensión de alimentación trifásica y tensión del bus de CD.

La figura 11, muestra las corrientes de línea trifásicas. Puede verse que se mantienen senoidales con una baja distorsión armónica y debido a que la falla en tensión es simétrica, entonces las corrientes se mantienen balanceadas.

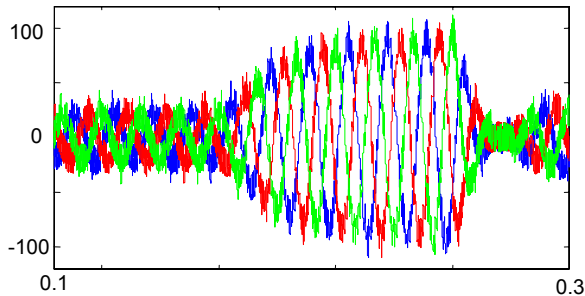


Figura 11. Corriente de red trifásica.

6. Diseño del control PI

La figura 12 muestra el diagrama de bloques del sistema retroalimentado. Siendo:

$C(s) = K_p \frac{s + K_i/K_p}{s}$ La función de transferencia del controlador PI.

$G(s)$, Las funciones de transferencia $i_d(s)/d(s)$; $i_q(s)/d(s)$; $V_{CD}(s)/d(s)$ en cada caso. Siendo $d(s)$ la variación del ciclo de trabajo con respecto a la frecuencia.

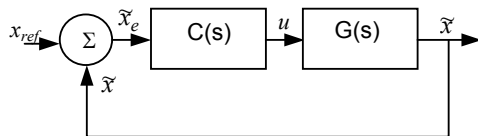


Figura 12. Diagrama a bloques del sistema retroalimentado.

Como puede verse del diagrama de bloques, el control PI introduce un polo en el origen, lo que garantiza que el error en estado estable llega a cero ante una entrada escalón. Por otro lado, cuando se selecciona el valor del cero de la función de transferencia del controlador PI a través de la ganancia K_i/K_p , ésta debe ser lo suficientemente grande para que la ganancia en lazo abierto sea mucho mayor que uno y la salida siga a la entrada ya que en lazo cerrado la función de transferencia es:

$$FT(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

7. Conclusiones

En este artículo se ha realizado un análisis del modelo matemático del rectificador PWM llegando a obtener un modelo de pequeña señal del mismo. A partir de tal modelo, se ha verificado que la topología tiene capacidad de compensar sags de tensión manteniendo regulada la tensión del bus de CD y una corriente de línea balanceada y senoidal. De igual forma, a partir de la información obtenida del modelo de pequeña señal, es posible hacer un diseño adecuado del control, considerando la relación que existe entre la tensión del bus de CD deseada y las variaciones del ciclo de trabajo. Asimismo se muestran las consideraciones generales para el diseño del controlador basado en un PI.

8. Referencias.

- [1] H. G. Sarmiento, E. Estrada, "A voltaje sag study in an industry with adjustable speed drives", IEEE industry applications magazine, Jan/Feb 1996
- [2] W. Leonhard. "Controlled AC drives, a successful transition from ideas to industrial practice". Control Eng. Practice, 7(1): 897 - 908, 1996.
- [3] O. Montero, P. Enjeti, "A low cost approach to provide ride-through for critical loads" Applied Power Electronics Conference and exposition, APEC-2001
- [4] J. L. Durán, P. Enjeti, "A low cost approach to improve the performance of an Adjustable Speed Drive (ASD) under voltage sags and short term power interruptions" Applied Power Electronics Conference and exposition, APEC-1998
- [5] L. Morán, P. Ziogas, G. Ojos, "Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions" IEEE, Transactions on Industry Applications, vol. 28, No 6, nov/dec 1992.
- [6] A. V. Stankovic, T. A. Lipo "A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions" Applied Power Electronics Conference and exposition, APEC-2000
- [7] Chun T. Rim, Nam S. Choi, Guk C. Cho, Gyu H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three phase current source PWM rectifier using circuit D-Q transformation" 23rd annual IEEE Power Electronics Specialists Conference record PESC'1992, pp 489-495.