



Diseño de una Fuente de Alimentación de dos etapas: AC – DC con Corrección de Factor de Potencia y DC – DC con un Convertidor de Puente Completo (Full Bridge Converter) e Implementación de su etapa AC - DC

Guillermo Valarezo Peralta ⁽¹⁾ Marlon Pillasagua Nemer ⁽²⁾ Sífifo Falcones Zambrano ⁽³⁾
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación
Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL)
Campus Gustavo Galindo, Km 30.5 vía Perimetral
Apartado 09-01-5863. Guayaquil-Ecuador
gavalare@espol.edu.ec ⁽¹⁾ mcpillas@espol.edu.ec ⁽²⁾ sixifo@espol.edu.ec ⁽³⁾

Resumen

En el siguiente artículo se muestra el diseño y simulación de una fuente de alimentación conmutada (SMPS), cuya etapa DC – DC (aislada galvánicamente mediante un transformador de alta frecuencia) es un Convertidor de Puente Completo; y la etapa AC – DC con Corrección de Factor de Potencia (PFC), basada en un Convertidor Elevador; además de la implementación de ésta última. Se dimensiona el circuito de fuerza en cada etapa para que cumpla ciertas condiciones, tales como el rizado de: corriente a través de los inductores; y, voltaje de los capacitores. Se efectúa la simulación en lazo abierto de cada etapa, a fin de comprobar el correcto dimensionamiento de estos circuitos. Se dimensiona el circuito de control en cada etapa; para el efecto, se diseñan los controladores mediante la aproximación por el Factor-K; y se eligen los circuitos integrados controladores, basados en los requerimientos para esta fuente. Se efectúa la simulación en lazo cerrado de cada etapa, y también de la fuente completa, a fin de comprobar su correcto funcionamiento, bajo variaciones bruscas de la corriente a través de la carga, inclusive. Finalmente se implementa la etapa AC – DC, efectuando las respectivas mediciones de señales tales como el voltaje de enlace DC y la corriente de suministro.

Palabras Claves: SMPS, AC, DC, Puente Completo, PFC, Factor-K, controladores, circuitos integrados.

Abstract

The following article shows the design and simulation of a Switched Mode Power Supply (SMPS), which the DC – DC stage (with galvanic isolation through a high frequency transformer) is a Full Bridge Converter; and the AC – DC stage with Power Factor Correction (PFC), based in a Boost Converter; with the implementation of the AC-DC stage. The power circuit, for each stage, is dimensioned in order to fulfill certain conditions, such as the ripple level of: the current through the inductors; and, the voltages in the capacitors. Each stage is simulated, in open loop, in order to verify the correct dimensioning of the components. The control circuit is dimensioned for each stage; for this effect, the controllers are designed through the K-Factor approximation; and the integrated circuits controllers are chosen, based upon the requirements for this power supply. Both stages are simulated (separated and coupled), now in closed loop, in order to verify it is working properly, even under sudden changes of the current through the load. Finally, the AC – DC stage is implemented, getting important signal graphics, such as the DC link voltage and the supply current.

Keywords: SMPS, AC, DC, Full Bridge, PFC, K-Factor, controllers, integrated circuits.

1. Introducción

Los requerimientos de potencia en sistemas electrónicos han ido aumentando con los años, con cargas que van desde unos cuantos miliamperios hasta aplicaciones con cargas por encima de los 100 amperios. Si bien bajos consumos de potencia pueden ser alimentados desde baterías, la gran mayoría de los dispositivos electrónicos toman su alimentación de la red, convirtiendo el voltaje alterno en adecuados valores de voltaje continuo. Es allí, donde es

importante escoger la solución apropiada de acuerdo a las especificaciones de desempeño deseadas. Se puede elegir entre el uso de una fuente de alimentación lineal o una fuente de alimentación conmutada basada en las necesidades de la aplicación.

El diseño de sistemas electrónicos de potencia se está convirtiendo en una tarea más frecuente y más desafiante para los diseñadores, muchos de los cuales no poseen bases sólidas en estos temas. Algunos de los usos más frecuentes de las fuentes conmutadas son: las

fuentes de los computadores, los cargadores de batería, la batería de los automóviles eléctricos, equipos de telecomunicaciones, entre otros. El Ecuador, al ser un país en vías de desarrollo, adopta toda esta tecnología. Por lo cual se ve en la necesidad de importar este tipo de fuentes. Además, a pesar de la existencia comercial de diversos tipos, los requerimientos específicos de algunos equipos no pueden ser encontrados con facilidad surgiendo allí la necesidad de la construcción de una fuente que posea la capacidad de suministrar la potencia y la protección requerida.

2. Fundamento Teórico

2.1 Fuentes Lineales y Fuentes Conmutadas

Un regulador lineal de voltaje es aquel basado en un elemento activo (como un transistor o una válvula de vacío) operando en su "zona lineal" o uno pasivo como un diodo zener operando en su zona de ruptura. El dispositivo regulador está diseñado para actuar como una resistencia variable, ajustada continuamente a una red divisora de voltaje para mantener constante una tensión de salida [1].

La fuente lineal ofrece al diseñador tres ventajas principales:

- Simplicidad de diseño.
- Operación suave y capacidad de manejar cargas.
- Bajo ruido de salida y una respuesta dinámica muy rápida.
- Para potencias menores a 10 [W], el costo de los componentes es mucho menor que el de las fuentes conmutadas.

Sin embargo, entre sus desventajas están: limitados campos de aplicación, no pudiendo abastecer grandes demandas de potencia debido a su baja eficiencia del 30% al 60%; además, cada regulador lineal puede tener solamente una salida, siendo solo reductores de voltaje y, a medida que se incrementa la frecuencia, aumenta su volumen condicionando su versatilidad y practicidad [2].

Prácticamente todas las fuentes de alimentación incluidas en equipos modernos, ya sea en los de uso industrial o de instrumentación, cuentan con fuentes de tipo conmutado, conocidas con sus iniciales derivadas del inglés Switched Mode Power Supply (SMPS).

Una fuente conmutada es un dispositivo que suministra energía a equipos eléctricos con un rango controlado de voltajes de salida. Esto se efectúa a través de circuitos que emplean transistores de potencia, los cuales trabajan en conmutación a altas frecuencias. La

transferencia de energía desde la entrada a la salida no se realiza en forma continua, sino en forma de paquetes mediante la inclusión de elementos reactivos que actúan como acumuladores de energía. El voltaje de salida es controlado mediante el ciclo de trabajo, frecuencia o fase de conmutaciones. Para esto se requiere de circuitos de control para los transistores [2], [3].

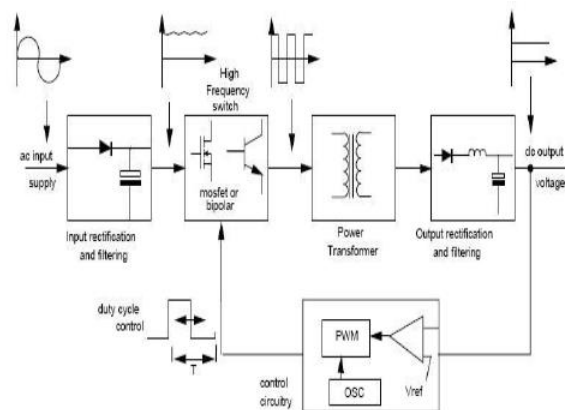


Figura 1. Diagrama de bloques de una fuente conmutada [5].

Las fuentes conmutadas tienen las siguientes ventajas [2]:

- La eficiencia está comprendida entre el 68 y el 90%. Esto hace reducir el costo de los dispositivos de potencia. Además, como los dispositivos funcionan en régimen de corte y saturación, su uso es más eficiente.
- Debido a que el voltaje de entrada es *conmutado*, formándose una onda cuadrada alterna, se puede variar la relación de transformación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.
- No es necesario el uso del transformador de línea, ya que el elemento magnético de transferencia de energía lo puede reemplazar, funcionando no en 50/60 [Hz], sino en alta frecuencia de conmutación, reduciendo el tamaño del transformador y en consecuencia, el peso; y el coste.

Desventajas [2]:

- Diseño más elaborado. Un diseño de una fuente conmutada puede llevar varias semanas o meses de desarrollo y puesta a punto, dependiendo de los requerimientos.
- El ruido es mayor que el de las fuentes lineales. En la salida y entrada, irradia interferencias electromagnética y de radiofrecuencia. Esto dificulta el control y no deberá ser ignorado durante la fase de diseño. Por este motivo se

agregan circuitos de protección y de arranque suave; y filtros de línea adicionales.

- La fuente conmutada toma proporciones de energía de la entrada en pulsos de tiempos limitados para transferirlo a la salida en otras condiciones de corriente y tensión, por lo que le llevará mayor tiempo de restablecimiento al circuito para soportar variaciones en la entrada.

La fuente a diseñar debe ser un dispositivo capaz de mantener el voltaje en la carga ante cambios bruscos en esta última. Además de lograr que la corriente de suministro tenga forma sinusoidal, y un factor de potencia cerca al unitario. Para escoger su topología, dimensionar los componentes, diseñar el controlador y simular el comportamiento del dispositivo, ante las mencionadas variaciones, se usará la herramienta SIMULINK de MATLAB.

2.2 Convertidor Boost (Elevador)

En la fig. 2 se muestra el convertidor Boost. Éste es un convertidor de alta eficiencia el cual utiliza típicamente un MOSFET como interruptor que funciona abriendo y cerrando periódicamente dicho interruptor electrónico. Se denomina elevador porque el voltaje de salida es mayor que el de entrada [9].

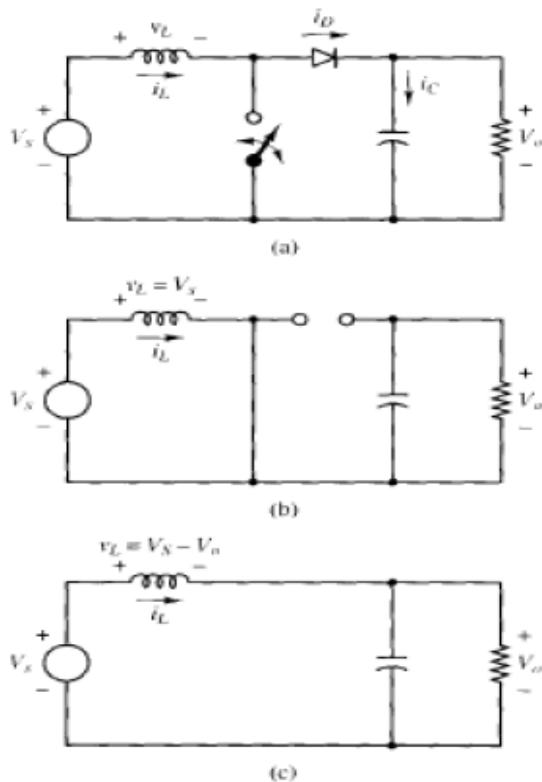


Figura 2. (a) Convertidor Boost. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado. (c) Circuito equivalente cuando el interruptor está abierto [9].

2.3 Convertidor de Punte Completo (Full Bridge)

Este convertidor (aislado galvánicamente por medio de un transformador de alta frecuencia, y con tap central en el secundario), como se muestra en la figura 3, se basa en la configuración del convertidor Buck. Hay cuatro modos de operación: 1) el modo 1, cuando Q1 y Q4 están cerrados y Q2 y Q3 están abiertos; 2) el modo 2, cuando todos los interruptores están desactivados; 3) el modo 3, cuando Q2 y Q3 están cerrados y Q1 y Q4 están abiertos; y 4) el modo 4, cuando todos los interruptores están desactivados. Los interruptores se activan y desactivan para producir una señal alterna de onda cuadrada en el primario del transformador. El voltaje de salida se reduce (o eleva), se rectifica y después se filtra para producir una señal de salida DC. Se usa el capacitor C1 para balancear las integrales de voltios-segundos durante los dos semiciclos, y evitar que el transformador sea llevado a la saturación [10]. La figura 4 muestra las formas de onda en estado estable.

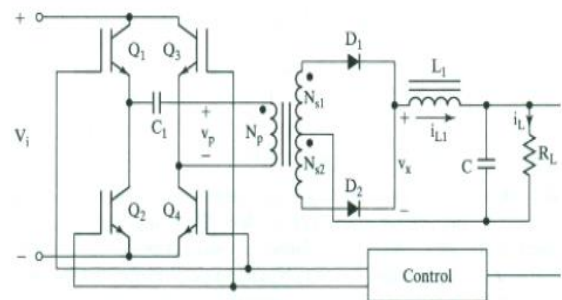


Figura 3. Convertidor DC-DC en Punte Completo [10].

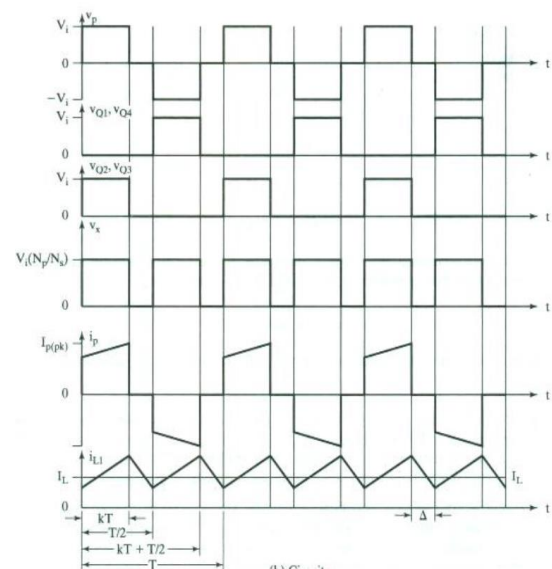


Figura 4. Formas de onda del convertidor [10].

2.4 Corrección de Factor de Potencia (PFC)

Aunque se pueden utilizar filtros pasa bajos (entiéndase filtros pasivos) en la línea de alimentación para reducir los armónicos a valores aceptables, una solución más viable se encuentra al aplicar la corrección de factor de potencia activa [8], [17]. En este proyecto se diseñará e implementará un circuito activo, basado en el convertidor Boost.

El Factor de Potencia se define como la relación entre la potencia real (activa) y la potencia aparente [10], [17]:

$$PF = \frac{\text{Potencia Real (W)}}{\text{Potencia Aparente (VA)}} \quad [1]$$

Donde la potencia real es el promedio durante un ciclo del producto entre la corriente y el voltaje instantáneos. Y la potencia aparente es el producto de los valores RMS de la corriente y voltaje.

Las fuentes conmutadas presentan impedancias no lineales a la red eléctrica, como resultado de la circuitería de entrada. No es inusual que los pulsos de corriente sean un 10% o 20% del ciclo, dando como resultado que el pulso de corriente sea cinco o diez veces la corriente promedio durante el pulso. La figura 5 ilustra la situación.

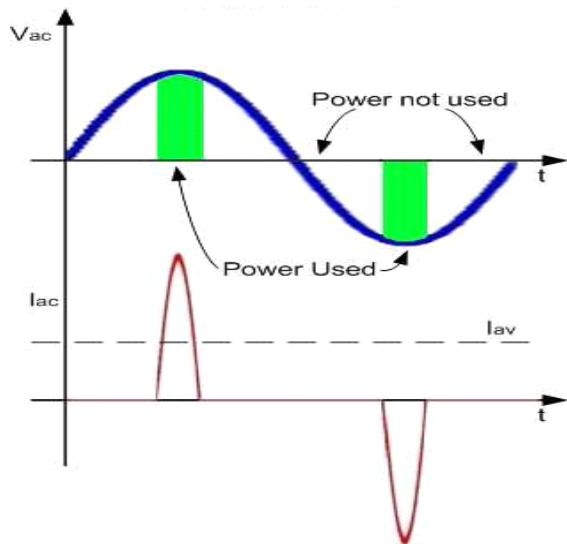


Figura 5. Forma característica de señales de entrada de una fuente conmutada típica sin PFC [8].

La figura 6 nos muestra la entrada de una fuente de alimentación con corrección de factor de potencia.

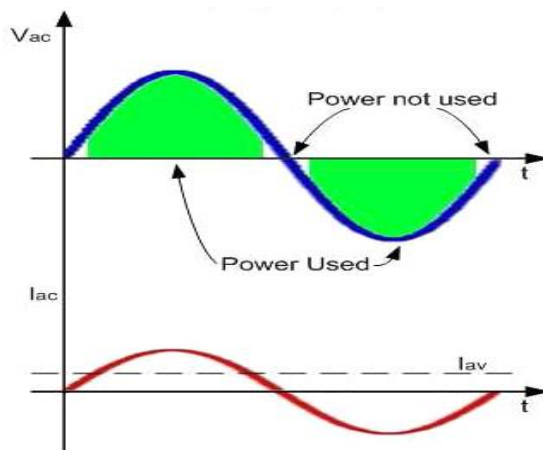


Figura 6. Forma característica de la corriente de entrada de una fuente conmutada con PFC [8].

Está claro que altos factores de potencia y pocos armónicos van de la mano. En el caso de las SMPS, usualmente el factor de desplazamiento es muy cercano a la unidad.

3. Dimensionamiento Del Circuito de Fuerza

La topología de la fuente conmutada escogida es la presentada en la Fig. 7, correspondiente a la configuración Elevador (Boost) para el bloque de conversión AC-DC con Corrección de Factor de Potencia (Power Factor Correction); y la de Puente Completo (Full Bridge) en el bloque de conversión DC-DC. Se escogió esta topología debido a que, a pesar de la complejidad en la parte de control de la etapa DC-DC, es utilizado para manejar potencias en un rango variado, el cual llega a los kilovatios, inclusive; además este tipo de topología nos asegura una eficiencia superior al 80% [5], [16].

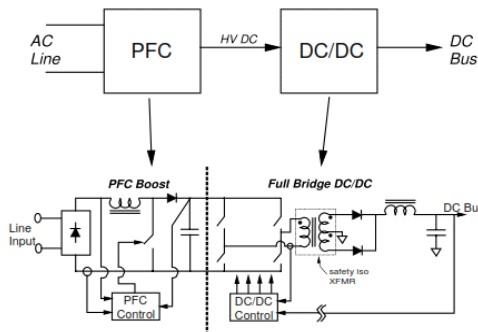


Figura 7. Topología de la fuente conmutada en configuración Puente Completo con corrección de factor de potencia [16].

3.1 Dimensionamiento de la Etapa AC-DC con Corrección de Factor de Potencia

El voltaje que entregará el convertidor será de 200[V]_{dc}, por lo que la fuente de alimentación AC estará a un voltaje nominal de 110 [V]_{RMS} (156 [V]_P). El valor mínimo de voltaje será 100 [V]_{RMS} (141 [V]_P); mientras que el valor máximo de voltaje será 120 [V]_{RMS} (170 [V]_P). La frecuencia de la red estará entre 58 y 63 [Hz], con un valor nominal de 60 [Hz]. La

frecuencia de conmutación del convertidor es $f_s = 65$ [kHz]. La eficiencia prevista es de $\eta = 0.92$, con una potencia máxima de 400 [W]. El factor de potencia mínimo a obtener es $PF = 0.9$. A menos que se indique lo contrario, $T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$; $T_{AMB(MAX)} = 50^\circ\text{C}$. Así mismo se desea que el rizado de la corriente a través de inductor sea de 10% y el rizado a través del capacitor sea de 5%. En la figura 8 se muestra el esquema del circuito a utilizar y los valores para los componentes importantes.

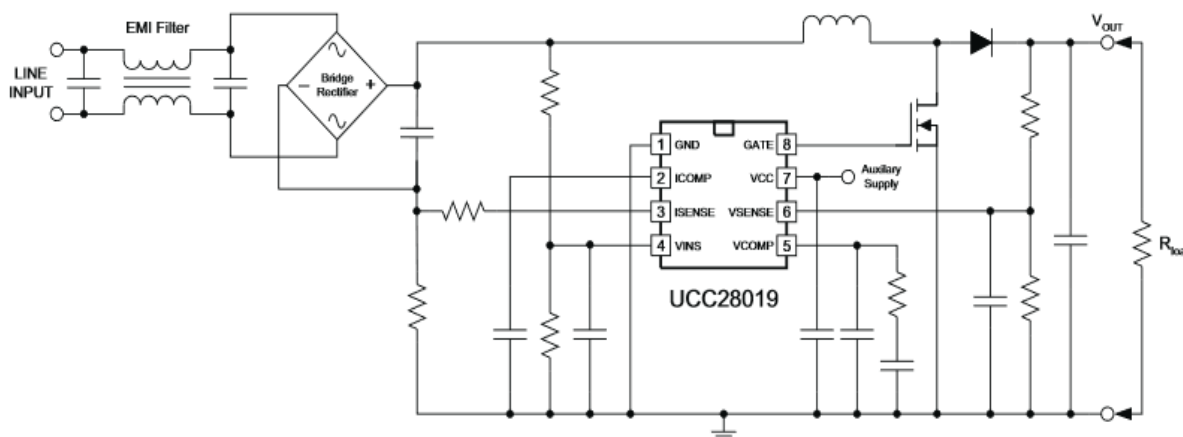


Figura 8. Esquema de la Etapa AC-DC con Corrección de Factor de Potencia [11].

- Puente rectificador:

$$P_{PUENTE} = 8.7 \text{ W}$$

- Capacitor de entrada:

$$C_{in} = 0.19 \text{ uF}$$

- Inductor Boost:

$$L_{BOOST} = 1.5 \text{ mH}$$

- Switch (Mosfet):

$$P_{conduccion} = 3.51 \text{ W}$$

- Capacitor de salida (DC Link):

$$C_{out} = 2000 \text{ uF}$$

3.2 Dimensionamiento de la Etapa DC-DC en Configuración Puente Completo

En la figura 9 se muestra la topología del convertidor que se utiliza: su diseño consiste de dos ramales en el lado del primario, los cuales le dan el nombre característico a esta configuración; la potencia a la que está dado el convertidor es la misma potencia a plena carga, es decir, a 400 [W]; está constituido por interruptores electrónicos de potencia para la conmutación y además estos son controlados por modulación de ancho de pulso (PWM) [10], [12].

El voltaje que entregará el convertidor será de 48 [V]_{DC}, por lo que el enlace DC estará a un voltaje nominal de 200 [V]_{DC}. El valor mínimo de voltaje será 190 [V]_{DC}; mientras que el valor máximo de voltaje será 210 [V]_{DC}. La frecuencia de conmutación del convertidor es $f_s = 65$ [kHz]. La eficiencia prevista para este bloque es de $\eta = 0.92$, con una potencia máxima de 400 [W] [13].

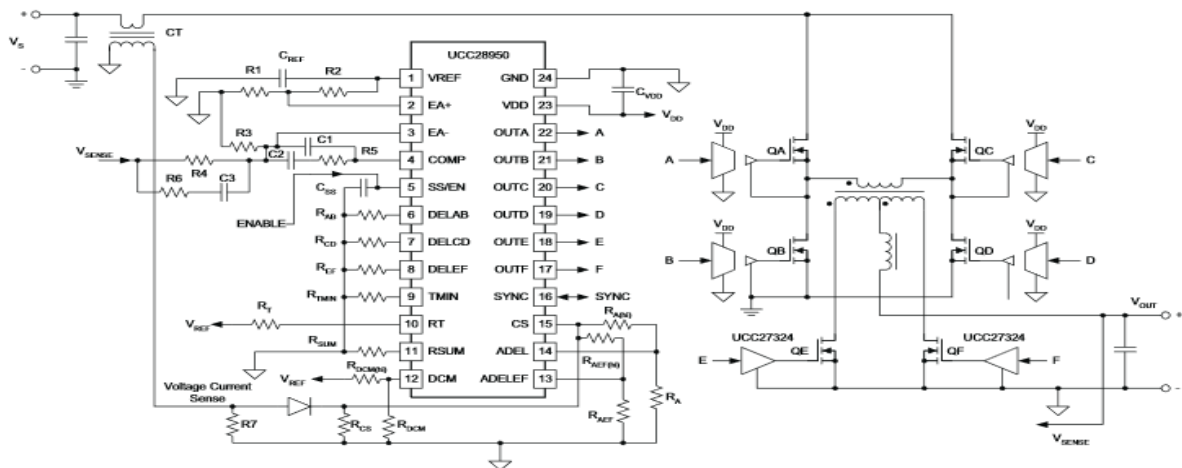


Figura 9. Esquema de la Etapa DC-DC en Configuración Puente Completo [12].

Algunos de los valores de los componentes importantes son:

- Switch (Mofset):

$$P_{conduccion} = 4.65W$$

- Inductor de Salida:

$$L_{OUT} = 150 [\mu H]$$

- Capacitor de Salida:

$$C_{OUT} = 2.2[\mu F]$$

- Relación de Vueltas:

$$a = 2$$

sinusoidal. Lo cual pone de manifiesto la dificultad del control en lazo abierto para este circuito.

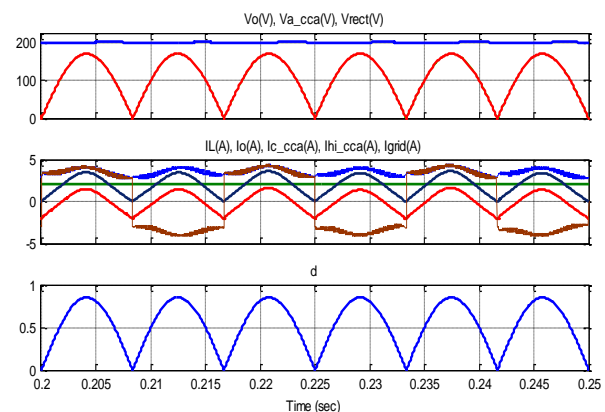


Figura 10. Formas de onda del convertidor en estado estable.

3.3 Simulación de la Etapa AC-DC con Corrección de Factor de Potencia

Se puede observar que, a pesar de la ondulación presente, el voltaje a la salida del convertidor se mantiene con el valor nominal de 200 [V] (valor promedio). También se puede observar que la variación de la corriente en el inductor es de 7.50 % de la corriente nominal. Además, la variación del voltaje en el capacitor es de 1 % del voltaje nominal de salida. Corroborando la adecuada elección del inductor Boost y del capacitor de enlace DC.

La señal del ciclo de trabajo **d** es una onda completa rectificadora, resultado de la división de la salida del puente rectificador entre el valor nominal del voltaje de salida. Sin embargo, a pesar de ser una señal alterna y estar en fase con la señal del voltaje de alimentación, la señal de corriente de la línea de suministro no es

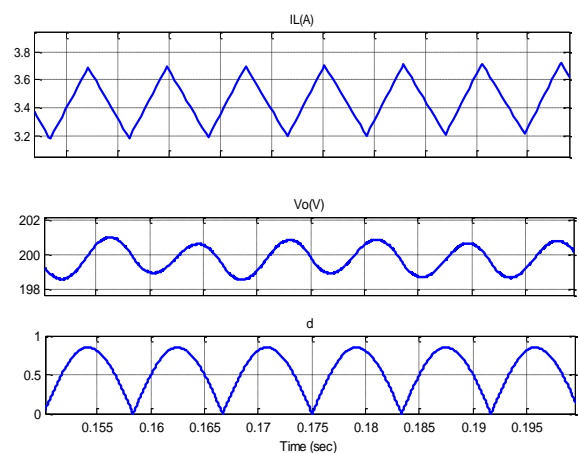


Figura 11. Verificación de rizado de la corriente en el inductor ($f = 65 \text{ kHz}$) y del voltaje de salida ($f = 120 \text{ Hz}$).

3.4 Simulación de la Etapa DC-DC en Configuración Puente Completo

Las señales de voltaje de salida y corriente a través del inductor se estabilizan en valores promedio de 48 [V] y 8.33 [A], respectivamente; a partir de $t = 0.15$ [ms]. El sobredisparo en el voltaje de salida es del 6%, mientras que en la corriente del inductor es igual al 9%. La variación de la corriente en el inductor es igual a la del capacitor, y es igual a 15 % de la corriente nominal. La variación del voltaje en el capacitor es de 1.125 % del voltaje nominal. Corroborando la adecuada elección del inductor y del capacitor de salida.

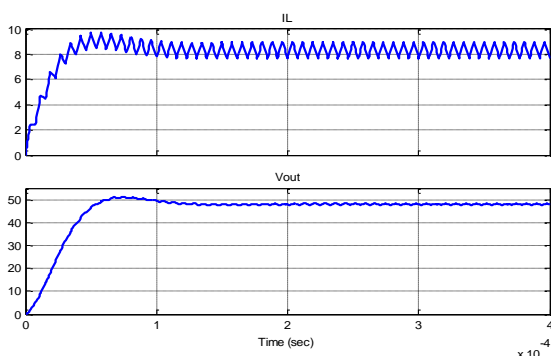


Figura 12. Gráficas de corriente a través del inductor y voltaje de salida.

4. Modelamiento, Diseño y Elección de los Controladores

En la etapa AC-DC (PFC Boost) se necesita controlar tanto el voltaje del enlace DC como la corriente que sale del puente rectificador (que es también la corriente que pasa por el inductor del convertidor Boost). En la etapa DC-DC (Puente Completo) se necesita controlar tanto el voltaje de salida del convertidor como la corriente que pasa por el inductor del filtro de salida. Para el último caso, también se pueden sensar: la corriente RMS que pasa por el devanado primario del transformador, como la corriente que sale del enlace DC; de hecho son, generalmente, los métodos utilizados cuando la configuración del convertidor DC-DC es reductora (basado en Buck). En ambos casos, se diseñará un lazo interno de control para la corriente, y uno externo para el voltaje, teniendo en cuenta que el primer lazo será mucho más rápido que el segundo [14], [17].

Para la elección del controlador se siguen los pasos mostrados a continuación [14]:

- Determinar el margen de fase PM y la frecuencia de cruce requeridas;

- Obtener la fase del sistema Φ_{SYS} a la frecuencia de cruce ω_{CO} ;
- Todos los controladores tienen un polo en el origen que introduce un retraso de fase igual a 90° ; utilizamos la siguiente ecuación para determinar la fase requerida para que el sistema sea estable, Φ_{BOOST} :

$$\Phi_{BOOST} = PM - \Phi_{SYS} - 90^\circ \quad [2]$$

El tipo de controlador que se aplicará va a depender de cuánto se necesita elevar el margen de fase del sistema, como se muestra a continuación:

Tabla 1. Tipos de controladores en función de Φ_{SYS} [14].

ÁNGULO REQUERIDO	TIPO DE CONTROLADOR
0°	TIPO I
$< 90^\circ$	TIPO II
$> 90^\circ$	TIPO III

4.1 Controladores de Corriente y Voltaje para la Etapa AC-DC

Controlador de Corriente:

$$G_{CLPFC}(s) = \frac{1000000(s + 16049.80)}{s(s + 221992.01)} \quad [3]$$

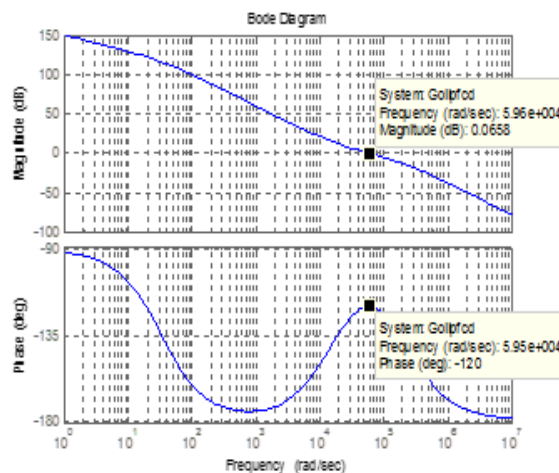


Figura 13. Función de ganancia de lazo G_{OLL_PFC} con cruce en 0 dB y $PM = 60^\circ$.

Controlador de Voltaje:

$$G_{CV_PFC}(s) = \frac{87.10(s + 16.84)}{s(s + 234.49)} \quad [4]$$

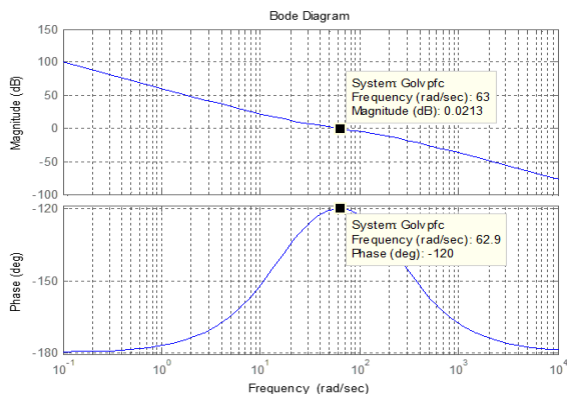


Figura 14. Función de ganancia de lazo G_{OLV_PFC} con cruce en 0 dB y PM = 60°.

4.2 Controladores de Corriente y Voltaje para la Etapa DC-DC

Controlador de Corriente:

$$G_{CL_FB}(s) = \frac{4216.96(s + 35187.53)}{s(s + 112194.35)} \quad [5]$$

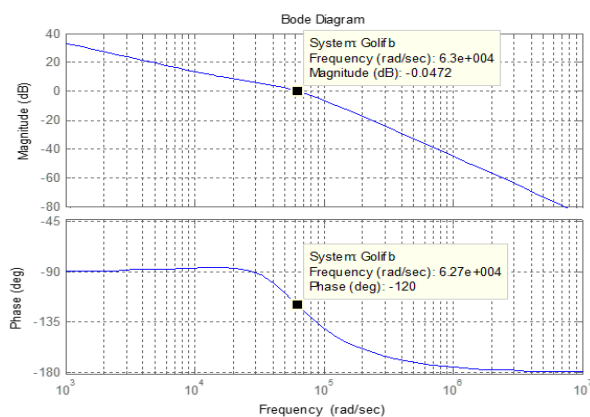


Figura 15. Función de ganancia de lazo G_{OLI_FB} con cruce en 0 dB y PM = 60°.

Controlador de Voltaje:

$$G_{CV_FB}(s) = \frac{1096.48}{s} \left(\frac{5.76}{0.00001267s + 1} \right) \quad [6]$$

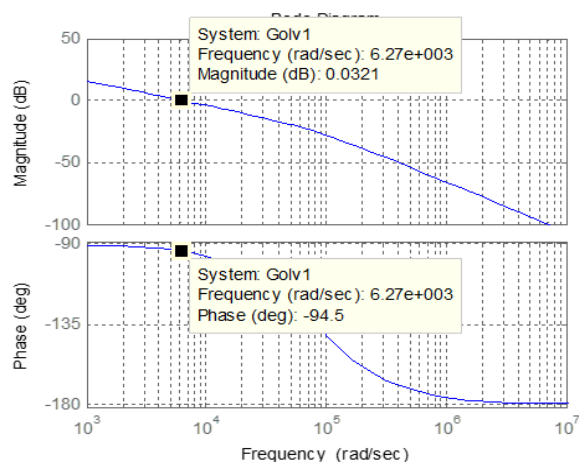


Figura 16. Función de ganancia de lazo G_{OLV_FB} con cruce en 0 dB y PM = 60°.

4.3 Simulación de la Etapa AC-DC con Corrección de Factor de Potencia en Lazo Cerrado

Comparando con la fig. 10, lo más notable es la señal de la corriente de suministro (color verde, gráfica 2), que tiene forma sinusoidal, el cual era el objetivo planteado desde el capítulo anterior. El voltaje de salida (color azul, gráfica 1) tiene una notable caída; sin embargo, está dentro del margen establecido, y se estabiliza a partir de 0.15 [s], del mismo modo que lo hace la señal de la corriente de suministro, al alcanzar su valor nominal de amplitud.

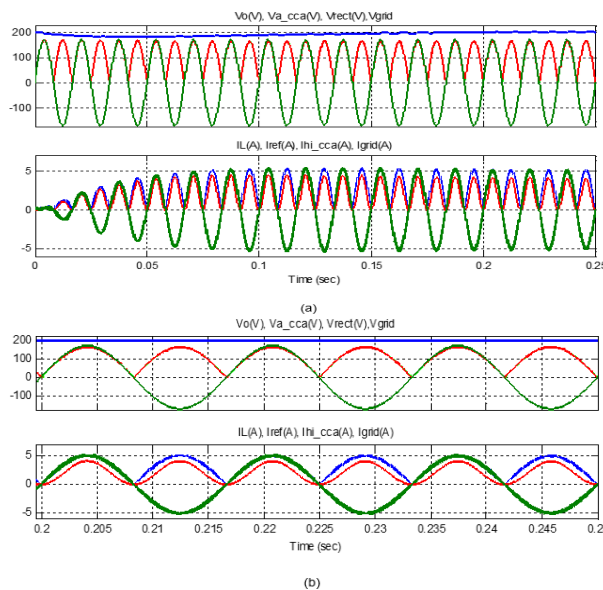


Figura 17. Gráficas de valores de mérito del convertidor AC – DC en lazo cerrado. (a) Durante todo el periodo de simulación (0.25 s). (b) En estado estable.

4.4 Simulación de la Etapa DC-DC en Configuración Puente Completo en Lazo Cerrado

En las fig. 18 y 19 se presentan las gráficas de las variables de mérito en esta etapa, evaluando la respuesta del sistema ante una señal paso de voltaje (inicia a 48 [V], y a la mitad del periodo de simulación, baja a 24 [V]); así como la respuesta ante cambios bruscos en la carga (12% al 100%). Comparando con la figura 12, se observa una mejor respuesta a una señal de referencia. Tanto la corriente por el inductor, como el voltaje de salida del convertidor, se mantienen estables ante cambios bruscos en la carga. También se comprueba que el rizado de la corriente a través del capacitor es prácticamente igual al rizado de la corriente a través del inductor. La corriente promedio de entrada al convertidor difiere respecto al valor nominal de la salida de la etapa AC-DC con PFC en tan sólo 1% (máximo 2%).

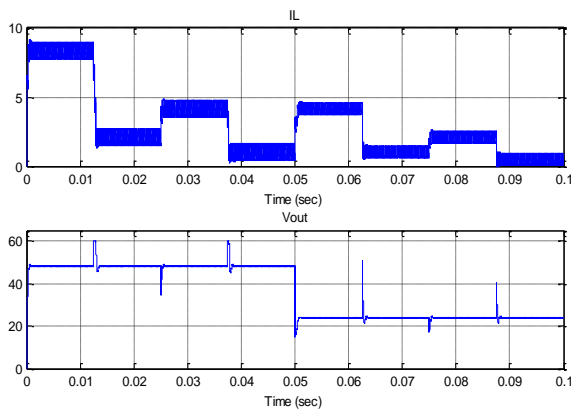


Figura 18. Gráfica de la corriente a través del inductor y el voltaje a través del capacitor, ante cambios bruscos en la carga.

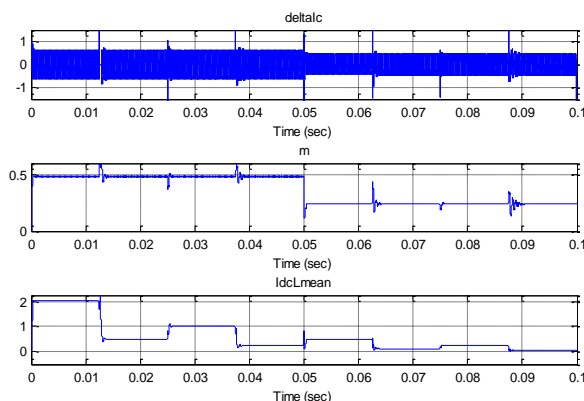


Figura 19. Gráfica del rizado de corriente en el capacitor, la señal de salida del controlador (m) y la corriente promedio de enlace DC, ante cambios bruscos en la carga.

5. Simulación del Sistema Completo

A continuación se presentan las gráficas y resultados del sistema completo en lazo cerrado, a un voltaje de referencia igual a 48 [V], y ante variaciones bruscas en la carga (12% al 100% de la carga nominal).

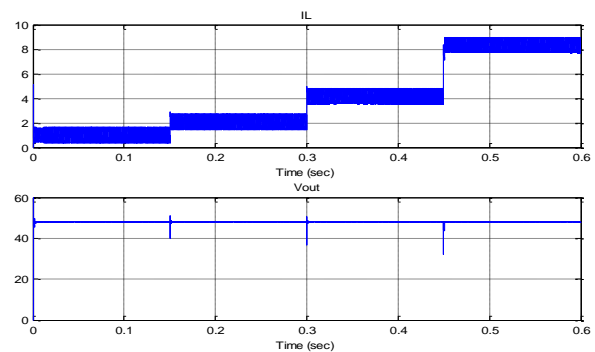


Figura 20. Gráfica de la corriente a través del inductor y el voltaje a través del capacitor de salida.

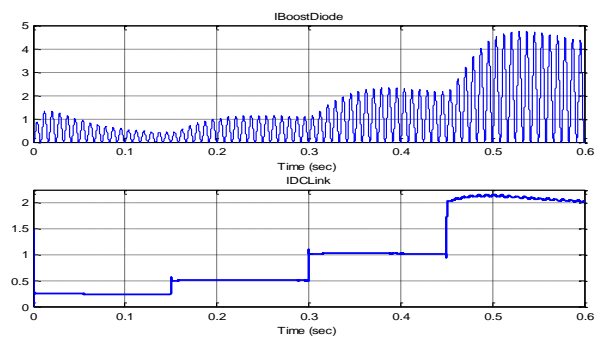


Figura 21. Gráfica de la corriente a través del diodo Boost y de la corriente de enlace DC (señales promedio).

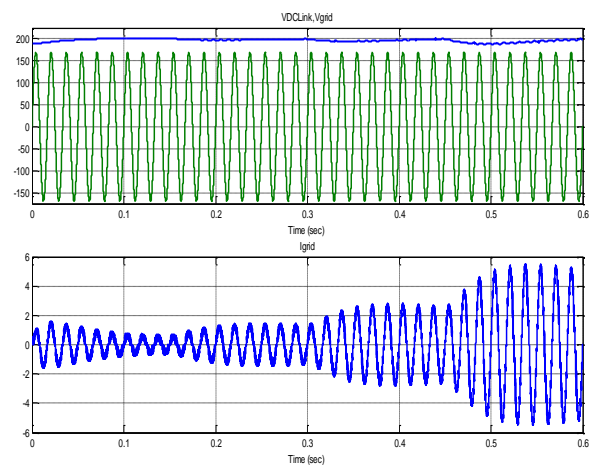


Figura 22. Gráficas de: voltaje de suministro y enlace DC; y corriente de suministro del sistema completo.

A pesar de los cambios bruscos en la carga, ya probados por separado con la etapa DC – DC, tanto la corriente por el inductor, como el voltaje de salida del convertidor, se mantienen en sus valores constantes. La corriente promedio de entrada al convertidor DC – DC difiere respecto al valor nominal de la salida de la etapa AC - DC con PFC en tan sólo 1% (máximo 2%). Al igual que en la simulación por separado de la etapa AC – DC mostrada en el capítulo anterior (sección 4.6), la corriente de suministro tiene forma sinusoidal, en estado estable.

6. Implementación de la Etapa AC-DC con Corrección de Factor de Potencia

A continuación se muestran las gráficas de las señales de corriente de suministro, voltaje a la salida del puente rectificador, voltaje de enlace DC, y el rizado del voltaje (al doble de la frecuencia de suministro f_{LINE}) a través del capacitor de enlace DC. El voltaje de enlace se reguló para que esté entre 195 y 200 [V]; además, si bien las gráficas corresponden a la mitad de la carga nominal, también se trabajó con 10% y 25% de la potencia nominal.

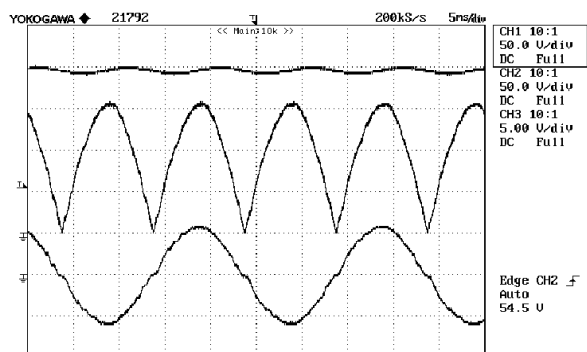


Figura 23. Gráficas de la corriente de suministro, del voltaje a la salida del puente rectificador, y del voltaje de enlace DC.

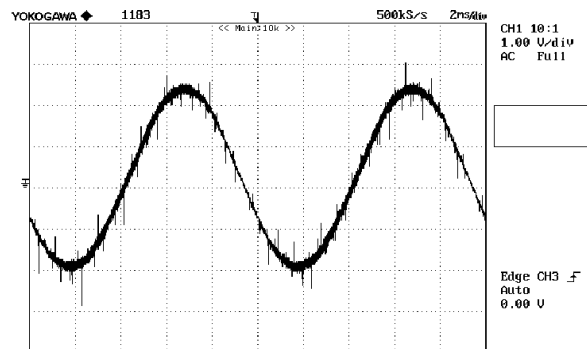


Figura 24. Gráfica del rizado de voltaje de enlace DC (120 Hz).

Respecto a la corriente de suministro. Al 25% de la carga nominal, la Distorsión Armónica Total fue de un 8%, con un factor de potencia de 0.92. Al 50% de la carga nominal, el valor del THD fue alrededor de 5%, con un factor de potencia de 0.935. Mientras que, a plena carga, el valor de THD fue de menos del 4%, con un factor de potencia de 0.96.

Con respecto al voltaje de enlace DC. Para los tres casos de porcentaje de carga, el valor de THD se situó alrededor del 2%. Además, el rizado es de alrededor de 4.5 [V], valor que cumple con la condición de estar por debajo del 5% del voltaje nominal.



Figura 25. Hardware implementado de la etapa AC–DC con PFC Boost.

7. Conclusiones

- Luego de calcular los componentes pasivos de fuerza para ambas etapas estos cumplieron su función en circuito de lazo cerrado generando las señales de rizado dentro de los límites establecidos.
- Se mostró la limitante del sistema a un valor menor al 10% de la potencia nominal del sistema.
- El voltaje de salida y la corriente a través del inductor del sistema completo se mantienen constantes, para los valores requeridos de carga.
- Se pudo observar durante el funcionamiento de la etapa AC – DC con PFC que, a medida que se incrementó la carga (hasta su valor nominal), el valor de THD de la corriente de suministro disminuyó.

8. Agradecimientos

Agradecemos de manera especial a Dios y a todas esas personas que fueron nuestra inspiración y guía en este gran logro. Un agradecimiento eterno a nuestro profesor PhD. Síxifo Falcones, a los profesores de la FIEC sin cuyas enseñanzas jamás habríamos llegado a donde estamos.



9. Referencias

- [1] R. L. Boylestad, L. Nashelsky, *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 8ª ed., Ciudad de México, México: Pearson Educación, 2004.
- [2] Ayuda Electrónica. Fuente lineal vs. Fuente conmutada. Accesado en noviembre de 2014. [Online]. Disponible: <http://ayudaelectronica.com/fuente-lineal-vs-fuente-conmutada/>
- [3] A. Náchez. (2003) *Electrónica de Potencia, Aplicaciones de la conversión CC-CC: Fuentes Conmutadas*. Accesado en noviembre de 2014. [Online]. Disponible: <https://diegoclimbing.files.wordpress.com/2014/11/fuentes-conmutadas-cc-a-cc.pdf>
- [4] R. Erickson, D. Macksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer Academy Publishers, 2001.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, 3rd Ed., Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [6] A. C. Rodríguez, "Diseño del Control para Convertidor de Puente completo con fase desplazada," Tesis de Maestría, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, Septiembre 2011.
- [7] E. R. C. da Silva, M. E. Elbuluk, *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*, London, England: Springer, 2013.
- [8] *Power Factor Correction Handbook*, ON Semiconductor, Phoenix, AZ, USA, 5th ed., 2014. [Online]. Disponible: www.onsemi.com.
- [9] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, 3ª ed., Madrid, España: Pearson Educación, 2001.
- [10] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 3ª ed., Ciudad de México, México: Pearson Educación, 2004.
- [11] *UCC28019A Continuous Conduction Mode Power Factor Correction Controller Datasheet with Application Report*, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, 2009. [Online]. Disponible: www.ti.com.
- [12] *UCC28950 Phase-Shifted Full-Bridge Controller With Synchronous Rectification Datasheet*, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, March 2010. [Online]. Disponible: www.ti.com.
- [13] *UCC28950 Phase-Shifted Full-Bridge Controller With Synchronous Rectification Application Report*, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, 2011. [Online]. Disponible: www.ti.com
- [14] R. Ayyanar, "K-Factor Approach," EEE572 Subject Lectures, Arizona State University, Arizona, AZ, USA, 2009.
- [15] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 11th ed., Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson Education, 2008.
- [16] C. Andersson, "Design of a Full Bridge Converter," Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2011.
- [17] K. Billings, T. Morey, *Switch Mode Power Supply Handbook*, 3rd ed., New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2011.