

Control para rectificador con factor de potencia cercano a la unidad

TRABAJO DE GRADO

David Gúzman Obando
Ferney Steiman Beltran

Febrero 2, 2014

ESCUELA COLOMBIANA DE CARRERAS INDUSTRIALES
FACULTAD DE INGENIERÍA

Por medio de la presente certifico que he leído y recomiendo aceptar a la Facultad de
Ingeniería el trabajo de grado titulado

CONTROL PARA RECTIFICADOR CON FACTOR DE POTENCIA CERCANO A LA UNIDAD

por

DAVID GÚZMAN OBANDO
FERNEY STEIMAN BELTRAN

en cumplimiento al requisito parcial para obtener el grado de
INGENIERO ELECTRÓNICO.

Fecha: Febrero 2, 2014

Director:

Jhon Fredy Bayona Navarro MSc

Tabla de Contenido

Resumen	vii
1 Introducción	1
2 Planteamiento del Problema	3
3 Objetivos	5
3-1 Objetivo General	5
3-2 Objetivos Específicos	5
4 Convertidor con Corrección de Factor de Potencia (UPFC)	7
4-1 Descripción	7
4-2 Operación de la topología	8
4-3 Análisis en estado estacionario	10
4-3-1 Cálculo del ciclo útil en estado estacionario H	10
4-3-2 Cálculo del rizado de voltaje Δv_s	11
4-3-3 Cálculo del rizado de corriente Δi_L	12
4-4 Punto de operación en estado estacionario	13
4-5 Linealización	14
4-5-1 Método de linealización	15
4-5-2 Linealización del modelo simplificado del UPFC HB	17
5 UPFC: Diseño de Lazos de Control	19
5-1 Estrategias de control	19
5-2 Diseño del controlador de corriente	20
5-3 Diseño del controlador del voltaje de diferencia	25
5-4 Diseño del controlador del voltaje suma v_s	28

6	Resultados Experimentales	33
7	Recursos y Presupuesto	39
8	Conclusiones	41
8-1	Resumen de resultados principales	41
8-2	Trabajo futuro	41
A	Códigos fuentes	43
A-1	Cálculo del Jacobiano para linealización del sistema	43
A-2	Generación del diagrama de Bode para el lazo de corriente	44
A-3	Generación del diagrama de Bode para el lazo de voltaje suma	44
B	Archivos de simulación	45
B-1	UPFC HB: Lazo de corriente, lazo de voltaje diferencia y lazo de voltaje suma	45
B-2	UPFC HB: Circuito de gran señal	46

Lista de Figuras

4-1	Topología UPFC HB Boost	8
4-2	Señal de modulación SPWM	8
4-3	UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de malla (4-3)	9
4-4	UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de nodo (4-1)	9
4-5	UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de nodo (4-2)	10
5-1	UPFC HB-Boost: Diagrama funcional ilustrando la dependencia de v_s , v_d e i_L sobre h	19
5-2	Lazos de control sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques	20
5-3	UPFC HB: esquema de control por corriente promedio	20
5-4	Lazo de corriente sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques	21
5-5	UPFC HB: Diagrama de bloques del lazo de corriente del modelo lineal	22
5-6	Diagrama de Bode de (5-4) sin redes de adelanto	23
5-7	Diagrama de Bode de (5-12)	24
5-8	Lazos de voltaje diferencia sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques	25
5-9	Lazos de voltaje suma sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques	29
5-10	UPFC HB: Diagrama de bloques del lazo del voltaje suma v_s	30
5-11	UPFC HB: Diagrama de Bode del lazo de voltaje suma con y sin compensación	31
6-1	Seguimiento de i_L ante las variaciones de i_{ref}	33
6-2	Respuesta de i_L a las perturbaciones en h	34
6-3	Niveles armónicos del estándar internacional IEC1000 – 3 – 2 y niveles medidos en simulación	34
6-4	Voltaje diferencia sin corregir desbalance	35
6-5	Voltaje suma sin corregir desbalance	35

6-6	Voltaje diferencia con corrección del desbalance	36
6-7	Voltaje suma con corrección del desbalance	36
6-8	Transitorio del voltaje diferencia	36
6-9	Voltaje suma con una variación de carga del 100% al 50%	37
6-10	Voltaje suma con una variación de carga del 50% al 100%	37
B-1	UPFC HB: Simulación del lazo de corriente, lazo de voltaje diferencia y lazo de voltaje suma	45
B-2	UPFC HB: Circuito de gran señal	46

Lista de Tablas

4-1	Valores de los componentes, pérdidas, entradas y variables de estado en estado estacionario	15
7-1	Relación de uso de los recursos generales	39
7-2	Relación de instrumentos de medición	40
7-3	Relación de Software especializado	40
7-4	Relación de elementos para implementación en Hardware	40

Resumen

Este trabajo presenta el análisis en detalle de un rectificador monofásico en configuración de elevador en medio puente con alto factor de potencia (UPFC-HBB). El propósito de este trabajo es lograr un factor de potencia unitario y un voltaje de salida regulado. El modelamiento y linealización alrededor del punto de operación del UPFC-HBB son expuestos en detalle. El análisis y consideraciones de diseño del controlador de corriente y de voltaje de salida utilizando el método de corriente promedio son entregados. El esquema de control para la eliminación del desbalance del voltaje de los dos condensadores de salida se discute en detalle. Los resultados teóricos son comprobados por medio de la simulación del modelo de interruptores del UPFC-HBB y también a través del trabajo experimental. Utilizando en el prototipo experimental los siguientes parámetros: voltaje de entrada de 120Vrms, potencia de salida de 80W y voltaje de salida de 450V, se obtiene un factor de potencia de 0.99 y una distorsión armónica total del 2.5%.

Capítulo 1

Introducción

En este proyecto se modela y simula un rectificador con factor de potencia cercano a la unidad en configuración de medio puente mediante la técnica de promedio móvil. Las pruebas se hacen desde mínima carga hasta máxima carga pasando por valores intermedios en los que se estudia el comportamiento de la corriente en la entrada y del voltaje de salida.

En el modelamiento se hace un análisis de las señales que controlan a los mosfets y se obtienen las ecuaciones que definen el voltaje en la inductancia y la corriente de los condensadores. También se evidencia que es factible mantener operando el rectificador bajo los parámetros requeridos manipulando el ciclo útil en la señal que controla los mosfets.

Dado que el Factor de Potencia (PF) es un indicador que mide el aprovechamiento de la energía suministrada por un generador de corriente alterna, cobra importancia el control del PF en la conversión de energía AC/DC. Dicho concepto es muy usado en la industria y en otros sectores que utilizan equipo electrónico alimentado con corriente directa. El objetivo de los rectificadores es mantener un factor de potencia cercano a la unidad o por lo menos por arriba de 0.95.

Capítulo 2

Planteamiento del Problema

El Factor de Potencia mide como se aprovecha la potencia suministrada por un generador de corriente alterna [1]. La disminución del factor de potencia y la emisión de interferencia electromagnética afecta la calidad de la energía que se entrega a la industria entre otros [2].

Los rectificadores clásicos construidos con diodo y capacitor tienen una corriente de entrada con un alto contenido armónico, generando varios problemas como distorsión del voltaje, calentamiento y ruido, reduciendo la capacidad de potencia que puede entregar el generador AC [3].

Para obtener un bajo contenido armónico y un alto factor de potencia se usa como medio de control una modulación de ancho de pulso, el controlador obliga a la corriente de entrada a tener la misma forma del voltaje de entrada, la impedancia de entrada parece ser resistiva y se denomina resistor emulado [4].

Capítulo 3

Objetivos

3-1 Objetivo General

Implementar un control para un rectificador AC/DC con factor de corrección de potencia cercano a la unidad y salida regulada.

3-2 Objetivos Específicos

- Diseñar el control de un rectificador de 80 Vatios a 450 V de salida, en configuración de medio puente.
- Determinar el estado estacionario del rectificador.
- Simular el control del rectificador.

Capítulo 4

Convertidor con Corrección de Factor de Potencia (UPFC)

4-1 Descripción

Un Convertidor con Corrección de Factor de Potencia Unitario o UPFC¹ es un convertidor AC/DC, generalmente llamados rectificadores, utilizado para realizar corrección de factor de potencia con el fin de cumplir estándares tales como IEC1000-2-3 e IEE519 acerca de la calidad de la corriente de entrada de un equipo de baja potencia [5, 6]. El factor de potencia o PF² es un índice de eficiencia en la utilización de la potencia eléctrica. Es válido tanto para cargas lineales como para cargas no lineales [1].

Existen diferentes topologías de UPFC; su selección depende de su eficiencia, generación de ruido de alta frecuencia, potencia entregada a la carga entre otras.[5, 7, 8, 9, 10]

Una de las topologías más populares es la configuración en medio puente tipo elevador o HB-Boost³. Su acogida se debe a su uso en aplicaciones de media y alta potencia [5]. La topología se muestra en la Figura 4-1.

UPFC HB-Boost opera en modo de conducción continua (CCM⁴), generando baja interferencia electromagnética (EMI⁵) en comparación a otras topologías de UPFC como Buck-Boost y Buck. La principal ventaja de esta topología radica en la caída de voltaje sobre un solo semiconductor en cualquier instante. Esto genera una alta eficiencia sobre el proceso de conversión.

Un desbalance en los voltajes sobre los condensadores C_1 y C_2 marca una de las características de esta topología [11, 12, 5]. Este desbalance puede afectar el desempeño del convertidor. Adicionalmente, este convertidor no debe ser utilizado para voltajes de entrada universales debido al voltaje elevado que genera [8].

¹Unity Power Factor Converter

²Power Factor

³Half-Bridge Boost

⁴Continuous Conduction Mode

⁵Electro-magnetic Interference

4-2 Operación de la topología

El principio básico de operación de un UPFC HB se muestra en la Figura 4-1. El UPFC HB cuenta con dos funciones principales; la primera de ellas es apartir de un voltaje alterno en la entrada v_g obtener un voltaje directo a la salida v_s . La otra función es que la corriente de entrada i_L pueda seguir a v_g [1, 6].

El UPFC HB está compuesto por dos interruptores Q_1 y Q_2 , dos condensadores C_1 y C_2 , una inductancia L y una resistencia de carga R como se observa en la Figura 4-1.

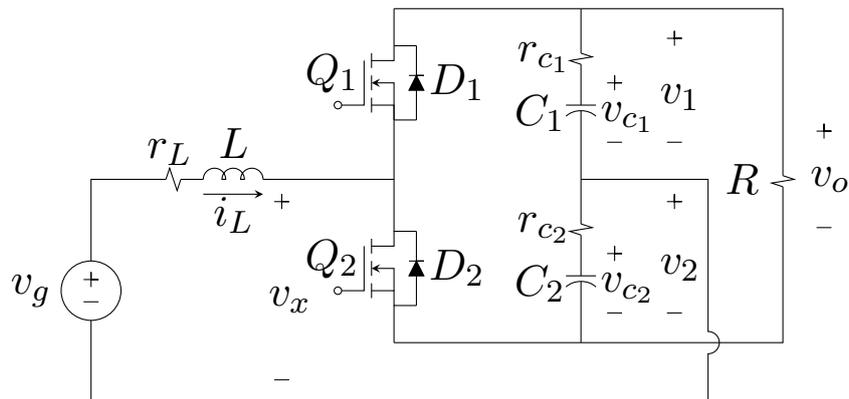


Figura 4-1: Topología UPFC HB Boost

Q_1 y Q_2 en el UPFC HB son conmutados alternadamente mediante modulación SPWM⁶ dando como resultado una señal cuadrada v_x de dos niveles entre v_1 y $-v_2$, en el punto medio de los interruptores, como se muestra en la Figura 4-2.

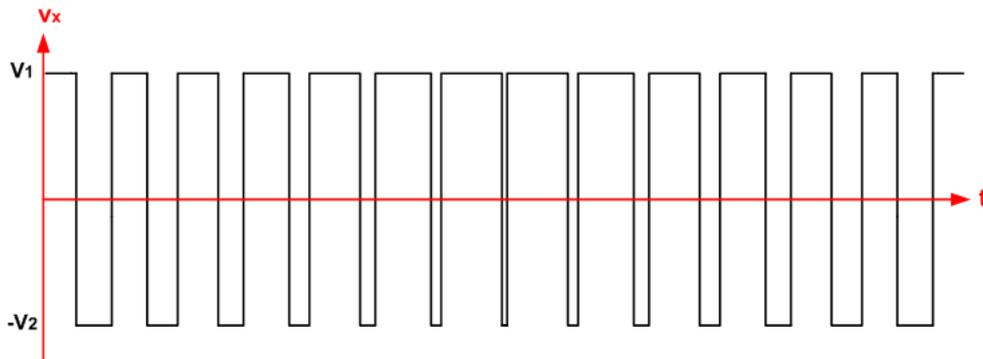


Figura 4-2: Señal de modulación SPWM

De esta manera, se genera voltaje en ambos condensadores v_1 y v_2 . Es importante para el funcionamiento del UPFC HB, que el voltaje en v_1 y v_2 sea más grande que el voltaje pico de línea. También v_1 debe ser igual a v_2 [1, 6, 5].

En [13] se obtuvieron las ecuaciones de estado del UPFC-HBB, las cuales están dadas por:

⁶Sinusoidal Pulse Width Modulation

$$C \frac{d \langle v_s \rangle}{dt} = \frac{(2h-1)R}{R+2r_c} \langle i_L \rangle - \frac{2}{R+2r_c} \langle v_s \rangle \quad (4-1)$$

$$C \frac{d \langle v_d \rangle}{dt} = \langle i_L \rangle \quad (4-2)$$

$$L \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} = \left[-r_L - r_{ds} - \frac{r_c R}{R+2r_c} - \frac{r_c^2}{R+2r_c} \right] \langle i_L \rangle - \frac{1}{2} \frac{(2h-1)R}{R+2r_c} \langle v_s \rangle - \frac{1}{2} \langle v_d \rangle + \langle v_g \rangle \quad (4-3)$$

Las ecuaciones (4-1), (4-2) y (4-3) representan un modelo simplificado del UPFC HB. Este modelo tiene implícito el estado estacionario y la dinámica de baja frecuencia [14, 6, 1].

La ecuación (4-3) representa los voltajes alrededor de la malla del circuito de señal grande que contiene la inductancia L , las fuentes de voltaje $\langle v_g \rangle$ y $\frac{1}{2} \langle v_d \rangle$ y las resistencias r_L , r_{ds} , $\frac{r_c^2}{R+2r_c}$ y $\frac{R}{2}$. La corriente de malla que atraviesa la inductancia es la corriente de señal grande $\langle i_L \rangle$ como se muestra en la Figura 4-3.

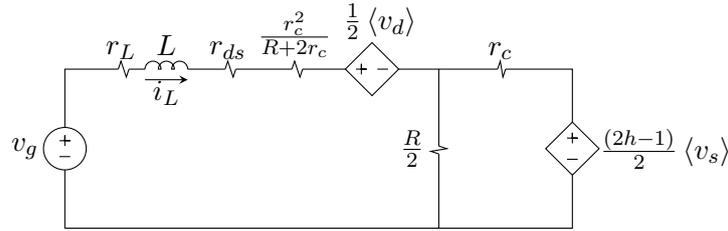


Figura 4-3: UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de malla (4-3)

La ecuación (4-1) describe las corrientes que fluyen en el nodo del circuito de señal grande unido a la fuente de corriente $(2h-1) \langle i_L \rangle$ y las resistencias r_c y $\frac{R}{2}$. El voltaje del condensador es el voltaje de señal grande $\langle v_s \rangle$ como se muestra en la Figura 4-4.

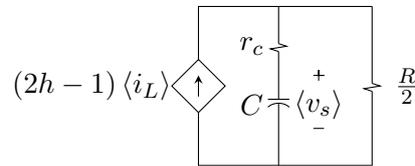


Figura 4-4: UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de nodo (4-1)

Finalmente la ecuación (4-2) describe las corrientes que fluyen en el nodo del circuito de señal grande en donde está el condensador C y la fuente de corriente $\langle i_L \rangle$. El voltaje del condensador es el voltaje de señal grande $\langle v_d \rangle$ como se muestra en la Figura 4-5.

Así no esté presente la componente de alta frecuencia debido a la conmutación en el modelo representado por las ecuaciones (4-1), (4-2) y (4-3), éstas constituyen un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales debido al producto de señales [1]. Por

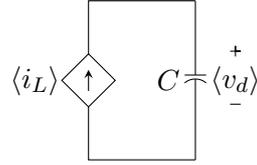


Figura 4-5: UPFC HB Boost: circuito equivalente de la ecuación de nodo (4-2)

esta razón en la sección 4-4 se define un punto de operación y linealización alrededor de este punto con el propósito de poder controlar el convertidor UPFC HB utilizando técnicas de control lineal.

4-3 Análisis en estado estacionario

El propósito de este análisis utilizando el modelo de señal grande es estudiar el desempeño del convertidor y obtener las ecuaciones de diseño para la selección de los componentes del convertidor UPFC HB en el punto de operación seleccionado [5]. Las siguientes suposiciones básicas se tienen en cuenta para el análisis del convertidor [5, 6, 1]:

- Se asume que v_g es una señal sinusoidal sin distorsión expresada como $V_p \text{sen}(\omega t)$, siendo V_p el voltaje pico de línea y ω la frecuencia angular en radianes sobre segundo.
- Los condensadores C_1 y C_2 son grandes, por lo tanto, el voltaje DC es constante en ambos condensadores y el voltaje de rizado para la frecuencia de conmutación y la de línea puede ser despreciado.
- Si i_L sigue a v_g , el resultado es un factor de potencia unitario. Si se desprecia la componente de conmutación, i_L es una onda sinusoidal sin distorsión dada por $I_p \text{sen}(\omega t)$, donde I_p es la corriente pico de la línea.

4-3-1 Cálculo del ciclo útil en estado estacionario H

Teniendo en cuenta las suposiciones anteriores, el valor de las variables de estado i_L , v_s y v_d en estado estacionario y reemplazando en (4-3) se obtiene

$$L \frac{d(I_p \text{sen}(\omega t))}{dt} = R_a I_p \text{sen}(\omega t) - \frac{K_a (2H - 1)}{2} V_s - \frac{1}{2} V_d + V_p \text{sen}(\omega t) \quad (4-4)$$

Donde R_a y K_a son iguales a

$$R_a = -r_L - r_{ds} - \frac{r_c R + r_c^2}{R + 2r_c} \quad (4-5)$$

$$K_a = \frac{R}{R + 2r_c} \quad (4-6)$$

Despejando (4-4) la expresión $2H - 1$, se obtiene

$$2H - 1 = \frac{2(V_p + R_a I_p)}{K_a V_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{2\omega L I_p}{K_a V_s} \text{cos}(\omega t) \quad (4-7)$$

Sumando 1 y después dividiendo por 2 a ambos lados de (4-7), se encuentra el ciclo útil en estado estacionario H que está dado por

$$H = \frac{V_p + R_a I_p}{K_a V_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{\omega L I_p}{K_a V_s} \text{cos}(\omega t) + \frac{1}{2} \quad (4-8)$$

4-3-2 Cálculo del rizado de voltaje Δv_s

Con el fin de lograr un voltaje DC a la salida en el convertidor UPFC HB, el rizado de voltaje debe ser muy pequeño [6, 15]. Por esta razón es muy importante encontrar una expresión que pueda determinar su valor máximo pico a pico $\Delta v_{s,p-p}$.

Insertando (4-7) en (4-1) se obtiene

$$i_c = \frac{(V_p + R_a I_p) I_p}{V_s} - \frac{(V_p + R_a I_p) I_p \text{cos}(2\omega t)}{V_s} - \frac{\omega L I_p^2 \text{sen}(2\omega t)}{V_s} - \frac{2V_s}{R + 2r_c} \quad (4-9)$$

La componente DC de (4-9) debe ser igual a cero, por lo tanto

$$\frac{V_p + R_a I_p}{V_s} = \frac{2V_s}{R + 2r_c} \quad (4-10)$$

Entonces (4-10) representa el balance de potencia entrada-salida [5, 15, 1]. Teniendo en cuenta (4-10), se define i_c como

$$i_c = -\frac{(V_p + R_a I_p) I_p \text{cos}(2\omega t)}{V_s} - \frac{\omega L I_p^2 \text{sen}(2\omega t)}{V_s} \quad (4-11)$$

El rizado de voltaje Δv_s es una onda sinusoidal con el doble de frecuencia de la línea; su valor máximo pico a pico usando (4-11) es

$$\Delta v_{s,p-p} = \frac{\sqrt{\left[(V_p + R_a I_p) I_p \right]^2 + (\omega L I_p^2)^2}}{V_s \omega C} \quad (4-12)$$

4-3-3 Cálculo del rizado de corriente Δi_L

Se debe deducir una expresión para el máximo rizado de corriente partiendo de la ecuación de la inductancia

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow di = \frac{v_L}{L} dt \quad (4-13)$$

Integrando (4-13) se obtiene

$$\int_{hT_s}^{T_s} di_L = \int_h^{T_s} \frac{v_L}{L} dt \quad (4-14)$$

$$i_L(T_s) - i_L(hT_s) = \frac{1}{L} \int_{hT_s}^{T_s} v_L dt \quad (4-15)$$

(4-15) representa el cambio neto en la corriente de la inductancia (Δi_L) sobre el intervalo $hT_s - T_s$; entonces la ecuación (4-15) puede ser reorganizada para obtener

$$\Delta i_L = \frac{v_L}{L} \int_{hT_s}^{T_s} dt = \frac{v_L}{L} (T_s - hT_s) \quad (4-16)$$

Simplificando (4-16)

$$\Delta i = \frac{v_L}{Lf_s} (1 - h) \quad (4-17)$$

Cuando Q_2 está encendido y Q_1 apagado, el circuito de la Figura ?? es obtenido. El voltaje sobre la inductancia sin tener en cuenta las perdidas es

$$v_L = \frac{v_s}{2} + v_g = \frac{v_s}{2} + V_p \text{sen}(\omega t) \quad (4-18)$$

Al insertar (4-18) en (4-17) se obtiene

$$\Delta i_L = \frac{0.5v_s + V_p \text{sen}(\omega t)}{Lf_s} (1 - h) \quad (4-19)$$

Como el término de coseno tiene un coeficiente muy pequeño, $R_a = 0$ y $K_a = 1$ podemos aproximar (4-8) a

$$1 - h = \frac{1}{2} - \frac{V_p}{v_s} \text{sen}(\omega t) \quad (4-20)$$

La sustitución de (4-20) en (4-19) conduce a

$$\Delta i_L = \left[\frac{0.5v_s + V_p \text{sen}(\omega t)}{Lf_s} \right] \left[0.5 - \frac{V_p}{v_s} \text{sen}(\omega t) \right] \quad (4-21)$$

Resolviendo (4-21) se convierte en

$$\Delta i_L = \frac{1}{Lf_s} \left[\frac{1}{4}v_s - \frac{V_p^2}{v_s} \text{sen}^2(\omega t) \right] \quad (4-22)$$

Con $\vartheta = V_p \text{sen}(\omega t)$, se obtiene

$$\Delta i_L = \frac{1}{Lf_s} \left[\frac{1}{4}v_s - \frac{\vartheta^2}{v_s} \right] \quad (4-23)$$

La variación de Δi_L con respecto a ϑ está dada por

$$\frac{\partial \Delta i_L}{\partial \vartheta} = -\frac{2\vartheta}{Lf_s v_s} \quad (4-24)$$

Los puntos extremos se tienen en

$$\frac{\partial \Delta i_L}{\partial \vartheta} = 0, \text{ si } \vartheta = 0 \quad (4-25)$$

Por lo tanto,

$$\vartheta = V_p \text{sen}(\omega t) = 0, \text{ si } \omega t = \{0, \pi, 2\pi, \dots\} \quad (4-26)$$

Es decir, en los cruces por cero Δi_L es máxima y su valor está dado por

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{V_s}{4Lf_s} \quad (4-27)$$

4-4 Punto de operación en estado estacionario

El punto de operación del convertidor UPFC HB está dado por los valores de los componentes (L, C_1, C_2, R), de las pérdidas (r_L, r_{ds}, r_c), los valores en estado estacionario de las entradas (V_g, H) y las variables de estado (V_s, V_d, I_L) [16, 5, 1].

Se encontró el punto de operación teniendo los siguientes valores de pérdidas:

$$\begin{aligned} r_L &= 0.4\Omega \\ r_c &= 1.084\Omega \\ r_{ds} &= 0.34\Omega \end{aligned} \quad (4-28)$$

Se define la potencia de salida $P_o = 80W$. De (4-10) se encuentra que P_o está dada por

$$P_o = \frac{V_s^2}{R + 2r_c} \quad (4-29)$$

El voltaje de salida regulado es $V_s = 450V$, el voltaje de diferencia es $V_d = 0V$, la corriente a través de la inductancia es $I_L = I_p \text{sen}(\omega t)$ y el voltaje de línea es $V_g = V_p \text{sen}(\omega t)$ con $V_p = 120\sqrt{2}V$ y $\omega = 2\pi \cdot 60 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Entonces con r_c y V_s ya definidos, el valor de R ahora puede ser encontrado usando (4-29)

$$R = 2.5k\Omega \quad (4-30)$$

Resolviendo (4-12) y (4-27), las expresiones L , C_1 y C_2 están dadas por

$$L = \frac{V_s}{4\Delta i_{L_{max}} f_s} \quad (4-31)$$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{\left((V_p + R_a I_p) I_p\right)^2 + \left(\omega L I_p^2\right)^2}}{V_s \omega \Delta v_{s,p-p}} \quad (4-32)$$

Ya que los valores de V_s , V_p y ω son conocidos, la evaluación de (4-5) y (4-10) con los valores de (4-29) y (4-30) producen

$$\begin{aligned} R_a &= -1.824\Omega \\ I_p &= 0.9927A \end{aligned} \quad (4-33)$$

Con (4-33) y asumiendo un $\Delta i_{L_{max}} = 0.45A$, $\Delta v_{s,p-p} = 10V$ y $f_s = 50kHz$; las ecuaciones dadas por (4-31) y (4-32) ahora pueden ser evaluadas

$$\begin{aligned} L &= 5mH \\ C &= C_1 = C_2 = 100\mu F \end{aligned} \quad (4-34)$$

Los valores de los componentes, pérdidas, entradas y variables de estado en estado estacionario usados para la simulación y prototipo experimental son listados en la Tabla 4-1

4-5 Linealización

La teoría para el diseño de controladores, utiliza modelos matemáticos lineales de la planta que se quiere controlar [17, 18]. Sin embargo el modelo matemático de un convertidor no es lineal [5, 6, 1]. Por esta razón se debe transformar el modelo no lineal a uno lineal, para ser empleado en el diseño del sistema de control para el modelo no lineal original [19, 20, 18].

<i>Pérdida/Componente/Entrada/Variable de estado Descripción</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
Pérdida en el cobre de la inductancia	r_L	0.4Ω
Resistencia de encendido de los MOSFETs	r_{ds}	0.34Ω
Resistencia equivalente en serie de los condensadores de salida	r_c	1.084Ω
Inductancia	L	$5mH$
Condensadores de salida	$C = C_1 = C_2$	$100\mu F$
Voltaje de línea	V_g	$V_p \text{sen}(\omega t) V$
Corriente de la inductancia o de línea	I_L	$I_p \text{sen}(\omega t) A$
Frecuencia de línea	ω	$2\pi \cdot 60 \frac{rad}{s}$
Voltaje pico de línea	V_p	$120\sqrt{2}V$
Corriente pico de línea	I_p	$0.9927A$
Voltaje suma de salida	V_s	$450V$
Voltaje diferencia de salida	V_d	$0V$

Tabla 4-1: Valores de los componentes, pérdidas, entradas y variables de estado en estado estacionario

4-5-1 Método de linealización

Se tiene un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales, como se muestra en la ecuación (4-35)

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, \dots, x_n, u_1, \dots, u_m) \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= f_n(x_1, \dots, x_n, u_1, \dots, u_m) \end{aligned} \quad (4-35)$$

El vector \mathbf{p}_s está compuesto, por el valor en estacionario de las variables de estado y de entrada está dado por (4-36). El vector \mathbf{f} que contiene las ecuaciones de estado es definido por (4-37).

$$\mathbf{p}_s = \begin{bmatrix} x_1^s \\ \vdots \\ x_n^s \\ u_1^s \\ \vdots \\ u_m^s \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1(x_1, \dots, x_n, u_1, \dots, u_m) \\ \vdots \\ f_n(x_1, \dots, x_n, u_1, \dots, u_m) \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

Como la expansión se realiza alrededor del punto de estado estacionario [19, 20]; entonces evaluando (4-36) en (4-37); el resultado es

$$\mathbf{f}(\mathbf{p}_s) = 0 \quad (4-38)$$

Expandiendo el lado derecho de (4-35) en series de Taylor hasta la primera derivada alrededor del punto de estado estacionario definido por (4-36) y teniendo en cuenta (4-38) se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}_1}{dt} &= \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{x}_1 + \cdots + \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{x}_n + \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{u}_1 + \cdots + \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{u}_m \\ &\vdots \\ \frac{d\hat{x}_n}{dt} &= \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{x}_1 + \cdots + \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{x}_n + \left. \frac{\partial f_n}{\partial u_1} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{u}_1 + \cdots + \left. \frac{\partial f_n}{\partial u_m} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{u}_m \end{aligned} \quad (4-39)$$

La expresión \hat{x}_n y \hat{u}_m es la variación de x_n y u_n respectivamente alrededor de (4-36) [19, 20], donde:

$$\begin{aligned} \hat{x}_n &= x_n - x_n^s \\ \hat{u}_m &= u_m - u_m^s \end{aligned} \quad (4-40)$$

Las ecuaciones (4-39) se pueden escribir con notación matricial de la siguiente forma

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{\mathbf{x}} + \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{p}_s} \hat{\mathbf{u}} \quad (4-41)$$

Donde $\frac{d\mathbf{x}}{dt}$ es el vector de derivadas de variables de estado, \mathbf{x} es el vector de variables de estado, $\hat{\mathbf{x}}$ es el vector de variables de entrada, A es matriz característica y B es la matriz de entrada

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix} \quad (4-42)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (4-43)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (4-44)$$

$$A = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{p}_s} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right|_{\mathbf{p}_s} & \cdots & \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \right|_{\mathbf{p}_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \right|_{\mathbf{p}_s} & \cdots & \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \right|_{\mathbf{p}_s} \end{bmatrix} \quad (4-45)$$

$$B = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{p}_s} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \right|_{\mathbf{p}_s} & \cdots & \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \right|_{\mathbf{p}_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left. \frac{\partial f_n}{\partial u_1} \right|_{\mathbf{p}_s} & \cdots & \left. \frac{\partial f_n}{\partial u_m} \right|_{\mathbf{p}_s} \end{bmatrix} \quad (4-46)$$

4-5-2 Linealización del modelo simplificado del UPFC HB

Se comienza la linealización resolviendo las ecuaciones de estado (4-3), (4-1) y (4-2) para encontrar las expresiones $\frac{d\langle i_L \rangle}{dt}$, $\frac{d\langle v_s \rangle}{dt}$ y $\frac{d\langle v_d \rangle}{dt}$ (Ver apéndice A-1). Entonces se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} &= f_1 = \frac{R_a}{L} \langle i_L \rangle - \frac{(2h-1)K_a}{2L} \langle v_s \rangle - \frac{1}{2L} \langle v_d \rangle + \frac{1}{L} \langle v_g \rangle \\ \frac{d\langle v_s \rangle}{dt} &= f_2 = \frac{(2h-1)K_a}{C} \langle i_L \rangle - \frac{2}{(R+2r_c)C} \langle v_s \rangle \\ \frac{d\langle v_d \rangle}{dt} &= f_3 = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle \end{aligned} \quad (4-47)$$

Sustituyendo por las variables de estado y las variables de entrada del modelo simplificado; (4-42), (4-43) y (4-44) se convierten en

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} \\ \frac{d\langle v_s \rangle}{dt} \\ \frac{d\langle v_d \rangle}{dt} \end{bmatrix} \quad (4-48)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle \\ \langle v_s \rangle \\ \langle v_d \rangle \end{bmatrix} \quad (4-49)$$

$$\mathbf{u} = [h] \quad (4-50)$$

Con el sistema de ecuaciones (4-47), ahora se pueden resolver las matrices (4-45) y (4-46)

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_a}{L} & -\frac{(2H-1)K_a}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{(2H-1)K_a}{C} & -\frac{(2H-1)K_a}{C} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-51)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_s K_a}{L} \\ \frac{2K_a I_L}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-52)$$

La evaluación de los valores de estado estacionario de la Tabla 4-1 con $\omega t = 2\pi$, en las ecuaciones (4-5), (4-6) y (4-7) y en las matrices (4-51) y (4-52) produce

$$A = \begin{bmatrix} -364.7 & 0.831 & -100 \\ -83.1 & -8 & 0 \\ 10000 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-53)$$

$$B = \begin{bmatrix} -89922 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-54)$$

Para finalizar el modelo lineal del convertidor UPFC HB, se necesita ahora linealizar la ecuación de salida, que está dada por

$$y = \langle i_L \rangle \quad (4-55)$$

Se observa que (4-54) es una ecuación lineal, por lo tanto, los valores de la matriz de salida C y la matriz directa D son

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-56)$$

$$D = [0] \quad (4-57)$$

Finalmente con los valores ya establecidos de (4-53), (4-54), (4-56) y (4-57), la descripción por espacio de estados del modelo lineal alrededor del punto de operación que se definió en la Sección 4-4 es

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (4-58)$$

Se puede transformar la representación en espacio de estados a función de transferencia usando la ecuación dada por

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (4-59)$$

Con (4-53), (4-54), (4-56) y (4-57) y la ecuación (4-59) ahora puede ser evaluada

$$G(s) = \frac{i_L(s)}{h(s)} = \frac{-89932s^2 - 2172000s}{s^3 + 372.7s^2 + 1540000s + 7993000} \quad (4-60)$$

Capítulo 5

UPFC: Diseño de Lazos de Control

5-1 Estrategias de control

Los objetivos que se desean en un convertidor UPFC HB como se ilustra en la Figura 5-1 son: un voltaje de salida (v_s) constante, un voltaje diferencia (v_d) nulo y una corriente de entrada (i_L) proporcional al voltaje de entrada, de modo que emule una resistencia sobre la fuente de alimentación AC [6, 3], a pesar de las perturbaciones en el voltaje de entrada y en la corriente de carga y sin importar las variaciones de los valores en los elementos de circuito [6].

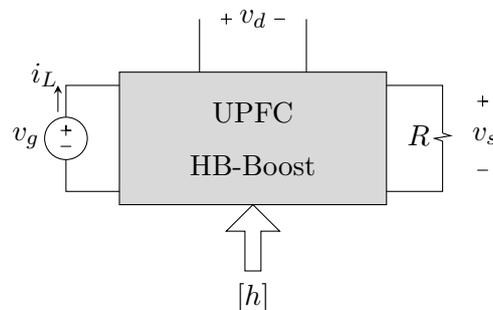


Figura 5-1: UPFC HB-Boost: Diagrama funcional ilustrando la dependencia de v_s , v_d e i_L sobre h

Se utiliza la técnica de control por corriente promedio ilustrada en la Figura 5-3, porque permite una mejor forma de onda en la corriente de entrada [21, 22, 4, 23], tiende a minimizar el error entre la corriente de referencia y la corriente de la inductancia, la frecuencia de conmutación es constante, no necesita rampa de compensación y el control es menos sensible al ruido producido por la conmutación.

Para el diseño de los controladores C_1 , C_2 y C_3 se hace por el método de respuesta en frecuencia utilizando diagramas de Bode, debido a que permite averiguar la estabilidad

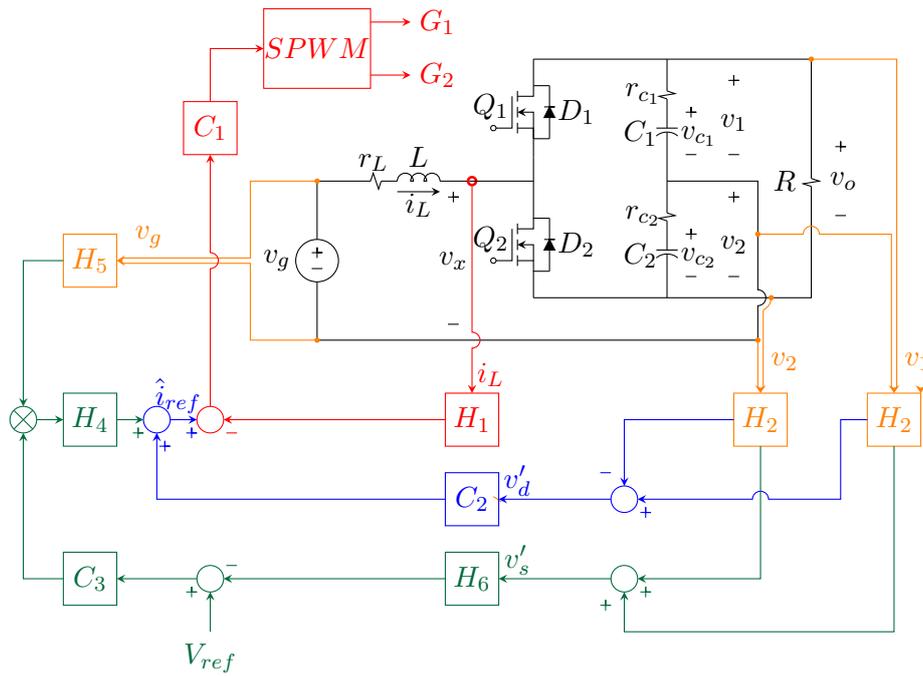


Figura 5-2: Lazos de control sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques

relativa y absoluta en lazo abierto, las pruebas de la respuesta en frecuencia son precisas y sencillas [24], y permite la atenuación de los efectos causados por las perturbaciones [25].

5-2 Diseño del controlador de corriente

La descomposición de la función de transferencia (4-60) en factores es

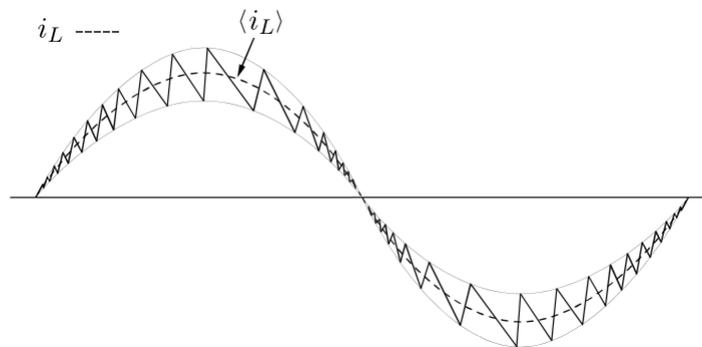


Figura 5-3: UPFC HB: esquema de control por corriente promedio

$$G_{ih}(s) = \frac{i_L(s)}{h(s)} = \frac{-89920s(s + 7.9931)}{(s + 7.9925)(s^2 + 364.75s + 1000000)} \quad (5-1)$$

Se puede observar en (5-1) que a pesar de la cancelación polo-cero imperfecta, el sistema puede ser totalmente estable debido a que el polo y el cero que se cancelan son estables [17]. Por lo tanto el resultado es:

$$G_{ih}(s) = \frac{i_L(s)}{h(s)} = \frac{-89920s}{s^2 + 364.75s + 1000000} \quad (5-2)$$

El lazo de corriente (color rojo) que se muestra en la Figura 5-4 está conformado por el UPFC HB; el bloque de ganancia unitaria (H_1); el controlador de corriente (C_1) está compuesto por un integrador y dos redes de adelanto porque aumenta el ancho de banda y la velocidad de respuesta del sistema en lazo cerrado [17, 24]; y el sumador que entrega el error producido por la diferencia entre la corriente de referencia (\hat{i}_{ref}) y la corriente de la inductancia (i_L).

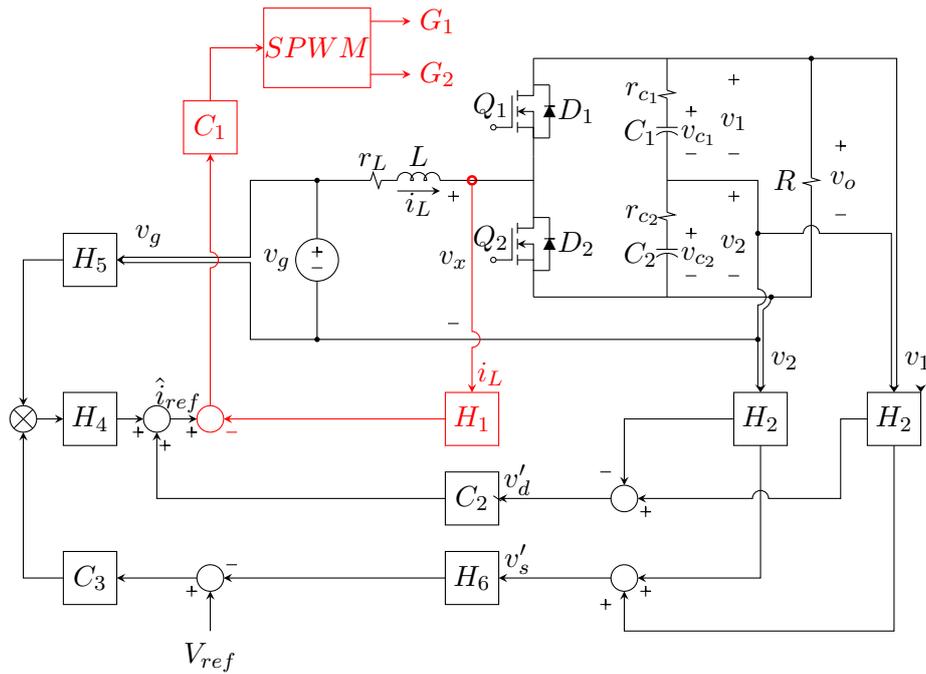


Figura 5-4: Lazo de corriente sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques

La función de transferencia de C_1 está definida por:

$$C_1(s) = \frac{K_i}{s} \cdot \frac{1 + a_1 T_1 s}{1 + T_1 s} \cdot \frac{1 + a_2 T_2 s}{1 + T_2 s} \quad (5-3)$$

Al multiplicar la función de transferencia (5-2) y el compensador (5-3) se produce una cancelación polo-cero en el origen; entonces se obtiene:

$$C_1(s) G_{ih}(s) = K_i \cdot \frac{1 + a_1 T_1 s}{1 + T_1 s} \cdot \frac{1 + a_2 T_2 s}{1 + T_2 s} \cdot \frac{-89920}{s^2 + 364.75s + 1000000} \quad (5-4)$$

En la Figura 5-5 se muestra el sistema (5-4) con realimentación, como no tiene polos en el origen se presenta error de estado estacionario.

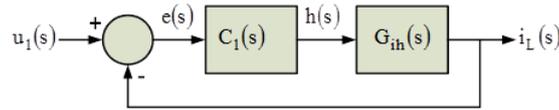


Figura 5-5: UPFC HB: Diagrama de bloques del lazo de corriente del modelo lineal

Para reducir el error de estado estacionario se plantea la siguiente condición

$$|e_{ss}| \leq 0.002 \quad (5-5)$$

El error de estado estacionario o de posición está definido por

$$|e_{ss}| = \frac{1}{1 + C_1(0) G_{ih}(0)} \quad (5-6)$$

Sustituyendo (5-6) en (5-5) y resolviendo, la condición para $C_1(0) G_{ih}(0)$ esta dada por

$$C_1(0) G_{ih}(0) \geq 499 \quad (5-7)$$

Evaluando (5-4) en $s = 0$ y reemplazando en (5-7) se obtiene

$$-\frac{89920K_i}{1000000} \geq 499 \quad (5-8)$$

Resolviendo (5-8) para obtener la condición de K_i

$$K_i \leq -5548 \quad (5-9)$$

Se escoge un valor de K_i igual a -7200 para garantizar la condición (5-5) y es negativo porque la función de transferencia (5-2) contiene un signo negativo. En la Figura 5-6 se muestra el diagrama de bode de la función de transferencia (5-4) sin las dos redes de adelanto, se puede observar que el margen de fase (MP) es de 0.822° y el de ganancia (MG) es ∞ .

La función de transferencia (5-2) debe tener un margen de fase MP mayor a 40° y un margen de ganancia MG mayor a $8dB$, con el fin de obtener un buen margen de estabilidad [5-6]. Para reducir el efecto de la frecuencia de conmutación sobre el controlador el rechazo debe ser lo más alto posible a esta frecuencia.

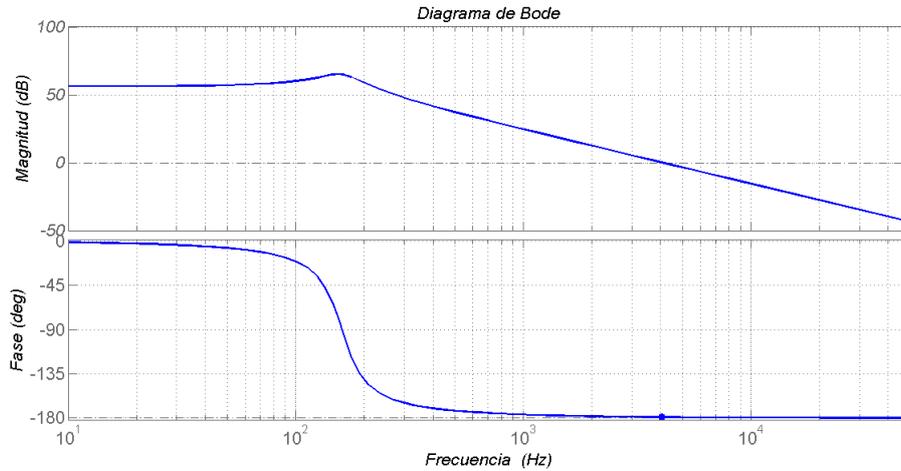


Figura 5-6: Diagrama de Bode de (5-4) sin redes de adelanto

Teniendo en cuenta lo anterior y utilizando la herramienta sisotool de MATLAB, los valores de las dos redes de adelanto son

$$\begin{aligned}
 a_1 &= 3.18 \\
 T_1 &= 0.00011 \\
 a_2 &= 4.026 \\
 T_2 &= 7.7 \cdot 10^{-6} \\
 K_i &= -7200
 \end{aligned}
 \tag{5-10}$$

Sustituyendo con los valores de (5-10), la funciones de transferencia (5-2) y (5-1) se convierten en

$$C_1(s) = -7200 \cdot \frac{1 + 0.00035s}{1 + 0.00011s} \cdot \frac{1 + 3.1 \cdot 10^{-5}s}{1 + 7.7 \cdot 10^{-6}s}
 \tag{5-11}$$

$$C_1(s) = -7200 \cdot \frac{1 + 0.00035s}{1 + 0.00011s} \cdot \frac{1 + 3.1 \cdot 10^{-5}s}{1 + 7.7 \cdot 10^{-6}s} \cdot \frac{-89920}{s^2 + 364.75s + 1000000}
 \tag{5-12}$$

Se puede observar en la Figura 5-6 que el margen de fase es MF es igual a 42.8° , el margen de ganancia es MG es igual a ∞ y la atenuación a la frecuencia de conmutación es mayor a $20dB$.

Se utiliza la transformación bilineal definida por la ecuación (5-13), porque la respuesta del controlador discreto que se obtiene es muy parecida a la respuesta del controlador continuo [17].

$$s = \frac{2(z - 1)}{T(z + 1)}
 \tag{5-13}$$

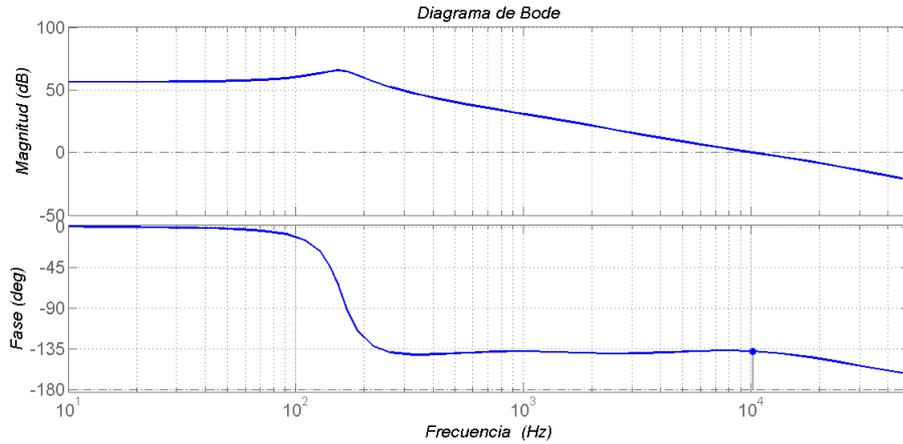


Figura 5-7: Diagrama de Bode de (5-12)

Donde T es el periodo de muestreo y es igual al periodo de conmutación (T_s) [1]. Sustituyendo (5-13) en (5-11) y con $T = 20\mu s$ se obtiene el controlador de corriente discreto

$$C_1(z) = \frac{-0.549z^3 + 0.2302z^2 + 0.4912z - 0.2438}{z^3 - 1.704z^2 + 0.597z + 0.107} \quad (5-14)$$

Se procede a encontrar la ecuación en diferencias, se comienza dividiendo a (5-14) por z :

$$\frac{C_1(z)}{z} = \frac{-0.549z^3 + 0.2302z^2 + 0.4912z - 0.2438}{z^4 - 1.704z^3 + 0.597z^2 + 0.107z} \quad (5-15)$$

La expansión de (5-15) en fracciones parciales es

$$C_1(z) = \frac{h(z)}{e(z)} = -\frac{0.1444z}{z-1} - \frac{0.2489z}{z-0.8325} + \frac{2.1669z}{z+.01285} - 2.2785 \quad (5-16)$$

Resolviendo (5-16), la expresión $h(z)$ está dada por

$$h(z) = -\frac{0.1444z}{z-1}e(z) - \frac{0.2489z}{z-0.8325}e(z) + \frac{2.1669z}{z+}e(z) \quad (5-17)$$

Aplicando transformada inversa \mathbf{Z} a ambos lados de (5-17) se obtiene

$$\begin{aligned} h(nT_s) = & -0.1444 \sum_{n=0} e(nT_s) - 0.2489 \sum_{n=0} 0.8325^n e(nT_s) \\ & + 2.1669 \sum_{n=0} (-0.1285)^n e(nT_s) - 2.2785 e(nT_s) \end{aligned} \quad (5-18)$$

5-3 Diseño del controlador del voltaje de diferencia

Existe un desbalance en el voltaje de los condensadores debido al offset generado por el controlador de corriente [11, 5]. Inicialmente se determina sus causas retomando la ecuación de estados (4-2). Se observa que (4-2) es una ecuación diferencial lineal de primer orden.

Si la corriente de entrada (i_L) sigue al voltaje de entrada (V_g) definido en la Tabla 4-1, entonces (4-2) se convierte en

$$C \frac{d \langle v_d \rangle}{dt} = I_p \text{sen}(\omega t) \tag{5-19}$$

Resolviendo (5-19) la expresión $\langle v_d \rangle$ está definida por

$$\langle v_d \rangle = v_d(0) + \frac{I_p}{\omega C} - \frac{I_p}{\omega C} \cos(\omega t) \tag{5-20}$$

Se observa en (5-20) que el desbalance es causado por las condiciones iniciales que no desaparecen con el tiempo. La dependencia del desbalance de las condiciones iniciales y el instante en que se aplica el voltaje de entrada (v_g) al convertidor, explica porque la magnitud del desbalance es arbitraria [5].

Se puede observar en la Figura 5-7 que la dinámica del lazo de corriente es rápida, cualquier dinámica asociada a ella es despreciable [5, 1]; por lo tanto para eliminar este desbalance se introduce un compensador como se muestra en la Figura 5-8.

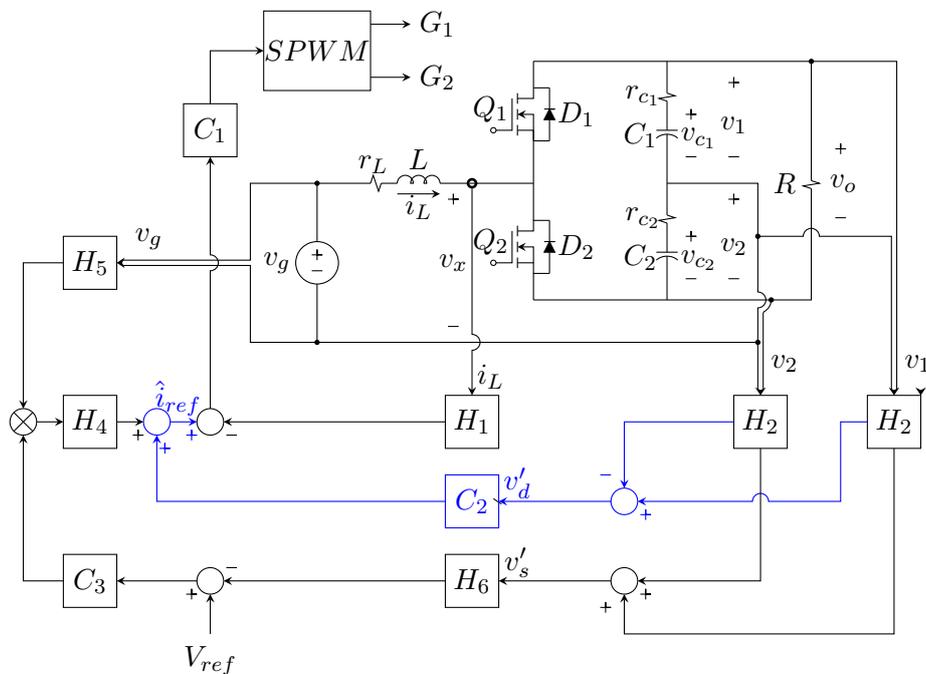


Figura 5-8: Lazos de voltaje diferencia sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques

La realimentación de v_d a través del controlador C_2 y sumando su salida a $i_{L_{ref}}$ produce

$$\hat{I}_{L_{ref}} = I_{L_{ref}} + C_2 H_2 v_d \quad (5-21)$$

Por lo tanto, i_L ahora va a seguir a $\hat{i}_{L_{ref}}$ en vez de $i_{L_{ref}}$. Se utiliza un controlador proporcional-integral en C_2 . Sustituyendo (5-21) en (4-2) se obtiene

$$C \frac{d\langle v_d \rangle}{dt} = I_{L_{ref}} + C_2 H_2 v_d \quad (5-22)$$

Si C_2 es un controlador proporcional-integral y la corriente de referencia ($I_{L_{ref}}$) es igual a $I_p \text{sen}(\omega t)$, entonces (5-22) se convierte en

$$C \frac{d\langle v_d \rangle}{dt} = I_p \text{sen}(\omega t) + K_{P_{v_d}} H_2 v_d + K_{I_{v_d}} H_2 \int v_d dt \quad (5-23)$$

Resolviendo (5-23), la expresión $\langle v_d \rangle$ está dada por

$$\langle v_d \rangle = \rho_1 e^{\lambda_1 t} + \rho_2 t e^{\lambda_2 t} + \frac{I_p \omega}{C(\lambda_1 - \lambda_2)} \left[\frac{\lambda_2 \cos(\omega t) - \omega \text{sen}(\omega t)}{\lambda_2^2 + \omega^2} - \frac{\lambda_1 \cos(\omega t) - \omega \text{sen}(\omega t)}{\lambda_1^2 + \omega^2} \right] \quad (5-24)$$

Donde λ_1 y λ_2 son las raíces de la ecuación de índices definida por

$$\lambda^2 - \frac{K_{P_{v_d}} H_2}{C} \lambda - \frac{K_{I_{v_d}}}{C} = 0 \quad (5-25)$$

Si asumimos

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda \quad (5-26)$$

Insertando (5-26) en (5-24) se obtiene

$$\langle v_d \rangle = \rho_1 e^{\lambda t} + \rho_2 t e^{\lambda t} - \frac{I_p \omega \cos(\omega t)}{C(\lambda^2 + \omega^2)} \quad (5-27)$$

Para satisfacer (5-26), $K_{P_{v_d}}$ y $K_{I_{v_d}}$ deben ser negativas y cumplir la condición

$$K_{I_{v_d}} = -\frac{K_{P_{v_d}}^2 H_2}{4C} \quad (5-28)$$

Sustituyendo (5-28) en (5-25) y resolviendo, la expresión λ en función de $K_{P_{v_d}}$ es

$$\lambda = \frac{K_{P_{v_d}} H_2}{2C} \quad (5-29)$$

Se observa en la ecuación (5-27) que el término $\rho_1 e^{\lambda t} + \rho_2 t e^{\lambda t}$, es el que genera el desbalance y se aproxima a cero asintóticamente en estado estacionario debido a que λ es negativo.

Insertando (5-27) en (5-21) se obtiene la nueva corriente de referencia dada por

$$\hat{I}_{L_{ref}} = KP_{v_d}\rho_1 e^{\lambda t} + KP_{v_d}\rho_2 t e^{\lambda t} + I_p \text{sen}(\omega t) - \frac{K_{P_{v_d}} H_2 I_p \omega \cos(\omega t)}{C(\lambda^2 + \omega^2)} + \frac{K_{I_{v_d}} H_2 \rho_1 e^{\lambda t}}{\lambda} + \frac{K_{I_{v_d}} H_2 \rho_2 e^{\lambda t} (\lambda t - 1)}{\lambda^2} - \frac{K_{I_{v_d}} H_2 I_p \omega \text{sen}(\omega t)}{C(\lambda^2 + \omega^2)} \quad (5-30)$$

Cuando desaparece la respuesta transitoria queda la nueva corriente de referencia definida por

$$\hat{I}_{L_{ref}} = I_p \text{sen}(\omega t) - \frac{K_{P_{v_d}} H_2 I_p \omega \cos(\omega t)}{C(\lambda^2 + \omega^2)} - \frac{K_{I_{v_d}} H_2 I_p \omega \text{sen}(\omega t)}{C(\lambda^2 + \omega^2)} \quad (5-31)$$

Se observa en la ecuación (5-31) que el desbalance ha sido eliminado en estado estacionario, pero tiene un término coseno que causa desplazamiento de la corriente de la inductancia con respecto al voltaje de entrada y por consiguiente una disminución en el factor de potencia.

Es decir, un gran valor en la $K_{P_{v_d}}$ significa una mayor reducción del factor de potencia, pero por otro lado el desbalance desaparece más rápido.

Por lo tanto, debe haber un compromiso al escoger $K_{P_{v_d}}$ con el fin de mantener un factor de potencia alto y que el desbalance desaparezca rápido [5, 11].

Se escoge el valor de $K_{P_{v_d}}$ usando el criterio de [5]:

$$\left(\frac{K_{P_{v_d}} H_2}{\omega C} \right)^2 \ll 1 \quad (5-32)$$

Donde el valor de H_2 es igual a

$$H_2 = \frac{1}{225} \quad (5-33)$$

Con los valores de (5-33), ω y C conocidos y resolviendo (5-32), la condición de $K_{P_{v_d}}$ es

$$|K_{P_{v_d}}| \ll 8.4 \quad (5-34)$$

Se escoge $K_{P_{v_d}}$ igual a

$$K_{P_{v_d}} = -0.4 \quad (5-35)$$

Con el valor de (5-35) la ecuación dada por (5-28) puede ser evaluada

$$K_{I_{v_d}} = -1.77 \quad (5-36)$$

Ya que los valores de (5-35) y (5-36) son conocidos ahora, se puede expresar el controlador de voltaje diferencia (C_2) en función de s

$$C_2(s) = -0.4 - 1.77 \cdot \frac{1}{s} \quad (5-37)$$

Se utiliza la transformación bilineal (5-13) para discretizar con $T = 20\mu s$ a (5-37); por consiguiente la expresión para el controlador discreto del voltaje diferencia es

$$C_2(z) = -0.4 - 0.000017 \frac{z+1}{z-1} \quad (5-38)$$

De la Figura 5-8 se puede extraer que

$$C_2(z) = \frac{u_2(z)}{e_{v_d}(z)} \quad (5-39)$$

Entonces (5-38) se convierte en

$$u_2(z) = -0.4e_{v_d}(z) - 0.000017e_{v_d}(z) \frac{z+1}{z-1} \quad (5-40)$$

La ecuación en diferencias al aplicar transformada inversa \mathbf{Z} a la ecuación (5-40) es definida por [24] y está dada por

$$u_2(nT_s) = -0.4e_{v_d}(nT_s) - 0.000017 \sum_{k=1} \left\{ e_{v_d}\left((k-1)T_s\right) + e_{v_d}(kT_s) \right\} \quad (5-41)$$

5-4 Diseño del controlador del voltaje suma v_s

Como se mencionó anteriormente la dinámica del lazo de corriente es rápida, causando una demanda de potencia al voltaje de entrada sea prácticamente instantánea en comparación con la potencia entregada a la carga [11, 1].

De esta manera, sólo la dinámica del voltaje de salida necesita ser considerada, para obtener la función de transferencia que describe su comportamiento y así poder diseñar el controlador [11].

Se puede observar en la Figura 5-9 el lazo de voltaje suma (color verde); la salida del controlador de voltaje suma C_3 determina el valor pico de corriente de referencia $i_{L_{ref}}$, por esta razón se debe limitar el ancho de banda del lazo de voltaje, para que no exista distorsión en la corriente de la inductancia i_L [1].

De la Figura 5-9 se deduce la siguiente ecuación

$$H_1 i_L = H_5 v_g v_{cx} \quad (5-42)$$

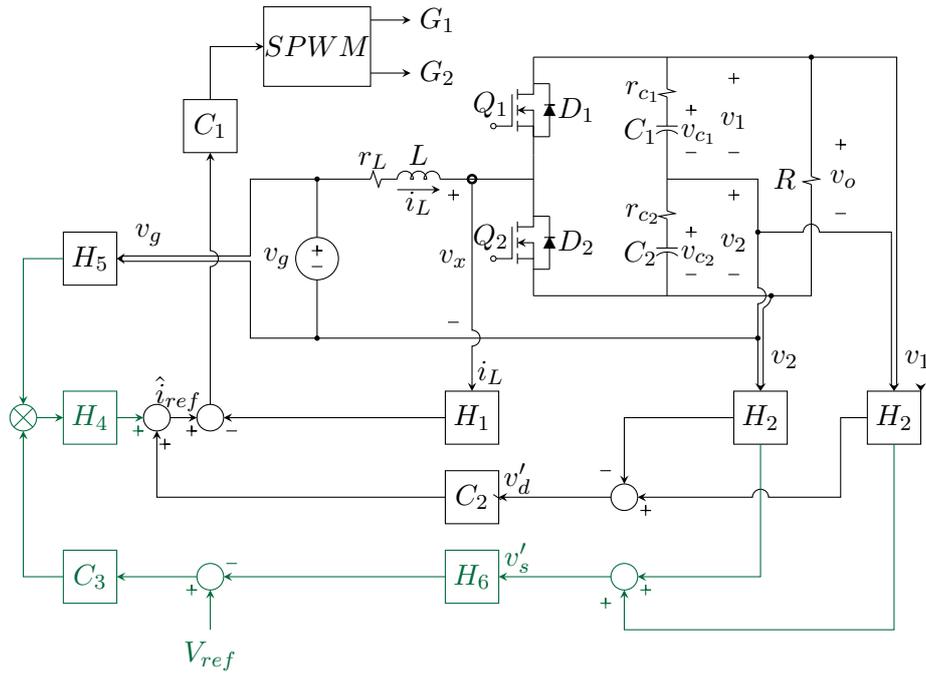


Figura 5-9: Lazos de voltaje suma sobre UPFC HB Boost: diagrama de bloques

Reemplazando a i_L y v_g con sus valores de estado estacionario en (5-42) y resolviendo I_p se obtiene

$$I_p = \frac{H_5 V_p v_{cx}}{H_1} \quad (5-43)$$

Promediando a (4-9) y (5-43) sobre un periodo de línea se obtiene

$$\langle I_p \rangle_{2\pi} = \frac{H_5 V_p \langle v_{cx} \rangle_{2\pi}}{H_1} \quad (5-44)$$

$$C \frac{d \langle v_s \rangle_{2\pi}}{dt} = \frac{(V_p + R_a I_p) \langle I_p \rangle_{2\pi}}{V_s} - \frac{2 \langle v_s \rangle_{2\pi}}{R + 2r_c} \quad (5-45)$$

Se linealiza (5-44) y (5-45) alrededor del punto de operación utilizando (4-39)

$$\hat{I}_p = \frac{H_5 V_p \hat{v}_{cs}}{H_1} \quad (5-46)$$

$$C \frac{d \hat{v}_s}{dt} = \frac{(V_p + R_a I_p) \hat{I}_p}{V_s} - \frac{2 \hat{v}_s}{R + 2r_c} \quad (5-47)$$

Insertando (5-46) en (5-47) se obtiene

$$C \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{(V_p + R_a I_p) H_5 V_p \hat{v}_{cx}}{V_s H_1} - \frac{2\hat{v}_s}{R + 2r_c} \quad (5-48)$$

Aplicando transformada de Laplace a (5-48) se tiene

$$sC v_s(s) = \frac{(V_p + R_a I_p) H_5 V_p v_{cx}(s)}{V_s H_1} - \frac{2v_s(s)}{R + 2r_c} \quad (5-49)$$

Resolviendo (5-49), la expresión $\frac{v_s(s)}{v_{cx}(s)}$ está dada por

$$\frac{v_s(s)}{v_{cx}(s)} = G_{v_s, v_{cx}}(s) = \frac{\frac{(V_p + R_a I_p) H_5 V_p}{V_s H_1 C}}{s + \frac{2}{C(R + 2r_c)}} \quad (5-50)$$

Los valores de los bloques H_1 y H_5 son iguales a

$$\begin{aligned} H_1 &= 1 \frac{V}{A} \\ H_5 &= \frac{1}{170} \end{aligned} \quad (5-51)$$

La evaluación de (5-50) con los valores de (4-29), (5-51) y los valores de la Tabla 4-1 produce

$$G_{v_s, v_{cx}}(s) = \frac{3480.73}{s + 8} \quad (5-52)$$

Se utiliza un controlador Proporcional-Integral en C_3 para eliminar el error de estado estacionario en el lazo del voltaje suma. Usando el esquema de la Figura 5-10 y la herramienta de sisotool de MATLAB se encuentran los valores de las constantes integral y proporcional.

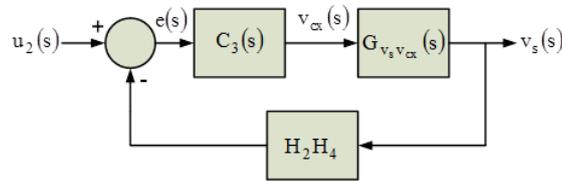


Figura 5-10: UPFC HB: Diagrama de bloques del lazo del voltaje suma v_s

De esta manera el controlador del voltaje suma C_3 es

$$C_3(s) = 0.989 + \frac{28.255}{s} \quad (5-53)$$

El lazo del voltaje suma con y sin compensador se muestra en la Figura 5-11, el margen de fase y de ganancia del lazo compensado son de 69.8° e infinito respectivamente, se

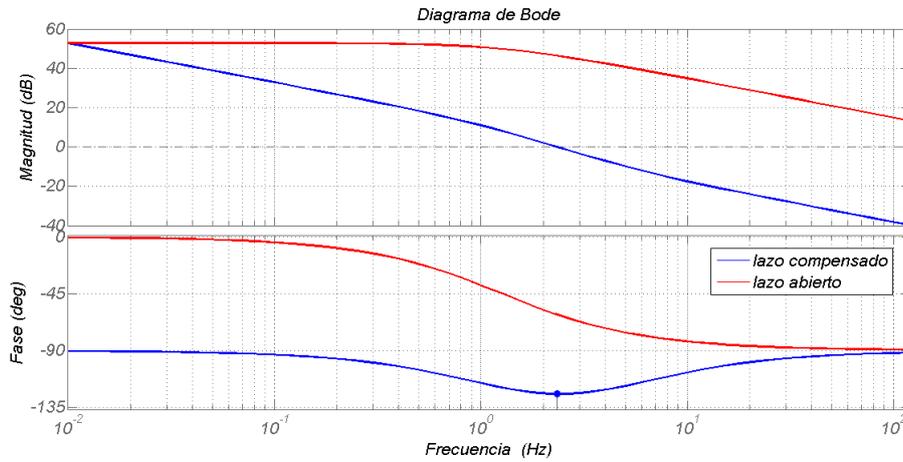


Figura 5-11: UPFC HB: Diagrama de Bode del lazo de voltaje suma con y sin compensación

puede también determinar que el ancho de banda es $2Hz$, es decir que la dinámica del lazo de voltaje suma es lenta.

Con la transformación bilineal (5-13) para discretizar con $T = 20\mu s$ a (5-53); De esta manera la expresión para el controlador discreto del voltaje suma es:

$$C_2(z) = 0.989 + 0.0002857 \frac{z+1}{z-1} \quad (5-54)$$

De la Figura 5-9 se puede deducir que

$$C_3(z) = \frac{u_3(z)}{e_{v_s}(z)} \quad (5-55)$$

Entonces (5-54) se convierte en

$$u_3(z) = 0.989e_{v_s}(z) + 0.0002857e_{v_s}(z) \frac{z+1}{z-1} \quad (5-56)$$

La ecuación de diferencias está dada por

$$u_3(nT_s) = 0.989e_{v_s}(nT_s) + 0.0002857 \sum_{k=1} \left\{ e_{v_s}((k-1)T_s) + e_{v_s}(kT_s) \right\} \quad (5-57)$$

Capítulo 6

Resultados Experimentales

Se presentan los resultados del rectificador con corrección de factor de potencia, en simulación utilizando *SimPowerSystems* de MATLAB.

Se prueba el controlador (5-14) con el circuito de señal grande en simulación, se observa en la Figura 6-1 como la corriente de la inductancia (i_L) sigue a la corriente de referencia (i_{ref}) que tiene variaciones hasta de 0.7 A

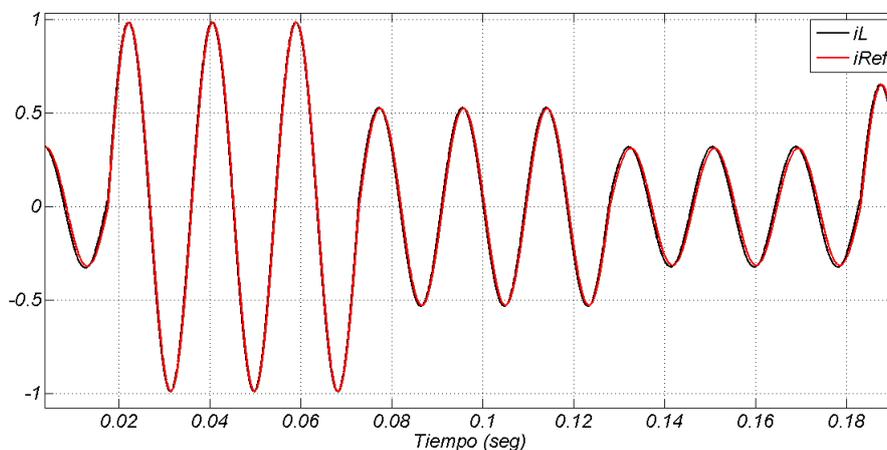


Figura 6-1: Seguimiento de i_L ante las variaciones de i_{ref}

El controlador responde en forma adecuada a las perturbaciones en h como se ilustra en Figura 6-2 a pesar de la cancelación polo-cero en el origen. Recordar que el polo en el origen del controlador, además de hacer nulo el error de estado estacionario, atenúa el efecto en la salida producido por el disturbio de entrada [17, 18].

Un gráfico comparativo de los niveles armónicos del UPFC-HB en simulación y el estándar internacional *IEC1000 – 3 – 2* para dispositivos de iluminación se ilustra

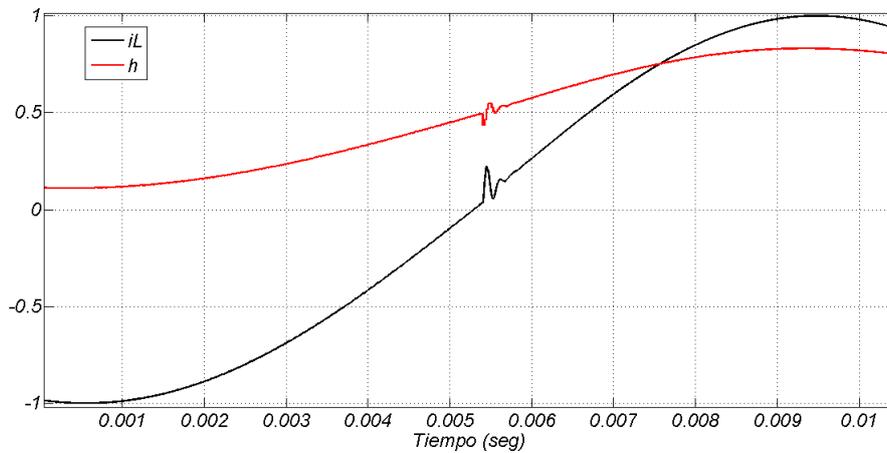


Figura 6-2: Respuesta de i_L a las perturbaciones en h

en Figura 6-3, los niveles medidos en simulación están muy por debajo del estándar internacional.

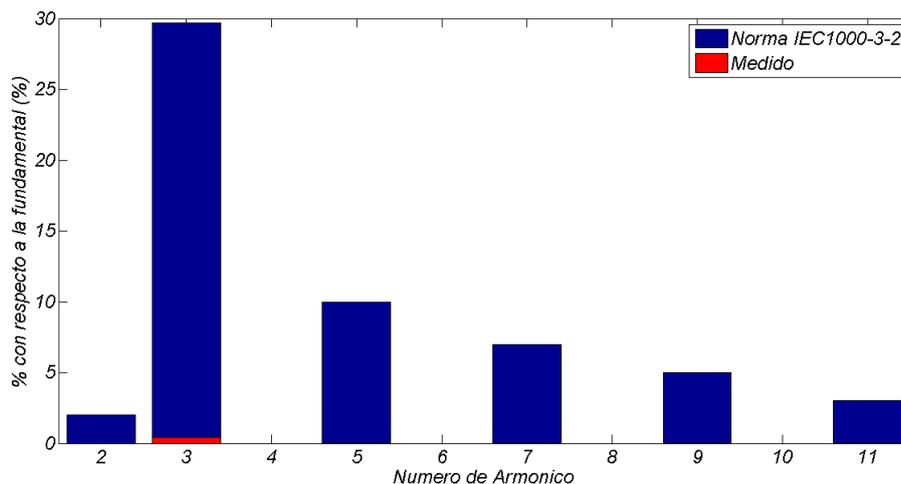


Figura 6-3: Niveles armónicos del estándar internacional IEC1000 – 3 – 2 y niveles medidos en simulación

Se presentan los resultados de la simulación con y sin corrección del desbalance; sin la corrección del desbalance, se presenta un voltaje diferencia alto como se ilustra en Figura 6-4; también se puede observar en Figura 6-5, que la forma de onda del rizado de voltaje de salida no es la seno del doble de frecuencia del voltaje de línea como en los convertidores PFC convencionales.

Con la corrección del desbalance utilizando el controlador (5-38) en el lazo del voltaje diferencia, se puede ver en la Figura 6-6 que el voltaje diferencia disminuye significativamente con respecto a la simulación sin corrección del desbalance; y en la Figura 6-7 se observa que la forma de onda del rizado de voltaje es una sinusoidal del doble de

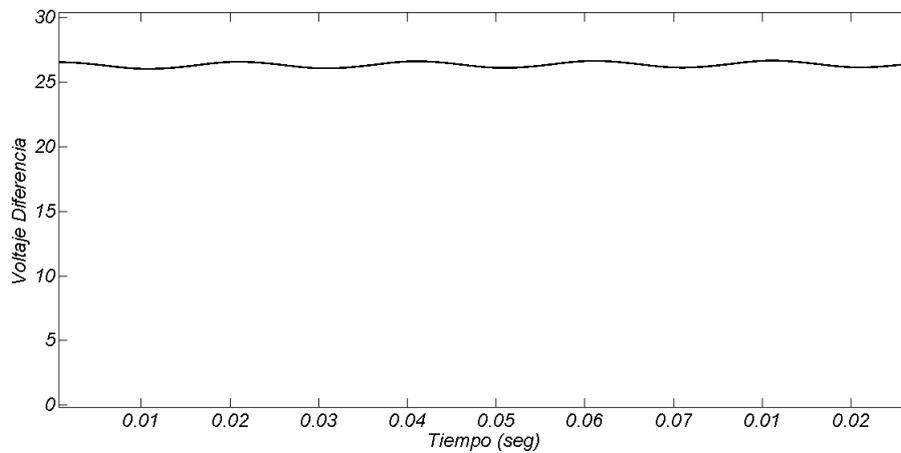


Figura 6-4: Voltaje diferencia sin corregir desbalance

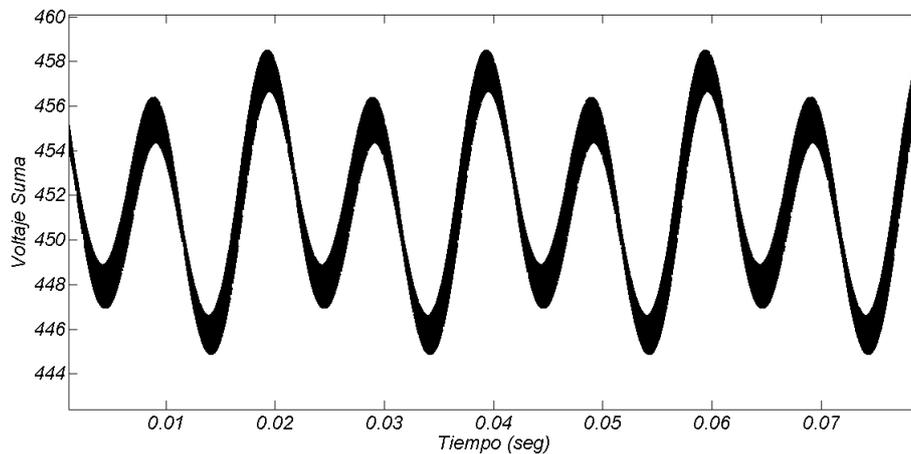


Figura 6-5: Voltaje suma sin corregir desbalance

frecuencia más la componente de conmutación.

Finalmente en la Figura 6-8 se observa como decae a cero la respuesta transitoria del voltaje diferencia debido a la acción de control del lazo del voltaje diferencia.

El controlador (5-54) es probado con el circuito de señal grande en simulación, se observa en la Figura 6-9 y 6-10 la respuesta del voltaje suma (v_s) cuando experimenta cambios en la carga; para una variación de carga del 50% al 100% o viceversa, el tiempo de establecimiento es de 400 ms. Este tiempo es muy grande debido a que el lazo del voltaje tiene una dinámica lenta.

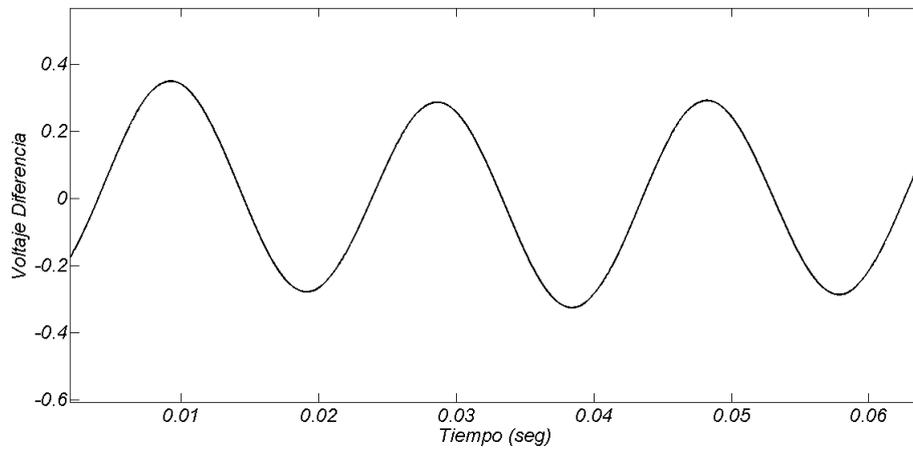


Figura 6-6: Voltaje diferencia con corrección del desbalance

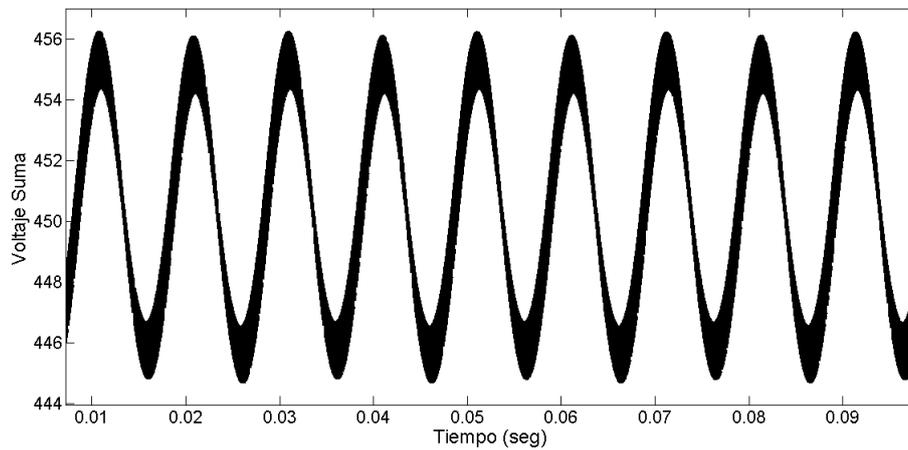


Figura 6-7: Voltaje suma con corrección del desbalance

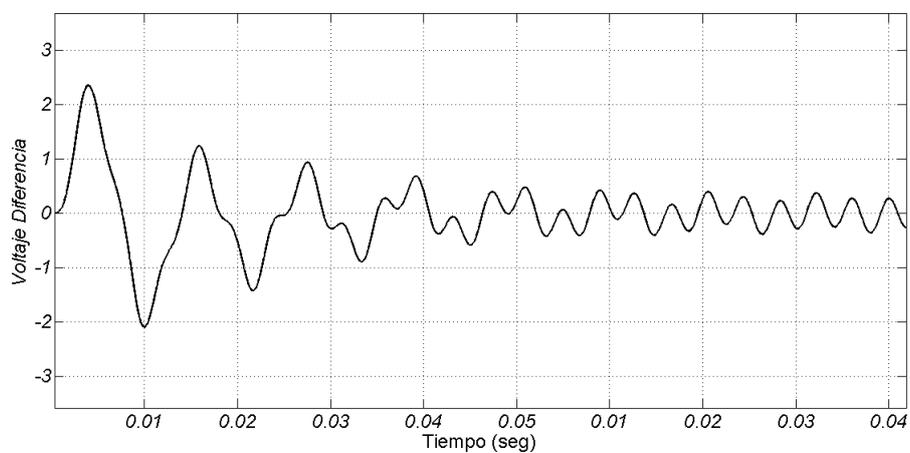


Figura 6-8: Transitorio del voltaje diferencia

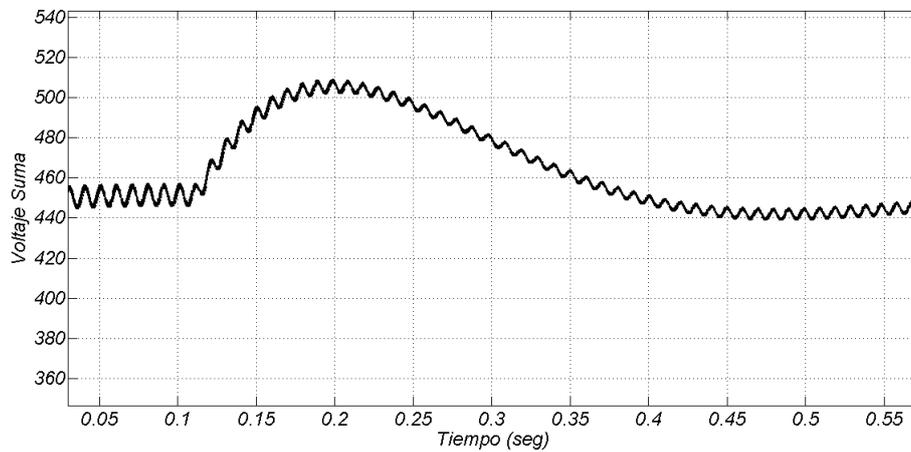


Figura 6-9: Voltaje suma con una variación de carga del 100% al 50%

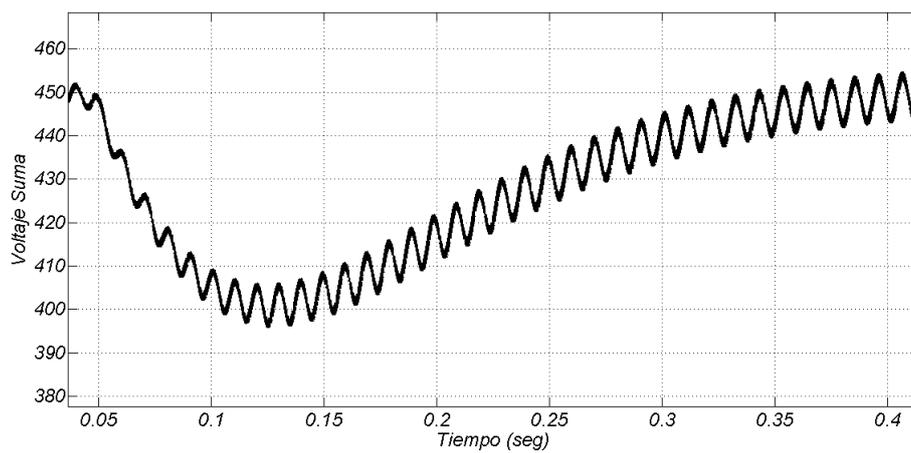


Figura 6-10: Voltaje suma con una variación de carga del 50% al 100%

Capítulo 7

Recursos y Presupuesto

Los recursos que se estima serían utilizados en el desarrollo de este proyecto se encuentran contenidos en cuatro secciones. En caso de contar en la actualidad con los recursos se hace referencia a su fecha de adquisición. A continuación se detalla cada una de las secciones de recursos:

1. Recursos generales: hace referencia a insumos y útiles utilizados frecuentemente, estos se muestran en la Tabla 7-1.

Tabla 7-1: Relación de uso de los recursos generales

<i>Tipo</i>	<i>Cantidad y Nombre</i>	<i>Costo Total Estimado</i>
Acceso a Internet	3 Meses	COP\$180.000
Papelería	2 Resmas de papel	COP\$20.000
Papelería	2 Cartucho de tinta	COP\$60.000
Energía eléctrica	3 Meses / 8 Horas diarias	COP\$35.000
Oficina	Computador AMD Athlon 4800 DualCore + 1GB RAM ^a	COP\$ 1'400.000
Oficina	Computador Portatil Lenovo Core-i5 + 2GB RAM ^b	COP\$ 1'850.000

^aFecha de Adquisición: Marzo 2008

^bFecha de Adquisición: Julio 2010

2. Instrumentos de medición: será utilizados para la implementación en Hardware, se detallan en la Tabla 7-2.
3. Software especializado: se hará uso de él durante la mayor parte del desarrollo del proyecto, en diseño, simulación y edición. Su relación se describe en la Tabla 7-3.
4. Elementos para implementación en Hardware: diversidad de componentes serán utilizados para tal fin. En la Tabla 7-4 se listan dichos elementos.

Tabla 7-2: Relación de instrumentos de medición

<i>Cantidad</i>	<i>Nombre</i>	<i>Costo Total Estimado</i>
2	Multímetro UniT Serie 33C ^a	COP\$120.000
1	Osciloscopio Fluke Serie 123 ^b	COP\$3.520.000
1	Medidor LCR Digital Amprobe Serie LCR55A ^c	COP\$820.000

^aFecha de Adquisición: Enero 2009

^bFecha de Adquisición: Mayo 2005

^cFecha de Adquisición: Febrero 2010

Tabla 7-3: Relación de Software especializado

<i>Nombre</i>	<i>Licencia</i>	<i>Costo Total Estimado</i>
MATLAB 7.7.0.471 (R2008b)	Estudiantil ^a	COP\$0
CIRCAD 5.1b	Freeware ^b	COP\$0
TexnicCenter 2.0 Alpha 3	GNU	COP\$0
MiKTeX 2.9.3478	GNU	COP\$0

^aMatworks Inc. suministra la versión Student sin costo alguno.

^bHolophase Inc. suministra la versión de test sin costo alguno.

Tabla 7-4: Relación de elementos para implementación en Hardware

<i>Cantidad</i>	<i>Elemento</i>	<i>Costo Total Estimado</i>
4	PCB	COP\$200.000
-	Componentes generales	COP\$80.000
20	Diodos UFR MUR460	COP\$40.000
4	Diodos FS34	COP\$4.000
60	MOSFET IRF840	COP\$120.000
1	DSP Texas Instrument TMS320F28069	COP\$80.000
10	Optoacopladores 6N137	COP\$30.000
1	Fuente general	COP\$30.000
10	Nucleos de Ferrita	COP\$100.000

Capítulo 8

Conclusiones

8-1 Resumen de resultados principales

- Se diseñó, modeló e implementó un rectificador en configuración de medio puente con corrección de factor de potencia. La potencia de salida fue de 80W con un voltaje a la salida de 450V, se consiguió un factor de potencia (PF) de 0.995 y una muy baja distorsión armónica total (THD) del 2.5%.
- Debido al cero en el origen que se presenta en la función de transferencia del lazo de corriente, no fue posible eliminar el error de estado estacionario y aumentar el margen de fase más de 45° , por lo tanto se sugiere utilizar una estrategia de control no lineal.
- El rectificador propuesto cumple con los estándares internacionales $IEC1000 - 3 - 2$, $EN61000$ y $IEEE519$.

8-2 Trabajo futuro

- Desarrollar una nueva estrategia de control no lineal para el lazo de corriente debido a que el controlador lineal propuesto no puede eliminar el error de estado estacionario y tampoco puede conservar las mismas características cuando el UPFC-HB se aleja del punto de operación.
- Reducir el tamaño del prototipo propuesto utilizando componentes de montaje superficial, circuitos impresos multicapa, entre otros.

Apéndice A

Códigos fuentes

A-1 Cálculo del Jacobiano para linealización del sistema

```

1 clear all
2 clc
3 format short
4 syms vg h vs vd i R Co L Rl Rc Rds;
5 f1 = (-i*(Rl+Rds+(Rc*R/(R+2*Rc))+(Rc^2/(R+2*Rc)))/L)+(vs*R*(1-2*h)/(2*L*(
   R+2*Rc)))-(vd/(2*L))+(vg/L);
6 f2 = ((2*h-1)*R*i/(Co*(R+2*Rc)))-(2/(Co*(R+2*Rc)))*vs
7 f3 = i/Co;
8 y1 = i;
9 y2 = ((2*h-1)*Rc*R*i/(R+2*Rc))+(R/(R+2*Rc))*vs;
10 f = [f1;f2;f3]
11 y = [y1]
12 x = [i;vs;vd];
13 u = [h];
14 A1 = jacobian(f,x);
15 B1 = jacobian(f,u);
16 C1 = jacobian(y,x);
17 Rl=0.4;
18 Rds=0.34;
19 Rc=1.084;
20 Vp=165;
21 Ip=0.99272;
22 w=2*pi*60;
23 R=2.5e3;
24 vs=450;
25 vd=0;
26 Co=100e-6;
27 L=5e-3;
28 n=2;
29 i=Ip*sin(n*pi);

```

```

30 h=(Vp/vs)*sin(n*pi)-(Ip*w*L/vs)*cos(n*pi)+0.5;
31 A=eval(A1);
32 B=eval(B1);
33 C=eval(C1);
34 D=[0];
35 Con=ctrb(A,B);
36 Obs=obsv(A,C);
37 rank(Con)
38 rank(Obs)
39 sys1=ss(A,B,C,D);
40 G1=tf(sys1)

```

A-2 Generación del diagrama de Bode para el lazo de corriente

```

1 clear all;
2 clc;
3 G1=zpk([],[-182.35-j*983.27,-182.35+j*983.27],[647.51e6]);
4 %G1=zpk([-2843,-3.234e4,0],[-182.35-j*983.27,-182.35+j
      *983.27,-9137,-1.295e5,0],[-92910.3903*-89932]);
5 bp=bodeplot(G1);
6 setoptions(bp,'FreqUnits','Hz','Grid','on','Xlim',[10,50e3]);

```

A-3 Generación del diagrama de Bode para el lazo de voltaje suma

```

1 clear all;
2 clc;
3 C3=zpk([-28.57],[0],[0.989/450]);
4 G1=zpk([],[-8],[3480.73]);
5 Go=series(C3,G1)
6 bp=bodeplot(Go);
7 setoptions(bp,'FreqUnits','Hz','Grid','on','Xlim',[0.01,120]);
8 hold on
9 bq=bodeplot(G1);
10 setoptions(bq,'FreqUnits','Hz','Grid','on','Xlim',[0.01,120]);

```


B-2 UPFC HB: Circuito de gran señal

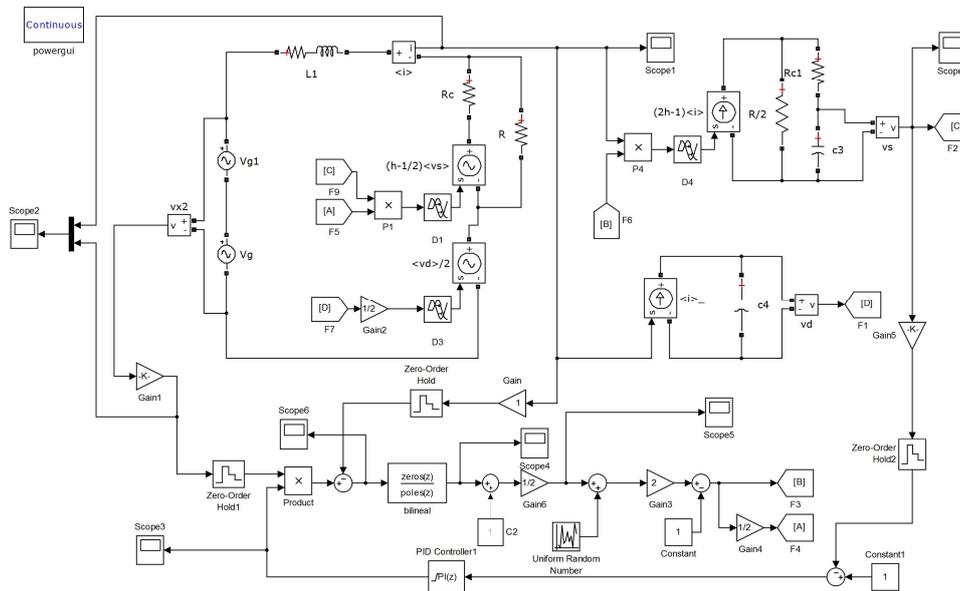


Figura B-2: UPFC HB: Circuito de gran señal

Bibliografía

- [1] A. Fajardo Jaimes, F. Ojeda Ruiz, A. K. Hay Harb, and G. Perilla Galindo, “Modelamiento de un rectificador en configuración medio puente con corrección de factor de potencia unitario,” *Ingeniería Y Universidad Editorial Pontificia Universidad Javeriana*, vol. 13, no. ISSN: 0123-2126, pp. 71–89, 2009.
- [2] F. Tao, Q. Zhao, L. F. C, and N. Onishi, “Single-stage power-factor-correction electronic ballast with a wide continuous dimming control for fluorescent lamps,” *Proceedings of IEEE PESC’01*, pp. 926–931, 2001.
- [3] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, “Control techniques for power factor correction converters,” *University of Padova Italy, Department of Electrical Engineering*, vol. 1, pp. 1–9, 1990.
- [4] L. Balogh and R. Redl, “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode,” *APEC Conf. Proc.*, vol. 20, pp. 168–174, 1993.
- [5] R. Srinivasan and R. Oruganti, “A unity power factor converter using half-bridge boost topology,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 3, pp. 487–500, 1998.
- [6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2ed ed., 2001.
- [7] N. Mohan, T. M. Undeland, and R. J. Ferraro, “Sinusoidal line current rectification with a 100 khz b-sit step-up converter,” *IEEE Power Electronics Specialist*, p. 92–98, 1984.
- [8] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho, “Small-signal modeling of single-phase boost high power factor converter with constant frequency control,” *IEEE Power Electronics Specialists*, p. 475–482, 1992.

- [9] R. B. Ridley, "Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit," *Virginia Power Electronics Centre Publication Series*, vol. 5, p. 79, 1994.
- [10] L. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies," in *Unitrode Power Supply Design Seminar Manual*, pp. C1–14, 1991.
- [11] J. T. Boys and A. W. Green, "Current-forced single phase reversible rectifier," *Proc IEEE Inst Electr Electron Engineering*, vol. 5, p. 205, 1989.
- [12] C. Phillips and R. Harbor, *Feedback Control Systems*. Prentice Hall, 1996.
- [13] J. F. Bayona, "Fuente de alimentación regulable para lámpara fluorescente con baja interferencia electromagnética," Master's thesis, Pontificia Universidad Javeriana, 2013.
- [14] R. D. Middlebrook and Slobodan, "Modeling and analysis methods for dc-to-dc switching converters," *Proceedings of the IEEE International Semiconductor Power Converter Conference*, vol. 1, pp. 90–111, 1977.
- [15] M. H. Rashid, ed., *Power Electronics Handbook*. ACADEMIC PRESS, 2001.
- [16] R. Tymerski, V. Vorperian, F. C. Lee, and W. T. Baumann, "Nonlinear modeling of the pwm switch," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, pp. 225–233, 1989.
- [17] C.-T. Chen, *Analog and Digital Control System Design*. Oxford University Press Inc, 2006.
- [18] B. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*. Prentice Hall, 2009.
- [19] C.-T. Chen, *Linear System Theory and Design*. Oxford University Press, 2009.
- [20] J. Bay, *Fundamentals of Linear State Space Systems*. Irwin Professional Publishing, 1998.
- [21] C. Silva, "Power factor correction with the uc3854," *Application Note, Unitrode Integrated Circuit*, vol. 1, pp. 1–3, 1988.
- [22] R. Redl and L. Balogh, "Rms, dc, peak, and harmonic currents in high-frequency power-factor correctors with capacitive energy storage," *APEC Conf. Proc.*, vol. 12, pp. 533–540, 1992.
- [23] C. Zhou and M. Jovanovic, "Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power-factor correction circuits," *HFPC Conf. Proc.*, vol. 21, pp. 209–220, 1992.
- [24] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderno*. Prentice Hall, 1999.
- [25] J. V. D. Vegte, *Feedback Control Systems*. Prentice Hall, 2000.