

**INSTITUTO POTOSINO DE INVESTIGACIÓN
CIENTÍFICA Y TECNOLÓGICA, A.C.**

POSGRADO EN CONTROL Y SISTEMAS DINAMICOS

**Convertidor controlado usado como fuente de alimentación
de un circuito magnético**

Tesis que presenta

Jaime Alberto Galván Blanco.

Para obtener el grado de

Maestro en Control y Sistemas Dinámicos

Directores de la Tesis:

Dr. Nimrod Vázquez Nava.

Dr. Alejandro Ricardo Femat Flores.

San Luis Potosí, S.L.P., Febrero 2015



Constancia de aprobación de la tesis

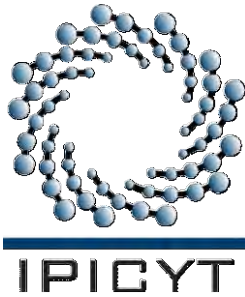
La tesis "**Convertidor controlado usado como fuente de alimentación de un circuito magnético**" presentada para obtener el Grado de Maestro en Control y Sistemas Dinámicos fue elaborada por **Jaime Alberto Galván Blanco** y aprobada el **doce febrero del dos mil quince** por los suscritos, designados por el Colegio de Profesores de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Dr. Alejandro Ricardo Femat Flores
Codirector de la tesis

Dr. Nimrod Vázquez Nava
Codirector de la tesis

Dr. Eric Campos Cantón
Jurado en el Examen

Dr. Juan Gonzalo Barajas Ramírez
Jurado en el Examen



Créditos Institucionales

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Sistemas Híbridos del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C. y el Laboratorio de Calidad de Energía del Instituto Tecnológico de Celaya.

Durante la realización del trabajo el autor recibió una beca académica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología 492486/279746 y del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C.



Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Acta de Examen de Grado

El Secretario Académico del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., certifica que en el Acta 015 del Libro Primero de Actas de Exámenes de Grado del Programa de Maestría en Control y Sistemas Dinámicos está asentado lo siguiente:

En la ciudad de San Luis Potosí a los 12 días del mes de febrero del año 2015, se reunió a las 10:00 horas en las instalaciones del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., el Jurado integrado por:

Dr. Juan Gonzalo Barajas Ramírez	Presidente	IPICYT
Dr. Alejandro Ricardo Femat Flores	Secretario	IPICYT
Dr. Eric Campos Cantón	Sinodal	IPICYT
Dr. Nimrod Vázquez Nava	Sinodal externo	ITCELAYA

a fin de efectuar el examen, que para obtener el Grado de:

MAESTRO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

sustentó el C.

Jaime Alberto Galván Blanco

sobre la Tesis intitulada:

Convertidor controlado usado como fuente de alimentación de un circuito magnético

que se desarrolló bajo la dirección de

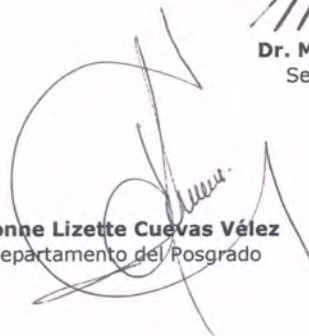
Dr. Alejandro Ricardo Femat Flores
Dr. Nimrod Vázquez Nava (ITCELAYA)

El Jurado, después de deliberar, determinó

APROBARLO

Dándose por terminado el acto a las 11:34 horas, procediendo a la firma del Acta los integrantes del Jurado. Dando fe el Secretario Académico del Instituto.

A petición del interesado y para los fines que al mismo convengan, se extiende el presente documento en la ciudad de San Luis Potosí, S.L.P., México, a los 12 días del mes de febrero de 2015.



Mtra. Ivonne Lizette Cuevas Vélez
Jefa del Departamento del Posgrado



Dr. Márcial Bonilla Marín
Secretario Académico



Dedicada a mis padres Leobardo Alberto y María Teresa.

Por su apoyo incondicional en cada momento y en cada uno de los proyectos de mi vida. Por estar y por permanecer, por ser la columna que sostiene mi identidad y las dos personas más importantes de mi vida.

AGRADECIMIENTOS

A mi familia, por estar presente siempre y hacerme saber el apoyo con el que cuento.

A mi asesor de tesis Dr. Nimrod Vázquez Nava por su paciencia y su dedicación para conmigo y con este proyecto, por su amistad y por la ayuda que me ha brindado.

Al Dr. Alejandro Ricardo Femat Flores por sus observaciones y ayuda para sacar adelante este proyecto de tesis.

A mis profesores de posgrado que formaron mis capacidades y habilidades durante este programa de maestría.

A los sinodales por las observaciones, consejos y correcciones que tuvieron a bien hacerme para la mejora de esta tesis.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por la beca recibida durante mis estudios.

A mis amigos, que estuvieron apoyándome durante este tiempo y que me animaban a cada paso de este proceso.

CONTENIDO

Constancia de aprobación de tesis	ii
Créditos institucionales	iii
Actas de examen	iv
Dedicatorias	v
Agradecimientos	vi
Contenido	vii
Lista de Tablas	x
Lista de Figuras	xi
Resumen	xiii
Abstract	xv
Justificación y Objetivos	1
Objetivo	3
Capítulo 1: Definiciones y Estado del Arte	4
1.1 Soluciones clásicas de convertidores – Antecedentes	4
1.2 Distorsión Armónica Total (DAT) y Factor de Potencia(PF)	6
1.2.1 Factor de potencia	7
1.2.2 Distorsión armónica total	9

1.3 Estado del arte - Esquemas diversos de CFP	9
1.4 Circuitos para el mejor aprovechamiento de la energía.	
Clasificación de las soluciones	11
1.4.1 Soluciones sinusoidales	11
1.4.2 Soluciones no sinusoidales	13
Capítulo 2 – Topologías básicas de convertidores y convertidor propuesto	15
2.1 Clasificación general de los convertidores.	15
2.2 Topologías básicas de convertidores	16
2.3 Funcionamiento básico de los convertidores en CCM	16
2.3.1 Convertidor elevador (BOOST)	17
2.3.2 Convertidor reductor (BUCK)	18
2.3.3 Convertidor Reductor/elevador (BUCK/BOOST)	19
2.4 Convertidor Propuesto	19
2.5 Teoría de operación – Convertidor propuesto	20
2.5.1 Tercer estado – Modo Discontinuo de Conducción	23
2.6 Esquema de control utilizado – PWM	23
2.6.1 Funcionamiento del esquema de control PWM	24
Capítulo 3 – Análisis matemático del convertidor propuesto	26
3.1 Variables de estado promediadas VEP	26
3.2 Convertidor Propuesto – Análisis en VEP	26
3.2.1 Análisis en estado encendido	27

3.2.2 Análisis en estado apagado	29
3.2.3 Análisis tercer estado - DCM	30
3.2.4 Promediado del sistema	31
3.3 Puntos de equilibrio del sistema	34
3.4 Linealización del sistema y análisis de estabilidad	35
3.5 Gráficas de Bode y análisis de estabilidad	37
Capítulo 4 – Cálculo de los elementos	39
4.1 Ecuaciones básicas para el cálculo de los elementos	39
4.2 Determinación del valor del capacitor	40
4.3 Cálculo del inductor de entrada	40
4.4 Diseño del circuito magnético	42
Capítulo 5 – Resultados	44
5.1 Los circuitos simulados	44
5.2 Simulaciones	45
5.3 Resultados experimentales	47
5.3.1 Primera prueba	48
5.3.2 Segunda prueba	49
5.3.3 Tercera prueba	49
Conclusiones y trabajo a futuro	51
Referencias	53

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.- Especificaciones físicas para el grano reventado de Amaranto.	3
---	---

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 Diagrama de Bloques fuente de un convertidor CA-CD denominado en la literatura de electrónica como de una etapa	5
Fig. 1.2 Diagrama de bloques convertidor CA-CD denominado en la literatura electrónica como de dos etapas	5
Fig. 1.3 Corriente y voltaje en fase – Alto factor de potencia	6
Fig. 1.4 Compromiso entre costo y calidad	10
Fig. 1.5A Esquemas de corrección de potencia – Alternativas sinusoidales	12
Fig. 1.5B Esquemas de corrección de potencia – Alternativas no Sinusoidales	13
Fig. 2.1 Clasificación de los convertidores	15
Fig. 2.2 Funcionamiento del convertidor elevador	17
Fig. 2.3 Funcionamiento del convertidor reductor	18
Fig. 2.4 Funcionamiento del convertidor reductor/elevador	19
Fig. 2.5 Convertidor Propuesto	20
Fig. 2.6 MOSFET encendido	21
Fig. 2.7 MOSFET apagado	22
Fig. 2.8 Modo de conducción de corriente frontera en el inductor de entrada y b) Modo de conducción de corriente discontinua(MDC)	22
Fig. 2.9 Modo discontinuo de conducción	23
Fig. 2.10 Diagrama de bloques del sistema	24

Fig. 2.11 Convertidor propuesto bajo un esquema de control PWM con control integral	25
Fig. 3.1 Convertidor propuesto	28
Fig. 3.2 Convertidor en estado encendido	28
Fig. 3.3 Convertidor en estado apagado	30
Fig. 3.4 Convertidor en tercer estado (DCM)	31
Fig. 3.5 Diagrama a bloques del sistema en lazo cerrado	38
Fig. 3.6 Gráficas de Bode del sistema a lazo cerrado	39
Fig. 4.1 Convertidor propuesto lazo abierto	40
Fig. 4.2 Determinación de Irizo usando la operación en frontera	42
Fig. 4.3 Núcleo y medidas de recorrido del flujo de campo	43
Fig. 5.1 Convertidor propuesto lazo abierto	45
Fig. 5.2 Convertidor propuesto lazo cerrado	46
Fig. 5.3 Comparativa entre corriente y voltaje de entrada al convertidor en Lazo abierto	46
Fig. 5.4 Corriente de salida en lazo abierto	47
Fig. 5.5 Comparativa entre corriente y voltaje de entrada al convertidor en Lazo cerrado	47
Fig. 5.6 Corriente de salida en lazo cerrado	48
Fig. 5.7 Primera prueba	49
Fig. 5.8 Segunda prueba	50
Fig. 5.9 Tercera prueba	51

RESUMEN

El uso de convertidores conmutados controlados como fuentes de alimentación es cada vez mayor en distintas aplicaciones. Algunos de estos dispositivos corrigen el factor de potencia y son de bajo costo de fabricación. En esta tesis se modifica y se utiliza como fuente de alimentación de circuitos magnéticos de baja potencia la topología $C\dot{u}k$. Dicha modificación tiene salida en corriente (en lugar de la tradicional salida en voltaje) hacia la carga y opera en modo discontinuo de conducción (MDC) en la entrada.

La operación en MDC permite la reducir el hardware utilizado en relación con las alternativas clásicas de convertidores de 2 etapas, provee la corriente necesaria de salida a la carga y logra un factor de potencia cercano a la unidad. Lo anterior es utilizado en el diseño, análisis y construcción (implementación física) de un convertidor CA-CD para alimentar un electroimán que elimine desechos férricos en la etapa de post-cosecha de semillas.

El convertidor para el control del electroimán debe proveer salida en corriente (tradicionalmente los convertidores tienen salida en tensión), pero además será alimentado de una fuente de alterna; por lo que el sistema propuesto considera la corrección del factor de potencia y un control de la corriente de salida.

Además es analizado, simulado, e implementado físicamente. El modelado del convertidor se basa en el método de variables de estado promediadas y se demuestra su estabilidad relativa, mediante diagramas de bode. El sistema se simuló y además se realizaron pruebas experimentales del convertidor y del circuito magnético. Estas pruebas muestran resultados satisfactorios en el factor de potencia y del control de la corriente de salida.

Esta tesis está estructurada en cinco capítulos. Al inicio se justifica la importancia del tema y se plantea el objetivo. En el primer capítulo se describe el estado del arte de los convertidores, sus antecedentes y se define la distorsión armónica y el factor de potencia. En el capítulo 2 se describen brevemente las topologías básicas de convertidores, se presenta el convertidor propuesto y su teoría de operación.

En el capítulo tres se aborda el modelado matemático del convertidor propuesto mediante el método de variables de estado promediadas (considerando un inductor en MDC) y su análisis de estabilidad. En el capítulo cuatro se hacen los cálculos para obtener los valores de los elementos electrónicos utilizados en la implementación física. El capítulo cinco muestra los resultados experimentales del prototipo construido. Finalmente se presentan las conclusiones y el trabajo a futuro.

PALABRAS CLAVE: Convertidores conmutados, convertidor Cûk modificado, DCM, factor de potencia, variables de estado promediadas.

ABSTRACT

The use of controlled switching converters as power supplies is growing in different applications. Some of these devices correct the power factor and are inexpensive to manufacture. In this thesis the Cûk topology is modified and used as power supply of low power magnetic circuits. This modification has a current output to the charge (instead of the traditional voltage output) and it operates in discontinuous conduction mode (DCM) at the input.

DCM operation allows reducing the hardware used in conjunction with classical 2-stage converter approaches. It provides the necessary output current to the charge and achieves a power factor close to the unity. This is used in the design, analysis and construction (physical implementation) of a DC-DC converter to power an electromagnet that removes ferrous scrap in the post-harvest stage of seeds.

The DC-DC converter for controlling the electromagnet should provide current output (traditionally in voltage) but also, it will be fed to an AC; therefore, the proposed system considers a stage of power factor correction and a control over the output current.

It is also analyzed, simulated, and physically implemented. The modeling of the open loop converter is based on the Method of averaged state variables and their relative stability is demonstrated using Bode diagrams. The system was simulated and further experimental tests of the converter and the magnetic circuit were performed. These tests show satisfactory results in the power factor and current output control.

This thesis is divided into five chapters. At the beginning, the importance of the topic is justified and the objectives are outlined. In the first chapter, the state of the art of the converters is described, as well as its background, and the harmonic distortion and power factor are defined. In Chapter 2, we briefly describe the basic converter topologies, the proposed converter and its theory of operation is presented.

In chapter three, the mathematical modeling of the proposed converter is by the Method of averaged state variables (considering an inductor in DCM) and its stability analysis. In chapter four, calculations are made in order to obtain the values of the electronic elements used in the physical implementation. Chapter five shows the experimental results of the prototype built. Finally, the conclusions and future work are presented.

KEYWORDS: Commutated converters, modified Cûk converter, DCM, power factor, averaged state variables.

Justificación y Objetivos

Justificación

La preocupación a nivel mundial en temas como la calidad de energía y su ahorro hacen que las opciones de alimentación de sistemas eléctricos y electrónicos, como lo son los convertidores CD/CD, cobren relevancia. El creciente consumo de energía eléctrica y la aparición de nuevas tecnologías electrónicas hacen necesarios diseños de convertidores más baratos y eficientes [1].

Las nuevas topologías de convertidores y sus ventajas como lo son: calidad de energía que proveen, costo de producción y tamaño los hacen una opción viable en múltiples aplicaciones, comparativamente con las fuentes de energía no conmutadas que son más caras en cuanto a su producción y mantenimiento y que son de mayor tamaño [1].

La flexibilidad en diseño y análisis con la que cuentan los convertidores, así como la facilidad con la que pueden ser modificados, los hacen aún más fáciles de implementar para múltiples aplicaciones. La modificación de una topología básica puede utilizarse en aplicaciones de baja potencia como fuente de alimentación de circuitos magnéticos y provee un buen factor de potencia (FP).

Se propone un convertidor CD-CD Cûk modificado de forma que la corriente de la línea de alimentación sea quasi-senoidal y provea una salida en corriente (el Cûk tradicional tiene su salida en voltaje); el convertidor es operando en MDC para emular una resistencia como se verá posteriormente. Así se consigue corriente de entrada de línea casi en fase con su voltaje obteniendo alto FP.

El sistema es modelado mediante el método de variables de estado promediadas y se realiza un análisis de estabilidad relativa [2]. Además se busca minimizar el hardware utilizado.

Se implementó un prototipo basado en el convertidor Cûk, el cual es modificado para proporcionar una salida en corriente. El sistema propuesto está enfocado en la limpieza de partículas metálicas que provienen de la misma cosecha debido a algunos procesos metabólicos, en particular en las cosechas de amaranto. Se busca eliminar las partículas de Fierro definidas como: "*Materia extraña metálica proveniente de algún punto en la línea de producción y cuya presencia en el grano de amaranto reventado se considera como contaminante*" según la Norma Oficial Mexicana [3].

Para que el grano sea comercializado debe estar limpio, exento de cualquier materia visible, libre de plagas y daños causados por ellas y que afecten el aspecto del producto en lo general, sin humedad anormal, exentos de cualquier olor y/o sabor anormal que indique rancidez y tener color característica de la variedad. Para la materia extraña se permiten no más de 50 fragmentos de insecto, no más de un pelo de roedor y estar exentos de excretas en 50 gramos de producto [3].

La norma NMX-FF-116-SCFI-2010 [3] establece límites en la cantidad de metales que puede contener la cosecha de Amaranto. El porcentaje de contenido de material ferroso (la Tabla 1) se obtiene por un procedimiento de control de calidad. Este consiste en "colar" una muestra de amaranto varias veces a través de un imán permanente, si la proporción de impurezas férricas presentes en una muestra de 2 kilogramos de semilla cumple con la norma [3], entonces, todo el lote de semillas puede comercializarse, en caso contrario es desechado.

	Categoría I	Categoría II	Categoría III
Reventado (% de retención en criba 16)	100 a 96	95,9 a 90	Menor a 90
Contenido de material ferroso (%)	<0.05	0.051-0.20	0.051-0.20
Materia extraña	Véase 6.6		
Partículas metálicas	Ausente		
Grano negro (%)	Menor o igual a 0.5		
Grano quemado	Ausente	No aplica	No aplica

Tabla 1. Especificaciones físicas para el grano de Amaranto reventado

El convertidor y el circuito magnético alimentado por el mismo pretenden ser utilizados en un futuro como sistema de filtrado para limpiar de materiales férricos el grano en el proceso de post-cosecha y que las muestras pasen los controles de calidad.

Esta tecnología es importante porque puede ser utilizada en la limpieza de residuos metálicos de granos que lo requieran.

Objetivo.

Diseñar, analizar y construir un convertidor controlado para proveer de energía a un circuito electromagnético el cual se conectará a la línea de alimentación de alterna y debe demandar una corriente que asegure un alto factor de potencia. (FP>0.9). Además debe proveer una corriente tal que el elemento magnético genere un campo capaz de atraer partículas de fierro.

Capítulo 1 - Definiciones y Estado del Arte

En este capítulo se exponen las soluciones clásicas de convertidores CA-CD de una y dos etapas que se pueden utilizar como fuentes de alimentación. Se revisa de manera breve los conceptos de factor de potencia y distorsión armónica total importantes al diseñar convertidores CA-CD como fuentes de alimentación. Finalmente se expone el estado del arte de los diversos esquemas de corrección del factor de potencia que se consideraron como alternativas para hacer el diseño lo más sencillo y práctico posible con respecto a la aproximación clásica de convertidores de una y dos etapas.

1.1 Soluciones clásicas de convertidores - Antecedentes

La urgente necesidad de cuidar los recursos naturales y de tener energía de calidad ha hecho necesario buscar soluciones que permitan utilizar la energía de manera más eficiente. Los aparatos electrónicos no han estado exenta de estas doctrinas de calidad de energía y en casi todos ellos se utilizan los convertidores CA-CD junto con esquemas diversos de Correctores del Factor de Potencia (CFP), de esta manera se obtiene alto FP y baja distorsión armónica total (DAT), parámetros que definen el desempeño de un circuito eléctrico.

Una solución clásica de fuente CA-CD es la llamada aproximación de una etapa (Fig.1.1). Consta de un rectificador de onda completa basado en puente de diodos y una etapa adicional que consiste de un convertidor CD-CD. Esta solución tiene un bajo desempeño y aprovechamiento de la energía, alta DAT y un bajo factor de Potencia (FP), lo que significa desperdicio de energía al momento de su transferencia de la red eléctrica a la carga [4].

Una segunda solución se muestra en la Figura 1.2 y es la aproximación clásica CA-CD de dos etapas en cascada. En este esquema la etapa de corrección del factor de potencia está controlada al igual que la etapa del convertidor CD-CD, lo que mejora el FP y por ende la DAT. La desventaja es uso de dos controladores, además de requerir hardware adicional, esto eleva los costos de producción y ocupa un mayor espacio físico.

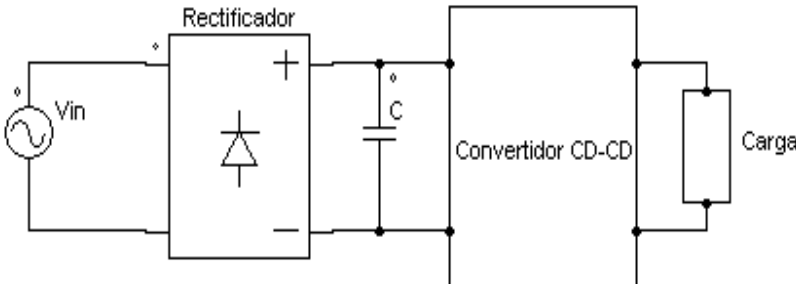


Fig. 1.1 Diagrama de bloques fuente de un convertidor CA-CD denominado en la literatura de electrónica como de una etapa

Ambas pueden utilizarse como fuentes de alimentación, pero se tomó como criterio utilizar un convertidor simple y que ocupe el menor volumen, con hardware mínimo y con un buen FP.

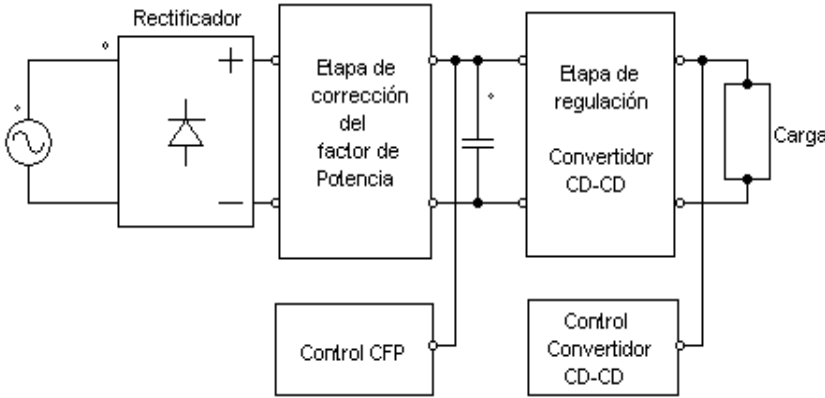


Fig. 1.2 Diag. de bloques convertidor CA-CD denominado en la literatura de electrónica como de dos etapas.

La primera solución tiene un bajo desempeño y la segunda solución requiere de hardware adicional como la etapa de control y la de corrección FP [4].

1.2 Distorsión Armónica Total (DAT) y Factor de Potencia (PF)

La máxima eficiencia de un convertidor se da cuando la mayor parte de la energía procesada llega a la carga sin pérdidas por calor, armónicos u otro tipo de pérdidas en el circuito. Para que aliviar problemas de armónicos y reducir pérdidas de calor, la forma de onda del voltaje y de la corriente deben estar en fase (Fig.1.3). El defasamiento de la corriente con respecto al voltaje es un factor que hace que haya desperdicio de energía y eficiencia baja, aunque existen también pérdidas por otros factores.

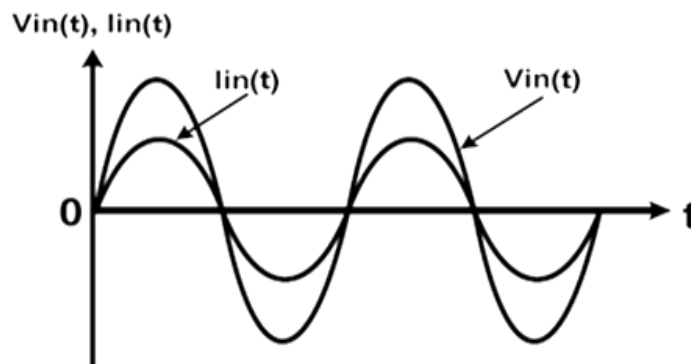


Fig. 1.3 Corriente y voltaje en fase – alto factor de potencia.

Los parámetros que indican buen desempeño del circuito son el **Factor de Potencia (PF)**, que debe acercarse a la unidad, y la **Distorsión Armónica Total (DAT)**, que debe ser muy baja o idealmente cero. Un alto factor de potencia en general implica que existe una baja distorsión armónica en el circuito. En circuitos con carga meramente resistiva se puede obtener fácilmente un alto FP pero generalmente este no es el caso. Para hacer que el FP se acerque al ideal existen esquemas correctores del factor de potencia que serán explicados más adelante. Ahora definiremos el factor de potencia y la distorsión armónica.

1.2.1. Factor de Potencia

Corregir el factor de potencia en un convertidor reduce problemas causados por armónicos como lo pueden ser: Calentamiento, reducción de la eficiencia y reducción en la capacidad de la línea para proveer energía, factores que en un sistema que se mantendrá en funcionamiento durante períodos prolongados de tiempo – como lo es el sistema de extracción de partículas metálicas – son de vital importancia.

El factor de potencia es la razón de la potencia que se utiliza realmente (potencia real) y la potencia aparentemente suministrada por la compañía eléctrica. La potencia real es la que realmente se utiliza como trabajo en un sistema y la potencia aparente es la utilizada por los componentes del sistema para funcionar, incluyendo las pérdidas que puedan tener por calor y otros fenómenos. A mayor potencia aparente menor Factor de Potencia y peor aprovechamiento de la energía.

La línea de alimentación suministra un voltaje oscilante, y la forma de la corriente demandada depende de la carga. El voltaje de línea y la corriente de línea entonces pueden estar definidos por las siguientes expresiones:

$$V_{in} = V_{in} \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

$$I_{in} = I_{in} \sin(\omega t + \phi) \quad (1.2)$$

Se observa que la corriente de línea tiene un defasamiento con respecto al voltaje de línea, entre menor sea este defasamiento, mayor será el factor de potencia y mejor aprovechada será la energía suministrada.

La expresión matemática donde se relacionan tanto la potencia real como la aparente y de la cual puede ser calculado el factor de potencia es:

$$FP = \frac{\text{Potencia Real}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{\frac{1}{T} \int V_{in}(t) I_{in}(t) dt}{V_{RMS} I_{RMS}} \cdot \left[\frac{W}{VA} \right] \quad (1.3)$$

Donde:

- V_{RMS} es el valor eficaz del voltaje de entrada
- I_{RMS} es el valor eficaz de la corriente de entrada
- $V_{in}(t)$ es el voltaje instantáneo de entrada
- $I_{in}(t)$ la corriente instantánea de entrada.
- T es el período.

El **factor de potencia** se puede expresar como el producto de un factor de distorsión (K_d) y un factor de defasamiento o desplazamiento entre la corriente de entrada y el voltaje de entrada (K_ϕ). Utilizando la ecuación (1.3):

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int V_{in}(t) I_{in}(t) dt}{V_{RMS} I_{RMS}} \cdot \left[\frac{W}{VA} \right] = \frac{V_{RMS} I_{RMS(1)} \cos(\phi)}{V_{RMS} I_{RMS}} = \frac{I_{RMS(1)}}{I_{RMS}} \cos(\phi) \quad (1.4)$$

O también:

$$FP = \frac{I_{RMS(1)}}{I_{RMS}} \cos(\phi) = K_d K_\phi \quad (1.5)$$

Evidentemente:

$$K_\phi = \cos \theta \quad (1.6)$$

Y también, de las ecuaciones anteriores podemos expresar:

$$K_d = \frac{I_{RMS(1)}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{RMS}^2}} = \frac{I_{RMS(1)}}{\sqrt{I_{RMS(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{RMS}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + DAT^2}} \quad (1.7)$$

De aquí:

$$FP = \frac{I_{RMS(1)}}{I_{RMS}} \cos(\varnothing) = K_d K_\varnothing = \frac{\cos\theta}{\sqrt{1 + DAT^2}} \quad (1.8)$$

Se observa en la ecuación (1.8) que si la DAT es muy pequeña entonces el denominador tiende al valor de 1 y el factor de potencia también se aproxima al valor del numerador o, lo que es lo mismo, a FP cercana a la unidad.

1.2.2. Distorsión Armónica Total

La **Distorsión Armónica Total** (DAT) puede ser calculada partiendo de la ecuación que define la corriente RMS de entrada al circuito. La DAT mide la similitud entre la forma de onda de la corriente y su fundamental senoidal. Partiendo de aquí:

$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{RMS}^2} \quad DAT = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{RMS}^2}}{I_{RMS(1)}} \quad (1.9)$$

1.3 Estado del arte - Esquemas diversos de CFP

En la sección anterior vimos la importancia del FP en la eficiencia de un convertidor. Esta sección muestra el estado del arte de los esquemas que se utilizan como correctores del factor de potencia (CFP). Estos esquemas hacen que el convertidor emule el comportamiento de una carga resistiva y esto hace que, tanto el voltaje como la corriente de entrada al circuito, estén en fase y se obtiene un buen FP.

Bajo una aproximación clásica podemos utilizar el esquema de la sección 1.1 en donde tenemos baja eficiencia o el esquema de dos etapas con control y CFP. Al utilizar dos convertidores la energía es procesada dos veces.

Entonces, el sacrificio para obtener una forma de onda de alta calidad y con una regulación buena de voltaje está en que se utilizan dos lazos de control y un capacitor muy grande.

Las opciones que se pueden utilizar para corregir el factor de potencia son:

1.- **Convertidores multi-etapa:** De costo de producción muy alto al contar con una cantidad muy grande de semiconductores.

2.- **Convertidores de una sola etapa:** Que cumplen con las normas en aplicaciones de baja potencia pero no corrigen satisfactoriamente el FP.

3.- **Puente de diodos y filtro capacitivo:** Donde el manejo de energía no es bueno y no se cumplen las normas [4].

A mayor calidad en las formas de onda y del manejo de la energía se elevan los costos de producción del convertidor [4].

En la fig. 2.4 vemos el compromiso entre costo y calidad al momento de elegir alguna alternativa de las anteriores.

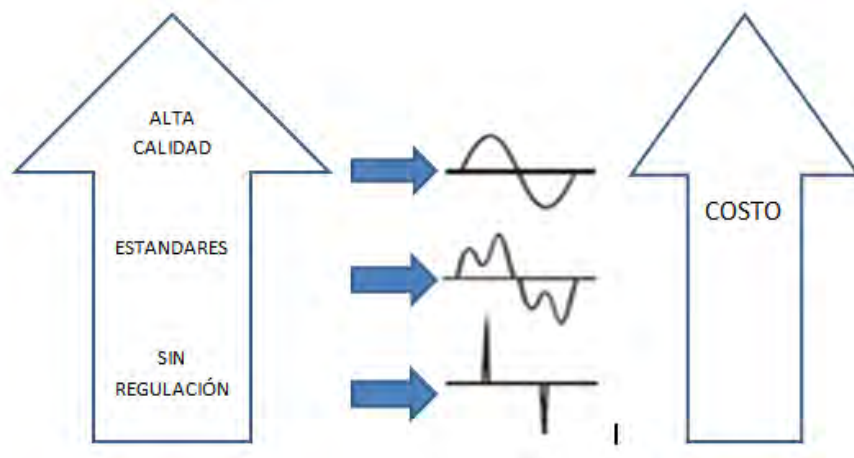


Fig.1.4 Compromiso entre costo y calidad.

1.4 Circuitos para el mejor aprovechamiento de la energía. Clasificación de las soluciones.

De acuerdo a la forma de onda de la corriente a la entrada del convertidor, existen dos clasificaciones de circuitos mediante los cuales se puede abordar el problema de la corrección del factor de potencia: Sinusoidal o no sinusoidal [4]. En las figuras 1.5A Y 1.5B pueden verse los diferentes esquemas de ambos tipos y que serán explicados brevemente en la siguiente sección.

1.4.1 Soluciones Sinusoidales.

A continuación abordaremos de manera breve las soluciones sinusoidales, para mayores detalles puede consultarse [4]. Todas estas soluciones implican la utilización de un corrector del factor de potencia y un convertidor CD-CD en todas las configuraciones. También requieren dos lazos de control, uno para la etapa de corrección del factor de potencia y otro para el convertidor. Puede observarse en la figura 1.5A a) (a-h) dichas soluciones, que son:

1. **Seguidor de Voltaje** (fig. 1.5A.a): Algunos convertidores se diseñan para trabajar en MDC haciéndolos seguidores de voltaje naturales [16,17], y forzando a que la corriente de entrada siga de manera natural al voltaje de entrada [5]. En las topologías “Boost”, “Buck-boost”, “Cúk” y “Flyback” se cumple lo anterior.
2. **Filtros pasivos**: Usando solamente elementos reactivos, puede obtenerse una corriente casi sinusoidal sin pre-regulador del factor de potencia [6].
3. **Menor procesamiento de energía**: El objetivo es incrementar la eficiencia cambiando la forma en que la energía es procesada cuando se trata de convertidores CA-CD. Esto puede lograrse por medio de Convertidores bi-direccionales (fig. 1.5A.b), procesamiento paralelo de la energía (fig. 1.5A.c), reacomodo de los bloques de potencia (fig. 1.5A.d) o usando un convertidor CD/CD en serie (fig. 1.5A.e).

4. **Mejor procesamiento de la energía** [4]. Aquí se busca la menor pérdida de energía en cada una de las etapas de un convertidor clásico [7,8].
5. **Filtros Activos**: Muy común en instalaciones de alta potencia, pero no así en fuentes de alimentación (fig. 1.5A g) [7,8].

Las soluciones anteriores tienen un buen desempeño, pero incluyen dos lazos de control y se busca utilizar menos hardware que en la aproximación de dos etapas presentada al inicio de este capítulo. Revisaremos ahora las soluciones no sinusoidales que nos ofrecen una alternativa con menos hardware.

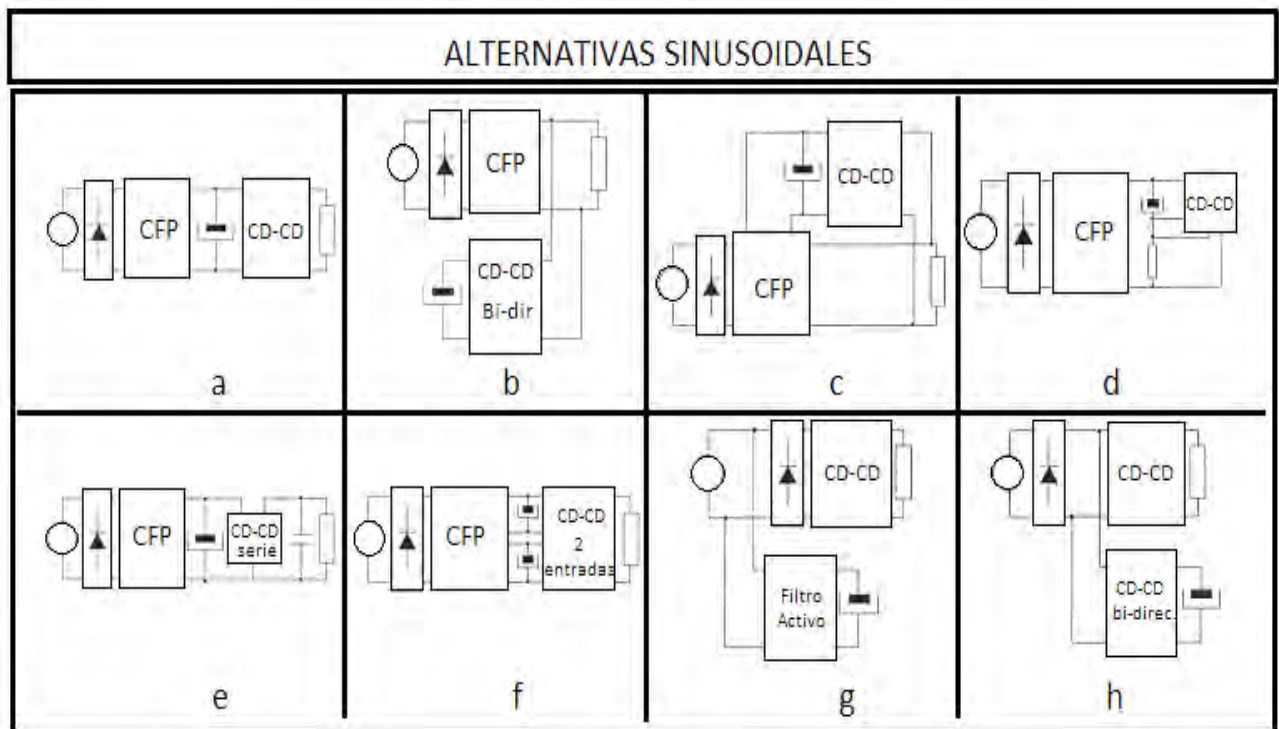


Fig. 1.5A Esquemas de corrección de factor de potencia – Alternativas sinusoidales.

1.4.2 Soluciones no sinusoidales.

En aplicaciones de baja potencia, puede utilizarse el hecho de que las normas permiten corrientes armónicas de cierta magnitud y simplificar la circuitería usando topologías como las que podemos ver en la figura 1.5B. Todas estas topologías utilizan un lazo de control para el convertidor CD-CD y no así para el corrector del factor de potencia [4].

La clasificación de estas alternativas es la siguiente:

1. **Filtros Pasivos:** Si el objetivo no es obtener un factor de potencia unitario, los filtros pasivos son una buena opción para reemplazar CFP [4].
2. **Reducción de interruptores:** Existe un procedimiento general para la reducción del número de interruptores en la aproximación de dos etapas tradicional [7,8].
3. **Eliminación de lazo de control:** Con la selección precisa de los convertidores, la corriente de línea puede ser casi sinusoidal. En MCC (Modo continuo de conducción) un convertidor CD-CD da un ciclo de trabajo constante que no es tan sensitivo a variaciones en la carga [9].
4. **Combinación de topologías:** Combinando dos topologías conocidas y utilizando un lazo de control. Corriente de línea y voltaje en el capacitor son determinadas por las topologías y los modos de conducción.
5. **Modificación de convertidores CD-CD:** Son obtenidos añadiendo algunos elementos a los convertidores CD-CD. Pueden ser de salida resonante adicional (fig. 1.5B j), salida adicional realimentada hacia adelante (fig.1.5B k), entrada adicional (fig.1.5B l) y, finalmente, los acondicionadores de onda (Input Current Shapers) [7,8].

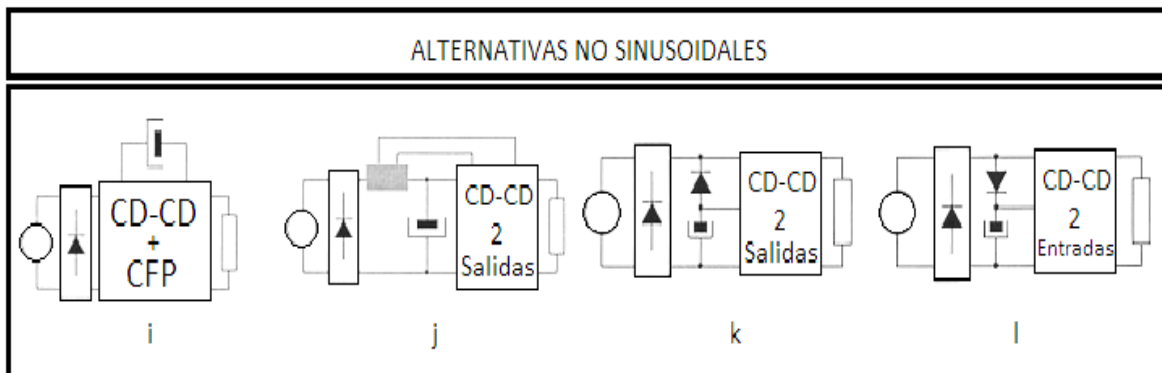


Fig. 1.5B Esquemas de corrección de factor de potencia – Alternativas no sinusoidales.

La combinación de topologías y la modificación del convertidor CD-CD es la opción que se ha elegido para corregir el factor de potencia, ya que eliminar hardware y lazos de control que elevan los costos y mantiene una DAT baja.

La figura 1.5B.i ilustra la alternativa seleccionada. En ella tenemos en un solo bloque el convertidor CD-CD con lazo de control y el corrector del factor de potencia sin lazo de control, solución que utiliza el menor hardware posible y que cumple con los requerimientos de buen FP aprovechando el modo discontinuo de conducción MDC. Se propone utilizar el convertidor $C\hat{u}k$, pero este es modificado para que su salida sea en corriente en vez de tensión. Esta modificación consiste en la remoción de un capacitor.

En el siguiente capítulo, se explicará más a detalle, junto con otros temas, la operación del convertidor propuesto.

Capítulo 2 - Topologías básicas de convertidores y convertidor propuesto.

En este capítulo se aborda de manera breve la clasificación general de los convertidores y las topologías básicas que existen. Se mostrarán los estados en los que trabajan cada uno de ellos en modo continuo de conducción (MCC) y la forma en que son analizados para obtener una expresión que relacione el voltaje de salida y el de entrada de cada uno de ellos en función del ciclo de trabajo. Finalmente se muestra el convertidor propuesto, su análisis en modo encendido, apagado y en tercer estado con el modo discontinuo de conducción (MDC). Este análisis será usado en un capítulo posterior para modelar el convertidor Cûk que ha sido modificado.

2.1 Clasificación general de los convertidores.

La clasificación de los convertidores, según la tarea que realizan, puede verse en la Figura 2.1 y más explícitamente en [1]. Cuando se convierte de un nivel de CD a otro CD se dice que se está regulando y esto es tarea de los reguladores CD-CD. Los inversores toman CD y entregan CA, los ciclo-convertidores matriciales toman un nivel CA entregan uno diferente y los rectificadores CA-CD que convierten corriente alterna en directa.

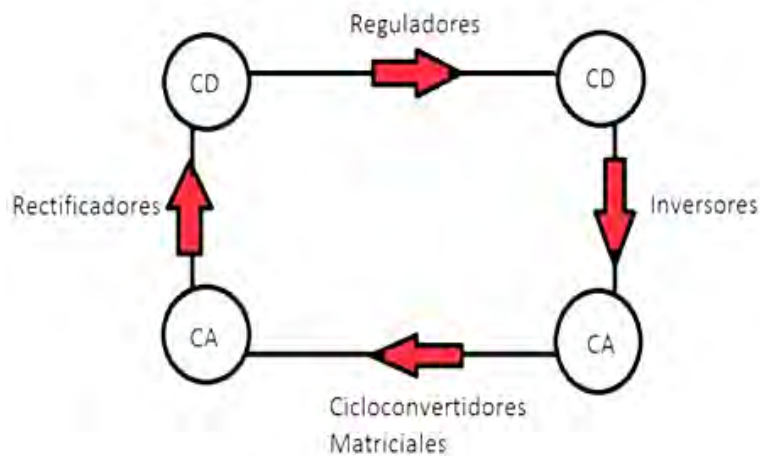


Fig. 2.1 Clasificación de los convertidores.

2.2 Topologías Básicas de Convertidores CD-CD

Los convertidores de CD-CD conmutados se usan extensamente como sistemas de suministro de energía regulados. Es importante el conocer de manera las 3 topologías básicas que se utilizan con regularidad para, con base en ellas, analizar el convertidor propuesto para este trabajo, las topologías básicas son:

- 1.- Convertidor Elevador (BOOST).
- 2.-Convertidor Reductor (BUCK).
- 3.-Convertidor Elevador/Reductor (BUCK/BOOST).

No es considerado como básica es el convertidor Cûk, y la propuesta de este trabajo se basa en el. Las diversas topologías derivadas de lo anterior hacen de este un extenso campo de estudio. El funcionamiento que se expondrá a continuación supondrá que los convertidores básicos funcionan en modo continuo de conducción (MCC).

2.3Funcionamiento Básico de los Convertidores en MCC

El objetivo de un convertidor es obtener una tensión o corriente regulada partiendo de una no regulada. Para ello se utiliza un interruptor que alterna entre dos sub-intervalos de tiempo que denominamos encendido y apagado a una frecuencia determinada. Contando con una sola salida y una sola entrada la interacción entre los elementos de los convertidores aquí descritos y su modelado se limita al análisis de lo que ocurre en esos dos sub-intervalos de tiempo que están asociados a los estados de operación del circuito.

En modo continuo de conducción (MCC) se tienen dos sub-intervalos de encendido y apagado. Al funcionar en modo discontinuo de conducción (MDC) se agrega un tercer sub-intervalo, llamado de corriente cero, en el inductor de entrada del circuito. A continuación se presenta el funcionamiento de los convertidores básicos seguido del funcionamiento del convertidor propuesto y considerando que la etapa de rectificación queda fuera de dicho análisis.

2.3.1 Convertidor Elevador (BOOST)

La topología elevadora tiene por objetivo incrementar el nivel de voltaje de entrada. De manera conjunta el inductor L1, el interruptor MOS1 y el diodo D1 forman una célula de conmutación y, en modo continuo de conducción, existen dos estados, encendido y apagado.

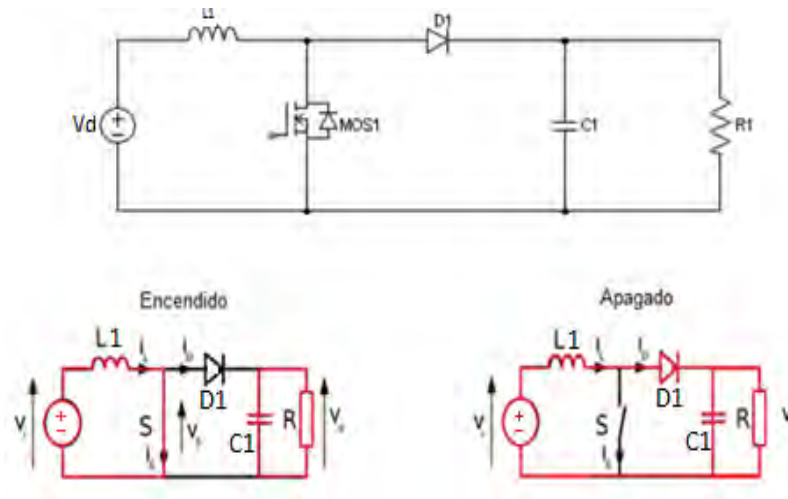


Fig. 2.2 Funcionamiento del convertidor elevador.

MOSFET ENCENDIDO.

Cuando MOS1 del convertidor se encuentra encendido, la corriente suministrada por la fuente pasa por el inductor cargándolo y el diodo está en polarización inversa. Durante este intervalo el capacitor C1 se encarga de proveer de energía a la carga R.

MOSFET APAGADO.

Al momento de apagar MOS1, el inductor L1 cambia su polaridad y se suministra corriente a través del diodo que ahora está en polarización directa. Esta corriente llega hasta el capacitor C1 y lo carga, a su vez, suministra energía a la carga R. La relación que se obtiene entre Voltaje de salida y de entrada es la siguiente[2]:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.1)$$

Aquí D es el ciclo de trabajo y puede observarse que a mayor ciclo de trabajo la relación entre el voltaje de salida V_o y de entrada V_d aumenta.

2.3.2 Convertidor Reductor (BUCK)

Al contrario de la topología anterior, el reductor es un convertidor que tiene por objetivo reducir el nivel de voltaje de entrada. En modo continuo de conducción existen dos estados: encendido y apagado. Se muestra los modos de funcionamiento de estos estados en la Figura 2.3.

La relación entre el voltaje de entrada y el de salida es[2]:

$$V_o = DV_d \quad (2.2)$$

Donde V_o es el voltaje de salida y V_d el de entrada.

Como el ciclo de trabajo D no puede ser más grande de uno, esto implica que el voltaje de salida siempre será una fracción del de entrada, por ello se le llama convertidor reductor.

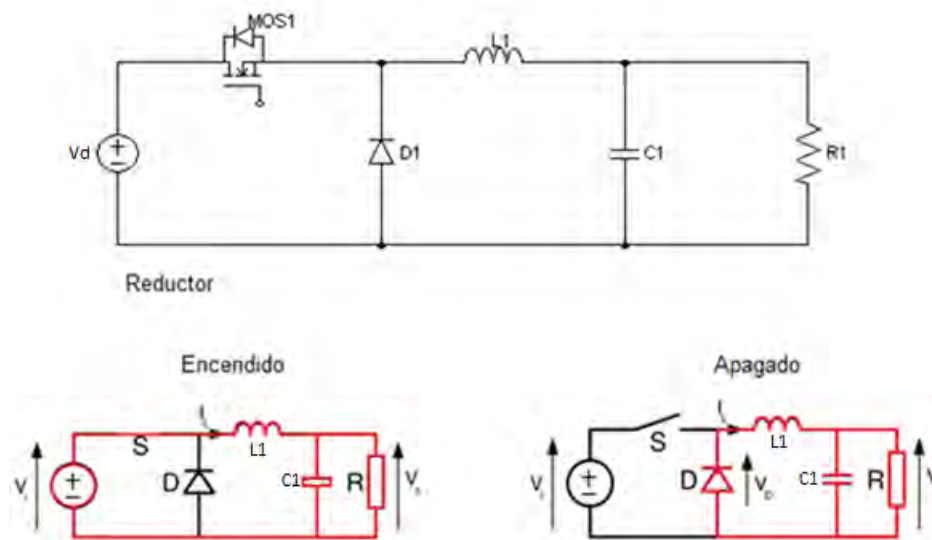


Fig. 2.3 Funcionamiento del convertidor reductor.

2.3.3 Convertidor Reductor/elevador (BUCK/BOOST)

Esta topología tiene por objetivo generar voltajes mayores o menores al de entrada. De igual manera, se muestran dos figuras con el funcionamiento del convertidor en estado encendido. Para este convertidor, la relación entre el voltaje de entrada y el de salida es [2]:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.3)$$

Aquí conforme D aumenta también lo hace la relación de los voltajes y viceversa.

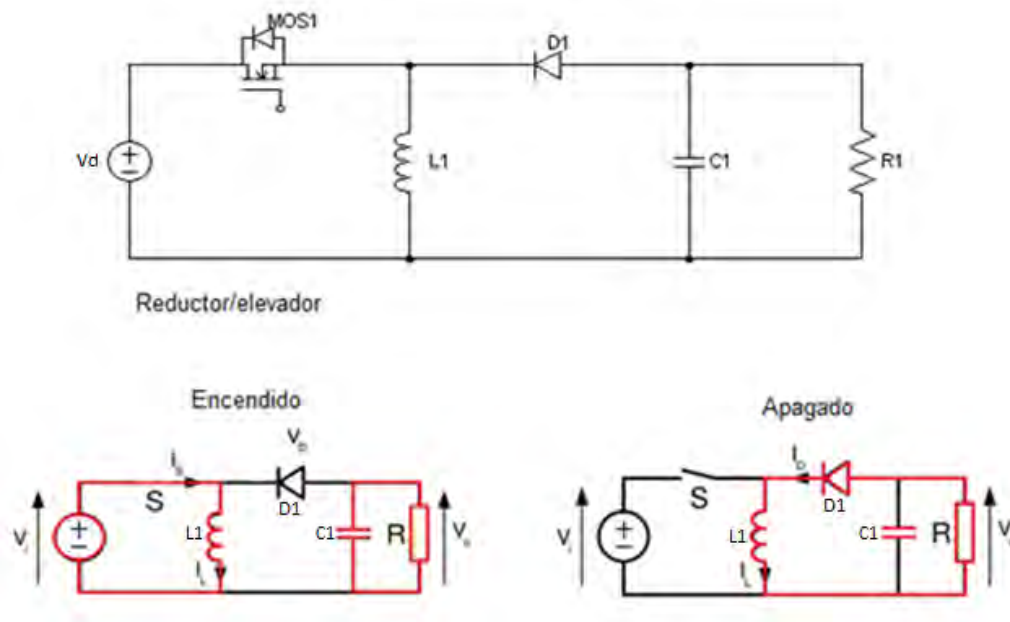


Fig. 2.4 Funcionamiento del convertidor reductor/elevador.

2.4 Convertidor Propuesto

El convertidor debe permitir la corrección del factor de potencia y proveer una salida en corriente, por ello se escogió una topología capaz de permitir lo anterior; el convertidor propuesto para esta tesis está basado en el Cûk. Tradicionalmente este convertidor tiene su salida en tensión y con una modificación se logra obtener su salida en corriente, esto se hace mediante la remoción de un capacitor de salida.

Podemos ver en la Figura 2.5 el convertidor junto con un transformador que nos da aislamiento de la línea eléctrica. El inductor de entrada de la topología permite la corrección del factor de potencia de forma natural si se opera en MDC. El capacitor intermedio de la topología permite asegurar el control de la corriente de salida, pese a que el inductor de entrada opere en MCD. El voltaje de AC se toma de la línea y se reduce a 20 Volts RMS, para luego rectificarse, y conectarse al convertidor Cúk modificado.

2.5 Teoría de operación –Convertidor propuesto

El convertidor propuesto opera en tres estados diferentes, encendido, apagado y tercer estado. El tercer estado es debido al funcionamiento en MDC del inductor de entrada L1 que es cuando no hay corriente alguna en el inductor. A continuación se presenta su operación en modo encendido y apagado para posteriormente explicar el MDC y el tercer estado o modo de operación.

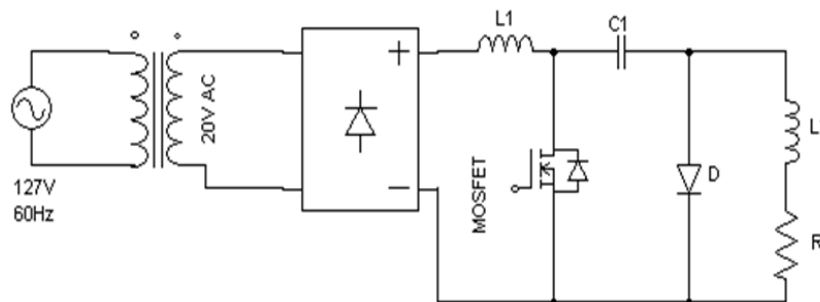


Fig. 2.5 Convertidor Propuesto

MOSFET ENCENDIDO (Fig. 2.6)

Cuando el sistema ha alcanzado el estado estacionario y con el MOSFET encendido, el comportamiento del convertidor se da de la siguiente manera:

1. La corriente suministrada por la fuente pasa a través del inductor de entrada cargándolo.
2. El diodo se polariza inversamente y el capacitor se descarga suministrando energía a la resistencia y la inductancia de salida. El voltaje de salida está invertido con respecto al de entrada.

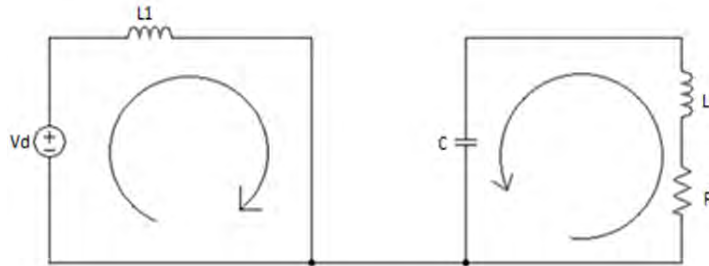


Fig. 2.6 MOSFET encendido.

MOSFET APAGADO (Fig. 2.7)

Cuando el sistema ha alcanzado el estado estacionario y haciendo un acercamiento a las formas de onda con el MOSFET apagado, el convertidor se puede comportar de dos maneras dependiendo del modo de conducción: continuo o discontinuo.

En continuo se comporta de la siguiente manera:

1. El inductor cambia su polaridad forzando una corriente hacia el capacitor cargándolo.
2. Dicho efecto pone en polarización directa al diodo mientras la inductancia de salida conduce su corriente a través del diodo.

En la Figura 2.8 a) se presenta un ejemplo de la corriente en un convertidor elevador que pasa por el inductor de entrada cuando opera en modo de corriente frontera, no es estrictamente modo continuo. Podemos apreciar que existen momentos de carga y de descarga de corriente en el inductor pero nunca de corriente cero.

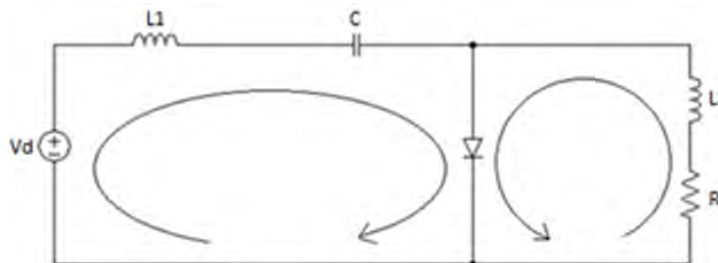


Fig. 2.7 MOSFET apagado.

El MDC y tercer estado

Los convertidores de potencia suelen operarse en modo discontinuo de conducción o MDC para obtener un alto factor de potencia. En MDC el tiempo necesario para que la energía almacenada en el inductor L_1 se descargue es menor que el tiempo de apagado, ocasionando la existencia de momentos en que no hay conducción de corriente en L_1 . En la figura 2.8 a) se presenta un ejemplo de la corriente en un convertidor elevador que pasa por el inductor de entrada cuando opera en modo de corriente frontera, no es estrictamente modo continuo pero con ello se puede ejemplificar.

Podemos apreciar que existen momentos de carga y de descarga de corriente en el inductor pero nunca de corriente cero. Se observa que, cuando el MOSFET está encendido es durante el tiempo t_{on} , el voltaje en L_1 es el mismo que el de entrada V_d y cuando el MOSFET se apaga t_{off} el voltaje en L_1 es la diferencia de los voltajes V_d y V_o . Todo lo anterior sucede en $t_{on} + t_{off} = T_s$ que es el período.

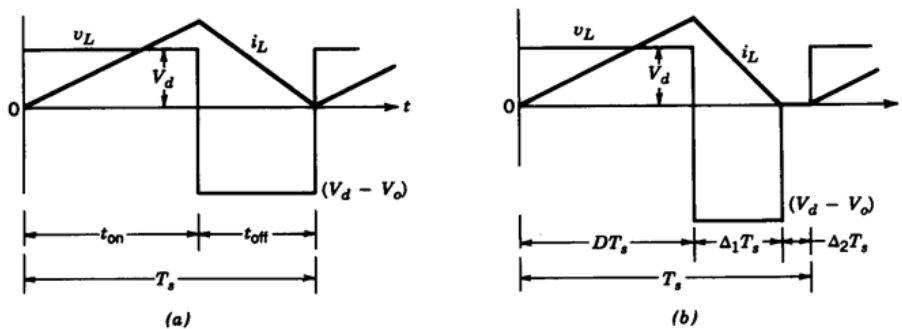


Fig. 2.8 a) Modo de conducción de corriente frontera en el inductor de entrada y b) Modo de conducción de corriente discontinua(MDC).

En la figura 2.8 b) se presenta el ejemplo de corriente que pasa por el inductor en un convertidor elevador, sólo que esta vez existen momentos con ausencia de corriente o corriente cero ($\Delta_2 T_s$). Esto se debe a que la energía almacenada en el inductor se entrega en un tiempo menor que el del período de conmutación. Este hecho es llamado modo discontinuo de conducción (MDC) y ayuda en la obtención de un buen factor de potencia como se explicará en un capítulo posterior. Dicho FP podría estar comprometido si se propone un control de respuesta muy rápida.

2.5.1 Tercer estado – Modo discontinuo de conducción (Fig. 2.9).

Dependiendo del valor de L_1 , podemos obtener un tercer estado de funcionamiento, es decir el convertidor opera en modo discontinuo de conducción. En este estado el interruptor del convertidor se encuentra en apagado, pero la inductancia de entrada ya no está conduciendo corriente alguna.

Con estas nuevas consideraciones tenemos que:

1. La inductancia de entrada no conduce corriente alguna. Es como si hubiera un circuito abierto justamente después de ese componente. Entonces el cambio en la corriente de la misma es cero (En realidad se abre el diodo del rectificador)
2. El único voltaje presente a la salida es el que tienen el inductor de salida y la resistencia.
3. El capacitor tampoco puede contribuir con energía hacia la salida debido a su polarización.

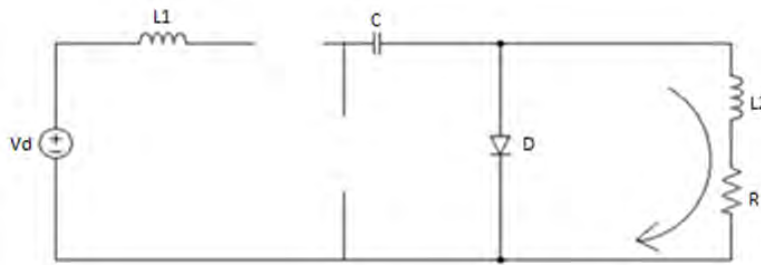


Fig. 2.9 Modo discontinuo de conducción.

Con base en estos tres estados es que se obtiene el modelo matemático en el siguiente capítulo.

2.6 Esquema de control utilizado – PWM

En esta sección revisaremos de manera breve el esquema de control utilizado pero primero daremos vistazo al diagrama de boques del sistema completo ilustrado en la figura 2.10.

El sistema está aislado de la línea por un transformador reductor. Se utiliza una etapa de rectificación antes del convertidor CD-CD para después medir la corriente que va a la carga. Esta medición es la entrada para la etapa de control, el cual se implementa mediante un circuito de modulación de ancho de pulso (PWM) con control integral.

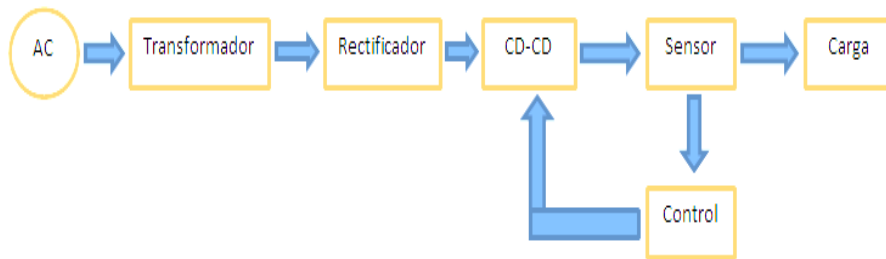


Fig. 2.10 Diagrama de bloques del sistema.

El control PWM es extensamente usado y existen comercialmente muchos circuitos con los que se implementa de una manera práctica como lo es el TL494 utilizado en esta tesis. El TL494 permite utilizar controles diferentes de manera sencilla y tiene todos los circuitos necesarios para implementar un controlador clásico y modular el ancho de pulso que activa el MOSFET del convertidor, para así obtener una salida en corriente.

2.6.1 Funcionamiento del esquema de control PWM

En la Figura 2.11 se observa el convertidor propuesto con el esquema de control que se propone, aquí, la salida del sensor de corriente – justamente antes del magnético, - es comparada con otro nivel ya predeterminado, después pasa por un bloque integral.

La señal obtenida aquí es comparada una vez más con una señal dientes de sierra generada en el TL494 con frecuencia de 50 KHz, para generar la señal PWM de control para el MOSFET. La comparación con la dientes de sierra es una técnica común para controlar los pulsos que van al MOSFET, cuando la señal del integrador es mayor que la dientes de sierra, entonces, se genera un pulso alto en la salida PWM en caso contrario se genera cero.

El control integral corrige el error de estado estacionario porque consiste en una sumatoria en todo momento. Este hecho hace que, no importando si el error de estado estacionario es constante o variable, el control integral lo reduce a cero [2,11,12]. El control integral, al no ser anticipativo como el diferencial, es más lento y esto es un hecho que ayuda en la corrección del factor de potencia en un convertidor CD-CD operado en MDC.

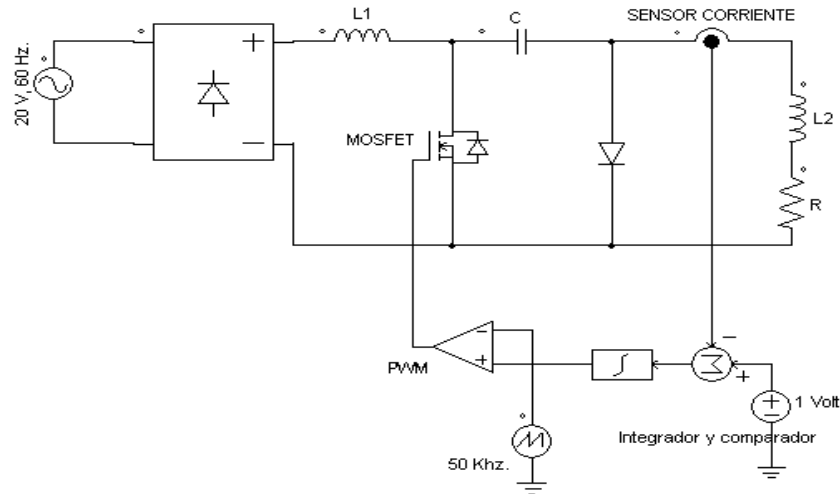


Fig. 2.11 Convertidor propuesto bajo un esquema de control PWM con control integral.

En el siguiente capítulo se analiza matemáticamente el convertidor en “variables de estado promediadas”, se hace un análisis de estabilidad, se presenta la función de transferencia y su estabilidad relativa en lazo cerrado.

Capítulo 3

Análisis Matemático del convertidor propuesto.

En este capítulo se analiza el convertidor propuesto por medio de un modelado por estados promediados o por “variables de estado promediadas”, se obtienen los puntos de equilibrio del sistema. Se linealiza en el punto de operación y se hace un análisis de estabilidad por medio de la obtención de los valores propios de la matriz de transferencia. Para esto se obtiene la función de transferencia que relaciona corriente de salida con ciclo de trabajo; finalmente se muestra el análisis de estabilidad en lazo cerrado por medio de sus gráficas de Bode.

3.1 Variables de estado promediadas

Existen dos formas de aproximarse al problema del análisis de los convertidores conmutados de potencia, la primera, es la aproximación mediante el modelado del circuito en el espacio de estados, la segunda, es una técnica de promediado.

Ambas han sido utilizadas extensamente en la literatura. El método propuesto por Middlebrook y Cúk [13] correlaciona ambos puntos de vista y es llamado “Modelado Promediado en el Espacio de Estados” (MPEE) o más fácilmente “Variables de Estado Promediadas” (VEP). Se utiliza en este trabajo porque con el promediado podemos incluir en el modelo el MDC.

3.2 Convertidor Propuesto – Análisis en “Variables de Estado Promediadas”.

Para analizar el circuito propuesto y obtener sus ecuaciones se utiliza la Figura 3.1. En base a ella, los tres estados del convertidor – encendido, apagado y tercer estado (debido a DCM) – y la aplicación de las leyes de Kirchhoff se obtienen 3 conjuntos de ecuaciones que luego serán promediadas.

En el análisis no se incluye el transformador reductor de la entrada pues no tiene injerencia en el comportamiento del convertidor, sólo reduce el voltaje.

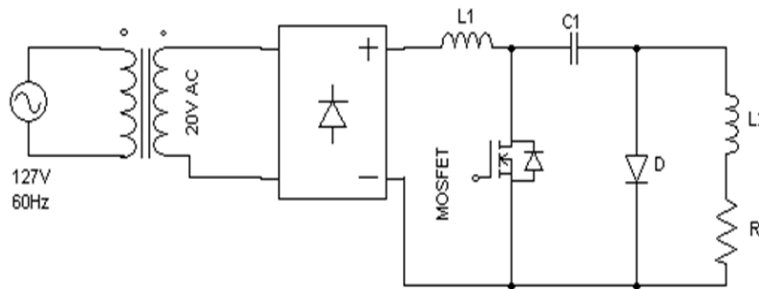


Fig. 3.1 Convertidor propuesto.

3.2.1 Análisis en estado encendido.

El estado inicial del convertidor se presenta cuando el MOSFET se encuentra encendido (Fig. 3.2). Se analizan mediante las leyes de Kirchoff dos lazos de corriente, el primero llamado LVK1 y el segundo LVK2, a continuación, se hace un análisis del nodo A LCK y de aquí se obtienen las ecuaciones del sistema.

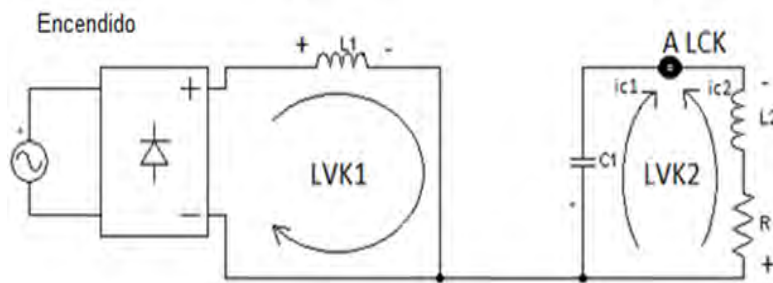


Fig. 3.2 Convertidor en estado encendido.

Teniendo como variables:

v_{in} = voltaje de entrada después del puente de diodos.

v_{L1} = voltaje inductor de entrada.

i_{L1} = corriente del inductor de entrada.

v_{C1} = voltaje de capacitor.

v_{L2} = voltaje inductor L_2 .

v_R = voltaje resistencia.

i_{L2} = corriente del inductor L_2 .

i_{C1} = corriente de capacitor.

i_{c2} = corriente del electromagnético.

Resolviendo la primera malla, tenemos:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} \quad (3.1)$$

Resolviendo la segunda malla, tenemos:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} [v_{C1} - Ri_{L2}] \quad (3.2)$$

Para el nodo A:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \quad (3.3)$$

Las ecuaciones (3.1),(3.2) y (3.3) juntas son:

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_{in}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} [v_{C1} - Ri_{L2}] \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_1} \end{aligned}$$

Acomodando estas tres ecuaciones en forma matricial tenemos:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \overline{A1} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \overline{B1} v_{in} \quad (3.4)$$

Donde:

$$\overline{A1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \overline{B1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2.2 Análisis en estado apagado.

Al igual que en el modo encendido, en el modo apagado se obtiene una nueva interacción entre las componentes del circuito y que se muestra en la figura 3.3. Una vez más, se puede analizar este circuito mediante leyes de Kirchhoff y usando dos lazos de corriente LVK1 y LVK2 y haciendo un análisis en el nodo A LCK

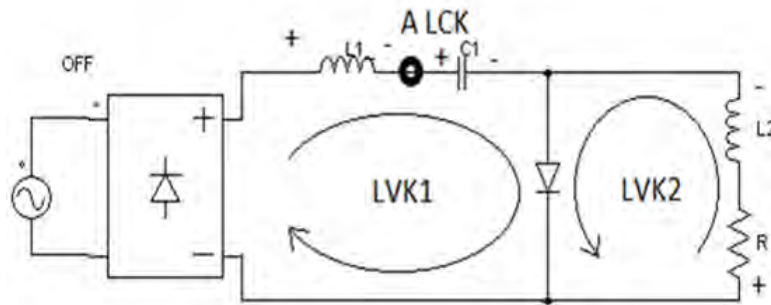


Fig. 3.3 Convertidor en estado apagado.

Resolviendo la primera malla, tenemos:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} [v_{in} - v_{C1}] \quad (3.5)$$

Resolviendo la segunda malla, tenemos:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-Ri_{L2}}{L_2} \quad (3.6)$$

Para el nodo A:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} \quad (3.7)$$

Las ecuaciones (3.5),(3.6) y (3.7) son:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} [v_{in} - v_{C1}]$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-R}{L_2} i_{L2}$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1}$$

Matricialmente:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \overline{A2} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \overline{B2}v_{in} \quad (3.8)$$

Donde:

$$\overline{A2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad y \quad \overline{B2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2.3 Análisis tercer estado

En el modo discontinuo de corriente tenemos el circuito de la figura 3.4. Aquí, analizamos mediante leyes de Kirchhoff los dos lazos externos LVK1 y LVK2 y el nodo A LCK.

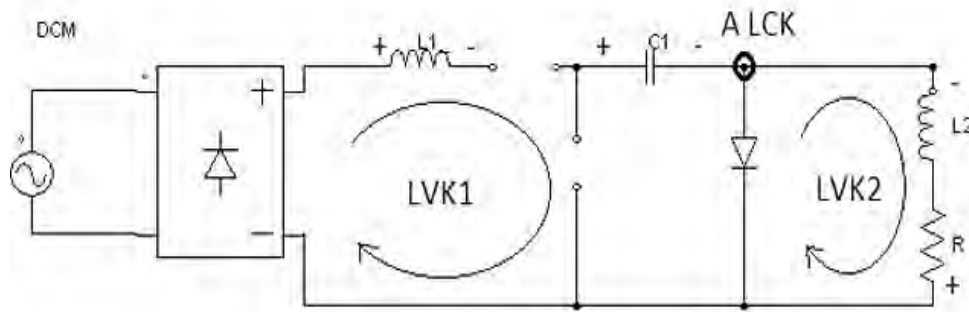


Fig. 3.4 Convertidor en tercer estado (DCM)

Resolviendo la primera malla, tenemos:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (3.9)$$

Resolviendo la segunda malla, tenemos:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{R}{L_2}i_{L2} \quad (3.10)$$

Para el nodo A:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = 0 \quad (3.11)$$

Las ecuaciones (3.9),(3.10) y (3.11) son:

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= 0 \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= -\frac{R}{L_2}i_{L2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= 0 \end{aligned}$$

Matricialmente:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \overline{A3} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \overline{B3} v_{in} \quad (3.12)$$

Donde:

$$\overline{A3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \overline{B3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2.4 Promediado del sistema

El promediado consiste en tomar los tres sistemas de ecuaciones obtenidos y operarlos mediante la siguiente fórmula [11]:

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \overline{A1}d_1 + \overline{A2}d_2 + \overline{A3}(1 - d_1 - d_2) \\ \bar{B} &= \overline{B1}d_1 + \overline{B2}d_2 + \overline{B3}(1 - d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Donde las matrices provienen de cada uno de los estados de las matrices obtenidas en (3.4),(3.8) y (3.12). Tanto d_1 como d_2 son ciclos de trabajo de encendido y apagado (sin el tercer estado). Se tiene que:

$$\overline{A1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \overline{A2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \overline{A3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Y para B:

$$\overline{B1} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \overline{B2} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \overline{B3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

A partir de estas Matrices y haciendo su promediado con (3.13) obtenemos:

$$\overline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{d_2}{L_1} \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & \frac{d_1}{L_2} \\ \frac{d_2}{C_1} & -\frac{d_1}{C_1} & 0 \end{bmatrix}, \quad \overline{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} [d_1 + d_2] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Y tenemos entonces:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{d_2}{L_1} \\ 0 & -\frac{R}{L_2} & \frac{d_1}{L_2} \\ \frac{d_2}{C_1} & -\frac{d_1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} [d_1 + d_2] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (3.15)$$

De aquí

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{v_{C1}d_2}{L_1} + \frac{1}{L_1}[d_1 + d_2]v_{in} = 0 \quad (3.16)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -i_{L2}\frac{R}{L_2} + v_{C1}\frac{d_1}{L_2} \quad (3.17)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}\frac{d_2}{C_1} - i_{L2}\frac{d_1}{C_1} \quad (3.18)$$

Tomando en consideración que la corriente que pasa por i_{L1} opera en DCM, se cumple que al inicio y al final de cada periodo de conmutación la corriente es igual a cero, por lo que no almacena energía y entonces esta corriente ya no califica como variable de estado [15], por lo anterior el método de variables de estado en DCM considera que (3.16) es igual a cero.

Por otro lado la corriente pico en el inductor en DCM es [11]:

$$i_{L1} = \frac{I_p}{2} \quad (3.19)$$

Por lo tanto usando (3.1) y la ecuación anterior se obtiene que:

$$v_{in} = \frac{L_1 I_p F_s}{d_1} \quad (3.20)$$

Combinando (3.19) y (3.20)

$$v_{in} = \frac{2L_1 i_{L1} F_s}{d_1} \quad (3.21)$$

Despejando de (3.21) se tiene:

$$i_{L1} = \frac{v_{in}}{2L_1 F_s} \quad (3.22)$$

Usando (3.16) y despejando d_2 :

$$d_2 = \frac{d_1 v_{in}}{v_{C1} - v_{in}} \quad (3.23)$$

Sustituyendo(3.22)en (3.23) se tiene:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{v_{in}^2 d_1^2}{2C_1 L_1 F_s (v_{C1} - v_{in})} - \frac{i_{L2} d_1}{C_1} \quad (3.24)$$

Entonces las ecuaciones que modelan el sistema en MDC son:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -i_{L2} \frac{R}{L_2} + v_{C1} \frac{d_1}{L_2} \quad (3.25)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{v_{in}^2 d_1^2}{2C_1 L_1 F_s (v_{C1} - v_{in})} - \frac{i_{L2} d_1}{C_1} \quad (3.26)$$

3.3 Puntos de Equilibrio del Sistema.

Los puntos de equilibrio del sistema se encuentran igualando a cero el sistema final de ecuaciones, de (3.25) y despejando para V_{C1} , tenemos:

$$V_{C1} = \frac{I_{L2} R}{D_1} \quad (3.27)$$

Tomando de (3.26) y despejando para V_{C1}

$$V_{C1} = \frac{V_{in}^2 D_1}{2I_{L2} L_1 F_s} + V_{in} \quad (3.28)$$

Tomando (3.27) y (3.28), se obtiene la siguiente expresión cuadrática.

$$0 = \frac{V_{in}^2 D_1^2}{2I_{L2} L_1 F_s} + V_{in} D_1 - I_{L2} \quad (3.29)$$

Donde (3.29)es un polinomio cuadrático en D_1 .Por lo tanto se obtiene que:

$$D_1 = \frac{\left(-V_{in} \pm V_{in} \sqrt{1 + \frac{2I_{L2} R}{\varphi}} \right)}{\frac{V_{in}^2}{\varphi}}$$

Donde: $(\varphi) = I_{L2} L_1 F_s$

De aquí hemos de calcular el ciclo de trabajo necesario para obtener a la salida 1 ampere sin control. Los elementos electrónicos que hemos utilizado son calculados con anticipación y dicho cálculo puede verse en el siguiente capítulo. Dichos valores son de 1 Ampere en la corriente i_{L2} , de $R=5.26 \Omega$ en el circuito magnético, de $96 \mu\text{H}$ en la inductancia de entrada y una frecuencia de conmutación de 50KHz.

$$D_1 = \frac{\left[\sqrt{1 + \frac{2(1A)(5.26\Omega)}{2(1A)(96\mu F)(50KHz)} - 1} \right]}{\left[\frac{20V}{(1A)(96\mu F)(50KHz)} \right]} = 0.1074$$

Sustituyendo en (3.27) se tiene:

$$V_{C1} = \frac{I_{L2} R}{D_1} = \frac{(1 A)(5.26\Omega)}{0.1074} = 48.97 \text{ volts}$$

$$I_{L2} = 1A \text{ (valor predeterminado).}$$

V_{C1} representa el valor de voltaje o esfuerzo en el capacitor utilizado y que es muy cercano de manera teórica con los resultados de las simulaciones que se hicieron. El valor de 1 Ampere de salida estaba predeterminado. Tenemos finalmente que:

$$D_1 = 0.1074$$

$$V_{C1} = 48.97 \text{ volts.}$$

$$I_{L2} = 1 \text{ Ampere.}$$

Que son los puntos de equilibrio del sistema.

3.4 Linealización del sistema y análisis de estabilidad.

La linealización del sistema se realiza por medio del Jacobiano [10-12]:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\widehat{i}_{L2}}{d_t} \\ \frac{d\widehat{v}_{C1}}{d_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \alpha}{\partial i_{L2}} & \frac{\partial \alpha}{\partial V_{C1}} \\ \frac{\partial \beta}{\partial i_{L2}} & \frac{\partial \beta}{\partial V_{C1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{L2} \\ \widehat{V}_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \alpha}{\partial d1} \\ \frac{\partial \beta}{\partial d1} \end{bmatrix} \hat{d}$$

Aplicando la linealización en el punto de operación D_1 , V_{C1} , I_{L2} al sistema obtenido de las Variables de Estado promediadas tenemos que:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\widehat{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\widehat{v}_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_2} & \frac{D_1}{L_2} \\ -D_1 & \frac{V_{in}^2 D_1^2 (2C_1 L_1 F_s)}{(2C_1 L_1 F_s (V_{C1} - V_{in}))^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{L2} \\ \widehat{v}_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{C1}}{L_2} \\ \frac{\varepsilon}{\varepsilon} \end{bmatrix} \widehat{d} \quad (3.30)$$

Donde
$$\varepsilon = \frac{2V_{in}^2 D_1}{2C_1 L_1 F_s (V_{C1} - V_{in})} - \frac{I_{L2}}{C_1} \quad (3.31)$$

Numéricamente con $D_1=0.1074$, $V_{C1}=48.97$ volts, $i_{L2}=1$ A, $L_2= 27$ mH, $L_1=96$ uH, $C_1=220$ uF, $v_{in}=20$ V, $F_s = 50$ KHz. La matriz del sistema es:

$$A = \begin{bmatrix} -194.8 & 3.977 \\ -488.18 & 2.603 \end{bmatrix}$$

Obteniendo el polinomio característico, tenemos:

$$\lambda^2 + 192.211\lambda + 1434.7 = 0$$

Y los valores propios son:

$$\lambda_1 = -184.432$$

$$\lambda_2 = -7.779$$

Siendo negativos, los polos de lazo abierto están en el semiplano izquierdo y por lo tanto el sistema es estable en lazo abierto. Utilizando la transformada de Laplace en (3.30) y con las correspondientes manipulaciones obtenemos la siguiente función de transferencia:

$$\frac{I_{L2}}{D_1}(s) = \frac{6.675 \times 10^3 s + 9.338 \times 10^5}{6.468 s^2 + 1.996 \times 10^3 s + 1.7635 \times 10^5} = \mathbf{G(s)} \quad (3.32)$$

3.5 Gráficas de Bode y análisis de estabilidad.

Para analizar la estabilidad del sistema es necesario contar con las funciones de transferencia de los bloques involucrados en el control. Estos son: La función de transferencia de la planta, la del controlador (integral) y la del PWM (por sus siglas en inglés). El sistema completo se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.5. La función de transferencia de la planta es (3.32):

$$Planta = \frac{I_{L2}}{D_1}(s) = \mathbf{G(s)}$$

El controlador utilizado, que es integral, tiene la siguiente función de transferencia:

$$Controlador = K_i \frac{1}{s} = \mathbf{C(s)} \quad (3.33)$$

La constante de integración del controlador fue sintonizada de forma que se asegure la estabilidad del sistema, resultando que $K_i = 0.01$.

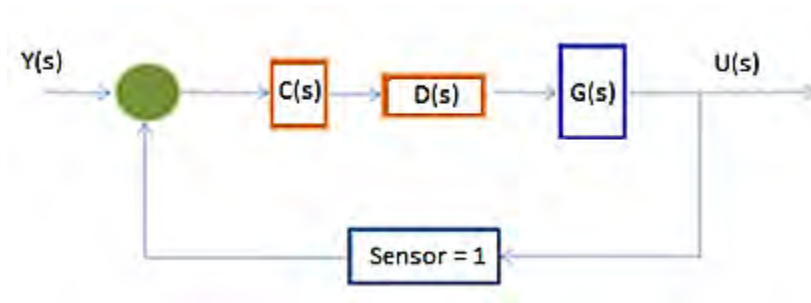


Fig. 3.5 Diagrama a bloques del sistema en lazo cerrado.

El modulador PWM tiene la siguiente función de transferencia [11]:

$$Tf_{PWM} = \frac{1}{3.3} = \mathbf{D(s)} \quad (3.34)$$

Considerando entonces todas las funciones de transferencia involucradas en el sistema en lazo cerrado ($U(s)/Y(s)$), donde la entrada es $Y(s)$, la planta $G(s)$ e incluyendo el control integral como $C(s)$ y el PWM como $D(s)$ tenemos que:

$$U(s) = \frac{G(s)D(s)C(s)}{1 + G(s)D(s)C(s)} Y(s) \quad (3.35)$$

Para realizar el análisis de estabilidad relativa sea analiza de la función de transferencia en lazo abierto [2]:

$$G(s)D(s)C(s) \quad (3.36)$$

El análisis de estabilidad se obtienen con (3.36). El criterio de estabilidad relativa que establece un margen de fase de al menos 45° y de ganancia al menos 6 DB [11]. En los diagramas de bode de la Figura 3.6 se ve un margen de fase de 90° y de ganancia infinito, condiciones suficientes para estabilidad [11] (Fig. 3.6).

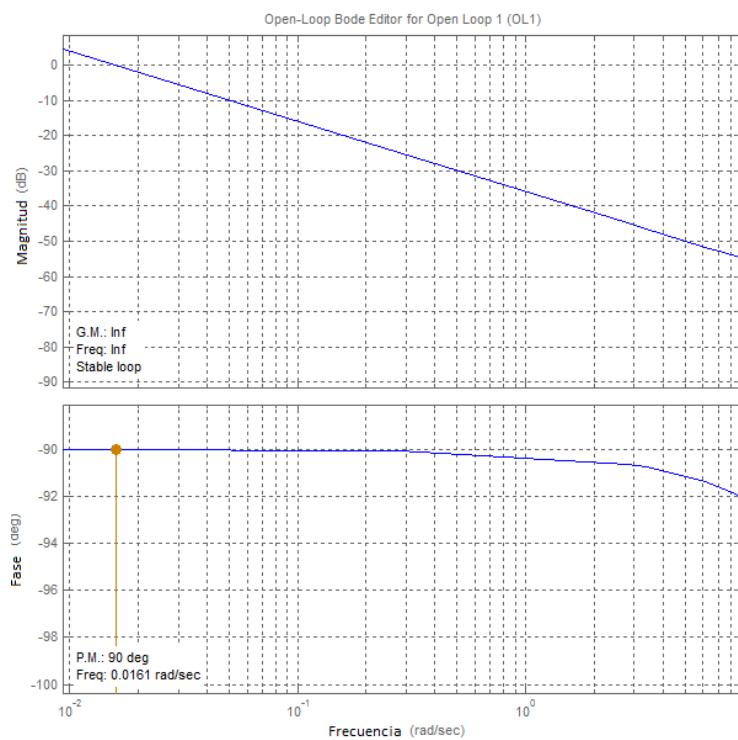


Fig. 3.6 Gráficas de Bode del sistema a lazo cerrado.

En el siguiente capítulo se abordará el cálculo de los elementos electrónicos del convertidor.

Capítulo 4

Cálculo de los elementos

En este capítulo se hace un cálculo teórico de los elementos electrónicos para la construcción del prototipo del convertidor CD-CD y del elemento magnético utilizado en este trabajo. Se utilizan ecuaciones básicas para el cálculo de los elementos para posteriormente mostrar el diseño del circuito magnético, el cálculo del capacitor y del inductor de entrada.

Los convertidores conmutados consisten en un número de elementos de almacenamiento de energía y semiconductores que están conectados en una “topología” tal que las acciones periódicas de conmutación controlan la dinámica de la transferencia de potencia de la entrada a la salida para producir una conversión deseada [13]

4.1 Ecuaciones básicas para el cálculo de elementos.

El estado de encendido del convertidor inicia cuando el MOSFET conduce y la corriente que fluye por el inductor de entrada i_{L1} se va incrementando. En el mismo instante el voltaje en el capacitor V_c hace que el diodo D se ponga en polarización inversa. El capacitor descarga energía hacia la resistencia R y el inductor L_2 .

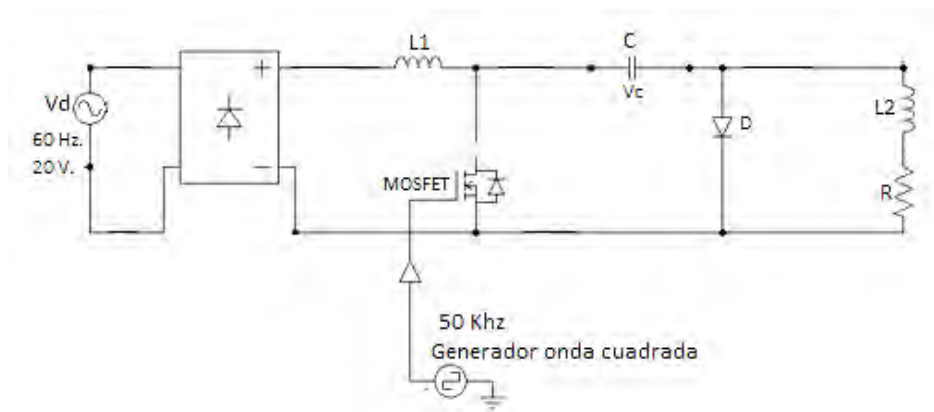


Fig. 4.1 Convertidor propuesto lazo abierto.

Como la corriente del inductor i_{L1} se incrementa linealmente en el tiempo de encendido “ t_{on} ” y obtenemos la siguiente expresión que se utilizará para cálculos de la inductancia:

$$t_{on} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{V_d} \quad (4.1)$$

En este estado la corriente del capacitor es la corriente de L2 (i_{L2}), entonces en el tiempo de encendido t_{on} tenemos la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_{L2} \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{I_{L2} D_1 T}{\Delta V_c} \quad (4.2)$$

Con los datos del capítulo 3 sección 3.3: $D_1=0.1074$, $T=0.00002$ ($F_s=50$ KHz), $V_{C1}=48.97V$ y considerando que el circuito magnético tiene una inductancia de 27mH y una resistencia de 5.36 Ω y que además debe circular una corriente de 1A tenemos los cálculos siguientes.

4.2 Determinación del valor del capacitor

Utilizando la ecuación (4.2) y eligiendo un rizo de voltaje pequeño (para asegurar una corriente casi constante en la carga) el capacitor es:

$$C = \frac{1 \text{ ampere } (0.1074)(20 \times 10^{-6})}{.0097} = 219.31 \mu F$$

Obteniendo una capacitancia de $C=219 \mu F$ se propone usar el valor comercial de 220 μF .

4.3 Cálculo del inductor de entrada L1.

Para el cálculo del inductor de entrada se utiliza el método del cálculo de la inductancia en modo frontera de conducción. Cualquier valor por debajo de este valor crítico hará que el convertidor opere en DCM.

La fórmula del cálculo que se presenta a continuación toma en consideración el voltaje efectivo de entrada (V_d), el cual es el voltaje del inductor en el encendido; ΔI_{L1} es igual a 2 veces la corriente promedio de entrada, por lo tanto se tiene que:

$$L_{1B} = \frac{V_d D_1}{F_s \Delta I_{L1}} = \frac{(20 \text{ volt})(0.1074)}{(50 \text{ KHz})(2I_{Rizo})} \quad (4.3)$$

El cálculo de la corriente promedio de entrada I_{Rizo} se obtiene haciendo un balance de potencia. Se toma como un hecho para el cálculo que la potencia de salida es igual a la potencia de entrada, entonces:

$$P_o = I_{L2}^2 R V_d = I_{Rizo} \quad (4.4)$$

El valor de V_d es el del voltaje de entrada y equivale a 20 volts, el valor de P_o es el de la potencia de salida y se calcula con la corriente predeterminada de un ampere a la salida y la resistencia del circuito magnético que es de 5.26Ω . Dado que los valores de V_d y P_o son conocidos de antemano, se puede obtener que:

$$I_{Rizo} = \frac{P_o}{V_d} = \frac{i_{L2}^2 R}{V_d} = \frac{5.26 \text{ W}}{20 \text{ V}} = 0.2 \text{ A}$$

La figura 4.2 muestra la forma de onda de la corriente del inductor en su operación en frontera. Este modo de operación se usa para calcular I_{Rizo} y de ahí partir para hacer el cálculo de la inductancia, se observa que $\Delta I_{L1} = 2I_{Rizo}$.

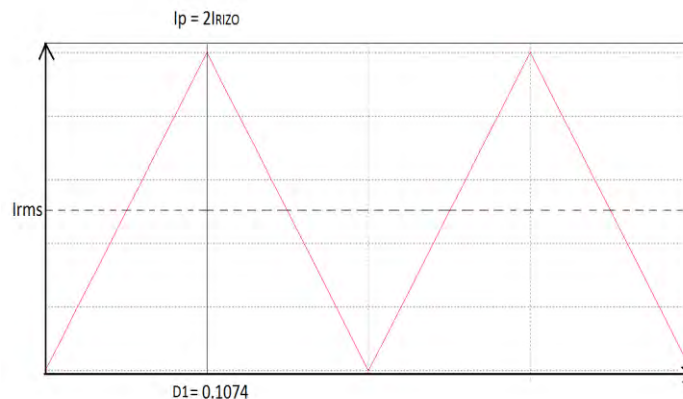


Fig. 4.2 Determinación de I_{Rizo} usando la operación en frontera.

Entonces el rizo es igual a 0.4 A. Utilizando este valor en (4.3) hacemos el cálculo para la inductancia de entrada:

$$L_{1b} = \frac{20V(0.1074)}{0.4(50000Hz)} = \frac{2.148}{20000} = 107\mu H$$

Esta es la inductancia para la que el sistema opere en la frontera de conducción, es importante señalar que el presente procedimiento utiliza el voltaje efectivo, por lo que el valor del inductor final debe escogerse más pequeño para asegurar el modo de operación en DCM. Se eligió un valor por debajo y se consideró $90\mu H$.

4.4 Construcción y cálculo del circuito magnético

El diseño del circuito magnético que se utilizó en este trabajo se basó en un núcleo para transformador que tiene forma de "E". Se determina el número de vueltas que requiere el magnético para generar 200 Gauss de campo con 1 A de corriente. Los cálculos para este circuito se hicieron midiendo la distancia que recorre el flujo magnético a lo largo del metal laminado en una mitad del mismo y también se consideró la trayectoria que recorre en el aire.

En la figura 4.3 puede observarse las medidas del circuito real y como se consideraron las trayectorias de flujo de campo.

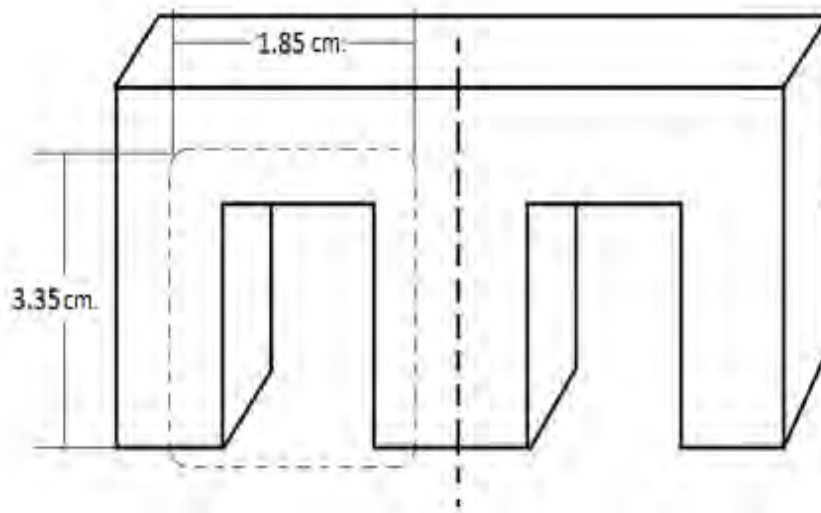


Fig. 4.3 Núcleo y medidas de recorrido del flujo de campo.

Con el análisis de la mitad del núcleo (una U) midiendo el camino de recorrido y considerando que el máximo valor de laminación del material es de $\mu=2000$ [15] Gauss/Oersted (acero laminado en frío) y viene dado por tablas ya conocidas. Entonces, el campo de un circuito magnético está dado por [15]:

$$B = \mu_e \frac{0.4\pi Ni}{L_c} \quad (4.5)$$

La permeabilidad equivalente del material se obtiene por medio de:

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + \mu \frac{L_g}{L_c}} \quad (4.6)$$

Donde L_g es la medida de las trayectorias medias recorridas por el campo en el aire (1.85cm) y L_c es la medida de las trayectorias medias recorrido por el campo en el material (8.55 cm) de aquí:

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + \mu \frac{L_g}{L_c}} = \frac{2000}{1 + (2000) \frac{1.85}{8.55}} = 4.6109 \text{ Gauss/Oersted}$$

Utilizando (4.4) y considerando que se desea que con una corriente de 1 ampere se obtiene:

$$N = \frac{L_c B}{0.4\pi i \mu_e} = \frac{(8.55 \text{ cm})(110 \text{ Gauss})}{0.4(3.1416)(1A)(4.6109)} = 162.31 \text{ vueltas.}$$

El circuito electromagnético construido fue construido dando un número mayor de vueltas para evitar problemas de pérdidas. Una vez construido el elemento magnético se obtuvo que la carga presenta una inductancia de 27 mH y una resistencia de aproximadamente de 5.26 Ω .

En el siguiente capítulo se presentarán los resultados de las pruebas de laboratorio que se hicieron con el prototipo del convertidor CD-CD.

Capítulo 5

Resultados

Como parte de la verificación de que el sistema propuesto es adecuado como fuente de alimentación de un circuito magnético se implementó un prototipo experimental de laboratorio; el cual tiene buen FP, baja DAT, operación en MCD y la ventaja de contar con menos hardware en comparación con otros convertidores de dos etapas. En este capítulo se presentan los resultados de simulación y los resultados experimentales obtenidos. Las simulaciones se realizaron en PSIM, software de simulación de circuitos electrónicos.

5.1 Los circuitos simulados.

El circuito simulado en lazo abierto puede observarse en la Figura 5.1. En ella está presente un generador de onda cuadrada de 50kHz que opera con un $D_1=0.1074$ que es el valor calculado como de equilibrio en el capítulo 3.

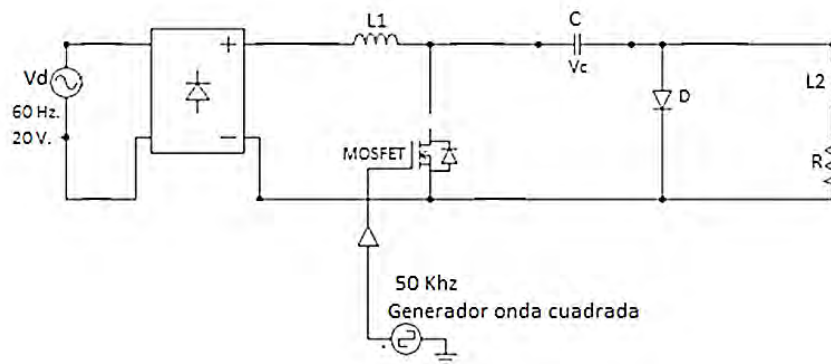


Fig. 5.1 Convertidor propuesto lazo abierto.

En la Figura 5.2 se ilustra el sistema con el circuito de control y ya no con el generador de onda. El añadir control al sistema nos da la ventaja de tener regulada la corriente de salida, además de que los transitorios son más cortos que el sistema a lazo abierto.

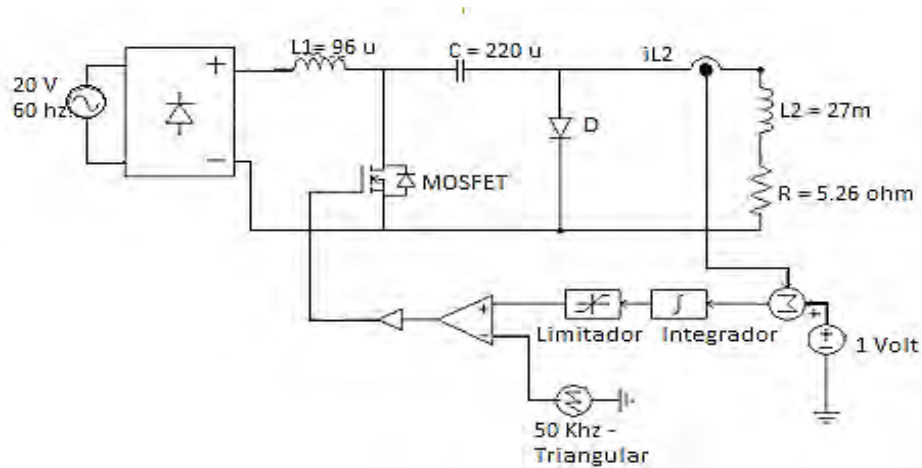


Fig. 5.2 Convertidor propuesto lazo cerrado.

5.2 Simulaciones.

Simulación en lazo abierto – Corriente y voltaje de entrada.

En la Figura 5.3 vemos la comparativa entre la corriente de entrada y el voltaje de entrada al circuito. La corriente de entrada está multiplicada por 100 y el voltaje por 20 para una mejor apreciación. En este caso a lazo abierto tenemos que la corriente y el voltaje están casi en fase, lo cual significa un buen factor de potencia.

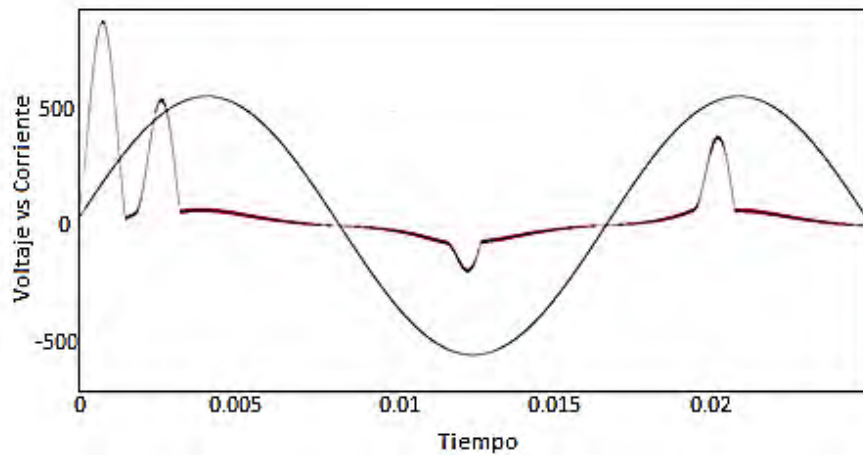


Fig. 5.3 Comparativa entre corriente y voltaje de entrada al convertidor en lazo abierto.

Sin embargo, la corriente de salida tiene un offset y nunca alcanza la corriente de salida de 1A como puede verse en la Figura 5.4.

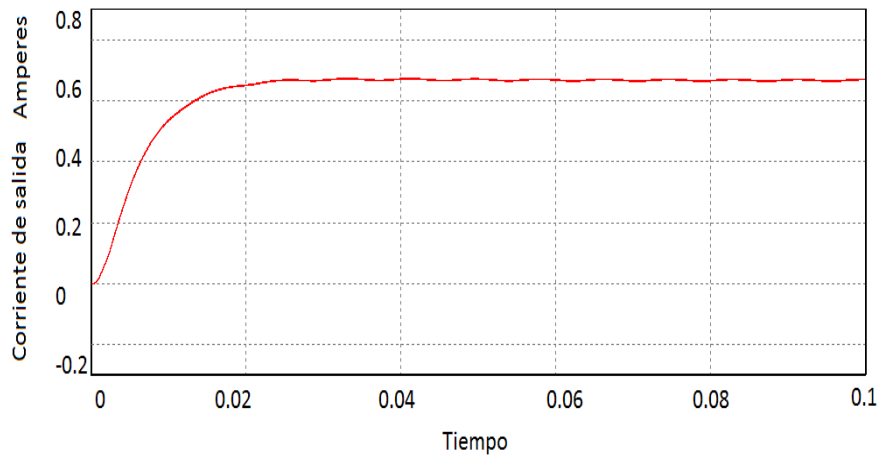


Fig. 5.4 Corriente de salida en lazo abierto

Simulación en lazo cerrado – corriente y voltaje de entrada

En la Figura 5.5 se muestra la comparativa entre la corriente y el voltaje de entrada al convertidor. Aquí el transitorio de la corriente es sensiblemente más bajo en su pico comparativamente con el comportamiento a lazo abierto pasando de un pico de 10A a uno de 5A. La corriente y el voltaje siguen estando casi en fase con un FP alto (aprox. de 0.94).

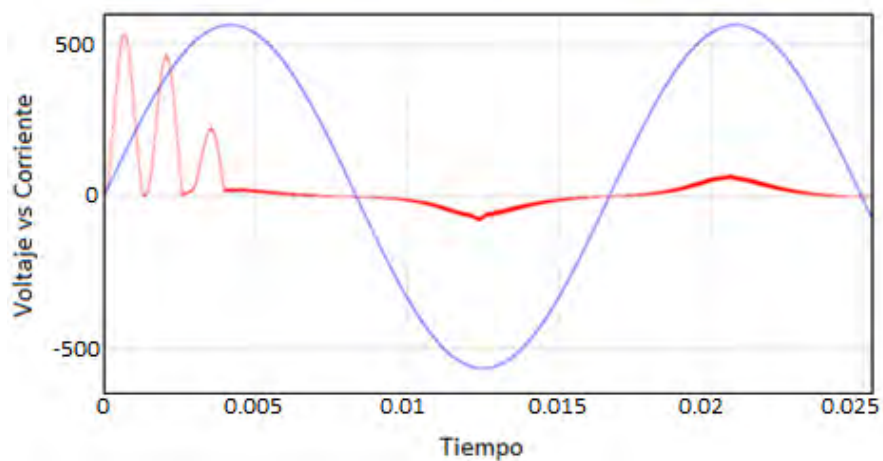


Fig. 5.5 Comparativa entre corriente y voltaje de entrada al convertidor en lazo cerrado.

La Figura 5.6 muestra el lazo cerrado de la corriente de salida con un transitorio de unos 0.04 segundos y el pico más alto de corriente de unos 1.11 A. La corriente después del transitorio es de 1 Ampere que es lo que se requiere.

La corrección del factor de potencia está comprometida al momento de regular la corriente de salida, es decir al mejorar el factor de potencia se obtiene mayor oscilación en la corriente del circuito magnético en estado estacionario, y si se desea una corriente constante a la salida el FP se ve reducido. En otras palabras existe un compromiso entre regular la corriente de salida y corregir el FP.

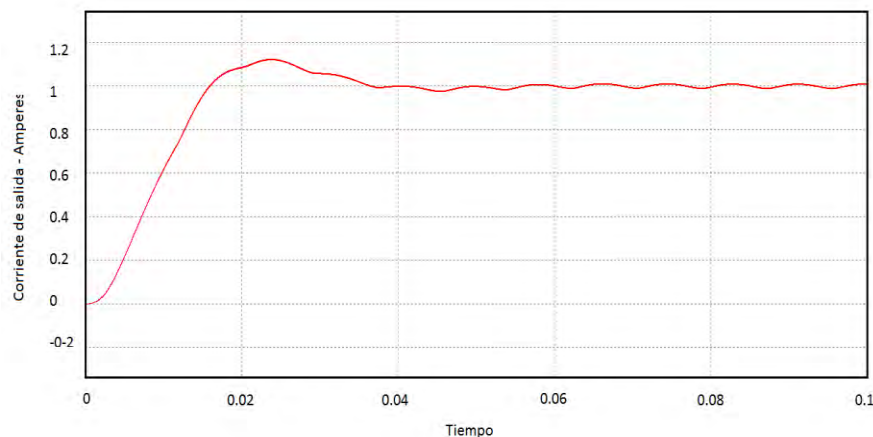


Fig. 5.6 Corriente de salida en lazo cerrado.

5.3 Resultados experimentales.

Se presentan a continuación los resultados experimentales obtenidos en las pruebas del prototipo construido. Los datos que aquí se muestran son:

1. Corriente de línea en el canal 1.
2. Pulsos del ciclo de trabajo en el canal 2.
3. Corriente de la carga en el canal 3.
4. Voltaje aplicado a la carga en el canal 4.

El objeto de estas pruebas es el poder obtener una corriente sobre la carga de 1 A, de acuerdo a lo propuesto y calculado en el análisis matemático. Las pruebas fueron realizadas con una fuente de corriente alterna que proporcionó 20 V_{rms} .

5.3.1 Primera prueba – Corriente del inductor de entrada en discontinuo

Se realizó esta prueba para comprobar que la corriente en el inductor de entrada estaba en DCM. La corriente suministrada de la fuente de AC es senoidal de 60 Hz (Fig. 5.7). En el canal 3 puede apreciarse la corriente que llega a la carga inductiva que es de aproximadamente 0.5 A.

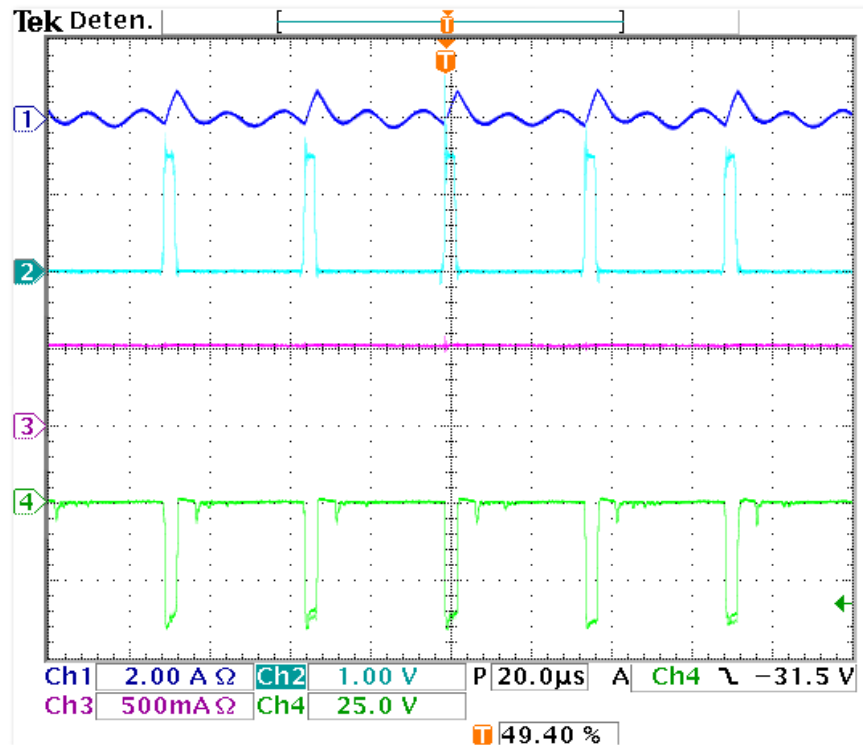


Fig. 5.7Primera prueba.

Se obtiene una potencia de aproximadamente de 2.5W y 123 Gauss aproximadamente. La medición de 2.5 Watt es un valor obvio dado que la resistencia de salida al magnético es de aproximadamente 5 Ohms y la corriente en esta prueba es de 0.5 amperes. El valor en Gauss se obtuvo mediante un Gaussómetro modelo 6010 de la marca FW Bell.

5.3.2 Segunda Prueba

De igual manera, ya en lazo cerrado (Fig. 5.8), se obtiene una corriente de 1 A en la carga (canal 3).

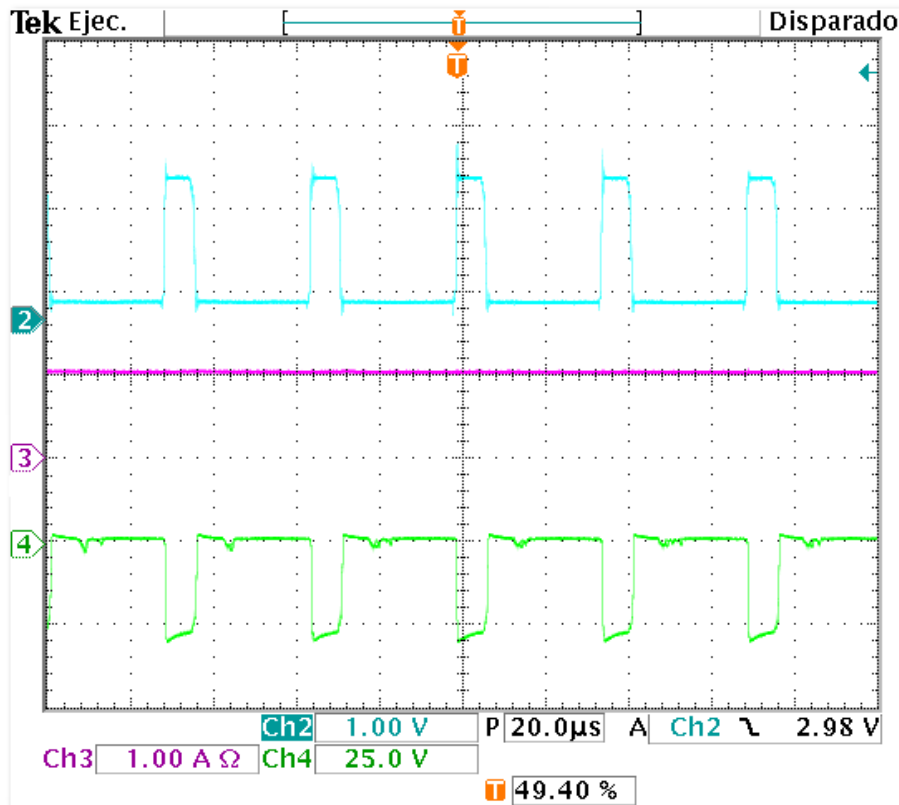


Fig. 5.8 Segunda prueba.

Se generan aproximadamente 220 Gauss de campo magnético (medición con Gaussómetro) y 5W de potencia. Una vez más, la potencia de 5 Watt se obtiene por el cálculo de la corriente (1 Ampere, canal 3) con la resistencia del circuito magnético. Todo esto operando en MDC.

5.3.3 Tercera prueba.

Se aprecia la corriente de entrada (canal 1, Fig. 5.9) empalmada con el canal 4 (tensión de línea). Se aprecia como la corriente del inductor de entrada y de línea están casi en fase para un alto FP. En el canal 3 se observa la corriente que de carga de aproximadamente de 1A.

El propósito de estas pruebas es mostrar que el convertidor está trabajando en MDC y que se obtiene un alto factor de potencia y baja DAT y entrega 1A. El FP medido es de 0.94 y se generan aproximadamente 220 Gauss de campo magnético medido con el Gaussómetro modelo 6010 de la marca FW Bell.

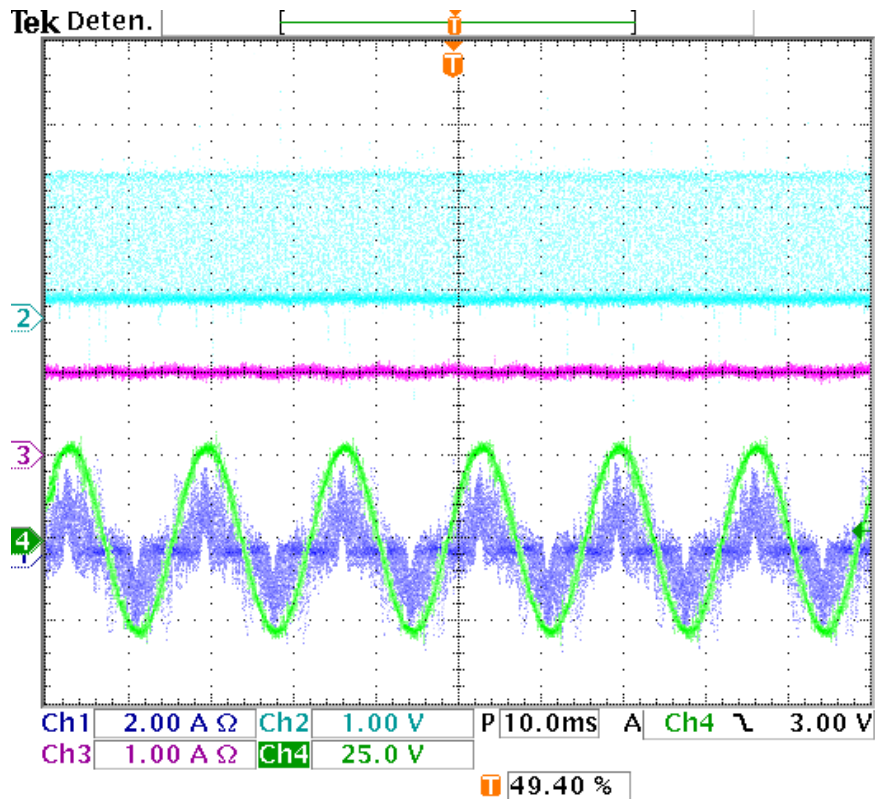


Fig. 5.9 Tercera prueba.

La implementación de un convertidor como este en MDC reduce el número de elementos de hardware necesarios en comparación con la aproximación de dos etapas y, además, tiene mejor desempeño que una aproximación de una sola etapa (ambas aproximaciones revisadas en el capítulo 1 sección 1.1).

La naturaleza de seguidor de voltaje que tiene este convertidor elimina el uso de un lazo de control de corriente a la entrada, lo que lo hace aún más costeable. Al incluir un control integral, permite al sistema alcanzar la corriente de salida deseada en el circuito electro magnético que, por diseño del mismo, es de 1 A.

Conclusiones y trabajo a futuro

Utilizar un elemento magnético controlado para la limpieza de las cosechas de un grano como el amaranto es una alternativa muy interesante. Un sistema de baja potencia, enfocado en la extracción de impurezas metálicas en cosechas de granos y de fabricación económica no había sido requerido con anterioridad. Este hecho abre oportunidades de desarrollo en el campo de los convertidores conmutados para la alimentación de circuitos magnéticos y enfocados en la limpieza de granos diversos.

Se concluyó que utilizar un convertidor Cûk modificado operando en ciertas condiciones llevaría a utilizar un mínimo de hardware y que es capaz de alimentar al circuito electromagnético con suficiente potencia. Dicho convertidor debe proporcionar una corriente al elemento magnético (por ello la modificación al convertidor), pero además este se alimenta de la red eléctrica, por lo que se le desea un alto factor de potencia. Si el convertidor se opera en MCC implica hardware extra (lazo de control y CFP extra) para corregir el FP. Se concluyó que la alternativa es la operación en MDC porque en ella se elimina el lazo de control obteniendo un buen FP.

De igual manera, se eligió entre diversos controladores que pudieran hacer que el sistema cumpliera el objetivo de control que es un ampere a la carga del convertidor con buen FP, además de estabilidad. El hecho de elegir un controlador integral es porque su relativa lentitud ayuda a que el factor de potencia en el convertidor sea alto, el ciclo de trabajo debe permanecer prácticamente constante durante un ciclo de la red para obtener un buen FP; si la velocidad de este control es muy rápida puede verse comprometido el factor de potencia.

El control integral añade un polo al sistema y hace que el sistema opere con la lentitud necesaria para obtener una buena operación. Más aún, de manera natural, elimina el error en estado estacionario del sistema. Como conclusión de todo esto se eligió el control integral que, además, es de fácil implementación con un integrado PWM.

El sistema fue analizado, diseñado, simulado e implementado. Las pruebas físicas del sistema mostraron resultados satisfactorios, el FP es superior a 0.9, y se mantiene una corriente de 1A en el circuito magnético, lo cual garantiza la operación del sistema.

Trabajo a futuro.

No se realizaron pruebas del sistema en campo, pero si en laboratorio, utilizando pedazos de metal y tornillos para comprobar su funcionalidad. Aún así se considera necesario el hacer experimentación e implementación en campo de esta tecnología en un futuro. A pesar de existir algunas dudas acerca de la forma y el lugar donde podría ser adaptado un circuito magnético de este tipo, si se efectuaron pruebas de atracción de partículas metálicas. La forma de la línea donde debe instalarse o la factibilidad de utilizar este sistema en una etapa de post-cosecha – como se propone en esta tesis – es aún caso de estudio.

Debe tenerse en consideración el hecho de que pueden adaptarse, modificarse y ampliarse el número de circuitos magnéticos a utilizar según la necesidad de la línea de cosecha. Igualmente el convertidor también puede llegar a sufrir modificaciones para poder utilizarlo con potencias más altas dependiendo del número de circuitería magnética que sea requerida.

Este trabajo es una aproximación inicial para las acciones que se necesiten a futuro al momento de utilizar un sistema similar en la limpieza o filtrado de semillas. El convertidor, su operación y el circuito electromagnético aquí presentados pueden fácilmente adaptarse y rediseñarse en base a los requerimientos de la línea, todo ello por la versatilidad inherente de los convertidores.

Como parte de los trabajos a futuro es necesario el buscar una manera adecuada para limpiar el mismo sistema del circuito electromagnético una vez terminado el proceso de limpieza de la cosecha. Probablemente un sistema de tipo mecánico podría ser una solución para este problema pero se encuentra fuera de los alcances de esta tesis.

Referencias

- [1] Mohan N. (2003). “Electrónica de potencia – Convertidores, aplicaciones y diseño”. México.Mc. Graw Hill.
- [2] Kuo, B. (1975). “ Automatic Control Systems”. U.S.A. Prentice Hall, Third Edition. pp. 473.
- [3] Norma Oficial Mexicana NMX-FF-116-SCFI-2010. “Productos agrícolas destinados para consumo humano – Grano reventado de amaranto para uso y consumo humano – especificaciones y métodos de ensayo.
- [4] Garcia, O., Cobos, J. A., Prieto, R., Alou, P., & Uceda, J. (2003). Single phase power factor correction: a survey. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3), pp. 749-755.
- [5] Erickson, R., Madigan, M., & Singer, S. (1990, March). Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flybackconverter. In *IEEE Applied Power Electronics Conference* (pp. 792-801).
- [6] Vorperian, V., & Ridley, R. B. (1990). A simple scheme for unity power-factor rectification for high frequency AC buses. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 5(1), 77-87.
- [7] García O., Cobos J. A., Prieto R., Alou P., and Uceda J. (2001, July). “Power Factor Correction: A Survey”, Universidad Politécnica de Madrid, División de Ingeniería Electrónica. Vol. 6.
- [8] Garcia, O., Cobos, J. A., Prieto, R., Alou, P., & Uceda, J. (2003). Single phase power factor correction: a survey. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3), pp. 583–587.
- [9] Rodriguez, E., Garcia, O., Cobos, J. A., Arau, J., & Uceda, J. (1998, May). A single-stage rectifier with PFC and fast regulation of the output voltage. In *Power Electronics Specialists Conference, 1998.PESC 98 Record.29th Annual IEEE* (Vol. 2, pp. 1642-1648).IEEE.
- [10] Mohan N. (2003). “Electrónica de potencia – Convertidores, aplicaciones y diseño”. México.Mc. Graw Hill.
- [11] Ang S.S. (1995). “Power switching converters”.U.S.A. Dekker.
- [12] Ogata, K. (2003) “Ingeniería de Control Moderna” (3ª edición). México. Pearson Educación.
- [13] Middlebrook, R. D., & Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, pp. 73-86.
- [14] Permeabilidad Magnética – ITESCAM. Tabla de permeabilidades magnéticas. Recuperado de www.itescam.edu.mx/principal/sylabus/fpdb/recursos/r79402.DOCX.
- [15] Chapman, S. J. (2005). Maquinas eléctricas, Cuarta edición, Editorial Mc.Graw Hill/Interamericana., México.

[16] Liu, K. H., & Lin, Y. L. (1989, June). Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters. In *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC'89 Record., 20th Annual IEEE* (pp. 825-829). IEEE.

[17] Brkovic, M., & Cuk, S. (1992, October). Input current shaper using Cuk converter. In *Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC'92., 14th International* (pp. 532-539). IEEE.