

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA APLICADO A UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE CORRIENTE DIRECTA

T E S I S

PARA OBTENER EL TÍTULO DE

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

JOSÉ ANTONIO ROBLES MOTA



DIRECTOR DE TESIS:

ING. ROBERTO MACÍAS PÉREZ

FEBRERO 2007

Agradecimientos

A mis padres y mis abuelos por todo el apoyo que me han brindado, por su tolerancia y comprensión ante todos los descuidos que tuve para con ellos.

A mis familiares y amigos por su confianza, ejemplo, ayuda y por estar conmigo durante todo este trayecto; en especial, a la memoria de mi abuelo, Avelino Robles, quien siempre me ha acompañado.

A mi asesor, el Ingeniero Roberto Macías, sin su guía y consejo esta tesis no habría llegado a tener la solidez y profundidad que se ha logrado.

A mi querida Facultad de Ingeniería y a mis profesores por todo lo que he recibido de ellos, académica y personalmente.

"*La frase mas excitante que se puede oír en ciencia, la que anuncia nuevos descubrimientos, no es '¡Eureka!' sino 'Es extraño...'.*"

Isaac Asimov (1920-1992)

Índice

Índice i

Presentación v

Motivación vi

Formulación del problema y contribuciones vi

Objetivo general vii

Objetivos específicos vii

Contenido de la tesis viii

I. Introducción 1

1. El Factor de potencia 2
2. Fuentes de alimentación de CD 7

II. Marco Teórico 13

1. Convertidores Conmutados de CD-CD 14
   - i. Topologías básicas 14
   - ii. El Flyback 24
2. Corrección del Factor de Potencia 34
   - i. Corrección por conmutación en modo discontinuo 35
   - ii. Corrección en operación continua y en la frontera 41
   - iii. Corrección por desviación de rizo y dos etapas 45
3. Sistemas Difusos 56
   - i. Lógica Difusa 57
   - ii. Maquina de razonamiento y control difuso 66
4. Diseño de Inductores y Transformadores Flyback 73

i. Método de Pressman A_L - NI_{SAT} 75
ii. Método de McLyman A_P y K_g 79
iii. Evaluación del Diseño 97

III. Implementación 103

1. El Flyback en la Corrección del Factor de Potencia 104
   i. Ecuaciones de diseño 105
   ii. Metodología de diseño 117
2. Diseño del Sistema 121
   i. Diseño del C.F.P., selección de conmutadores y disipador 122
   ii. Diseño e implementación del transformador 132
   iii. Circuito de control y fuentes auxiliares 153
3. Filtrado y Corrección de Formas de Onda 167
   i. Filtro de salida del flyback 168
   ii. Filtro de línea 178
   iii. Snubber y atenuador de oscilaciones 181
4. Controlador Difuso 202
   i. Base de conocimiento 203
   ii. Kernel o núcleo del controlador difuso 211
   iii. Implementación del controlador, cuerpo del programa 223

IV. Resultados 239

1. Puesta a Prueba del Método de Diseño 240
   i. Operación con corriente directa 241
   ii. Operación con corriente alterna 245
   iii. Análisis de resultados 249
   iv. Medición del valor eficaz o RMS verdadero 267
2. Puesta a Prueba del Corrector del Factor de Potencia 282
   i. Controlador difuso 282
   ii. Carga: lámpara de estado sólido 284
   iii. Corrección del factor de potencia 288

3. Conclusiones 298

A. Apéndice 303

1. Firmware del controlador 304
2. Circuito impreso 317

Presentación

En el medio relacionado con la ingeniería eléctrica, disertar sobre el término *factor de potencia* o la *corrección* del mismo, podría parecer un tema *viejo*, perfectamente definido, para el cual no hay nada nuevo que aportar. Ahora bien, en la forma en que quizá es recordado, esto es, como se define, mide y corrige en el ámbito de los circuitos lineales analizados en estado senoidal permanente, tal idea podría ser acertada.

Sin embargo desde hace algunas décadas comenzaron a aparecer en el sistema eléctrico cargas cuyo comportamiento no es lineal y en la actualidad éstas son tan abundantes que no pueden seguir siendo ignoradas. Cuando se tiene que tratar con cargas no lineales es necesario *ampliar* algunos conceptos, entre ellos la forma en que se define el factor de potencia y lo que es más importante, es necesario cambiar la forma en que se mide y corrige este parámetro, pues resulta insuficiente e incorrecto tomar una carga no lineal y darle el mismo tratamiento que si se tratase de una carga lineal excitada con una senoide.

Bajo estas condiciones, la idea del factor de potencia como un tema viejo no podría ser más errada, por el contrario, es un tema tan *nuevo* que aun no se han dado respuesta a todas interrogantes que lo rodean y se sigue trabajando en ello constantemente. En particular, las definiciones de potencia en lo que de forma genérica se denominan *condiciones no senoidales* son tema abierto a la discusión y diferentes conjuntos de definiciones tienen seguidores y opositores. Por fortuna la definición del factor de potencia es aparentemente neutral a dicha discusión, lo que posibilita trabajar con él desde un punto de vista *práctico* sin entrar en este debate, lo que está fuera de los objetivos de este documento; lo que no implica que no se le tratará con seriedad y formalidad.

Motivación

Hoy día se está rodeado de aparatos en los que se realiza algún tipo de conversión, control o procesamiento de la energía eléctrica de una forma u otra (trátese de corriente directa o corriente alterna) que es difícil de explicar, si no es en términos de la disciplina conocida como *Electrónica de Potencia*. La electrónica de potencia es un área que puede despertar un gran interés en quienes estudian la carrera de ingeniería eléctrica y en particular, temas como el de las denominadas *fuentes conmutadas* pueden ser muy atrayentes; sin embargo, la electrónica de potencia no es un área donde la mera simulación por computadora parezca enteramente satisfactoria, ésta es un área que apremia la experimentación con la finalidad de poder *ver* la teoría en operación en un sistema real y tal es la tendencia que se ha seguido en este documento.

Formulación del problema y contribuciones

La electrónica de potencia engloba temas tan amplios que puede ser complicado incluirlos o cubrirlos en su totalidad en los programas de algunas materias presentes en el plan de estudios de la carrera e incluso se llega a encontrar con temas ausentes en él. Pero uno de los mayores obsequios de la Facultad de Ingeniería hacia sus estudiantes es el de *aprender a aprender* y gracias a ello, ha sido posible estudiar el tema de las fuentes conmutadas y sus aplicaciones y entre ellas se ha encontrado la corrección del factor de potencia, cuyo estudio puede complicarse por la escasez de fuentes disponibles y dado que en algunas de ellas suele haber ausencia de claridad o formalidad.

Por otro lado, el académico no es el único obstáculo en la incursión en esta tecnología, la ausencia de materiales, dispositivos e instrumentos adecuados hacen de la elaboración y experimentación con fuentes conmutadas y la corrección del factor de potencia temas un tanto complicados e incluso aparentemente obscuros.

El desarrollo de este trabajo surge de la necesidad de implementación de este tipo de sistemas y pretende mostrar de forma clara y con sustentos sólidos una forma en que pueden analizarse, diseñarse y construirse fuentes conmutadas. En forma particular se ha elegido como ejemplo el diseño y construcción de

un corrector del factor de potencia, pues su análisis, diseño e implementación va más allá de lo que es un convertidor conmutado básico y se considera que éste es un tema importante sobre el cual es necesario llamar la atención y quizá arrojar algo de luz.

Objetivo General

Diseñar y construir un sistema corrector del factor de potencia autónomo que mejore las características de entrada de una fuente de alimentación de corriente directa cuyo suministro sea el sistema eléctrico, empleando un convertidor conmutado flyback operado en modo discontinuo.

Objetivos Específicos

1.- Presentar los convertidores conmutados básicos, enfatizando sus principios de funcionamiento y analizar su comportamiento.

2.- Describir algunos de los métodos de corrección del factor de potencia más importantes y analizar el método de corrección por operación de un convertidor conmutado de CD en el modo de conducción discontinua.

3.- Desarrollar, proponer un método y con base a éste diseñar un corrector del factor de potencia conmutado, empleando un convertidor flyback operado en modo discontinuo.

4.- Presentar dos de los métodos de diseño de inductores de CD y transformadores flyback más importantes, los expuestos por Pressman y McLyman; aplicar los conocimientos adquiridos en el diseño y construcción del transformador flyback del corrector del factor de potencia.

5.- Emplear un controlador proporcional difuso en la regulación de la tensión de salida de la fuente de alimentación de CD cuyo factor de potencia se ha de corregir, a fin de mostrar la sencillez de diseño e implementación del control en base a la *Lógica Difusa*.

6.- Llevar a cabo la construcción del corrector del factor de potencia como una unidad autónoma y autosuficiente y

comprobar experimentalmente la validez del método de diseño propuesto.

Contenido de la Tesis

La tesis que aquí se presenta está conformada por cuatro capítulos y un apartado de apéndices. El primer capítulo corresponde a la *Introducción*, en éste se presentan los conceptos más importantes alrededor de los cuales se ha desarrollado este documento, el factor de potencia y las fuentes de alimentación de corriente directa.

El capítulo II, bajo el nombre de *Marco teórico*, reúne los fundamentos necesarios sobre los que se construirá posteriormente el corrector del factor de potencia, comenzando por la presentación de los convertidores conmutados de CD – CD básicos y la obtención a partir de ellos del convertidor conocido como flyback. Posteriormente se presenta en detalle el método de corrección del factor de potencia elegido y se le compara con dos métodos distintos que resultan del cambio en el modo de operación: la corrección por conmutación en modo continuo y en la frontera; además se presentan dos métodos cuya importancia en esta tesis es la de ampliar la visión y presentar mejoras que pueden realizarse a los tres métodos anteriores. Se presenta luego la base teórica de la lógica difusa, con base a la cual se desarrolló el sistema de control y se hace una presentación detallada de dos de los métodos de diseño de dispositivos magnéticos más referidos en la literatura.

El capítulo III, denominado *Implementación*, comienza con el análisis detallado del convertidor flyback al ser aplicado a la corrección del factor de potencia y se propone un método de diseño para este tipo de sistemas. Se reporta luego lo concerniente a la implementación del sistema, comenzando por el diseño, selección y construcción de los principales componentes, luego se corrigen aquellos comportamientos no deseados para finalizar con la presentación de la implementación del controlador difuso como parte del firmware de un microcontrolador.

El capítulo IV corresponde a los *Resultados*, en éste se reúnen las observaciones realizadas experimentalmente, primeramente se pretende mostrar de forma cualitativa que el comportamiento del convertidor es de hecho el previsto por los textos de diseño de fuentes conmutadas. Luego se presentan pruebas que muestran la validez del conjunto de ecuaciones desarrollado y el método de

diseño propuesto, para finalmente probar el corrector del factor de potencia como una unidad autónoma y autosuficiente. Con las conclusiones se da fin al cuerpo de la tesis.

Se han incluido dos apéndices, el primero corresponde al firmware que finalmente se grabó en el microcontrolador, éste se presenta de forma íntegra, incluyendo las rutinas que constituyen el núcleo del controlador difuso, con esto se pretende facilitar la implementación de este tipo de sistemas a aquellos que así lo requieran. El segundo apéndice se refiere al diseño del circuito impreso, incluyendo algunos de los consejos y reglas más importantes en el diseño de tarjetas de circuito impreso para fuentes conmutadas; se presentan las secciones que conforman al circuito impreso con el que se culminó la construcción del corrector del factor de potencia.

Capítulo

I

Introducción

Desde finales del siglo XIX con la transmisión de energía eléctrica en forma de corriente alterna, se han venido desarrollando una serie de leyes y métodos conocidos en conjunto como "Electrotecnia". Ésta se divide principalmente en el estudio de corriente directa y corriente alterna y sus fundamentos son las leyes básicas de la electricidad y el magnetismo.

El estudio de la corriente alterna, se basa en una simplificación muy importante: los sistemas son analizados en estado senoidal permanente, lo que resulta natural, pues la transmisión de energía opera con esta forma de onda. Por otro lado, la electrotecnia estudia circuitos lineales y en estado senoidal permanente todas las ondas alternantes en un circuito son senoidales.

De los métodos de análisis surgieron mecanismos e instrumentos de medición de tensiones, corrientes y potencias, asimismo como técnicas para la mejora del desempeño de los circuitos.

Sin embargo a partir de la década de los 60's con la aparición de dispositivos semiconductores, de naturaleza no lineal, en sistemas de control y conversión de energía ha sido necesario generalizar muchos de los conceptos de la electrotecnia, han surgido modelos y equipos de medición más generales, esto es, particularmente se les ha independizado de las formas de onda.

Uno de los conceptos que han tenido que generalizarse es el del "*Factor de Potencia*" y con el concepto, también han tenido que actualizarse las técnicas empleadas para su corrección. En este capítulo se introducirá al concepto del factor de potencia, y una de las aplicaciones más comunes de conversión de energía eléctrica, las fuentes de alimentación de corriente directa.

I.1. El Factor de Potencia

El término "*Factor de Potencia*" tiene su origen en la teoría de circuitos de corriente alterna, que trata con ondas senoidales para tensiones y corrientes y en donde la carga es lineal. En este caso la corriente puede estar adelantada o atrasada respecto de la tensión en un ángulo θ, dependiendo de si la carga es predominantemente capacitiva o inductiva respectivamente. Para una tensión eficaz de entrada V_E y una corriente I_E, la potencia *Total o Aparente* tomada de la línea es $V_E \cdot I_E$.

No obstante, la potencia entregada a la carga es sólo $V_E \cdot I_E Cos(\theta)$. En la figura I.1.1(b) se presenta la descomposición fasorial de la tensión de entrada de un circuito RL, se muestra también en la figura I.1.1(c) el término $I_E Cos(\theta)$, correspondiente a la componente de corriente en fase con la tensión de entrada, que es la única que aporta potencia a la carga; la componente de corriente normal a la tensión de entrada $I_E Sen(\theta)$ representa el flujo de energía que se almacena en forma de campo eléctrico y/o magnético para después ser retornada a la línea de potencia, de tal manera que su contribución neta a la potencia entregada a la carga es nula.

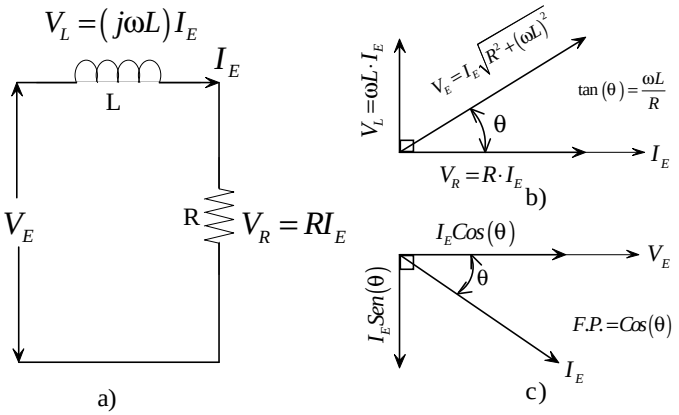


Figura I.1.1. Descomposición de tensiones y corrientes en un circuito básico RL.

Pese a ello, por un lado la corriente total I_E es la responsable de las pérdidas en el sistema eléctrico y por otro la demanda de potencia en el sistema se toma con base a la potencia aparente, no con base a la potencia real consumida en la carga. El factor de potencia, se define entonces como la razón entre la potencia activa consumida en la carga y la potencia aparente demandada por ella:

$$\text{Factor de Potencia} = \frac{\text{Potencia Activa}}{\text{Potencia Aparente}} \qquad (I.1.1)$$

En términos de los circuitos lineales operados en estado senoidal permanente se obtiene:

$$F.P. = \frac{V_E \cdot I_E Cos(\theta)}{V_E \cdot I_E} = Cos(\theta) \qquad (I.1.2)$$

Un sistema que opera con un factor de potencia bajo, es un sistema en el que fluyen corrientes mayores a las necesarias para el suministro de la energía que realmente se consume, por ello es importante su corrección. De la ecuación (I.1.2) se extrae que, en un sistema lineal operando en régimen senoidal permanente, el factor de potencia está directamente relacionado con el ángulo de fase entre las ondas de tensión y corriente. No resulta extraño entonces, que para corregir el factor de potencia, se empleen técnicas que tienen por objetivo la reducción de la diferencia de fases (θ), haciendo uso de la dualidad de las reactancias inductiva y capacitiva, así como la forma en que se anulan mutuamente sus efectos.

Aun así, tanto el factor de potencia como su corrección no son temas cerrados, por el contrario son sujetos de constante investigación tanto a nivel teórico como práctico, sobre todo debido a que actualmente en su mayoría las cargas en el sistema eléctrico no son lineales. De manera que cuando se trata del sistema de potencia es necesario lidiar con dos tipos de sistemas:

1. Lineales con excitación senoidal
2. No lineales con excitación senoidal

Es característico de los sistemas lineales, que al ser excitados con una onda senoidal, el resto de las ondas de tensión y corriente en cualquier punto del circuito sean también senoidales, o lo que es más importante para esta discusión, un sistema lineal con excitación senoidal, demandará una corriente senoidal; para este tipo de sistemas lo más común es el empleo de análisis en el dominio de la frecuencia mediante la utilización de la teoría de fasores.

El caso que ahora compete es aquel en que la tensión de línea (la excitación) es una onda senoidal y la carga no es lineal, dada la proliferación de este tipo de dispositivos, como lo es el diodo, el más básico de los dispositivos semiconductores y del que se derivan el resto de los dispositivos electrónicos, sin los cuales el estilo de vida actual no sería posible. Al contrario de los lineales, estos sistemas suelen demandar de la línea una corriente *no senoidal* y

para la descripción de estos sistemas suelen emplearse análisis de estado estable en el dominio del tiempo.

De ahí la necesidad de ampliar el concepto del factor de potencia para tomar en cuenta este tipo de sistemas. Para ello se emplea el concepto del "*Valor Eficaz Verdadero*", con lo que la definición del factor de potencia en la ecuación (I.1.1) no sufre ningún cambio en la forma, pero sí en su contenido:

$$\begin{aligned} F.P. &= \frac{\text{Potencia Consumida}}{\text{Potencia Demandada}} \\ &= \frac{P}{V_E I_{RMS}} \end{aligned} \qquad \text{(I.1.3)}$$

Donde: *P* es la *Potencia Activa* consumida o transformada por la carga, V_E es la tensión eficaz de la línea (que como se dijo es senoidal) e I_{RMS} es la *Corriente Eficaz Verdadera* de entrada. La diferencia con la definición anterior (I.1.2) es que el valor eficaz verdadero puede ser calculado (o medido con un instrumento "*True RMS*", introducido originalmente por la compañía FLUKE) independientemente de la forma de onda como:

$$\begin{aligned} I_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i^2(t)\,dt} \\ &= \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \mathbf{i} + I_n^2 + \mathbf{i}} \quad [A] \end{aligned} \qquad \text{(I.1.4)}$$

$$\begin{aligned} &\textit{donde}: \quad I_1 \rightarrow \text{Valor eficaz de la fundamental} \\ &\qquad\quad\;\; I_n \rightarrow \text{Valor eficaz de la armónica \#n} \end{aligned}$$

El valor eficaz así calculado, es en un sentido estricto el *valor medio cuadrático* (RMS por sus siglas en inglés) de la onda bajo análisis y su significado físico es "el valor equivalente de corriente directa que produciría los mismos efectos sobre una carga patrón"; para el caso de una senoide éste es igual al valor pico sobre la raíz cuadrada de dos.

Por otro lado, en términos generales, tanto la tensión como la corriente de entrada pueden expresarse en términos de su descomposición en series de Fourier como sigue:

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n Cos(n\omega_0 t + \beta_n) \quad [V] \\ i(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n Cos(n\omega_0 t + \alpha_n) \quad [A] \end{aligned} \qquad \text{(I.1.5)}$$

Las expresiones (I.1.4) y (I.1.5) implican que ni la tensión ni la corriente poseen componente de directa, como debe ocurrir en el sistema de distribución de potencia. Ahora bien, la potencia eficaz se define como el valor medio de la potencia instantánea, esto es:

$$\begin{aligned} P &= \tfrac{1}{T}\int_T v(t)\,i(t)\,dt \\ &= \tfrac{1}{T}\int_T \left[\sum_{j=1}^{\infty}\sqrt{2}V_j Cos\left(j\omega_0 t+\beta_j\right)\right]\left[\sum_{k=1}^{\infty}\sqrt{2}I_k Cos\left(k\omega_0 t+\alpha_k\right)\right]dt \\ &= \tfrac{2}{T}\int_T \left[\sum_{j=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}V_j I_k Cos\left(j\omega_0 t+\beta_j\right)Cos\left(k\omega_0 t+\alpha_k\right)\right]dt \qquad [W] \end{aligned} \tag{I.1.6}$$

Si se extraen de las sumas los términos independientes de *j* y *k* respectivamente se llega a la siguiente expresión:

$$P = \tfrac{2}{T}\sum_{j=1}^{\infty}V_j\sum_{k=1}^{\infty}I_k\int_T Cos\left(j\omega_0 t+\beta_j\right)Cos\left(k\omega_0 t+\alpha_k\right)dt \quad [W] \tag{I.1.7}$$

Empleando la identidad: $Cos(A)Cos(B)=\tfrac{1}{2}\left[Cos(A+B)+Cos(A-B)\right]$ e integrando:

$$\begin{aligned} P &= \tfrac{2}{T}\sum_{j=1}^{\infty}V_j\sum_{k=1}^{\infty}I_k\int_T Cos\left(j\omega_0 t+\beta_j\right)Cos\left(k\omega_0 t+\alpha_k\right)dt \\ &= \tfrac{1}{T}\sum_{j=1}^{\infty}V_j\sum_{k=1}^{\infty}I_k\int_T\left\{Cos\left[(j+k)\omega_0 t+\left(\beta_j+\alpha_k\right)\right]+Cos\left[(j-k)\omega_0 t+\left(\beta_j-\alpha_k\right)\right]\right\}dt \\ &= \tfrac{1}{T}\sum_{j=1}^{\infty}V_j\sum_{k=1}^{\infty}I_k\left\{\tfrac{1}{(j+k)\omega_0}Sen\left[(j+k)\omega_0 t+\left(\beta_j+\alpha_k\right)\right]\Big|_0^T+\tfrac{1}{(j-k)\omega_0}Sen\left[(j-k)\omega_0 t+\left(\beta_j-\alpha_k\right)\right]\Big|_0^T\right\} \quad [W] \end{aligned} \tag{I.1.8}$$

La evaluación de las senoides a lo largo de todo un periodo es igual a cero de manera que el resultado de la ecuación (I.1.8) es *P=0*, excepto en el caso *j=k* para el cual el resultado es indeterminado, o lo que es lo mismo $P=0,\ \forall j\neq k$. En el otro caso, si se sustituye *j=k=n* en la ecuación (I.1.8) antes de integrar, se tiene:

$$\begin{aligned} P &= \tfrac{1}{T}\sum_{n=1}^{\infty}V_n I_n\int_T\left\{Cos\left[(2n)\omega_0 t+\left(\beta_n+\alpha_n\right)\right]+Cos\left(\beta_n-\alpha_n\right)\right\}dt \\ &= \tfrac{1}{T}\sum_{n=1}^{\infty}V_n I_n\left\{\tfrac{1}{2n\omega_0}Sen\left[2n\omega_0 t+\left(\beta_n+\alpha_n\right)\right]\Big|_0^T+Cos\left(\beta_n-\alpha_n\right)\cdot T\right\} \\ &= \sum_{n=1}^{\infty}V_n I_n\cdot Cos\left(\beta_n-\alpha_n\right) \qquad [W] \end{aligned} \tag{I.1.9}$$

Los resultados anteriores muestran que no existe contribución de potencia por parte de una corriente a una frecuencia y una tensión a otra $(j\neq k)$, sino que la potencia eficaz que entra al circuito es igual a la suma de la potencia eficaz entregada por cada armónico.

Como en el caso de interés la tensión de excitación es una onda senoidal pura $(V_n = 0,\ \forall n \neq 1)$, toda la aportación a la potencia que se consume en la carga se debe a las fundamentales de tensión y corriente, entonces:

$$\begin{aligned} P &= V_1 I_1 \cos(\beta_1 - \alpha_1) \\ &= V_E I_1 \cos(\theta) \qquad [W] \end{aligned} \tag{I.1.10}$$

Donde $\theta = \beta_1 - \alpha_1$ es la diferencia de fases entre las fundamentales de tensión y corriente. Ahora, si se sustituyen las ecuaciones (I.1.10) y (I.1.4) en la definición del factor de potencia (I.1.3), se obtiene:

$$\begin{aligned} F.P. &= \frac{V_E I_1 \cos(\theta)}{V_E \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \mathbf{i}}} \\ &= \underbrace{\cos(\theta)}_{\text{Desplazamiento}} \times \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1 + \left(I_2/I_1\right)^2 + \left(I_3/I_1\right)^2 + \mathbf{i}}}}_{\text{Distorsión}} \end{aligned} \tag{I.1.11}$$

De manera que el factor de potencia ahora está relacionado no solamente con la fase entre corriente y tensión, sino con el contenido armónico de la corriente, estando formado el factor de potencia por un factor de desplazamiento y un factor de distorsión. Es por ello que mantener la vista en el ángulo de fase sin prestar atención al contenido armónico o bien, la *distorsión armónica total* de la corriente denotada como THD_I (del inglés *Total Harmonic Distortion*), resulta insuficiente. La expresión (I.1.11) equivale a:

$$F.P. = \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \tag{I.1.12}$$

Entonces, la corrección del factor de potencia tiene por objetivo reducir el ángulo de fase entre las fundamentales de tensión y corriente, además de asegurarse que la corriente sea senoidal, haciendo así parecer como si la carga en cuestión fuese no sólo lineal, sino puramente resistiva.

I.2. Fuentes de Alimentación de CD

Las fuentes de alimentación de corriente directa, o corriente continua han existido desde los comienzos del aprovechamiento de la energía eléctrica, siendo la primera de ellas la *Pila* de Alejandro Volta, inventada en 1800. Fue de hecho en forma de corriente directa la manera en que se transmitió energía eléctrica por primera vez en la historia, en 1882, por la compañía *Edison General Electric*, a través de tres conductores llevando 110 y 220 [V].

Los primeros motores y generadores eléctricos fueron de corriente directa y por algún tiempo se creyó que un motor alimentado con corriente alterna era inviable. La transmisión de energía eléctrica en CD fue desplazada por Nikola Tesla y Westinghouse, por transmisión en corriente alterna, en 1896 después del invento por parte de Tesla del motor de CA y la mejora de los transformadores, con los que se podía elevar o reducir la tensión según fuese necesario y así transmitir energía a mayores distancias con menores pérdidas.

Actualmente, salvo algunas excepciones, prácticamente todos los motores que se encuentran en la industria son máquinas alimentadas por corriente alterna. Sin embargo, ¿es real este desplazamiento de la corriente directa?; en referencia al sistema eléctrico la respuesta es sí, pero no en lo que a las cargas se refiere, donde ocurre todo lo contrario, pues prácticamente ninguno de los aparatos electrónicos en la industria, oficinas y hogar, hacen uso de la energía eléctrica en corriente alterna tal como se toma de la línea de potencia.

A excepción de los aparatos eléctricos, como son algunos utensilios electrodomésticos o equipos industriales, como los motores, las cargas con las que se trabaja cotidianamente, como una computadora personal, televisión, radio y prácticamente todo utensilio electrónico emplea para su funcionamiento un convertidor de corriente alterna a directa, misma que después es acondicionada para su uso en vista de que en muchas de esas ocasiones se trabaja con baja o media tensión.

Las más sencillas de estas fuentes de alimentación de corriente directa, además de ser una de las más empleadas en aparatos electrónicos económicos y en los “eliminadores de baterías”, emplean un transformador, para proporcionar aislamiento de la

línea y reducir la tensión, un rectificador, que convierte la tensión alterna en una tensión de CD pulsante, misma que es filtrada para disminuir el rizo, como se muestra en la figura I.2.1. En aquellos sistemas que requieren una tensión más precisa, será necesario regular esta tensión a un valor adecuado manteniéndolo constante, por lo que es común encontrar aquí reguladores lineales.

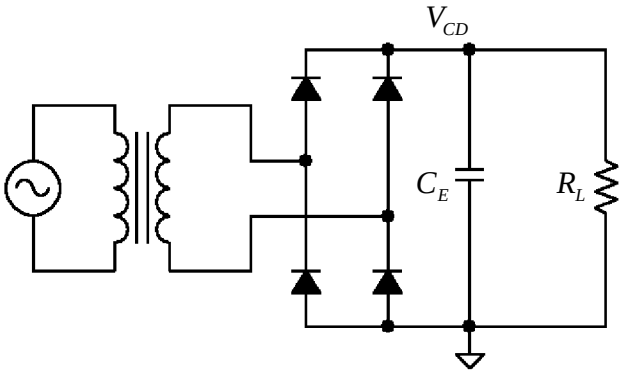


Figura I.2.1. Fuente de alimentación de corriente directa no regulada.

Este tipo de fuentes de alimentación presenta dos principales problemas, el primero es que el transformador debe operar a 60[Hz] y por esta razón está limitado a trabajar con potencias muy bajas pues al incrementar la potencia el transformador se vuelve voluminoso y costoso. El segundo problema de estas fuentes de alimentación es el uso del regulador "serie" o lineal, puesto que este tipo de reguladores emplean un transistor operando en la región activa o lineal y en esta región la potencia disipada por el dispositivo es muy alta, de forma que la eficiencia del regulador es en general muy baja y se requiere del uso de disipadores de calor muy voluminosos.

Desde el nacimiento de los dispositivos electrónicos y acompañando su desarrollo ha venido evolucionando la disciplina de la *Electrónica de Potencia* y con ella los convertidores conmutados de corriente directa. Este tipo de convertidores logran eficiencias mucho más altas que los reguladores lineales y pueden trabajar a tensiones altas. Por esto se emplean las fuentes de alimentación denominadas como "*Fuera de Línea*" (off-line en inglés), éstas son fuentes de alimentación de corriente directa que no emplean un transformador de aislamiento o reductor que opere a la frecuencia de la línea, esto es, estas fuentes operan *fuera de la frecuencia de la línea*, como se muestra en la figura I.2.2.

En una fuente de alimentación fuera de línea, tras el capacitor de filtrado se emplea un convertidor conmutado de corriente directa que con un lazo de realimentación regula la tensión de salida y la mantiene constante. Este tipo de convertidores de corriente alterna a directa es una de las cargas no lineales que abundan en la

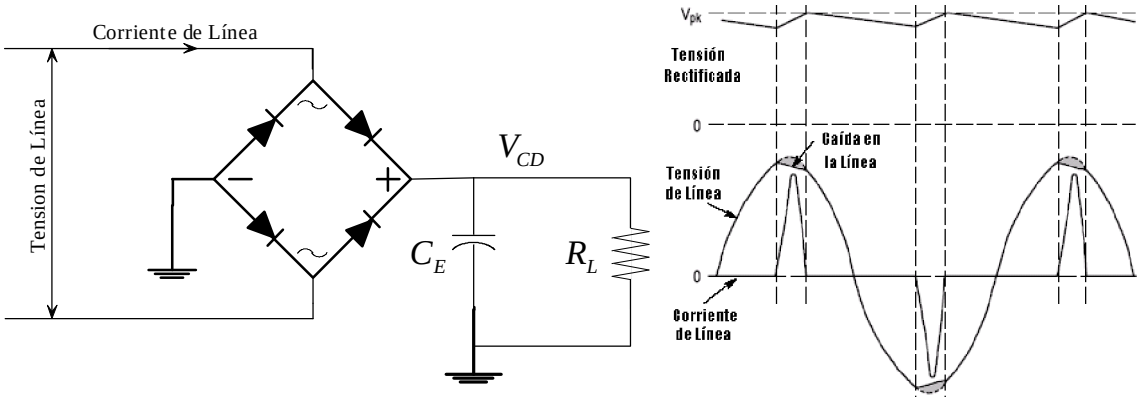


Figura I.2.2. Esquema y corriente de entrada de una fuente de alimentación "*Fuera de Línea*".

actualidad en el sistema eléctrico, baste con decir que a grandes rasgos éste es el tipo de fuente de alimentación con que cuentan las computadoras personales. Así mismo, se está trabajando constantemente en el desarrollo de balastros electrónicos de potencia alta para su uso en iluminación pública o iluminación de interiores con lámparas compactas que contienen balastros de potencia baja a media; pues bien una parte de estos balastros no son sino una fuente de alimentación de CD a partir de la que se obtiene, con ayuda de un inversor, corriente alterna de magnitud y frecuencia adecuadas para la lámpara en cuestión.

Pese a todas sus ventajas, las fuentes fuera de línea tienen un problema: el Factor de Potencia. La línea sólo conduce cuando su tensión es mayor a la tensión en las terminales del capacitor de filtrado o almacenamiento, el resto del tiempo es éste el que suministra la corriente a la carga. Con la finalidad reducir dentro de lo posible el rizo de la tensión de directa, se requiere de un capacitor muy grande y por ello, cuando conduce demanda de la línea una corriente muy alta. Así, la corriente demandada por este tipo de convertidores tiene la forma de una serie de impulsos de pico muy alto, como se observa en la figura I.2.2.

Por un lado, tal como se expuso en la sección anterior, debido a la distorsión armónica total de la corriente y pese a que la corriente prácticamente está en fase con la tensión, el factor de potencia de este sistema es muy bajo. Se muestra en la figura I.2.3 que la tercera, quinta y séptima armónicas poseen una buena proporción de la energía total que lleva esta corriente, aunque dicha energía no se consuma en la carga. Por otro lado, los picos de corriente provocan caídas en las líneas de distribución, lo que se traduce en distorsión en la tensión.

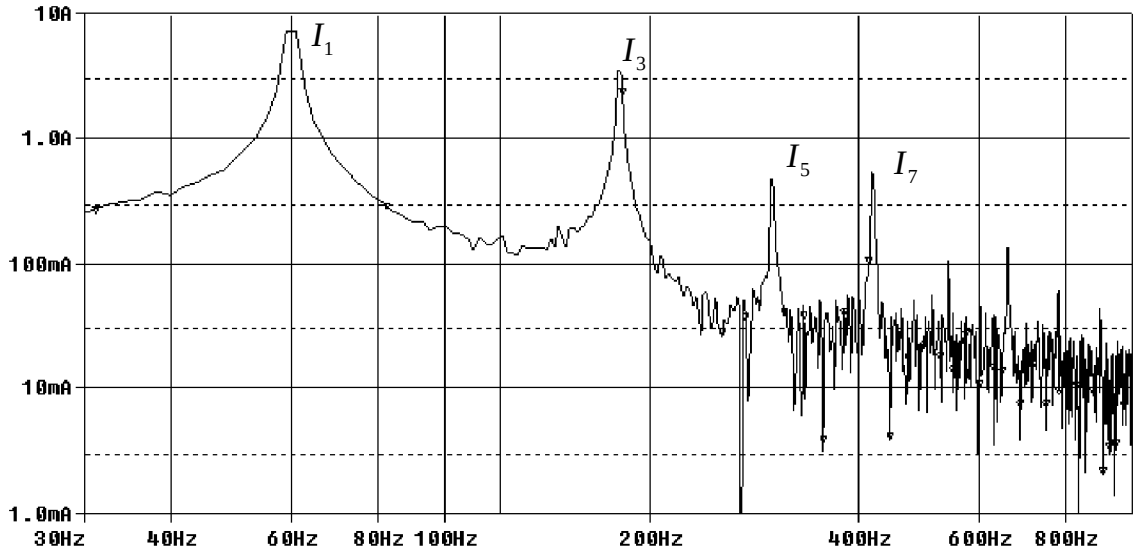


Figura I.2.3. Espectro de corriente de una fuente de alimentación de corriente directa fuera de línea.

Es clara, entonces, la necesidad de corregir el factor de potencia de este tipo de fuentes, es por ello que se propone el diseño y construcción de un corrector de factor de potencia que elimine la distorsión de la corriente y mantenga un ángulo de fase cercano a cero, haciendo así parecer como si la carga conectada al sistema de potencia fuese un elemento lineal y puramente resistivo.

El presente proyecto tiene por objetivo proponer una solución práctica al problema de la corrección del factor de potencia para fuentes de alimentación de corriente directa de baja a media tensión ofreciendo una salida regulada, mediante el empleo de un convertidor conmutado Flyback.

La fuente de energía de corriente directa así obtenída se aplicará para entregar energía a una lámpara de estado sólido, esto es, una lámpara formada por un arreglo de diodos emisores de luz (LED por sus siglas en inglés) de alta luminosidad. El auge de esta tecnología está por venir, de manera que aunque su consumo sea bajo, la cantidad de estos dispositivos que se conecte al sistema eléctrico podría traer las consecuencias al mismo sistema de operar con un factor de potencia bajo.

Bibliografía

[I.1] Dawes, Chester L., *Tratado de electricidad segundo tomo, corriente alterna*, Gustavo Gili, S.A. 1963.

[I.2] Hwei, P. Hsu, *Análisis de Fourier*, Prentice Hall, 1987.

[I.3] Tse, Chi K., *Circuit theory of power factor correction in switching converters*, International journal of circuit theory and applications.

(http://cktse.eie.polyu.edu.hk/pdf-paper/ijcta-0303.pdf)

[I.4] Hernández González, Guillermo, *Estudio del factor de potencia en sistemas eléctricos lineales y no lineales*, Tesis licenciatura (Ingeniero Eléctrico Electrónico)-UNAM, Facultad de Ingeniería, 2002.

Capítulo

II

Marco Teórico

La constante carrera por reducir el volumen e incrementar la eficiencia de las fuentes de alimentación de corriente directa, han incentivado el empleo de convertidores conmutados de CD. Mediante el empleo de conmutadores de estado sólido cada vez más rápidos y eficientes, ha sido posible incrementar las frecuencias de operación, reduciendo así el volumen de los componentes reactivos empleados.

Por otro lado, ante la necesidad de mejorar el factor de potencia de las fuentes de alimentación fuera de línea, se mantiene constante la investigación sobre la corrección de el factor de potencia. Una de las técnicas más empleadas actualmente, consiste en el empleo de convertidores conmutados para forzar a la entrada de la fuente de alimentación el flujo de una corriente con la menor distorsión posible. Para lograr esto es necesario el establecimiento de un sistema de control que asegure que se corrija el factor de potencia, mientras que la tensión de salida se mantiene regulada ante cambios de carga o de la tensión de entrada.

En este capítulo se presentan las bases y los convertidores conmutados de corriente directa básicos, se hace énfasis en la forma en que opera cada uno de ellos y sus características de conversión. Posteriormente se muestran algunas de las técnicas más empleadas en la corrección del factor de potencia, las características de éstas, sus ventajas y desventajas, así como las condiciones bajo las que pueden ser empleadas. Además se presentan dos técnicas con las que se puede mejorar un sistema de corrección del factor de potencia basado en las técnicas precedentes. Como método de control, se presentan las bases del control en base a lógica difusa, pues mediante el uso de esta técnica, se logra controlar el corrector, tal como lo haría una persona manualmente y finalmente se presenta la metodología de diseño del tipo de inductores empleados en la conversión por conmutación de corriente directa.

II.1. Convertidores Conmutados de CD-CD

II.1.i. Topologías Básicas

El primero de los convertidores de corriente directa que suelen emplearse es el convertidor lineal o "serie" (cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura II.1.1) éste consiste en una especie de divisor de tensión que es controlado para mantener la salida constante, pese a variaciones de la tensión de entrada o variaciones de la carga (Fig. II.1.1). Sin embargo en el mejor de los casos, en que la corriente de entrada es igual a la de salida, el regulador tiene una eficiencia tan baja como la razón entre la tensión de salida y la tensión de entrada:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_S}{P_E} \\ &= \frac{I \cdot V_S}{I \cdot V_E} \\ &= \frac{V_S}{V_E} \end{aligned} \qquad \text{(II.1.1)}$$

Como consecuencia de lo anterior, la disipación en un regulador serie es muy alta, por lo que requiere de disipadores de calor muy voluminosos; esto hace impráctico el uso del regulador lineal en aquellas aplicaciones que requieran ya sea de potencias medias a altas o bien donde la diferencia entre las tensiones de entrada y salida sea alta.

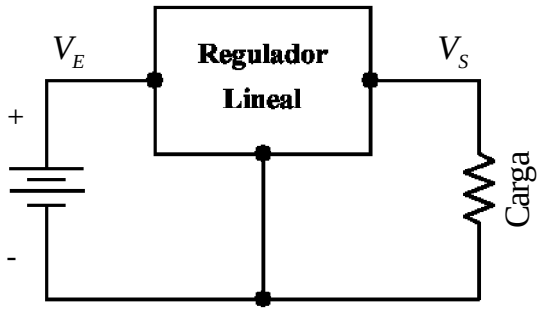


Figura II.1.1. Convertidor lineal de corriente directa.

La disipación de potencia en un conmutador ideal es cero, tanto en condiciones de conducción y como no conducción, en el primer caso porque la tensión a través del dispositivo es cero, en el segundo caso porque la corriente que lo atraviesa es nula. En un conmutador real, la disipación es aun bastante más baja que en el caso del regulador lineal. La baja disipación es una de las principales razones por las que el surgimiento de los convertidores conmutados resulta natural. Así, si una carga resistiva requiere de una tensión V_S, lo que puede hacerse es cerrar un conmutador y alimentar la carga con una tensión V_E mayor a la tensión deseada, para después abrir el conmutador, realizando esta operación con suficiente rapidez y haciendo que la proporción entre el tiempo de encendido y el tiempo de apagado sea tal que la tensión media tenga un valor igual a V_S (figura II.1.2). Bajo estas condiciones la carga operará tal como si la tensión que estuviera recibiendo fuese en efecto la tensión deseada. La acción de

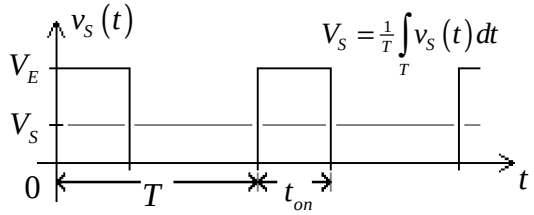


Figura II.1.2. Onda de tensión conmutada.

conmutar la tensión de entrada es la razón por la que este convertidor recibe el nombre de Chopper (*troceador* en español) o convertidor conmutado.

Para el caso de una carga resistiva, empleada por ejemplo en calefacción, un convertidor como el descrito sería suficiente, pero para muchas otras cargas, incluidas todas aquellas en las que intervienen circuitos electrónicos, este tipo de tensión no es adecuada, de manera que habrá que filtrar la tensión pulsante para extraer únicamente la componente de corriente directa.

Con la finalidad de realizar este filtrado, surge la necesidad de emplear un capacitor para almacenar en él carga eléctrica y suavizar así el rizo en la tensión, sin embargo, recordando que:

$$I_c = C\frac{dV}{dt} \quad [A] \tag{II.1.2}$$

Esto es, la intensidad de corriente en el capacitor es proporcional a la rapidez de variación de la tensión en sus terminales, por ello es que no se puede aplicar la onda de tensión cuadrada, resultado de la conmutación de V_E, sobre el capacitor sin provocar con ello intensidades de corriente muy altas (teóricamente infinita). De aquí nace la necesidad de emplear un inductor, para suavizar las variaciones de corriente, sin embargo, se tiene un caso similar, dado que para un inductor:

$$V_L = L\frac{dI}{dt} \quad [V] \tag{II.1.3}$$

Lo que significa que la tensión inducida en las terminales de un inductor es proporcional a la rapidez de variación de la corriente que lo atraviesa. Como consecuencia, no se puede conmutar bruscamente la corriente en el inductor, sin que esto provoque una sobretensión (también, teóricamente infinita) que con seguridad destruirá los conmutadores. Por ello, habrá que emplear un segundo conmutador que proporcione una trayectoria alterna para el flujo de la corriente del inductor una vez que se abra el conmutador principal.

Asumiendo que el capacitor de salida estará siempre en paralelo con la carga, se tiene entonces que la forma más sencilla de un convertidor conmutado de corriente directa consta de tres componentes: un inductor y dos conmutadores como se muestra en la figura II.1.3. Los conmutadores no deberán cerrarse al mismo tiempo por lo que se tendrá una sola onda de control y el conmutador secundario actuará como esclavo. No puede haber una conexión directa entre las terminales de entrada o salida y tierra ni entre ellas a través de ninguno de los tres componentes pues resultaría en trayectorias de baja impedancia y corrientes excesivas. Por esta razón, queda descartada cualquier conexión tipo 'π' de los tres

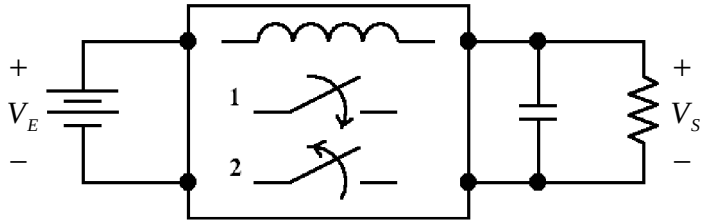
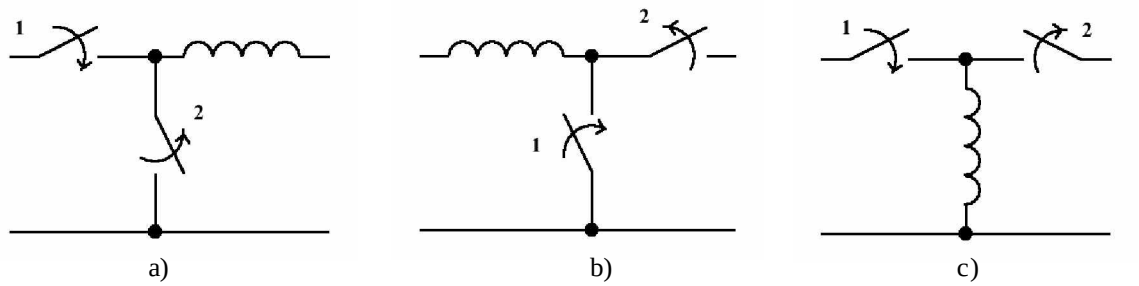


Figura II.1.3. Diagrama general de un convertidor conmutado de corriente directa.

componentes, lo que sólo deja la opción de conexiones en '*T*', por otro lado, se tiene que el conmutador principal y el inductor deberán formar parte de un lazo cerrado con la entrada, con esto se tienen entonces tres formas en las que se pueden conectar el inductor y los dos conmutadores, como se muestra en la figura II.1.4.



a) b) c)

Figura II.1.4. Las tres formas en que pueden conectarse los componentes básicos de un convertidor conmutado de CD.

Con esto se tienen entonces tres topologías o tres tipos de convertidores conmutados de corriente directa, cada uno con características distintas; éstos son el convertidor reductor, elevador y reductor-elevador. Una característica común a los tres es que el conmutador principal, dado que debe ser controlado, puede sustituirse por un transistor; mientras que el conmutador secundario o "esclavo" se sustituye por un diodo, permitiendo que su conmutación esté determinada por el transistor y la corriente del inductor.

Convertidor Reductor o Buck Chopper

La configuración de convertidor reductor, es resultado directo de la implementación de la conmutación de la tensión de entrada y el filtrado de ésta antes de ser entregada a la carga, este convertidor se muestra en la figura II.1.5.

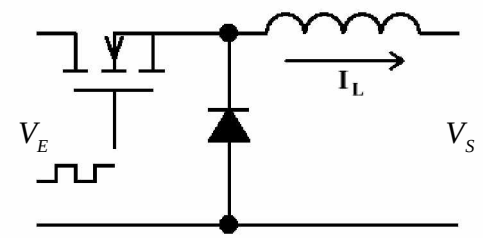


Figura II.1.5. Convertidor reductor o Buck Chopper.

En este caso el conmutador principal, representado en la figura por un MOSFET, conecta la entrada con la salida, a

través del inductor *L* durante un tiempo t_{on}, en este intervalo, el conmutador secundario, el diodo, se encuentra polarizado inversamente y no conduce corriente por lo que la única corriente en el circuito es I_L. En un intervalo posterior se interrumpe la conducción del MOSFET durante un lapso t_{off}; en consecuencia de que no puede interrumpirse abruptamente la corriente I_L en el inductor, éste invierte la tensión en sus terminales y polariza directamente al diodo, estableciéndose así una trayectoria alternativa para el flujo de esta corriente entre el diodo, inductor y la salida; lo que se muestra en la figura II.1.6.

Con la finalidad de simplificar el análisis que sigue, se tendrán en cuenta tres condiciones ideales, la primera es que el capacitor de salida es infinito, por lo que la corriente que entra o sale de él no producirá variaciones en la tensión en sus terminales manteniéndose constante, permitiendo un análisis de estado permanente. La resistencia serie del inductor es nula y en consecuencia de estas dos características, se analizará un sistema de primer orden puramente inductivo. Por último, la caída de tensión en los dispositivos semiconductores en condiciones de conducción será nula.

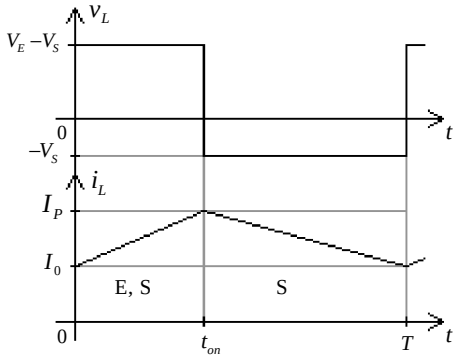


Figura II.1.6. Tensión y corriente en el inductor del convertidor reductor.

En el primer intervalo, se cierra el conmutador principal, de manera que la tensión en el inductor es $v_L = V_E - V_S$ de tal forma que la corriente se elevará linealmente de acuerdo con la ecuación (II.1.3), entonces:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_L}{L} \\ &= \frac{V_E - V_S}{L} \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \end{aligned} \tag{II.1.4}$$

Al comienzo del intervalo, para $t = 0$, $i_L = I_0$. Así, en el intervalo $0 \le t < t_{on}$ la corriente en el inductor está descrita por la ecuación:

$$i_L(t) = \frac{V_E - V_S}{L} t + I_0 \quad [A] \tag{II.1.5}$$

Al final del intervalo, para $t = t_{on}$, $i_L = I_P$ por lo tanto, en el intervalo se tendrá un incremento de corriente:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= I_P - I_0 \\ &= \frac{V_E - V_S}{L} t_{on} \quad [A] \end{aligned} \tag{II.1.6}$$

En el segundo intervalo, se abre el conmutador principal y el inductor mantiene la corriente instantánea I_P invirtiendo su tensión, lo que polariza directamente al

diodo. Bajo el supuesto de que la tensión de salida es constante, se tiene que la tensión del inductor es $v_L = -V_S$, así:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt'} &= \frac{v_L}{L} \\ &= \frac{-V_S}{L} \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \end{aligned} \tag{II.1.7}$$

Donde $t' = t - t_{on}$. Con base a lo anterior, para el intervalo $t_{on} \le t < T$ se tiene:

$$i_L(t') = -\frac{V_S}{L}t' + I_P \quad [A] \tag{II.1.8}$$

Dado que el análisis que se realiza corresponde a estado estacionario, para $t = T$ o lo que es o mismo, $t' = T - t_{on}$ se repiten las condiciones de inicio, es decir, $i_L(T) = I_0$ o lo que es igual, el cambio en la corriente en el intervalo de encendido, es igual al cambio de corriente en el intervalo de apagado, así de las ecuaciones (II.1.8) y (II.1.6) se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= I_P - I_0 \\ &= \frac{V_S}{L}\cdot(T - t_{on}) \quad [A] \\ &\therefore \\ &\frac{V_E - V_S}{L}t_{on} = \frac{V_S}{L}\cdot(T - t_{on}) \quad [A] \end{aligned} \tag{II.1.9}$$

De donde se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{V_E} &= \frac{t_{on}}{T} \\ &obien \\ V_S &= D\cdot V_E \quad [V] \end{aligned} \tag{II.1.10}$$

Las tensiones de entrada y salida del convertidor están relacionadas linealmente por el parámetro *D*, el ciclo de trabajo de la onda de conmutación, y de ahí el nombre de “Convertidor Reductor”, pues se observa que la tensión de salida sólo puede ser menor a la tensión de entrada, o en su defecto igual cuando el conmutador se mantiene encendido.

Convertidor Elevador o Boost Chopper

Con el convertidor analizado sólo se puede reducir la tensión de entrada, el convertidor presentado ahora tiene la capacidad de incrementar la tensión de entrada. Partiendo de la figura II.1.4(b) se sustituyen los conmutadores principal

y secundario por un MOSFET y un diodo, se obtiene entonces el diagrama básico del convertidor elevador que se muestra en la figura II.1.7.

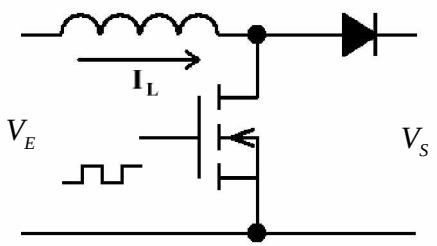


Figura II.1.7. Convertidor elevador o Boost Chopper.

De manera análoga al caso anterior, en un primer lapso t_{on} se enciende el transistor, cerrando un lazo entre el puerto de entrada, el inductor y el conmutador; el diodo se halla polarizado inversamente y no conduce por lo que el puerto de entrada no suministra corriente al de salida, toda la corriente en la carga es suministrada por el capacitor de almacenamiento. En el segundo intervalo (t_{off}) se abre el conmutador principal, sin embargo, el diodo es forzado a conducir por el inductor y se establece un lazo entre el puerto de entrada, el inductor, el diodo y el puerto de salida, lo que se muestra en la figura II.1.8.

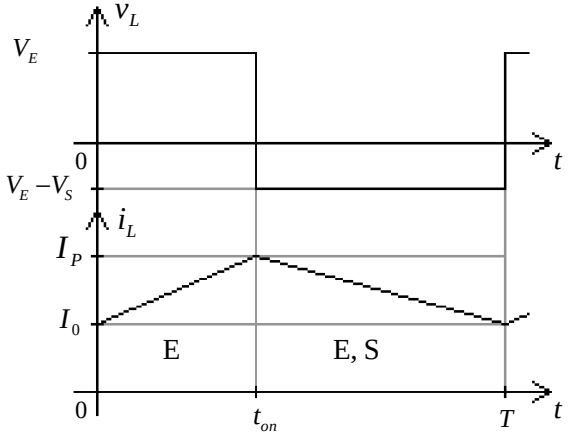


Figura II.1.8. Tensión y corriente del inductor del convertidor elevador.

Considerando las mismas idealidades que en el análisis anterior, se tiene que en el primer intervalo, al encenderse el transistor, la tensión del inductor es $v_L = V_E$, así de manera análoga al caso anterior, la corriente se elevará linealmente de acuerdo a la ecuación (II.1.3) como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_L}{L} \\ &= \frac{V_E}{L} \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \end{aligned} \tag{II.1.11}$$

Por lo tanto, la corriente en el intervalo de tiempo $0 \le t < t_{on}$ está descrita por la siguiente ecuación:

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} t + I_0 \quad [A] \tag{II.1.12}$$

Al finalizar el intervalo, la corriente ha ascendido hasta I_P; el incremento o cambio de corriente está dado por:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= I_P - I_0 \\ &= \frac{V_E}{L} t_{on} \quad [A] \end{aligned} \tag{II.1.13}$$

En el segundo intervalo el conmutador principal está abierto; en el instante de la conmutación el inductor invierte su tensión, el diodo es forzado a conducir y se

mantiene la corriente del inductor (I_P) constante. Bajo la premisa de que la tensión en el puerto de salida se mantiene constante, la tensión en el inductor estará fija en el valor $v_L = V_E - V_S$, entonces su corriente descenderá linealmente de acuerdo con la ecuación (II.1.3) como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt'} &= \frac{v_L}{L} \\ &= \frac{V_E - V_S}{L} \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \\ donde \quad t' &= t - t_{on} \end{aligned} \tag{II.1.14}$$

Con lo anterior, se tiene entonces:

$$i_L(t') = \frac{V_E - V_S}{L} t' + I_P \quad [A] \tag{II.1.15}$$

Nuevamente, al tratarse de un análisis de estado estacionario, la corriente para el tiempo $t = T$ (o lo que es lo mismo $t' = T - t_{on}$) será igual a la corriente inicial (I_0), entonces de acuerdo a las ecuaciones (II.1.15) y (II.1.13).

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= I_P - I_0 \\ &= -\frac{V_E - V_S}{L} \cdot (T - t_{on}) \quad [A] \\ &\therefore \\ \frac{V_E}{L} t_{on} &= -\frac{V_E - V_S}{L} \cdot (T - t_{on}) \quad [A] \end{aligned} \tag{II.1.16}$$

De donde se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{V_S}{V_E} &= \frac{T}{T - t_{on}} \\ &o bien \\ V_S &= \frac{1}{1 - D} \cdot V_E \quad [V] \end{aligned} \tag{II.1.17}$$

Resulta evidente ahora la razón por la que este convertidor porta el nombre de elevador, pues de acuerdo con la ecuación (II.1.17) la tensión de salida será siempre mayor a la de entrada. Se observa además que la dependencia de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo de la onda de conmutación no es lineal.

Convertidor Reductor-Elevador o Buck-Boost Chopper

Con los convertidores analizados se puede reducir o elevar la tensión de entrada, según sea necesario, pero no pueden realizarse las dos acciones al mismo tiempo; en un caso extremo la tensión de salida puede ser igual a la de la entrada,

aunque en tal caso se pierde el control. No obstante, en caso de requerir una tensión de magnitud similar a la de entrada, o bien en caso de que se requiera disminuir o aumentar la tensión de entrada, puede emplearse el convertidor de la figura II.1.4(c), en el que si se sustituye el conmutador primario por un transistor y el secundario por un diodo, se obtiene el convertidor mostrado en la figura II.1.9.

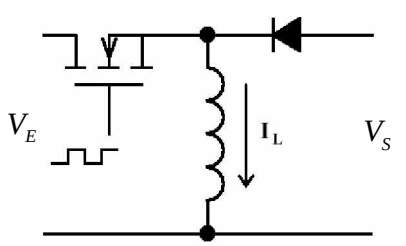


Figura II.1.9. Convertidor reductor-elevador o Buck-Boost Chopper.

Al igual que con el convertidor elevador, en un primer lapso (t_{on}) se enciende el transistor, cerrando un lazo entre el puerto de entrada, el conmutador y el inductor; asúmase por el momento que el diodo tiene polarización inversa y no conduce por lo que el puerto de entrada no suministra corriente al de salida y de manera similar al caso anterior, toda la corriente en la carga es suministrada por el capacitor de almacenamiento. En el segundo intervalo (t_{off}) el conmutador principal está abierto y el diodo conduce la corriente del inductor, estableciéndose un lazo entre el inductor, el diodo y el puerto de salida como se muestra en la figura II.1.10.

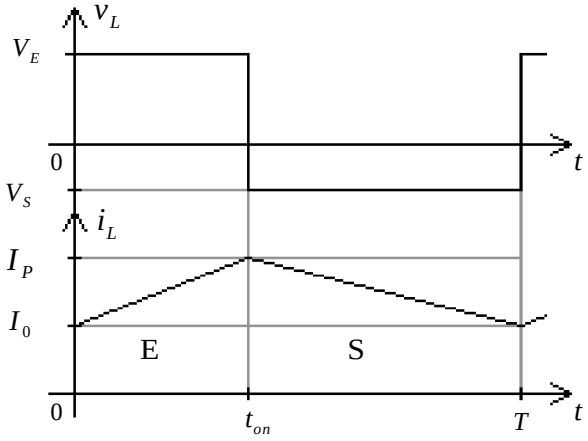


Figura II.1.10. Tensión y corriente en el con_vertidor reductor-elevador.

En el análisis que sigue se tomarán las mismas condiciones que en los análisis precedentes. En el intervalo de encendido, el circuito es equivalente al del convertidor elevador, por lo que las ecuaciones (II.1.11), (II.1.12) y (II.1.13) se cumplen para este convertidor.

Por otro lado, en el segundo intervalo, al abrirse el conmutador el inductor invierte su tensión, con lo que el diodo es polarizado directamente y conduce la corriente del inductor (I_P). Nuevamente, dado que la tensión del puerto de salida se mantiene constante, la tensión en el inductor es $v_L = V_S$, y su corriente descenderá linealmente de acuerdo a (II.1.3), así:

$$\frac{di_L}{dt'} = \frac{v_L}{L} = \frac{V_S}{L} \quad \left[\frac{A}{s}\right] \tag{II.1.18}$$

Donde $t' = t - t_{on}$. De lo anterior, se obtiene entonces:

$$i_L(t') = \frac{V_S}{L} t' + I_P \quad [A] \tag{II.1.19}$$

En el tiempo $t = T$, o $t' = T - t_{on}$, la corriente del inductor será igual al valor inicial (I_0), entonces conforme a las ecuaciones (II.1.19) y (II.1.13):

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= I_P - I_0 \\ &= -\frac{V_S}{L} \cdot (T - t_{on}) \quad [A] \\ &\therefore \\ \frac{V_E}{L} t_{on} &= -\frac{V_S}{L} \cdot (T - t_{on}) \quad [A] \end{aligned} \tag{II.1.20}$$

De donde se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{V_S}{V_E} &= -\frac{t_{on}}{T - t_{on}} \\ &o\,bien \\ V_S &= -\frac{D}{1 - D} \cdot V_E \quad [V] \end{aligned} \tag{II.1.21}$$

De la ecuación (II.1.21) se puede observar una de las características más importantes de este convertidor, la salida es una tensión negativa; razón por la cual es común también encontrar a este convertidor con el nombre de “inversor de polaridad”. Por otro lado, como sucede con el convertidor elevador, resulta que la relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo de la onda de control de conmutación no es lineal, pero a diferencia del elevador, en este caso la magnitud de la tensión de salida sí puede ser menor a la tensión de entrada.

Ahora que han sido presentados los tres convertidores conmutados básicos, es conveniente discutir dos diferencias fundamentales, entre ellos. La primera diferencia es sobre la conducción desde o hacia los puertos de entrada y salida respectivamente. Las figuras II.1.6, II.1.8 y II.1.10 muestran las formas de onda de tensión y corriente en el inductor para los tres convertidores; en todas ellas la parte ascendente circula por el conmutador principal y el puerto de entrada, y la parte descendente por el diodo (conmutador esclavo) y el puerto de salida. Lo anterior se muestra en las figuras con ‘*E*’ o ‘*S*’, sin embargo, se observa que en el caso del convertidor reductor y el elevador en algún momento conducen ambos puertos, lo que significa que en algún momento el puerto de entrada ‘*ve*’ al puerto de salida, esto difiere en el caso del convertidor reductor-elevador, pues como puede observarse en las figuras II.1.9 y II.1.10 nunca existe conducción en ambos puertos al mismo tiempo (esto no es cierto en la práctica debido a tiempos finitos de encendido y apagado en los conmutadores), lo que significa que el

puerto de entrada '*nunca ve*' al puerto de salida. Esta característica es deseable pues se logra independizar a la carga de la fuente y viceversa.

Puede apreciarse en las figuras mencionadas, que sólo en el convertidor reductor se conectan el puerto de entrada y el puerto de salida en el intervalo de conducción (t_{on}), esto representa la segunda diferencia. En el convertidor reductor existe flujo de energía de la entrada a la salida del convertidor, al mismo tiempo que se almacena energía en forma de campo magnético en el inductor; en el intervalo de apagado, la energía almacenada en el inductor es entregada al puerto de salida.

En el caso del convertidor elevador y el reductor-elevador, '*sólo'* el inductor conduce durante el intervalo de encendido junto con el puerto de entrada, por lo que *toda* la energía que entra en este lapso es almacenada en el inductor, para ser después entregada al puerto de salida.

Una particularidad de los análisis realizados hasta ahora, es que la corriente mínima (I_0) es mayor que cero, es por esta razón que este modo de operación recibe el nombre de "*Operación Continua*", la transferencia de los conmutadores respecto del ciclo de trabajo de la onda de control para este modo de operación se muestra en la figura II.1.11, por simplicidad se ha tomado el valor absoluto. Si se permite que la corriente del inductor caiga a cero antes de reencender el conmutador principal, se entra en lo que se denomina "*Operación Discontinua*". En este modo de operación toda la energía almacenada en el inductor es entregada a la carga antes del comienzo del siguiente ciclo de conmutación. En general, el comportamiento de los convertidores analizados sigue siendo el mismo, esto es, su función se conserva, sin embargo las ecuaciones que describen su funcionamiento son diferentes. Para el convertidor de interés, habrán de determinarse el comportamiento en este modo de operación, pues es así como se aplicará.

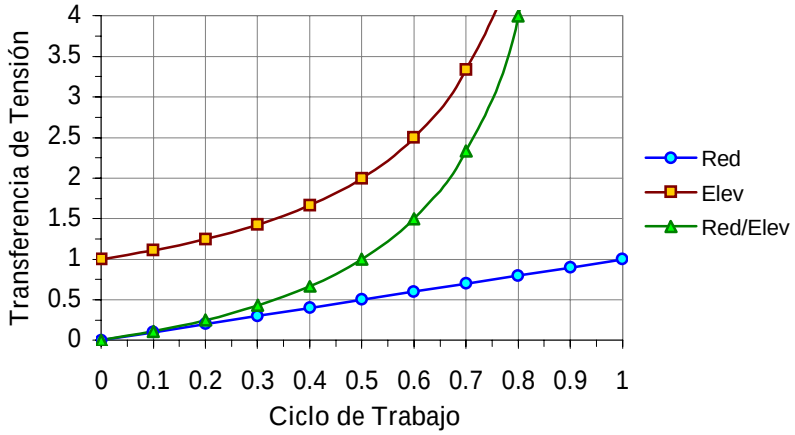


Figura II.1.11. Transferencia en Op. Continua de convertidores conmutados.

II.1.ii. El Flyback

Uno de los convertidores de corriente directa más empleado en fuentes conmutadas y otras aplicaciones es el convertidor conocido como Flyback. Los principios bajo los que opera, son los mismos que los que se trataron en el apartado anterior, sin embargo pertenece a un conjunto de convertidores cuya característica distintiva es el empleo de acoplamiento magnético. En otras palabras el dispositivo magnético principal del convertidor Flyback es un transformador.

El empleo de un transformador tiene varias ventajas, proporciona aislamiento entre la fuente y la carga, ofrece la posibilidad de tener múltiples salidas, mediante la relación de transformación se logra ampliar el rango de tensiones obtenibles y en consecuencia, es posible trabajar con ondas de control más adecuadas. Por ejemplo, si se desea obtener una tensión baja, con un convertidor reductor habrá que emplear un ciclo de trabajo muy bajo, lo cual puede complicar el control; en cambio, se puede diseñar un flyback para que entregue la tensión deseada con un ciclo de trabajo de la onda de control cercano al 50%, lo que facilita el control.

El flyback, pese a las características antes mencionadas, no es tan diferente de los convertidores analizados, y en particular del reductor-elevador, en realidad algunos autores se refieren a este convertidor simplemente como el “convertidor reductor-elevador aislado”, se verá a continuación el porqué. En la figura II.1.9 se muestra el diagrama principal de un convertidor reductor elevador, ningún cambio se tendría (salvo la reducción de la resistencia eléctrica) si en lugar de un conductor, se arrollase el inductor con dos conductores en paralelo, como se muestra en la figura II.1.12(a). Bajo el supuesto de que el acoplamiento magnético es ideal, esto es, todo el flujo magnético generado por el arrollamiento primario es enlazado por el arrollamiento secundario, puede pasarse al circuito mostrado en la figura II.1.12(b) nuevamente siendo éste equivalente al convertidor reductor elevador, salvo que en este caso se tiene aislamiento entre el circuito primario o entrada y el secundario o salida. Se observa en la figura II.1.12(b) que por un lado, los inductores primario y secundario se encuentran en serie con los

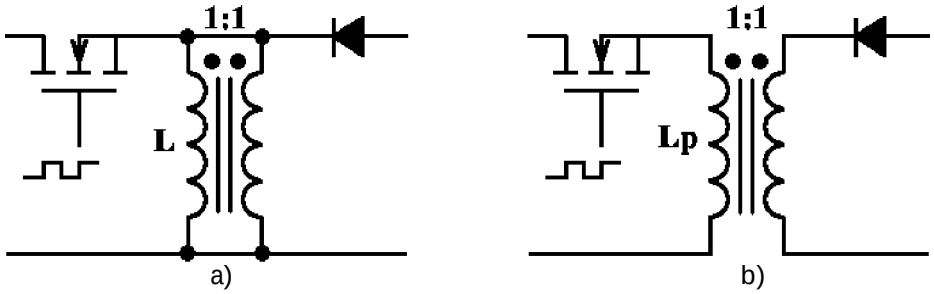


Figura II.1.12. Obtención del convertidor Flyback a partir del reductor-elevador.

conmutadores por lo que no se afecta el funcionamiento si se cambian de posición y por otro lado, no hay cambio tampoco si se invierte el sentido del arrollamiento secundario. Con los cambios mencionados, no se ha modificado el funcionamiento del convertidor reductor-elevador, sin embargo el convertidor que se tiene ahora puede ser generalizado si se asume que la relación de espiras del primario y el secundario no necesariamente es 1:1 sino que de forma más general, puede tenerse la relación $N_P : N_S$, con esto se obtiene el diagrama principal del convertidor Flyback mostrado en la figura II.1.13.

Comparándolo ahora con el convertidor reductor-elevador, se observa que el flyback no posee intrínsecamente un cambio de polaridad sino que más convenientemente, al estar aislado, la polaridad de la salida puede ser positiva o negativa según sea necesario. Si se agregasen más de un arrollamiento secundario, se pueden obtener diferentes tensiones en circuitos aislados, o bien tensiones positivas y negativas referidas a una tierra aislada de la entrada. Se observa también que el conmutador principal está referido a la tierra de la entrada, lo que facilita su manejo, pues no requiere de un circuito de manejo de compuerta flotante; si se renuncia al aislamiento, puede tenerse una sola tierra a la que estará referido todo el circuito.

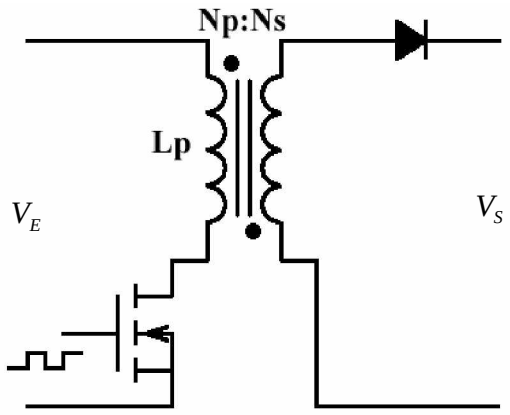


Figura II.1.13. Convertidor reductor-elevador aislado o Convertidor *Flyback*.

Los límites prácticos para la relación de transformación son muy amplios, por lo que es posible lograr una gama de tensiones igualmente amplia con este convertidor; en una fuente conmutada, por ejemplo se emplea el convertidor para obtener varias tensiones tanto positivas, como negativas de baja magnitud para la alimentación de circuitos electrónicos. Por otro lado, quizá la aplicación más famosa del convertidor flyback es en la televisión y los monitores de computadora, donde mediante el empleo de una relación de transformación muy alta, se obtiene una tensión de varios miles de Volts con la que se obtiene el haz electrónico en el interior del cinescopio.

Los anglicismos "*Flyback*" y "*Kickback*" empleados en la literatura, tienen su origen (en este contexto) en el efecto producido en un inductor al "Regresar" la energía almacenada en forma de campo magnético hacia el circuito eléctrico; este efecto, tal como se ha dicho, provoca la inversión de la tensión en las terminales del inductor para mantener la corriente instantánea constante en el momento de la conmutación.

El efecto de retorno de energía por parte del inductor, es el principio fundamental del funcionamiento de los convertidores elevador, reductor-elevador, lo mismo que el flyback, esto debido a que tal como se mencionó al final de la sección anterior, en el intervalo en el que se cierra el conmutador principal toda la energía que se toma del puerto de entrada es almacenada en el inductor, para ser después "retornada" al circuito (que en estos casos corresponde al puerto de salida). Esta es la característica distintiva de estos convertidores; una consecuencia importante es que en el intervalo de encendido, al almacenarse energía en el inductor, no hay conducción entre el puerto de entrada y el de salida.

La característica anterior, en el caso del convertidor flyback implica que sólo conduzca el arrollamiento primario del transformador durante el intervalo de encendido, almacenándose energía en este inductor y no habiendo conducción en el puerto de salida, pues dada la disposición de los arrollamientos, en este intervalo el diodo de salida se polariza inversamente, de manera que la energía en la carga es suministrada completamente por el capacitor de almacenamiento.

El transformador empleado en un convertidor flyback, suele ser llamado "Transformador Flyback" lo que pone de manifiesto que se trata de un transformador *especial*. Del párrafo anterior se deduce que un transformador destinado a esta aplicación se diseña para almacenar energía, esto es, en el intervalo de encendido, al no conducir el circuito secundario, el transformador se reduce a un inductor (L_P), de manera que no se trata sino de inductores acoplados.

Mientras que el transformador de un flyback se diseña para almacenar energía, un transformador convencional se diseña para transferir energía del primario al secundario con el mínimo almacenamiento posible. Con la finalidad de transferir la energía de un circuito al otro, es necesario un buen acoplamiento entre los arrollamientos para lo que se emplean materiales ferromagnéticos como núcleo, sin embargo, los materiales ferromagnéticos no son capaces de almacenar energía en forma de campo magnético, por lo que un transformador que ha de emplearse en un convertidor flyback tiene siempre un entrehierro, que es el responsable del almacenamiento de energía.

La diferencia principal entre un transformador flyback y uno común es la capacidad de almacenamiento de energía del primero, otras diferencias son básicamente consecuencia de ésta, como son: en un transformador flyback sólo circula corriente en el primario o secundario(s), pero no en ambos al mismo tiempo, mientras que en un transformador convencional circula corriente en ambos devanados al mismo tiempo, de tal manera que la excitación magnética en su núcleo se anula: $N_P I_P - N_S I_S = 0$; un flyback por lo general se opera con formas

de onda cuadrada para la tensión y dientes de sierra para la corriente, mientras que un transformador común por lo general se opera con ondas senoidales.

Como se mencionó, los convertidores flyback almacenan energía en el primer intervalo de tiempo (t_{on}) no habiendo transferencia de energía entre los puertos de entrada y salida. Se considerará que el convertidor opera en modo discontinuo, por lo que la energía almacenada en el transformador ha sido entregada a la carga antes del comienzo del presente intervalo. En otras palabras, la corriente en el secundario (i_s) ha caído a cero. La tensión a la que es sometido el inductor es la tensión de entrada, tal como sucedió con el convertidor elevador. De esta forma la corriente en el primario del transformador (i_p) se elevará en forma de diente de sierra hasta alcanzar su valor pico I_P tal como se muestra en la figura II.1.14. En este intervalo, la tensión que se refleja al secundario es negativa por lo que el diodo es polarizado inversamente y no permite la conducción en el inductor secundario.

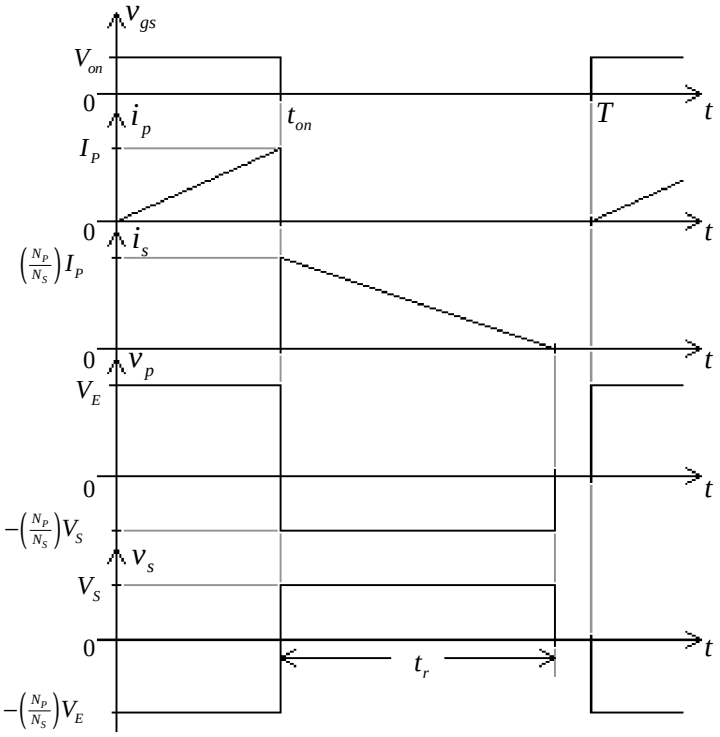


Figura II.1.14. Ondas de tensión y corriente en los devanados del transformador de un convertidor flyback operado en modo discontinuo.

Posteriormente, al finalizar el intervalo de encendido, se abre el conmutador principal, interrumpiendo el flujo de corriente en el inductor primario, sin embargo, al retornar la energía almacenada en forma de campo magnético se invierte la tensión en sus terminales. La inversión de polaridad se refleja al

secundario, cuya tensión es ahora positiva y el diodo es forzado a conducir. Con esto, la tensión en el secundario queda fija, lo mismo que el primario, cuya tensión ahora será la tensión de salida reflejada por el transformador.

De lo anterior se extrae que la función del devanado primario es el almacenamiento de energía en el núcleo del transformador o más propiamente dicho en el entrehierro, mientras que la función del devanado secundario es "tomar" luego esta energía y transferirla al circuito secundario. Esta alternancia o cambio entre la conducción de un devanado y el otro, forzado por el retorno de la energía almacenada en el núcleo del transformador es de donde proviene el nombre de este convertidor: *Flyback*.

Como se dijo antes, el circuito es equivalente a aquel del convertidor elevador en el intervalo de tiempo $0 \le t < t_{on}$, por lo que las ecuaciones (II.1.11), (II.1.12) y (II.1.13) aún son válidas, con una sola diferencia, la corriente inicial es $I_0 = 0$, de tal manera que las ecuaciones se simplifican como sigue:

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L_P} t \quad [A] \tag{II.1.22}$$

De donde se obtiene el valor pico de la corriente del inductor primario

$$I_P = \frac{V_E}{L_P} t_{on} \quad [A] \tag{II.1.23}$$

Una característica de un inductor es que la energía almacenada como flujo magnético es igual a un medio del producto de su auto-inductancia por el cuadrado de la corriente que la atraviesa, entonces la energía almacenada en el inductor al finalizar el intervalo de conducción es:

$$E = \tfrac{1}{2} L_P (I_P)^2 \quad [J] \tag{II.1.24}$$

La ecuación (II.1.24) representa toda la energía que se almacena en el inductor primario. En operación discontinua, toda la energía almacenada en el núcleo del inductor, será entregada por el inductor secundario al puerto de salida almacenándose en el capacitor de salida y alimentando la carga. La energía dada entonces por la ecuación (II.1.24) representa toda la energía que se entrega del circuito primario al secundario. En un análisis de estado permanente como el que se está realizando, la energía que entra en cada ciclo de conmutación es igual, entonces está entrando una energía *E* en un tiempo *T* periódicamente, así que para obtener la potencia que está siendo absorbida del puerto de entrada, basta con dividir sobre el tiempo (*T*) en que entra tal energía.

$$P_E = \frac{L_P (I_P)^2}{2T} \quad [W] \tag{II.1.25}$$

Si se combinan las ecuaciones (II.1.23) y (II.1.25) se obtiene la potencia de entrada en función del tiempo de encendido y la tensión de entrada.

$$P_E = \frac{\left(V_E t_{on}\right)^2}{2TL_P} \quad [W] \tag{II.1.26}$$

Es importante notar de la ecuación (II.1.26) que con la finalidad de mantener la potencia de entrada constante ante variaciones de la tensión de entrada, el sistema de control deberá mantener constante el producto $V_E \cdot t_{on}$. En términos ideales, la potencia que entra al transformador P_E deberá ser igual a la potencia de salida del convertidor, sin embargo, si se supone una eficiencia η, la potencia de salida será:

$$P_S = \eta \frac{\left(V_E t_{on}\right)^2}{2TL_P} \quad [W] \tag{II.1.27}$$

Con la ecuación (II.1.27) se puede obtener la potencia de salida del convertidor, esto es, la potencia que se suministra a la carga, sin embargo no se tiene información de la tensión de salida. Lo interesante de este convertidor es que lo que se estará controlando es la potencia que entre al convertidor (y por ende la que se suministre a la carga) y la tensión de salida quedará definida por la carga misma, de manera que si se presentan cambios en la carga se ajustará la potencia de salida de manera que la tensión se mantenga constante. Así por ejemplo para una carga invariable y puramente resistiva, la potencia consumida es $P = \frac{V^2}{R}$ entonces, de la ecuación (II.1.27) se tiene:

$$\begin{aligned} P_S &= \frac{V_S^2}{R_L} \\ &= \eta \frac{\left(V_E t_{on}\right)^2}{2TL_P} \quad [W] \end{aligned}$$

de donde (II.1.28)

$$\begin{aligned} \frac{V_S}{V_E} &= D\sqrt{\frac{\eta R_L}{2 f L_P}} \end{aligned}$$

o bien

$$V_S = V_E D\sqrt{\frac{\eta R_L}{2 f L_P}} \quad [V]$$

Donde *D* y *f* son el ciclo de trabajo y la frecuencia de la onda de control y η es la eficiencia del convertidor. Puede observarse que para el caso de una carga resistiva la dependencia de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo de la onda de control es lineal. Se tiene además un factor de ganancia que dependerá tanto del mismo convertidor (L_P, f, η) como de la carga (R_L). Resulta interesante el

hecho de que en la relación de transferencia del convertidor no aparezca la relación de espiras $N_P : N_S$ del transformador, sin embargo es importante recordar que estas ecuaciones son válidas sólo para el caso de operación discontinua y para ello es necesario que la corriente del inductor llegue a cero antes de reiniciar el ciclo de conmutación. La relación de transformación sí tiene influencia en este punto pues la corriente que deberá descender hasta cero, como se muestra en la figura II.1.14 es $\left(\frac{N_P}{N_S}\right) I_P$ lo que determinara el tiempo en que se entregará la energía en el circuito secundario.

Metodología de diseño

Se muestra en la figura II.1.15 que al invertirse la tensión en el inductor primario, ésta se suma a la tensión de entrada, además, debido a que en la práctica no es posible lograr un acoplamiento perfecto entre los inductores habrá un sobre-impulso de tensión en el momento de la conmutación. Es necesario tener en cuenta este efecto al diseñar un convertidor flyback, pues los conmutadores reales tienen un límite en cuanto a la tensión que deberán soportar. De esta manera, el primer compromiso que habrá que hacer al diseñar un convertidor Flyback es asegurar que la relación de transformación sea adecuada para no sobrepasar la tensión máxima del transistor. Será necesario estimar el valor del sobre-impulso, Abraham Pressman [II.1.1] lo estima como el 30% de la tensión que deberá soportar el transistor durante el tiempo de apagado y propone además que este valor no sobrepase el 70% de la tensión máxima (o de ruptura) del transistor para dejar así un margen de seguridad del 30% de dicha tensión, lo anterior se establece en la siguiente ecuación.

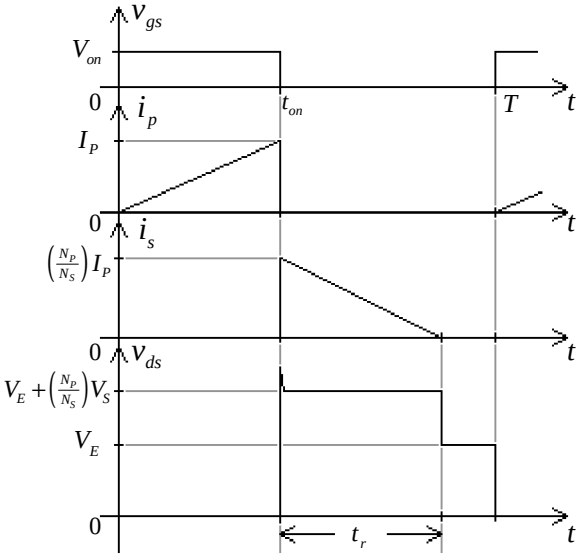


Figura II.1.15. Corrientes del transformador y tensión de drenaje a fuente del MOSFET.

$$0.7 \cdot V_{\max} = 1.3 \cdot \left(\bar{V}_E + \frac{N_P}{N_S} V_S \right) \quad [V]$$

de donde: (II.1.29)

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{0.54 \cdot V_{\max} - \bar{V}_E}{V_S}$$

Donde $\bar{V}_E$ denota la tensión de entrada máxima. Con esto, conociendo la tensión de salida deseada y la tensión máxima de entrada, puede calcularse la relación de transformación que proporcione una operación segura.

La siguiente característica que debe tenerse en consideración es el modo de operación, esto es, ya sea que se seleccione el modo de operación continuo o discontinuo, no es conveniente permitir que se cambie de un modo a otro, pues esto puede provocar oscilaciones y reducir la estabilidad del convertidor. En estado estable, se cumple que el producto volts-segundo es igual para el intervalo de encendido y el intervalo de reinicio o recuperación, que es el tiempo en el que la corriente del devanado secundario desciende a cero.

$$\underline{V_E}\overline{T}_{on} = \left(\frac{N_P}{N_S}\right) V_S T_r \quad [V \cdot s] \tag{II.1.30}$$

Donde $\underline{V_E}$ denota la tensión de entrada mínima, y $\overline{T}_{on}$ es el tiempo de encendido máximo. Precisamente el caso de interés es cuando el tiempo de encendido es máximo, pues es entonces cuando se tiene menos tiempo para el reinicio del ciclo (T_r). Como puede apreciarse en las figuras II.1.14 y II.1.15 en operación discontinua existe un intervalo en el cual no hay conducción en ninguno de los devanados del transformador; es buena práctica diseñar para que aun cuando el tiempo de encendido sea máximo, se tenga un margen de seguridad del 20% del periodo de conmutación.

$$\overline{T}_{on} + T_r = 0.8T \quad [s] \tag{II.1.31}$$

Se tiene entonces un sistema con las ecuaciones (II.1.30) y (II.1.31) con las que se puede encontrar el tiempo de encendido máximo que permitiría la operación en modo discontinuo en función de las tensiones de trabajo del convertidor y su relación de transformación.

$$\overline{T}_{on} = \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} V_S}{\underline{V_E} + \frac{N_P}{N_S} V_S} \right) \cdot (0.8T) \quad [s] \tag{II.1.32}$$

El tiempo de encendido máximo se presenta en el caso de que la tensión de entrada sea mínima, al mismo tiempo que se suministra la potencia máxima a la carga, entonces una vez que se conocen $\overline{T}_{on}, \underline{V_E}\ y\ \overline{P}_S$, con la ecuación (II.1.27) se puede calcular la inductancia del primario del transformador que cumple con las especificaciones.

$$L_P = \eta \frac{\left(\underline{V_E}\overline{T}_{on}\right)^2}{2T\overline{P}_S} \quad [H] \tag{II.1.33}$$

Entonces, estando especificada la tensión mínima de entrada, y calculado $\overline{T}_{on}$ con la ecuación (II.1.32) y L_P con la ecuación (II.1.33), se obtiene de la ecuación (II.1.23) la corriente de pico máxima que deberá conducir el conmutador principal.

$$\overline{I}_P = \frac{\underline{V_E}\overline{T}_{on}}{L_P} \quad [A] \tag{II.1.34}$$

En el caso de que el conmutador principal sea un transistor MOSFET, este deberá estar especificado para soportar una corriente de pico entre 5 y 10 veces mayor a la especificada por la ecuación (II.1.34) para asegurar que su resistencia de encendido sea lo suficientemente baja para permitir una caída de tensión de encendido baja.

Hasta este punto se tiene ya la información de qué inductancia se requiere para el primario del transformador y la relación de transformación, pero no se ha calculado el calibre del alambre de los devanados. Para ello es necesario conocer el valor eficaz de la corriente, para una onda triangular (o diente de sierra) como las que se muestran en las figuras II.1.14 y II.1.15 éste está dado por:

$$I_{RMS} = \frac{I_P}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{t_d}{T}} \quad [A] \tag{II.1.35}$$

Donde t_d es el tiempo de *duración* de la corriente. La corriente en los devanados primario y secundario, como se muestra en las figuras II.1.14 y II.1.15, es un diente de sierra de amplitud I_P y duración t_{on} para el primario y amplitud $\frac{N_P}{N_S}I_P$ y duración t_r para el secundario, calculando su valor eficaz con la ecuación (II.1.35) y adoptando una razón de 500 circular mil por Ampere (de acuerdo a una recomendación de Pressman [II.1.1]), se obtiene el área necesaria para los devanados.

$$\begin{aligned} A_{W_P} &= 500\frac{\overline{I}_P}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{\overline{T}_{on}}{T}} \quad [cir-mil] \\ A_{W_S} &= 500\frac{\frac{N_P}{N_S}\overline{I}_P}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{T_r}{T}} \quad [cir-mil] \end{aligned} \tag{II.1.36}$$

Donde A_W denota el área del conductor (del inglés wire). Con lo anterior, se tiene completamente especificado el transformador y el conmutador primario. Como se observa en la figura II.1.15, sólo en el intervalo t_r se restaura carga eléctrica al capacitor de salida; en la práctica, el capacitor al entregar corriente a la carga durante el tiempo de encendido y el tiempo muerto, su tensión descenderá, por lo que se le selecciona de manera que el rizo esté de acuerdo a las especificaciones. La caída de tensión puede calcularse de acuerdo a la ecuación (II.1.37).

$$\begin{aligned} \Delta\overline{V}_S &= \frac{\overline{I}_S\left(T-T_r\right)}{C_S} \\ &= \frac{\overline{P}_S\left(\overline{T}_{on}+0.2T\right)}{V_S C_S} \quad [V] \end{aligned} \tag{II.1.37}$$

Teniendo especificada la tensión de salida y el rizo máximo permisible, a partir de la ecuación (II.1.37) podrá calcularse el capacitor de salida como:

$$C_S = \frac{\left(\overline{T}_{on} + 0.2T\right)\overline{P}_S}{\Delta\overline{V}_S \cdot V_S} \quad [F] \tag{II.1.38}$$

El capacitor calculado con la ecuación (II.1.38) debería tomarse como el mínimo, pues al momento de la conmutación, debido al pico de corriente en el secundario se produce un impulso de tensión en la *resistencia serie equivalente* del capacitor (ESR por sus siglas en inglés). Este impulso puede ser de algunos volts y es un problema común de los convertidores tipo flyback con una relación de transformación alta; para corregir esto, se incrementa el capacitor de salida (pues la capacitancia es inversamente proporcional a la ESR) o bien se emplea un pequeño filtro LC que atenúe la magnitud del impulso.

Bibliografía

[II.1.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, McGraw-Hill, Primera edición, 1991.

[II.1.2] Mitchell, Daniel M., *DC-DC switching regulator analysis*, McGraw-Hill, 1998.

[II.1.3] *The flyback converter*, lecture notes ECEN4517.

(http://ece-www.colorado.edu/~ecen4517/course_material/Exp6/

flyback.pdf)

II.2. Corrección del Factor de Potencia

Se presentó en el primer capítulo de este documento, el significado de la relación denominada factor de potencia y se hizo mención de que un sistema que opera con un factor de potencia bajo es un sistema en el que fluyen corrientes mayores a las necesarias para el suministro de la energía que realmente se consume, al contrario de un sistema que opere con un factor de potencia unitario, que es tal que la corriente es la estrictamente necesaria para el suministro de la energía que se consume. Las técnicas empleadas para "elevar" el factor de potencia y llevarlo lo más cerca posible de la unidad reciben el nombre de técnicas de "corrección del factor de potencia". El factor de potencia, para un sistema en el que la tensión de excitación es una senoide, está definido por la ecuación (I.1.11), re-escrita a continuación.

$$F.P. = \underbrace{\cos(\theta)}_{Desplazamiento} \times \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1+\left(I_2/I_1\right)^2+\left(I_3/I_1\right)^2+\cdots}}}_{Distorsión} = \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{1+THD_I^2}} \qquad \text{(II.2.1)}$$

Donde θ es la diferencia de fases entre la onda fundamental de corriente y la onda de tensión y THD_I es la distorsión armónica total de la corriente, definida como sigue:

$$THD_I = \frac{Energía\ de\ las\ armónicas}{Energía\ de\ la\ \ fundamental} = \frac{\sqrt{I_2^2+I_3^2+\cdots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2-I_1^2}}{I_1} \qquad \text{(II.2.2)}$$

El factor de potencia depende no sólo del ángulo de fase entre tensión y corriente, sino de la distorsión de la corriente. Para su corrección, habrá que minimizar el ángulo θ y al mismo tiempo minimizar la distorsión de la corriente.

Las estrategias usadas para la corrección del factor de potencia en las fuentes de alimentación conmutadas, se basan en la "corrección de la forma de onda", esto es, eliminar la corriente en forma de impulsos (como la mostrada en la figura I.2.2) y tomar del sistema eléctrico una corriente senoidal en fase con la tensión de línea. Para ello es necesario forzar la conducción de corriente en la misma durante todo el ciclo. Es en este punto donde entran los convertidores conmutados analizados al principio del capítulo presente. Existen diferentes

formas de lograr esto, como por ejemplo la operación en modo continuo o discontinuo, pero todas las técnicas convergen en su fundamento. Con un convertidor conmutado puede forzarse la conducción durante todo el ciclo de una corriente de frecuencia más alta a la de la línea para posteriormente filtrarla y así eliminar la distorsión.

II.2.i. Corrección por Conmutación en Modo Discontinuo

Las técnicas de corrección del factor de potencia basadas en conmutación, fuerzan durante todo el ciclo la conducción en la línea de una corriente pulsante de alta frecuencia cuyo promedio sea una senoide, para extraer este promedio mediante un filtro y así obtener una onda senoidal libre de distorsión. Para esto se modula la onda de control del convertidor conmutado, habiendo tres posibilidades:

1. Modulación de ancho de pulso (PWM). Se modula el tiempo de encendido, manteniendo fija la frecuencia.
2. Modulación de frecuencia de pulso (FPM). Se mantiene constante el tiempo de encendido y se modula la frecuencia.
3. Modulación de ancho y frecuencia de pulso (PWM y FPM). Se varían ambas características, tiempo de encendido y frecuencia.

En términos reales, el ancho de pulso siempre es variable, pues es con la variación de éste que se controla la potencia que se demanda a la fuente de alimentación, que en este caso es la línea de potencia. Sin embargo, al mantener la tensión de entrada en un nivel constante, a igual que la potencia demandada por la carga, el ancho de pulso puede mantenerse prácticamente constante durante todo el ciclo de la línea. En la figura II.2.1 se muestra el diagrama a bloques de un corrector de factor de potencia conmutado.

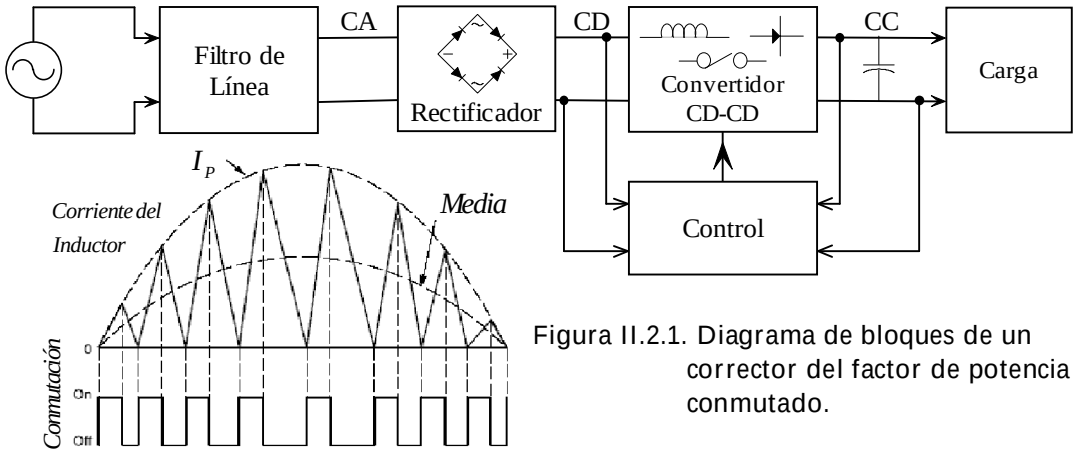


Figura II.2.1. Diagrama de bloques de un corrector del factor de potencia conmutado.

Se observa que lo único que cambia con respecto al convertidor conmutado de la figura II.1.3 es la etapa de entrada, que ahora no es una fuente de corriente directa constante, sino el resultado de la rectificación de onda completa de la onda senoidal de tensión, donde se aprecia también el filtro de línea empleado para eliminar el rizo de alta frecuencia de la onda de corriente.

Se mostrará a continuación cómo puede lograrse la corrección del factor de potencia operando en modo discontinuo un convertidor conmutado de CD.

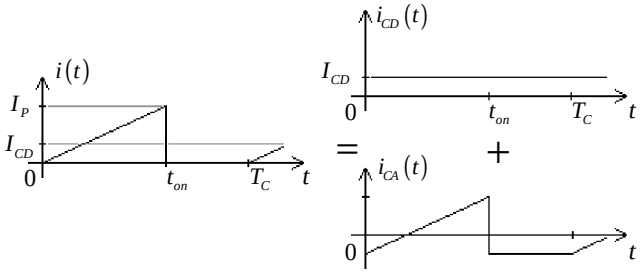


Figura II.2.2. Componentes de directa y alterna de una onda de corriente.

Una vez alcanzado el estado permanente, el ciclo de trabajo permanecerá constante, entonces la corriente que entra a un convertidor conmutado puede separarse en una componente de corriente directa (constante) y una componente de corriente alterna, como se muestra en la figura II.2.2; así, se tiene:

$$i(t) = I_{CD} + i_{CA}(t) \quad [A] \tag{II.2.3}$$

Analíticamente, la modulación de amplitud de esta corriente con una onda senoidal es equivalente a una multiplicación por una función seno, así:

$$i_{\text{mod}}(t) = I_{CD} \cdot Sen(\omega_L t) + i_{CA}(t) \cdot Sen(\omega_L t) \quad [A] \tag{II.2.4}$$

Se observa en la ecuación (II.2.4) que si se elimina el segundo término, el resultado (relacionado con la componente de directa de la onda original) es una senoide de amplitud I_{CD} y frecuencia f_L. Por esta razón los correctores de factor de potencia conmutados buscan lograr que la corriente conmutada tenga una envolvente senoidal como se ve en la figura II.2.1.

Un aspecto importante de esta deducción, es que el resultado es independiente de la forma de onda de la corriente de conmutación, esto es, el resultado es igualmente válido no importa si se trata de una onda de corriente como la mostrada en la figura II.2.2 correspondiente a un convertidor reductor-elevador (o un flyback), o una onda triangular como la de la figura II.2.1 correspondiente a un convertidor elevador. Incluso, una corriente hipotética de forma de onda cuadrada podría ser modulada con una senoide y el resultado sería el mismo, siendo la única variación el segundo término, que después se eliminará.

Lo más importante es que la onda que se está modulando tenga una componente de corriente directa y que ésta sea constante; si la componente de directa fuese variable, la amplitud de la senoide variaría también, lo que resultaría en una distorsión de baja frecuencia, que es más difícil de eliminar con un filtro.

Las ondas de corriente de un convertidor conmutado operado en modo continuo, al ser alimentado por la tensión rectificada de la línea variarán su componente de corriente directa, lo que se traducirá en distorsión en la corriente de la línea. Este efecto puede ser tan importante que el convertidor podría cambiar de un modo de operación a otro, con lo que la distorsión sería muy alta. De manera que este modo de corrección no es aplicable a operación continua; más adelante se mencionará la forma adecuada de emplear un convertidor conmutado en operación continua para corregir el factor de potencia de entrada de una fuente de alimentación de corriente directa y que características tiene.

Con el objetivo de eliminar la onda de corriente relacionada con la componente de alterna de la corriente de conmutación, será necesario el empleo de un filtro en la línea, para esclarecer su diseño, se analizará el espectro de la onda modulada. Se muestra en la figura II.2.3 la onda de corriente modulada y su espectro; las gráficas mostradas corresponden a la magnitud del espectro, por simplicidad se ha omitido la fase.

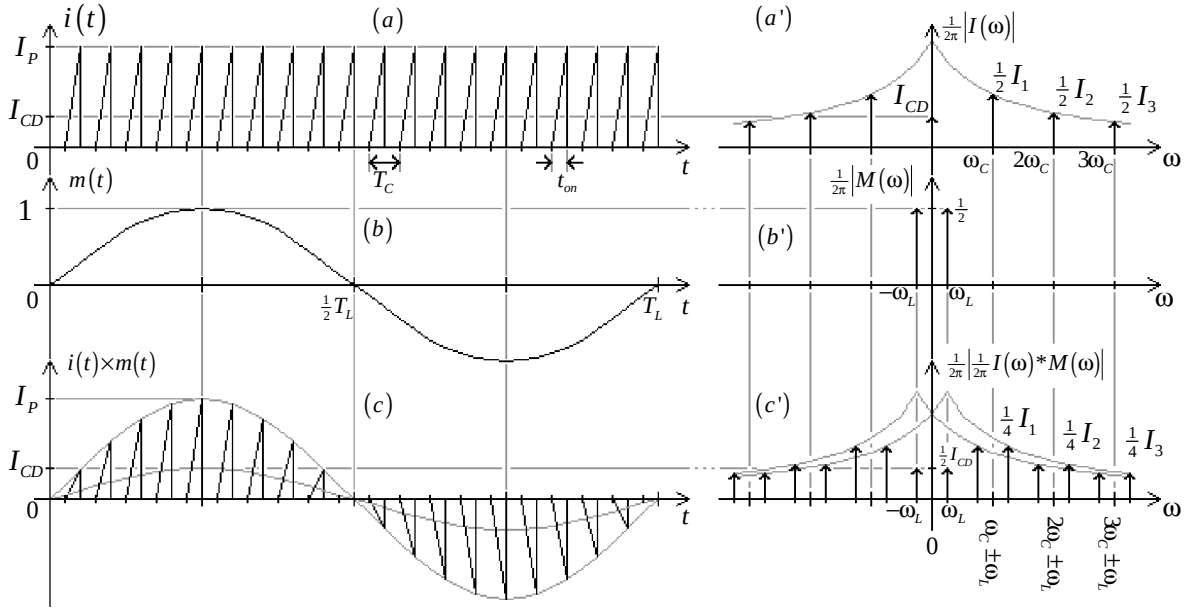


Figura II.2.3. Formas de onda y espectros de frecuencia, relacionados con la modulación senoidal de una onda con forma de diente de sierra.

Para determinar el espectro de la onda modulada, se partirá de ondas y espectros conocidos. En la figura II.2.3(a) se muestra la onda de corriente de entrada de un convertidor conmutado en forma de diente de sierra $i(t)$. El espectro mostrado en la figura II.2.3(a') corresponde a un diente de sierra para el que $t_{on} = T_C$, que no es un caso práctico para un convertidor conmutado, sin embargo se muestra este espectro con motivos ilustrativos. El espectro de la onda de corriente mostrada en la figura II.2.3(a) depende del tiempo de encendido t_{on}, sin embargo, éste

modificará la magnitud de las armónicas $(I_1, I_2, I_3, \mathbf{i})$ pero no su posición. La transformada de Fourier (y por lo tanto el espectro en frecuencia) de una onda periódica se compone de un tren de impulsos localizados en cada una de las frecuencias armónicas $(n\omega_0)$ de amplitud igual a $2\pi a_n$, donde a_n son los coeficientes de la serie de Fourier para dicha onda (por esta razón se han escalado los espectros mostrados en la figura II.2.3 a razón de $\frac{1}{2\pi}$). Entonces, como se muestra en la figura II.2.3(a'), no se tendrán componentes espectrales en frecuencias inferiores a la frecuencia fundamental (la frecuencia de conmutación) y las componentes espectrales estarán localizadas en las frecuencias $(\pm\omega_C, \pm 2\omega_C, \pm 3\omega_C, \mathbf{i})$. Se muestra también en la figura II.2.3(a') la componente de corriente directa (I_{CD}) que posee la onda con forma de diente de sierra en la frecuencia cero del espectro.

En la figura II.2.3(b) y (b') se muestra la onda "*moduladora*" $m(t) = Sen(\omega_L t)$, que es una onda senoidal de amplitud unitaria y frecuencia igual a la frecuencia de línea (f_L), su espectro en frecuencia son dos impulsos de magnitud $\frac{1}{2}$ localizados en las frecuencias $\pm\omega_L$.

La modulación de la onda "*portadora*" $i(t)$ se logra multiplicándola por la onda *moduladora*, el resultado es la onda con forma de diente de sierra y envolvente senoidal mostrada en la figura II.2.3(c). Es necesario ahora recordar la dualidad de la multiplicación con la operación convolución en los dominios del tiempo y frecuencia, esto es, de acuerdo a la propiedad de modulación de la transformada de Fourier, si dos funciones se multiplican en el dominio del tiempo, sus espectros se convolucionan en el dominio de la frecuencia.

$$g(t) = f(t) \times h(t) \quad \Leftrightarrow \quad G(\omega) = \tfrac{1}{2\pi} F(\omega) * H(\omega) \tag{II.2.5}$$

De manera que dado que la onda de corriente modulada, mostrada en la figura II.2.3(c), es el resultado de la multiplicación de las ondas (a) y (b), su espectro será resultado de la convolución de los espectros mostrados en (a') y (b'). Ahora bien, dos propiedades de la convolución son las siguientes:

Convolución con el impulso unitario:

$$\Rightarrow f(x) * \delta(x) = f(x)$$

Propiedad de Desplazamiento: (II.2.6)

dado $g(x) = f(x) * h(x)$

$$\begin{aligned} \Rightarrow g(x - x_0) &= f(x - x_0) * h(x) \\ &= f(x) * h(x - x_0) \end{aligned}$$

A partir estas propiedades, se puede obtener una característica muy útil de la convolución con el impulso unitario:

$$F(\omega)*\delta(\omega-\omega_0)=F(\omega-\omega_0) \qquad \text{(II.2.7)}$$

La ecuación (II.2.7) significa que la convolución de un espectro con un impulso unitario, resultará en el mismo espectro inalterado, pero trasladado a la frecuencia en la que se encontraba el impulso.

En la figura II.2.3(b') se observa que el espectro de la moduladora son dos impulsos localizados en las frecuencias $\pm\omega_L$, de manera que la convolución del espectro del diente de sierra con éste, resulta en el mismo espectro repetido dos veces, con sus orígenes reubicados en las frecuencias $\pm\omega_L$. En otras palabras, el espectro original se verá duplicado y cada componente espectral localizada en la frecuencia ω_1 será sustituida por dos componentes en las frecuencias $\omega_1-\omega_L$ y $\omega_1+\omega_L$ pero cuya magnitud estará afectada por la magnitud de los impulsos, como se muestra en la figura II.2.3(c').

En esta representación del espectro de frecuencia, la componente de directa se lee directamente, mientras que la amplitud de una senoide se ve afectada por un factor de 0.5. Así, el espectro de la figura II.2.3(c') confirma lo obtenido en la ecuación (II.2.4) y se observa que la componente senoidal deseada *aparece* al duplicarse la componente de directa del espectro original en las frecuencias $\pm\omega_L$.

Por otro lado, se observa que el resultado es congruente con la teoría de la modulación de amplitud. Dado que la onda moduladora (la senoide) no posee componente de directa, se trata de *modulación de amplitud con portadora suprimida*, esto se comprueba en la figura II.2.4, pues no hay componentes espectrales en las frecuencias del espectro original (la portadora). En este tipo de modulación, sólo aparecen las bandas laterales superior e inferior, que en este caso, son los dos impulsos que rodean las frecuencias donde se encuentra la portadora.

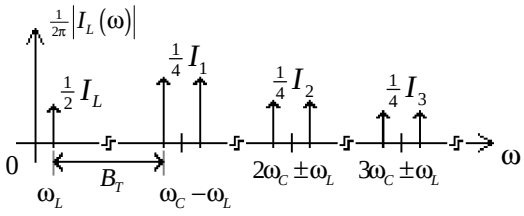


Figura II.2.4. Espectro de la corriente de línea.

Como se observa en la figura II.2.4, la separación entre la corriente de frecuencia de línea y las componentes de "ruido", es la separación que existe entre la componente de línea y la componente lateral inferior correspondiente a la frecuencia de conmutación. Debe diseñarse el convertidor de tal manera que su frecuencia de conmutación no interfiera con la frecuencia de la línea, más aún, al diseñar el filtro de línea, será en el intervalo B_T donde se localice la banda de transición entre las bandas de paso y supresión, de manera que:

$$\begin{aligned} B_T &= (\omega_C-\omega_L)-\omega_L \\ &= \omega_C-2\omega_L \qquad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \end{aligned} \qquad \text{(II.2.8)}$$

Para poder filtrar el rizo, esta banda debe ser mucho mayor a cero, así se obtiene una condición que deberá tenerse en cuenta al diseñar el convertidor conmutado.

$$\begin{aligned} &\omega_C \gg 2\omega_L \quad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \\ &o\,bien \\ &f_C > 20\, f_L \quad [Hz] \end{aligned} \tag{II.2.9}$$

Entonces, manteniendo un convertidor conmutado en operación discontinua y logrando que la corriente de pico de entrada siga una envolvente senoidal se podrá filtrar esta onda y obtener una senoide con distorsión armónica bastante baja. En el modo de operación discontinua, la corriente de entrada ascenderá linealmente desde cero. De manera que la corriente de línea para cada ciclo dentro del intervalo $0 \le t < t_{on}$ se elevará de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$i_L(t) = m \cdot t \quad [A] \tag{II.2.10}$$

Para una onda de corriente como la mostrada en la figura II.2.2 la corriente en el segundo intervalo es igual a cero, de manera que el valor medio, o en otras palabras la componente de corriente directa se calcula como sigue:

$$\begin{aligned} I_{DC} &= \frac{1}{T_C}\int_0^{T_C} i_L(t)\,dt \\ &= \frac{1}{T_C}\int_0^{t_{on}} (m \cdot t)\,dt \\ &= \frac{m \cdot t_{on}^2}{2T_C} \qquad [A] \end{aligned} \tag{II.2.11}$$

Para aquellos convertidores en los que la tensión de entrada es aplicada directamente al inductor, como el convertidor elevador, el reductor-elevador y el flyback, la pendiente *m* es:

$$m = \frac{V_E}{L} \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \tag{II.2.12}$$

Sin embargo, la tensión aplicada ahora es la rectificada de la línea, pero si se elige la frecuencia de conmutación tal que $T_C \gg \frac{1}{2}T_L$, podrá considerarse que la tensión de entrada para cada ciclo de conmutación es *constante*, entonces la tensión aplicada al convertidor es:

$$V_E = \sqrt{2}V_{CA}Sen(\theta) \quad [V] \tag{II.2.13}$$

Lo que se está haciendo con el planteamiento anterior es discretizar la onda de tensión senoidal en un cierto número de intervalos, correspondientes a cada ciclo de conmutación, así el ángulo θ está dado por:

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{2\pi n}{N} \quad [rad] \\ N &= Entero\left\{\frac{T_L}{T_C}\right\} \\ &= Entero\left\{\frac{f_C}{f_L}\right\} \end{aligned} \tag{II.2.14}$$

Al discretizar la onda senoidal de la tensión de la línea, *n* representa la posición del ciclo de conmutación en el periodo de la línea y *N* el total de ciclos de conmutación que se tendrán en un ciclo de la línea. Si *N* es suficientemente grande, entonces la aproximación presente será más precisa. Así, con base en lo anterior, y combinando las ecuaciones (II.2.11), (II.2.12) y (II.2.13), la tensión promedio de la onda de corriente es:

$$\begin{aligned} I_{DC} &= \frac{\sqrt{2}V_{CA}Sen(\theta)}{L}\frac{t_{on}^2}{2T_C} \\ &= \frac{V_{CA}t_{on}^2}{\sqrt{2}LT_C}\cdot Sen(\theta) \qquad [A] \end{aligned} \tag{II.2.15}$$

Resulta evidente de la ecuación (II.2.15) que si se opera en modo discontinuo, el mantener constantes el tiempo de encendido y la frecuencia de conmutación es suficiente para obtener la onda de corriente modulada que se necesita para corregir el factor de potencia, pues como se observa, la componente de corriente directa de la onda de corriente ya está modulada por una senoide.

La aseveración anterior es comprobada por la comparación de las ecuaciones (II.2.4) y (II.2.15). Gracias a que la pendiente de ascenso de la corriente es linealmente dependiente de la tensión de entrada, será la misma tensión la que module la onda de corriente, no siendo necesario modular el ciclo de trabajo o la frecuencia para lograr la envolvente senoidal. Así, si se mantiene constante la frecuencia, se tendrá disposición del ciclo de trabajo para controlar la tensión de salida del convertidor.

II.2.ii. Corrección en Operación Continua y en la Frontera

Los convertidores basados en el efecto flyback, esto es, el elevador, reductor-elevador y el flyback mismo, en el tiempo de conducción almacenan energía en el inductor de entrada, sea cual sea la tensión de entrada, y luego en el intervalo de apagado la transfieren a la salida. En contraste, el convertidor reductor falla si en la salida hay una tensión mayor a la de entrada, sin embargo, la tensión rectificada cae a cero dos veces por ciclo, de manera que sin importar el modo de operación, este convertidor no es útil como corrector del factor de potencia.

En la sección anterior se analizó la corrección del factor de potencia mediante el empleo de un convertidor conmutado de corriente directa operando en modo discontinuo. La impedancia de entrada del convertidor conmutado es inductiva, sin embargo, asegurándose de que la corriente caiga a cero, se logra que la carga parezca puramente resistiva. En otras palabras, dado que el inductor entrega toda la energía que toma de la línea, hace la función de un vínculo a través del cual fluye la energía de la fuente a la carga, y como tal no almacena energía sobre un ciclo de la línea, así su comportamiento promedio es como el de un elemento resistivo o de *orden cero*, esto es, se enmascara o *destruye* la dinámica del inductor mediante la conducción discontinua.

Otra forma de alcanzar el mismo objetivo, es mediante la denominada "destrucción directa de la dinámica del inductor", este método consta en la programación de la corriente; esto es, en lugar de formar una corriente que después ha de ser filtrada, se genera una corriente que sea en sí una senoide.

En las figuras II.1.8 y II.1.10 se muestran las ondas de corriente y tensión para los convertidores elevador y reductor-elevador. Se observa que el único convertidor que demanda corriente de la entrada en los tiempos de encendido y apagado, es el convertidor elevador. En la figura II.1.8 se observa también que en operación continua la corriente de entrada es la corriente promedio con un pequeño rizo de forma triangular. Para corregir el factor de potencia con una corriente de este tipo, se modula la onda de control del convertidor de tal forma que el convertidor opere en modo continuo pero al mismo tiempo se controla para que la corriente promedio sea senoidal como se observa en la figura II.2.5(b).

Para esto es preciso tomar información de la línea de forma constante, de tal manera que se pueda reproducir la onda de tensión y se mantenga un ángulo de fase cercano a cero. Al mismo tiempo se deberán establecer los umbrales alto y bajo, donde habrá de forzarse la conmutación del transistor. Esta forma de conmutación es similar a la operación de un comparador con histéresis, es decir, como si se alimentara una muestra de la corriente a un comparador de estas características y su salida fuese la onda de control, de tal forma que cuando la corriente alcance el umbral alto, la orden es apagar el conmutador principal, forzando a que la corriente caiga con una pendiente que dependerá de la tensión entre las terminales de inductor y su inductancia. Al alcanzarse el umbral bajo la orden del comparador será reencender el conmutador, con lo que la corriente comenzará a elevarse linealmente, con una pendiente que dependerá de la tensión de entrada y la inductancia, con lo que se reinicia el ciclo. Ahora bien, al alimentar la terminal de referencia de este comparador con una onda senoidal, la onda de corriente conmutada seguirá esta senoide.

Como se dijo, sólo el convertidor elevador mantiene en conducción el puerto de entrada durante todo el ciclo de conmutación, de manera que únicamente este

convertidor puede ser empleado en este tipo de corrección. Por otro lado, un convertidor elevador, sólo puede entregar tensiones mayores a la de entrada. Entonces, la labor de un corrector de factor de potencia de estas características, es la de entregar una tensión un tanto mayor a la tensión de pico de la línea más o menos bien regulada, mientras que mantiene en la línea una corriente senoidal, para ello el corrector deberá sensar la tensión de salida y con base a ello controlar el tiempo de encendido, además de obedecer la modulación que permita que la corriente promedio se mantenga senoidal.

Entre más cerrado sea el intervalo de histéresis, menor será el ruido de conmutación sobre la corriente de línea y la corriente senoidal será más pura, lo que va de acuerdo con el objetivo de la corrección del factor de potencia; sin embargo, en la práctica siempre se tendrá un rizo que deberá ser eliminado posteriormente con un filtro en la línea, al igual que con la corrección en modo discontinuo.

En la figura II.2.5 se muesra una comparación entre la corrección del factor de potencia al operar en modo continuo y discontinuo. Una de las principales diferencias es que en operación continua se requiere de una corriente de pico mucho menor a la que se necesita en operación discontinua, esta es una desventaja de este útimo modo de operación, pues al requerir de corrientes pico muy altas, se está restringido a trabajar con potencia baja-media pues la corriente de pico es una limitante en el conmutador principal. Al contrario, con la operación continua, se requieren corrientes menores y puede incrementarse la potencia que puede suministrar un corrector de este tipo.

Por otro lado, al poseer una corriente de rizo (o ruido) con menor energía será más sencillo eliminarla mediante el filtrado. En comparación el filtro de línea requerido por el modo de operación en modo discontinuo es mayor que el que se requeriría en operación continua, lo que puede resultar en mayor requerimento de espacio y mayores pérdidas en el o los inductores del filtro.

Sin embargo, el primer inconveniente es su falta de versatilidad, pues como se mencionó un corrector de este tipo solamente puede operar con un convertidor elevador, y por lo tanto, será necesario operar siempre con tesiones altas, por ejemplo, para una tensión de línea de $127[V_{CA}]$ habría que trabajar forzosamente

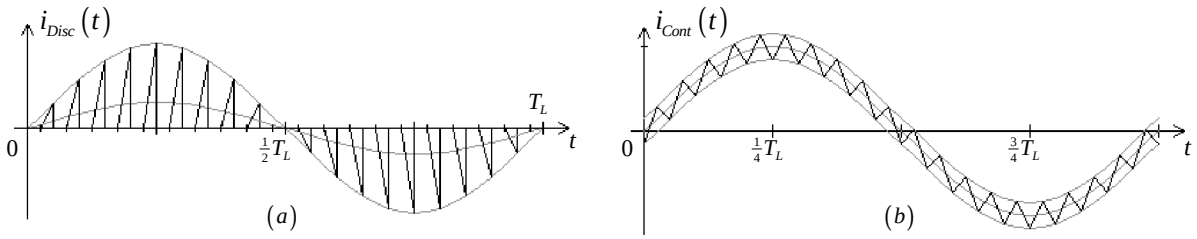


Figura II.2.5. Corrección del factor de potencia mediante operación discontinua y continua.

con una tensión de alrededor de $200[V_{CD}]$, que puede ser una tensión excesiva para muchas aplicaciones de baja o media tensión. En el caso de la corrección en modo discontinuo, se mostró que ésta es aplicable independientemente de la forma de onda. En consecuencia, haya o no alternancia en la conducción del puerto de entrada y el de salida, al operarse en modo discontinuo puede corregirse el factor de potencia adecuadamente empleando cualquiera de los tres convertidores mencionados antes (el elevador, reductor-elevador y flyback).

Se encontró en la sección anterior que la corrección en modo discontínuo resulta relativamente simple, la única restricción es la de asegurarse que se mantenga en dicho modo de operación. En contraste, la operación en modo contínuo requiere de un sistema de control mucho más complejo para dar forma a la corriente y mantenerla con el menor rizo posible. Aunque es posible realizar estos procesos y lograr la corrección con dispositivos digitales, lo más probable es que se requiera de disopositivos muy poderosos y costosos para la aplicación.

En la práctica este tipo de correctores suelen estar controlados por algún dispositivo diseñado específicamente con este propósito, que realizan el ajuste de la onda de control mediante circuitos analógicos, un ejemplo de estos dispositivos es el UC3854 del fabricante Unitrode, basado en un convertidor elevador, con sensado de corriente de línea y tensión de salida.

Corrección en operación crítica o en la frontera

Se encuentran disponibles otros dispositivos diseñados con el propósito de llevar a cabo el control de un convertidor para realizar la corrección del factor de potencia, uno de los más empleados es el MC34262 del fabricante Motorota. Este controlador, sin embargo, opera de una forma muy diferente al UC3854, éste opera en lo que se denomina “operación crítica”, es decir, “opera en la frontera” entre la operación continua y discontinua.

El modo de operación en la frontera, es diferente al modo de operación discontinua en que este método elimina los tiempos muertos o de corriente cero, esto es, emplea un componente de sensado, que usualmente es un arrollamiento auxiliar de unas pocas espiras acoplado al inductor proncipal, para determinar el momento en que la corriente del inductor ha caido a cero, y con base a ello, reencender el conmutador y reiniciar el ciclo. Es comun que el tiempo de encendido se mantenga constante, controlando con éste la potencia de entrada, tal como se hace en operación discontinua. Este tipo de control cae dentro de la clasificacion de control FPM o modulación de frecuencia del pulso, pues al variarse el tiempo de apagado, varía la frecuencia de conmutación. También puede llamársele control PPM o modulación por posición del pulso, pues como se observa en la figura II.2.6, al dedicar el ancho del pulso al control de la potencia

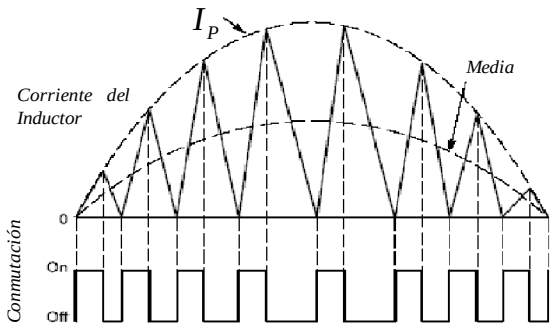


Figura II.2.6. Corrección por operación en la frontera.

(o bien la tensión de salida) y mantenerse prácticamente constante, da la apariencia de que se está variando la posición de los pulsos.

Este modo de operación tiene dos ventajas, la primera es que con la realimentación del devanado auxiliar se asegura que bajo ninguna circunstancia el convertidor entre en operación continua, lo que podría llegar a suceder en operación discontinua en condiciones de sobrecarga. Por otro lado, al eliminar los tiempos muertos, se incrementa la densidad de pulsos, o en otras palabras, se incrementa el tiempo de conducción, con lo que se mejora el manejo de potencia.

Los controladores como el MC34262 están diseñados para operar con un convertidor elevador, de manera que presentan algunas de las limitaciones que se comentaron en el caso de la operación en modo continuo; pese a que éste es un caso particular de operación discontinua, al variarse la frecuencia, el análisis realizado para este modo de operación no aplica para la operacón en la frontera, de manera que no puede decirse a priori si la forma de onda de corriente obtenida por un flyback o un convertidor reductor-elevador serviría para corregir el factor de potencia en este modo de operación. Para ello sería necesario realizar un análisis similar, antes de adaptar estos convertidores a este modo de operación.

II.2.iii. Corrección por Desviación de Rizo y Dos Etapas

En secciones anteriores se hizo notar que una de las mayores limitaciones de la corrección del factor de potencia en modo discontínuo, es que la corriente de rizo superpuesta a la corriente senoidal de la línea es muy grande; esto hace necesario el empleo de un filtro de modo diferencial muy grande en la entrada de la línea, lo que conlleva al uso de inductores de valor elevado, que muy probablemente tendrán una resistencia serie considerable, lo que reduce la eficiencia del sistema, por la misma razón suelen ser filtros que requieren de demasiado espacio y añaden peso al sistema.

La disminución de la corriente de rizo permite la disminución del filtro diferencial de la línea, tanto del inductor como del capacitor. En particular la reducción del tamaño del capacitor del filtro resulta muy útil, pues éste demanda una corriente reactiva de la línea aun cuando el convertidor no demande corriente de la línea. Así, al reducir el filtro se incrementa de manera indirecta la eficiencia del sistema.

Se presentó como una solución a este problema el empleo de la corrección del factor de potencia en operación continua, sin embargo para algunas aplicaciones esta solución podría no ser adecuada. En tales casos, una solución de mucha utilidad (aunque un tanto subestimada) es la técnica denominada “desviación o cancelación de rizo” (del inglés ripple steering).

La desviación de rizo se basa en el acoplamiento magnético entre inductores. Los convertidores que se han revisado en este documento son los más sencillos, algunos otros convertidores emplean ya sea más de un inductor, más de un conmutador, capacitores o transformadores. En ocasiones, al haber más de un inductor, éstos suelen montarse en un solo núcleo con la finalidad de reducir espacio. El efecto de la deviación o cancelación de rizo en un convertidor conmutado fue observada inicialmente durante los experiomentos del Doctor Slobodan Ćuk en el convertidor que lleva su nombre [II.2.3]. La facilidad de implementación de esta técnica en el convertidor Ćuk, radica en el hecho de que este convertidor posee dos inductores que pueden ser acoplados [II.2.1]. Sin embargo, de forma más general la técnica puede emplearse siempre que se tenga un inductor, sustituyéndolo por el arreglo mostrado en la figura II.2.7.

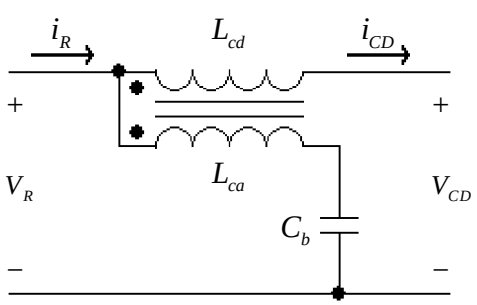


Figura II.2.7. Transformador empleado en la desviación de rizo.

Los puertos han sido nombrados de acuerdo a su función, como el puerto “*ruidoso*” y el puerto de “*corriente directa*”. El arreglo, toma la corriente del puerto ruidoso y “desvía” la componente de alterna, conduciendo únicamente la componente de corriente directa al puerto del mismo nombre. En la figura II.2.2, se muestra la descomposición de una onda de corriente en sus componentes de directa y alterna; el arreglo mostrado en la figura II.2.7 realiza esta descomposición físicamente, desviando la componente de alterna por el devanado del mismo nombre (L_{ca}). Para ello, en condiciones ideales el transformador es construido con una relación de transformación 1:1 y el capacitor de bloqueo se considera infinito $C_b \to \infty$. La tensión en el puerto ruidoso consta de dos componentes $(V_R = V_{Rca} + V_{Rcd})$, pero como el capacitor es muy grande, no posee componente de alterna, y un inductor no posee componente de corriente directa, de manera la suma de tensiones en dicha malla lleva a la conclusión de que:

$$\begin{aligned} V_{C_b} &= V_{Rcd} \\ V_{L_{ca}} &= V_{Rca} \quad [V] \end{aligned} \tag{II.2.16}$$

Lo anterior significa que el devanado de alterna “captará” toda la tensión de alterna del devanado ruidoso, pero también, dado que la relación de espiras del

transformador es unitaria, la componente de alterna será transferida íntegramente al devanado de directa (L_{cd}). Pero nuevamente por la ley de Kirchoff se tiene que $V_R = V_{L_{cd}} + V_{CD}$, entonces:

$$\begin{aligned} V_R &= V_{Rcd} + V_{Rca} \\ &= V_{Rca} + V_{CD} \\ \therefore \quad V_{CD} &= V_{Rcd} \qquad [V] \end{aligned} \tag{II.2.17}$$

De manera que por acción del transformador, el puerto de corriente directa, sólo '*ve*' esta componente del puerto ruidoso; de las ecuaciones (II.2.16) y (II.2.17) se extrae también una característica importante de este arreglo:

$$V_{C_b} = V_{CD} \quad [V] \tag{II.2.18}$$

Esencialmente, el capacitor de bloqueo infinito asegura que el devanado de alterna del transformador transfiera *toda* la componente de alterna al devanado de directa, de manera que ésta se cancele y sólo quede la componente de directa en este puerto. Para el caso de un capacitor finito, el comportamiento del arreglo será el de un filtro paso bajas cuya frecuencia de corte deberá ser suficientemente más baja que la frecuencia del rizo.

Lo anterior justifica el nombre de "cancelación de rizo", sin embargo no se ha hecho referencia a las corrientes. En la figura II.2.8(a) se ha sustituido el transformador por un modelo no ideal en el que se incluyen las inductancias de fuga y la inductancia de magnetización referida al lado de alterna. De igual manera, para realizar un análisis de corriente alterna, se han eliminado las componentes de corriente directa, para ello, tanto el puerto de directa como el capacitor de bloqueo han sido sustituidos por un circuito corto.

Por comodidad, en la figura II.2.8(b) se ha reordenado el modelo equivalente del transformador de desviación, para ello se ha dividido la fuente de alterna V_{Rca} en dos fuentes idénticas. Se muestran las inductancias de fuga y magnetización, además de un transformador ideal, en lugar de nombrarles primario y secundario, se les llamará devanados de alterna y directa aunque como se dijo, se realizará un análisis de corriente alterna.

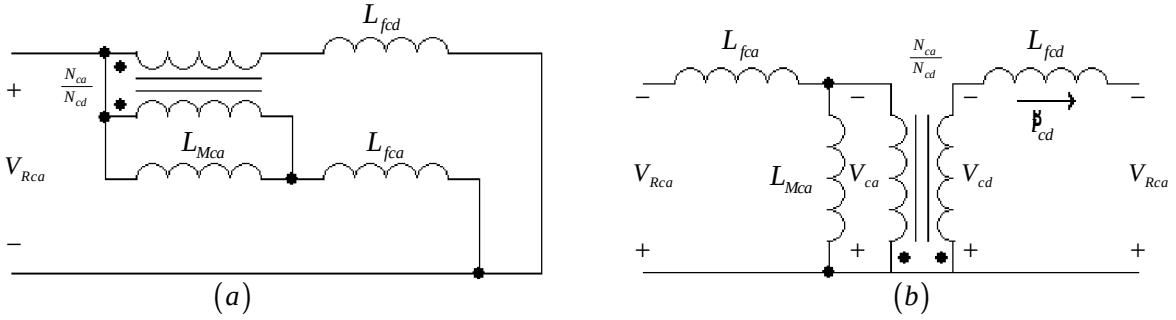


Figura II.2.8. Modelo de corriente alterna del transformador de desviación .

El objetivo es que la corriente en el devanado de corriente directa no posea componente de alterna, esto es $i_{cd} = 0$ situación que requiere que la tensión inducida en el devanado de directa sea igual a la excitación, esto es:

$$V_{cd} = V_{Rca} \quad [V] \tag{II.2.19}$$

Ahora, dado que el transformador es ideal, el que la corriente en uno de sus devanados sea cero implica que la corriente en el otro devanado será también cero, entonces como la corriente demandada por el devanado de alterna es cero, se forma un divisor de tensión con las impedancias de fuga y magnetización.

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{N_{cd}}{N_{ca}} V_{ca} \\ &= \frac{N_{cd}}{N_{ca}} \left(\frac{L_{Mca}}{L_{Mca} + L_{fca}} V_{Rca} \right) \quad [V] \end{aligned} \tag{II.2.20}$$

Al combinar las ecuaciones (II.2.19) y (II.2.20) se obtiene la condición bajo la cual se obtendrá una corriente alterna nula en el puerto de corriente directa.

$$L_{fca} = L_{Mca} \left(\frac{N_{cd}}{N_{ca}} - 1 \right) \quad [H] \tag{II.2.21}$$

La condición (II.2.21) significa que la relación de transformación deberá elevar la tensión de rizo en la misma proporción que la caída provocada por la impedancia de fuga. En la práctica, suele diseñarse el transformador de manera de que se mantenga la inductancia de fuga tan baja como sea posible y mantener la relación de transformación unitaria. Aunque es dificil hacer cero la inductancia de fuga, pese a que no se cumpla rigurosamente la condición (II.2.21) aún se obtiene muy buena atenuación del rizo en el puerto de directa.

En la figura II.2.2 se muestra la separación de una onda de corriente pulsante en sus componentes de corriente directa y alterna. Con esta técnica puede llevarse a cabo la descomposición realmente, conduciendo la componente de corriente directa en un devanado y “desviando” (de ahí el nombre) la componente de alterna o rizo por otro devanado.

Un aspecto muy importante es que aunque se está descomponiendo la corriente en dos diferentes trayectorias, magnéticamente no hay cambio alguno. Al núcleo le serán aplicadas dos excitaciones magnéticas, una constante (la que se debe a la componente de directa) y una alternante, sin embargo la suma de ambas será la misma que si se tuviera la corriente compuesta circulando por un solo devanado. En otras palabras, magnéticamente el arreglo de desviación de rizo es idéntico a un inductor. Por lo mismo, la desviación va más allá de sustituir un inductor en un filtro por el arreglo de la figura II.2.6, sino que cualquier inductor ya sea parte de un filtro o, por ejemplo, un convertidor conmutado puede ser

sustituido por dicho arreglo con la finalidad de separar las componentes de alterna y directa de la corriente y/o la tensión.

Una de las áreas de aplicación más importante de esta técnica es la de la eliminación de la corriente pulsante a la entrada y/o a la salida de un convertidor conmutado de corriente directa, es decir, mediante el uso de la desviación de rizo puede lograrse que las corrientes pulsantes sean "internas" al convertidor pues la corriente demandada a la fuente y la entregada a la carga, estarán libres de rizo.

Ahora que se sabe que con una técnica como ésta puede eliminarse el rizo de la corriente de entrada de un convertidor conmutado, el siguiente paso es aplicarlo para suavizar lo más posible la componente de alterna en un convertidor empleado en la corrección del factor de potencia. Como la técnica de desviación de rizo, es independiente del modo de operación del convertidor, es posible el empleo de la corrección del factor de potencia en operación discontinua, con todas sus ventajas y con sólo agregar un devanado y un capacitor obtener una corriente tan límpia como la que se obtendría con un corrector operando en modo continuo.

En el artículo "*Minimizing filtering with ripple steering*" el autor, Claudio Adragna [II.2.3] presenta la forma de implementación de esta técnica para la corrección del factor de potencia empleando un convertidor elevador trabajando en la frontera entre operación continua y discontinua.

En la figura II.2.9 se muestra la forma en que puede modificarse un convertidor flyback, sustituyendo el inductor primario por un transformador para emplear la técnica de desviación de rizo y así obtener a la entrada una corriente libre de rizo. Por simplicidad, se han renombrado los devanados de directa y alterna como devanado primario y devanado de desviación respectivamente. Se determinará a continuación la tensión del capacitor de bloqueo. En el intervalo de encendido el devanado primario es sometido a la tensión de entrada, misma que es inducida al devanado de desviación en la misma magnitud, pues la relación de transformación es unitaria, en esta condición el capacitor de bloqueo está en paralelo con el devanado de desviación; así, para el intervalo $0 \le t < t_{on}$:

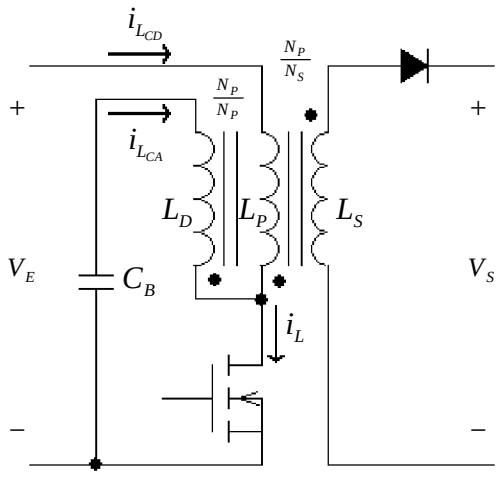


Figura II.2.9. Convertidor flyback con arreglo de desviación de rizo.

$$\begin{aligned} V_{L_P} &= V_E \\ V_{L_D} &= V_{L_P} \\ V_{C_B} &= V_{L_D} \\ \therefore\ V_{C_B} &= V_E \quad [V] \end{aligned} \tag{II.2.22}$$

En el intervalo de apagado, el conmutador está abierto, de manera que se forma una malla entre el puerto de entrada, el devanado primario, el devanado de desviación y el capacitor de bloqueo; apicando la ley de Kirchoff de suma de tensiones en una malla se tiene:

$$\begin{aligned} &para\ t_{on} \le t < T \\ &V_E + V_{L_P} - V_{L_D} - V_{C_B} = 0 \quad [V] \\ &de\,donde \\ &V_{C_B} = V_E + V_{L_P} - V_{L_D} \quad [V] \end{aligned} \tag{II.2.23}$$

Debido a que la relación de transformación entre el inductor primario y de desviación es unitaria, la tensión en estos devanados es siempre la misma, de manera que se cancelan mutuamente en la malla, resultando que la tensión del capacitor de bloqueo es igual a la tensión de entrada por lo tanto:

$$\begin{aligned} &para\ 0 \le t < T \\ &V_{C_B} = V_E \quad [V] \end{aligned} \tag{II.2.24}$$

Lo que comprueba que el arreglo tendrá el comportamiento deseado desviando la componente alterna de la corriente de drenje del transistor $\left(i_{L_{CA}}\right)$ por el devanado de desviación mientras que en la entrada se demandará únicamente la componente de corriente directa $\left(i_{L_{CD}}\right)$. De manera que si esta componente de directa estuviese modulada por una onda senoidal, como en el caso de la corrección del factor de potencia en modo discontinuo, la corriente de entrada ya tendría una componente de alterna bastante atenuada y el filtro de línea se vería reducido, lo que lo hace más económico, menos voluminoso y más eficiente.

Corrección del Factor de Potencia en Dos Etapas

Hasta ahora se han presentado los convertidores conmutados de corriente directa básicos y la forma en que puede emplearse a algunos de ellos en la corrección del factor de potencia a la entrada de un convertidor alimentado de la línea de corriente alterna.

Es necesario ahora hacer énfasis en la diferencia entre los términos convertidor y regulador. Todos los circuitos presentados hasta ahora son convertidores conmutados, para cada condición de operación, esto es, para una tensión de entrada, carga y ciclo de trabajo de la onda de control dados la tensión de salida estará fija en un valor determinado. Sin embargo es necesaria la adición de un lazo de realimentación y un controlador; de manera que si hay variaciones en la tensión de entrada o en la carga, el controlador ajuste la onda de control y así

mantenga constante la tensión de salida. Entonces, la diferencia entre un convertidor y un reguador es la presencia o ausencia de un lazo de control.

La técnica empleada para la corrección del factor de potencia depende de las características de la carga con la que se trabaje. Para potencias medias o bajas, conviene la corrección en modo discontinuo o en la frontera, por su simplicidad; para potencias más altas la solución más adecuada puede ser la corrección en modo continuo pues maneja corrientes pico mucho más bajas. Sin embargo, unas soluciones nos permitirán entregar una tensión de directa adecuada a la aplicación y en otras no. Por ejemplo, para una fuente de computadora de potencia muy alta, un corrector operando en modo continuo podría ser la mejor opción, pero éste sólo puede entregar una tensión mayor al pico de la línea, mientras que la carga requiere una tensión de apenas unos cuantos volts.

Por otro lado, se hizo mención de que en operación discontinua y en la frontera el ciclo de trabajo de la onda de control se reserva para la regulación de la tensión de salida, pero para no provocar distorsión en la corriente de entrada, éste debe permanecer constante durante todo el ciclo de la línea. Sin embargo, conforme desciende la tensión rectificada de la línea, la energía que puede ser transferida a la carga por el convertidor es menor, de manera que habrá una caída en el capacitor de almacenamiento y esto se traducirá en un rizo debido a la variación de la tensión de la línea.

La regulación de la tensión de salida puede ser muy importante, sobre todo si la carga está formada por circuitos electrónicos. Algunas cargas pueden operar adecuadamente pese al a existencia de un pequeño rizo montado sobre la componente de corriente directa, pero otras mas requerirán de una regulación precisa y esto incluye la ausencia de tal rizo.

Por las razones enunciadas, en muchas ocasiones no se emplea un corrector del factor de potencia por si solo; para entregar una tensión con regulación rigurosa es necesario el empleo de más de un convertidor, estando el “Regulador corrector del factor de potencia” (R.C.F.P.) formado por dos etapas: el corrector del factor de potencia, que entregará una tensión regulada pero con algún rizo y un convertidor de CD-CD posterior que entregará la tensión de magnitud y regulación adecuadas.

Para el uso de dos etapas, no se tienen restricciones en cuanto a los convertidores, esto es, para el ejemplo mencionado más arriba, ahora podría emplearse la corrección en modo continuo y posteriormente “bajar” la tensión a un valor adecuado con un convertidor reductor o un flyback. La forma más simple de conectar estos convertidores es en cascada, esto es, el convertidor C.F.P. entrega energía a un capacitor de almacenamiento, siendo ahora la carga otro convertidor conmutado. El regulador C.F.P. en configuración cascada es el

que mejores características tiene, pues cada convertidor está dedicado únicamente a su obetivo, sea la corrección del factor de potencia o la regulación.

Sin embargo, la configuración tendrá una eficiencia tan baja como el producto de las eficiencias de las dos etapas, pues toda la potencia "procesada" (convertida) por el C.F.P. será procesada nuevamente por el regulador. En la búsqueda de mejorar la eficiencia, se ha propuesto la corrección y regulación con "Procesamiento de potencia redundante reducido", esto es, se buesca que no toda la potencia sea procesada por ambos convertidores, para ello es necesario partir de un modelo más general, en el que se ve al R.C.F.P. como un tripuerto, cada puerto siendo: el puerto de entrada (rectificador de la línea), el puerto de salida o carga y un puerto de almacenamiento que consta de un capacitor de almacenamiento. En la figura II.2.10 se muestra el modelo de tripuerto para un R.C.F.P. y la forma en que puede fluir la energía en cada puerto; se muestran además los tres tipos de flujo posible al interior del regulador, éstos son:

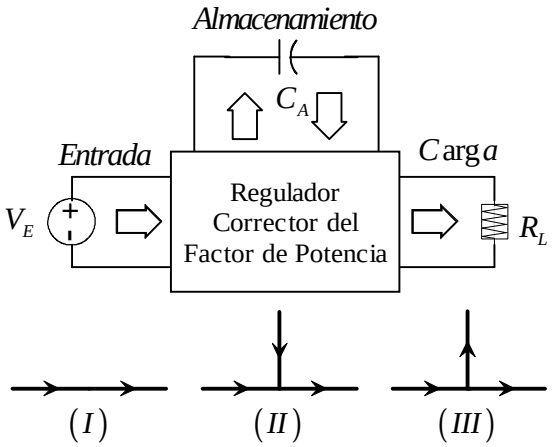


Figura II.2.10. Modelo de tres puertos de un regulador corrector del factor de potencia.

I. Directo de un puerto a otro.

II. Flujo de dos puertos a otro.

III. Flujo de un puerto a los otros dos.

Teniendo en cuenta que no pude haber flujo directo del puerto de entrada a la carga, se pueden combinar los tres tipos de flujo, con lo que se obtienen cuatro combinaciones posibles, I-I, I-II, I-III y II-III. El tipo de flujo I-I no es sino la configuración cascada, pues hay un flujo directo del puerto de entrada al de almacenamiento, y después del puerto de almacenamiento a la carga. En la figura II.2.11 se muestran los cuatro tipos posibles de flujo de energía en un R.C.F.P.

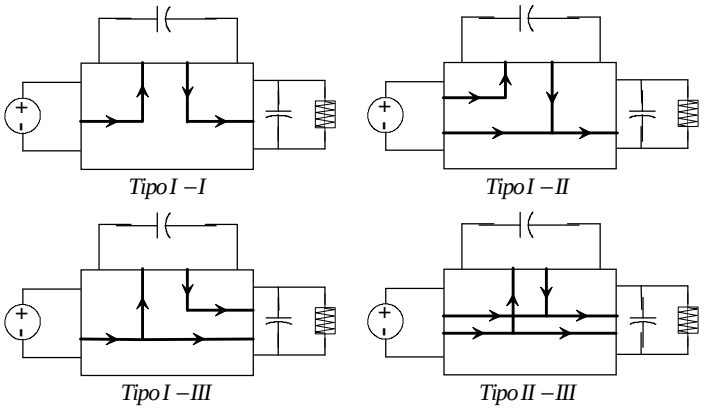


Figura II.2.11. Posibilidades de flujo de potencia al interior de un Regulador C.F.P.

Ahora deberán colocarse un convertidor en cada flujo, en el tipo I sólo hay una posibilidad, pero en los tipo II y III hay tres posiciones en las cuales puede estar el convertidor, entonces para la combinación I-I sólo hay una

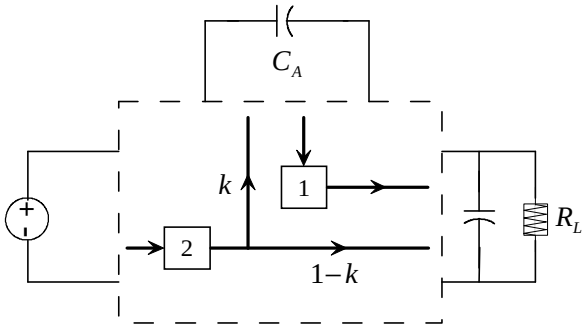


Figura II.2.12. Configuración de R.C.F.P. I-IIIB que emplea los flujos tipo I y III.

configuración posible, para los tipos I-II y I-III hay tres configuraciones distintas y el tipo II-III resulta en 9 configuraciones diferentes, con ello se tiene un total de 16 configuraciones de reguladores C.C.F.P. cada uno será identificado por el tipo de flujo y una literal para diferenciar aquellos de la misma familia (se ha seguido la nomenclatura empleada por el Dr. Chi K. Tse [II.2.5]). Un ejemplo es la configuración I-IIIB, mostrada en la figura II.2.12. Los bloques insertados en las líneas de flujo representan convertidores simples y la literal *k* representa el porcentaje de la potencia entregada por el convertidor #2 que será reprocesada por el convertidor #1. Con esta división, la eficiencia es:

$$\begin{aligned}\eta_{I-IIIB} &= \eta_2\left[k\eta_1+(1-k)\right] \\ &= k\eta_1\eta_2+(1-k)\eta_2+\eta_1\eta_2-\eta_1\eta_2 \\ &= \eta_1\eta_2+(1-k)\eta_2(1-\eta_1)\end{aligned} \qquad \text{(II.2.25)}$$

Se observa claramente en la ecuación (II.2.25) que la eficiencia de esta configuración es mayor a la eficiencia de la configuración cascada (I-I) $\eta_1\eta_2$ para todo valor de *k*. La mejora en la eficiencia se debe a la disminución del procesamiento de potencia redundante. Con $k=0$ se tiene un solo convertidor (el C.F.P.), la eficiencia es máxima pero la regulación podría no ser adecuada. Al contrario, para $k=1$ toda la potencia es reprocesada, se tiene buen factor de potencia y buena regulación pero la eficiencia es mínima. De manera que habrá que tener cuidado al establecer el porcentaje de redundancia pues de él dependen no sólo la eficiencia, sino la regulación y el factor de potencia.

Una vez que se ha elegido una configuración de R.C.F.P. es necesario generar un circuito equivalente a partir del diagrama de flujos, para ello habrá que seguir dos reglas, dado que los tres puertos son terminales de tensión, las reglas son:

1. La conexión de cualesquiera dos puertos a un convertidor deberá ser vía una conexión serie.
2. La conexión de un puerto a las entradas (o salidas) de dos convertidores deberá ser a través de una conexión en paralelo.

Con base a estas reglas, se observa en la figura II.2.12 que la salida del convertidor #2, el capacitor de almacenamiento y el puerto de salida deben formar un circuito serie. Luego, el convertidor #1 se alimenta del capacitor de almacenamiento y su salida se conecta en paralelo con el puerto de carga como se muestra en la figura II.2.13.

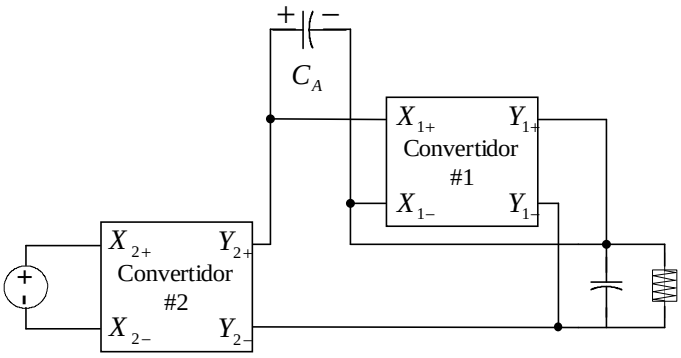


Figura II.2.13. Circuito equivalente general del R.C.F.P en configuración I-IIIB.

Finalmente, para sustituir los bloques por cada convertidor, deberán respetarse la polaridad, indicada aquí por $X_{\pm}\, e\, Y_{\pm}$. Deberá asimismo prestarse especial atención a los circuitos cortos que pudiese haber , esto es, todos los convertidores básicos poseen un puente permanente y puede haber conexión momentánea de las terminales X a Y a través de algun componente en una parte del ciclo de conmutación. En la figura II.2.13 se observa que no hay restricciones para el convertidor #2, pero para el convertidor #1 existe un puente permanente entre la terminal $X_{1-}\, con\, Y_{1+}$. El convertidor que cumple con este requerimiento es el convertidor reductor-elevador, mientras que el convertidor #2 puede ser cualquiera que permina la corrección del factor de potencia. En la figura II.2.14 se muestra la realización de esta configuración de regulador corrector del factor de portencia con un convertidor elevador y un reductor-elevador. En la figura II.2.14 se observa claramente el papel que juega cada convertidor. El convertidor elevador está encargado de la corrección del factor de potencia y mantendrá la tensión $V_{C_A} + V_S$ con una regulación no muy rigurosa. Por otro lado, el convertidor #1, el reductor-elevador, tomará energía del capacitor de almacenamiento y la transferirá al puerto de salida, donde mantedrá una regulación más rigurosa a manera de un divisor de tensión controlado por el convertidor. La configuración I-IIIB presenta además la ventaja de que, de ser necesaio aislamiento entre la línea y la carga, bastará con emplear un convertidor aislado para el convertidor #2, como podría ser un convertidor Flyback.

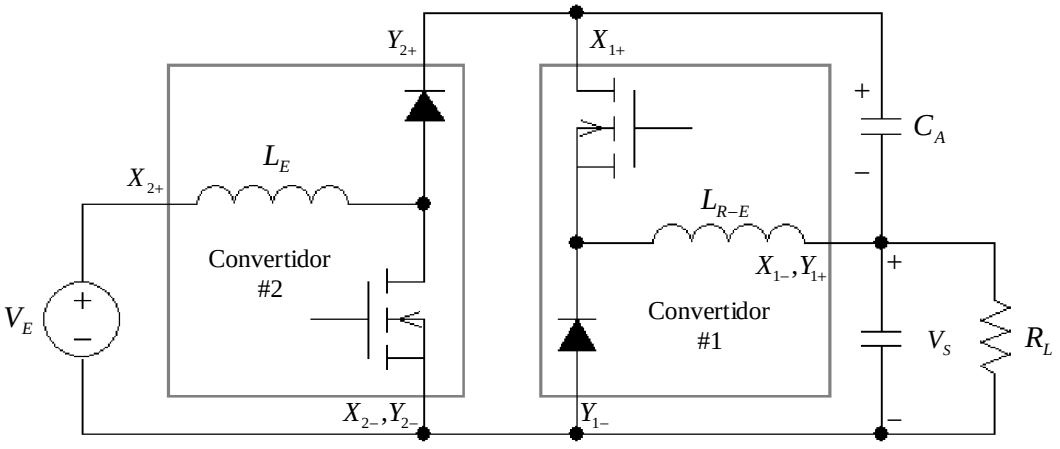


Figura II.2.14. Realización de un regulador corrector del factor de potencia en configuración I-IIIB.

La gama de reguladores C.C.F.P. de dos etapas con procesamiento redundante de potencia reducido que pueden ser obtenidos mediante este método es muy ámplia y no se pretende presentarlos todos, por esta razón se ha ejemplificado la generación de un regulador particular siguiendo el método propuesto por el Dr. Chi K. Tse.

Bibliografía

[II.2.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, McGraw-Hill. Segunda edición, 1997.

[II.2.2] Hamill, David C. y Krein Philip T., *A 'Zero' Ripple Technique Applicable To Any DC Converter*, Power electronics specialists conference, PESC 99. 30° IEEE annual (1999 volumen 2).

(http://www.hamill.co.uk/pdfs/azrtatad.pdf)

[II.2.3] Adragna, Claudio, *Minimizing filtering with ripple steering*, ST Microelectronics.

(www.analogzone.com/pwrt0712.pdf)

[II.2.4] Marrero Joe, *Utilizing ripple steering in forward and Flyback converters and input filters*, National Semiconductor.

(http://www.national.com/appinfo/power/files/f22.pdf)

[II.2.5] Tse, Chi K., *A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing*, IEEE Transactions on power electronics, volumen 16, No. 6, Noviembre 2001.

(http://cktse.eie.polyu.edu.hk/pdf-paper/PE-0111.pdf)

[II.2.6] Tse, Chi K., *Circuit theory of power factor correction in switching converters*, International journal of circuit theory and applications.

(http://cktse.eie.polyu.edu.hk/pdf-paper/ijcta-0303.pdf)

[II.2.7] Oppenheim, Alan V. y Willsky, Alan S., *Signals and systems*, Prentice Hall, 1983.

II.3. Sistemas Difusos

Se mencionó en la sección II.2.iii que la diferencia entre un convertidor y un regulador conmutado es la existencia de un lazo de realimentación y un controlador que ajuste los parámetros de operación del convertidor para mantener la tensión de salida constante. En el caso de un corrector del factor de potencia operado en modo discontinuo con modulación del ancho del pulso a una frecuencia fija, será necesario ajustar el tiempo de encendido en función del error entre la tensión de salida sensada y la tensión deseada o referencia.

Existen muchas formas en las que se puede resolver e implementar un sistema de control, como por ejemplo el control tradicional PID ya sea analógico o digital, pero estas técnicas requieren del modelado de la planta, lo que puede ser un proceso lento y complicado. Otra limitación de estas estrategias de control es que solamente pueden ser aplicadas a sistemas lineales, aunque la mayor parte de los sistemas físicos no son lineales.

Debido a esto y a la necesidad de implementar sistemas de control cada vez más complejos, se han desarrollado tecnologías clasificadas en el área de estudio de la inteligencia artificial, con las que se simplifica notablemente el proceso de control. Una de las técnicas más empleadas y que goza de gran éxito es el control en base a “Sistemas Difusos”, esta técnica puede reducir el tiempo empleado en el modelado del sistema e incluso éste puede hacerse casi nulo, siendo el modelo sustituido por alguna otra clase de información, tal como la información estadística o el conocimiento experto.

Por ejemplo, en la etapa de pruebas a un regulador conmutado puede ser necesario ajustar manualmente la onda de control con la finalidad de observar el comportamiento del sistema. Sin embargo, para ajustar la salida a un valor adecuado no es necesario el conocimiento del modelo del convertidor ni de la carga, sino que se logra el ajuste con información tan sencilla como: “al subir el ciclo de trabajo, sube la tensión” y “al bajar el ciclo de trabajo, baja la tensión”. De manera que se pueden aplicar los sistemas difusos a un sistema de control que regule la salida de un convertidor conmutado, tal como lo haría una persona de forma manual.

En esta sección se presentan las bases de los sistemas de control difuso, comenzando por la presentación de la *Lógica Difusa* y sus propiedades, para posteriormente describir las etapas que conforman la llamada “Máquina de razonamiento difuso”. En el capítulo III, sobre la implementación del sistema, se dedicará una sección a una forma en que se puede implementar la máquina de razonamiento en un microcontrolador.

II.3.i. Lógica Difusa

La lógica difusa es una herramienta mediante la cual se trata de reproducir en las máquinas la forma de razonar de los seres humanos, que es por naturaleza imprecisa, esto es, el ser humano está acostumbrado a resolver problemas sin tener información exacta de los mismos. Algunos ejemplos, son “cruzar la calle” o “manejar un automóvil”, en este último no se precisa de información detallada del funcionamiento del vehículo y lo que es más importante, no se tiene un modelo matemático que describa el comportamiento de los otros vehículos, ni hace falta información precisa como velocidad, aceleración y dirección del automóvil, sin embargo a diario las personas se trasladan en sus automóviles de un lugar a otro en un sin numero de condiciones diferentes. Como éste hay muchos ejemplos de solución de problemas, que están basados en información cualitativa, tal como “velocidad alta”, “distancia corta” y se efectúan acciones como “presionar acelerador” o “girar ligeramente el volante”, información que pone de manifiesto una de las características sustanciales del pensamiento humano: la vaguedad.

La lógica difusa es esencialmente una lógica multivaluada que extiende a la lógica aristotélica. Esta última sólo puede tomar los valores *falso* o *verdadero*, pero el razonamiento humano no hace distinciones “tan claras”. Por ejemplo, al calificar que “un vehículo se mueve rápido”, se está obligado a considerar qué tan rápido es el vehículo, aunque ello no implique necesariamente cuantificar la velocidad del vehículo con toda precisión. De ahí que el adjetivo “difuso” aplicado a esta lógica se deba a que los grados de verdad utilizados en ella tienen una connotación de incertidumbre.

En la ingeniería, en la biología, la economía y en general en todas las áreas del conocimiento, existen fenómenos para los cuales la obtención de un modelo matemático que los describa, resulta sumamente complicado, por la cantidad de variables involucradas o porque se trata de sistemas no lineales. Sin embargo, estos fenómenos son tratados eficientemente por especialistas con amplia experiencia. La lógica difusa permite usar el lenguaje ordinario como lenguaje de descripción de problemas, con lo que es posible analizar fenómenos o bien controlar sistemas que por otros medios, sería complicado de realizar.

En los sistemas basados en la lógica difusa o sistemas difusos, se distinguen enunciados “de entrada”' y enunciados “de salida”. El razonamiento o inferencia difusa, es el proceso mediante el cual se evalúa el grado de verdad de los enunciados de salida en términos de los de entrada. Esta capacidad de “razonamiento” clasifica a la lógica difusa en el área de la Inteligencia Artificial y ha dado origen a sistemas de análisis o control difuso basados en el conocimiento experto.

Conjuntos Difusos

En la lógica aristotélica, una aseveración sólo puede ser verdadera o falsa, o bien un elemento puede pertenecer o no a un conjunto. Sin embargo, cuando se habla de elementos en la frontera, y la diferencia entre ellos, se pone en predicamento a esta lógica, por ejemplo si decimos que una velocidad mayor o igual a 100[$\frac{km}{h}$] pertenece al conjunto de "velocidad alta", 150[$\frac{km}{h}$] pertenece al conjunto y 20[$\frac{km}{h}$] al igual que 99.99[$\frac{km}{h}$] no pertenecen al conjunto velocidad alta. Éste es el problema de considerar completamente nítido el límite entre pertenecer y no a un conjunto.

Por el contrario, en la lógica difusa todo es cuestión de grado, pues los límites de un conjunto difuso se extienden de manera que el grado de pertenencia será un valor entre [0,1] como se muestra en la figura II.3.1. Así, una velocidad de 99.99[$\frac{km}{h}$] podría pertenecer al conjunto difuso "Velocidad Alta" en 0.9999, de tal suerte que no por difuso es menos relevante, lo que es más, describe mejor al fenómeno. En la lógica difusa, un elemento pertenece a un conjunto "en cierto grado" y para describir completamente un elemento *dentro* de un conjunto difuso habrá que tener presente su *Grado de Pertenencia*, que es un valor entre cero y uno. De manera análoga, un conjunto difuso queda definido por su "Función de Pertenencia o Membresía", denotada como $\mu_{\underline{A}}(x)$, donde $\underline{A}$ es el "Conjunto Difuso *A*" sobre el universo *X*.

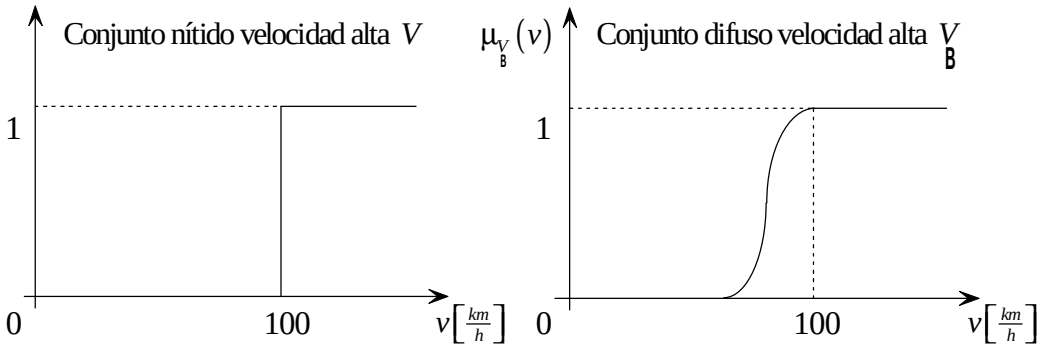


Figura II.3.1. Diferencia entre los límites de un conjunto nítido y un conjunto difuso.

El hecho de que los límites no estén bien definidos, sino que haya una zona de transición gradual entre grados de verdad, es la razón por la que se le da el adjetivo de "Difusa" o "Borrosa" a esta lógica, lo que puede verse gráficamente en forma de diagramas de Venn en la figura II.3.2. El universo (*X* en la figura II.3.2) en un conjunto que está siempre bien definido, es decir, el universo es siempre un conjunto *nítido*; $\underline{A}$ es un conjunto difuso sobre *X* y *B* es un conjunto nítido sobre *X*. Se observa además que la idea de "pertenencia" por si sola pierde sentido pues en la lógica difusa todo el universo pertenece a un conjunto en diferente grado; en la definición clásica se diría que aquellos elementos que están

fuera del conjunto (no pertenecen a él) son todos aquellos para los que $\mu_{\underset{B}{A}}(x)=0$ y pertenecen los que tienen pertenencia unitaria, de manera que la concepción se pertenencia se expresa como: "x pertenece al conjunto difuso $\underset{B}{A}$ en grado $\mu_{\underset{B}{A}}(x)$".

La función de pertenencia de un conjunto difuso puede tomar muchas "formas", algunas de ellas lineales como son triángulos y trapecios como el de la figura II.3.3, y otras no lineales como son sigmoides y campanas, en sistemas de control es más usual encontrar formas lineales a tramos, pues reducen el cómputo; se emplea además otro tipo especial llamado "Singleton" que es equivalente a la función delta o impulso unitario.

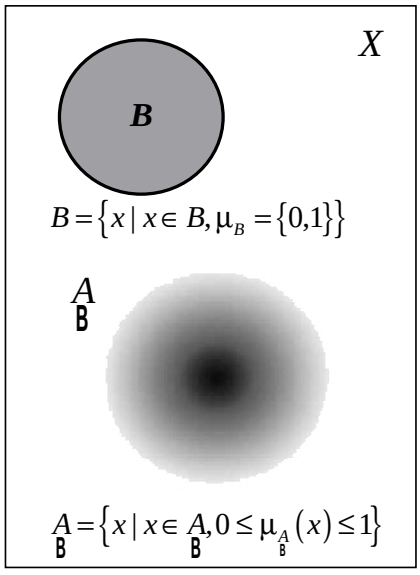


Figura II.3.2. Diagrama de Venn para un conjunto difuso y nítido.

Para todo conjunto difuso se definen tres regiones denominadas: Núcleo del conjunto, Límites y Soporte; éstos se definen como sigue:

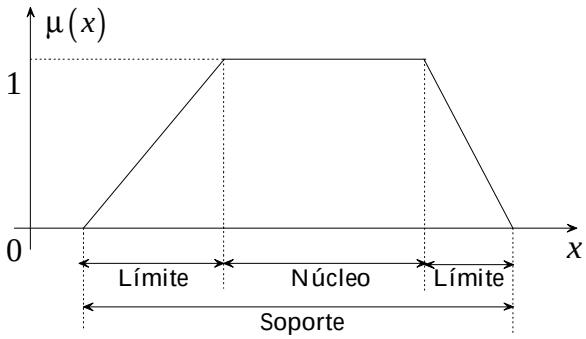


Figura II.3.3. Regiones de un conjunto difuso.

$$N=\{x \mid x\in \underset{B}{A}, \mu_{\underset{B}{A}}(x)=1\}$$
$$L=\{x \mid x\in \underset{B}{A}, 0<\mu_{\underset{B}{A}}(x)<1\} \qquad \text{(II.3.1)}$$
$$S=\{x \mid x\in \underset{B}{A}, \mu_{\underset{B}{A}}(x)\neq 0\}$$

Estas definiciones, son independientes de la forma del conjunto, o bien de su representación matemática. Se observa que dado que la lógica difusa es una extensión de la lógica clásica, ésta se vuelve un caso particular, esto es, un conjunto es nítido siempre que *no existan* los límites, o expresado de otra forma, un conjunto es nítido si $L=\{\phi\}$.

Operaciones Entre Conjuntos Difusos

Las operaciones básicas de la lógica difusa, son las mismas que en la lógica aristotélica, sin embargo, su definición es distinta. En la teoría de la lógica difusa se han propuesto muchas formas de definir la Disyunción, la Conjunción y la Negación o Complemento. En términos generales, para la definición de cualquiera de estas operaciones se requiere de una función que realice el mapeo de los grados de pertenencia de los conjuntos *operandos* al grado de pertenencia del conjunto *resultado*, esto es: $\mu_{\underset{B}{C}}=f\left(\mu_{\underset{B}{A}},\mu_{\underset{B}{B}}\right)$.

Para que una función pueda ser empleada para la definición de alguna de las operaciones antes mencionadas, deberá cumplir con una serie de condiciones. A las funciones que pueden emplearse en la definición de la disyunción, se les denomina Normas-S y a las funciones que cumplen con los requerimientos para ser empleadas en la definición de la conjunción se les denomina Normas-T o norma triangular (T-Norm en inglés) y cada Norma-S se corresponde con una Norma-T. Un conjunto de definiciones muy sencillo y uno de los más empleados en controladores difusos por su simplicidad de cómputo, es el siguiente:

$$\begin{aligned}
&\text{Regla de Disyunción} : \mu_{A\vee B}(x) = \max\left\{\mu_A(x), \mu_B(x)\right\} \\
&\text{Regla de Conjunción} : \mu_{A\wedge B}(x) = \min\left\{\mu_A(x), \mu_B(x)\right\} \\
&\text{Regla de Negación} \quad : \mu_{\bar{A}}(x) = 1-\mu_A(x)
\end{aligned} \tag{II.3.2}$$

Con este conjunto de funciones se realiza un mapeo de la pertenencia de un elemento x a los conjuntos A y B a la pertenencia de x al conjunto Unión, Intersección y Complemento respectivamente. De tal forma que en base a las ecuaciones (II.3.2) se obtienen las operaciones entre conjuntos difusos, como sigue:

$$\begin{aligned}
\text{Unión} \Rightarrow A \cup B \quad &= \left\{x \mid x \in X, \mu_{A\cup B}(x)\right\} \\
&= \left\{x \mid x \in X, \max\left[\mu_A(x), \mu_B(x)\right]\right\} \\
\text{Intersección} \Rightarrow A \cap B \quad &= \left\{x \mid x \in X, \mu_{A\cap B}(x)\right\} \\
&= \left\{x \mid x \in X, \min\left[\mu_A(x), \mu_B(x)\right]\right\} \\
\text{Complemento} \Rightarrow \bar{A} \quad &= \left\{x \mid x \in X, \mu_{\bar{A}}(x)\right\} \\
&= \left\{x \mid x \in X, 1-\mu_A(x)\right\}
\end{aligned} \tag{II.3.3}$$

Se observa en el juego de ecuaciones (II.3.3) que la aplicación de las leyes de conjuntos consta de la aplicación de las operaciones básicas definidas en (II.3.2) elemento a elemento; en la figura II.3.4 se presentan algunas gráficas en las que se ilustran estas operaciones; por ejemplo en la figura II.3.4(a) se ilustran la unión e intersección entre dos conjuntos A y B, mientras que en la figura II.3.4(b) se muestra la operación complemento de un conjunto difuso A.

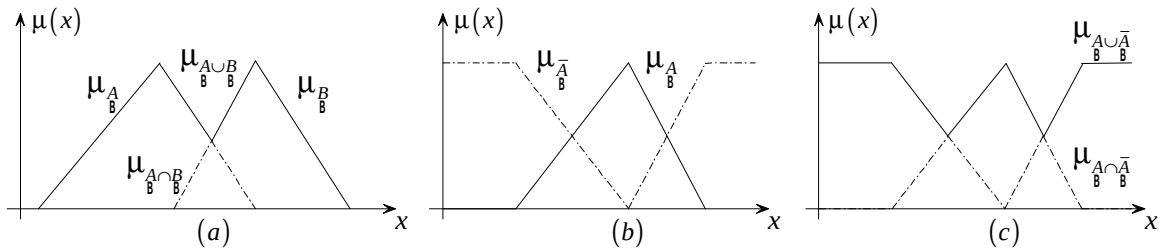


Figura II.3.4. Operaciones de unión, intersección y complemento entre conjuntos difusos.

Leyes de Conjuntos Difusos

La Lógica Difusa cumple con las leyes de la lógica clásica, sin embargo hay que tener presente que, como se mencionó desde el principio, ésta es una generalización de la lógica bi-valuada, y uno de los aspectos más interesantes, es que dos leyes no se cumplen, lo que significa que estas leyes son casos particulares que únicamente se cumplen para la lógica clásica.

$$
\begin{aligned}
\text{-Conmutatividad}: &\quad \begin{cases} A \cup B = B \cup A \\ A \cap B = B \cap A \end{cases} \\
\text{-Asociatividad}: &\quad \begin{cases} A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C \\ A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C \end{cases} \\
\text{- Distributividad}: &\quad \begin{cases} A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \\ A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C) \end{cases} \\
\text{- Idempotencia}: &\quad \begin{cases} A \cup A = A \\ A \cap A = A \end{cases} \\
\text{- Identidad}: &\quad \begin{cases} A \cup \phi = A \\ A \cap X = A \\ A \cup X = X \\ A \cap \phi = \phi \end{cases} \\
\text{- Involución}: &\quad \begin{cases} \bar{\bar{A}} = A \end{cases} \\
\text{- Leyes de Demorgan}: &\quad \begin{cases} \overline{A \cup B} = \bar{A} \cap \bar{B} \\ \overline{A \cap B} = \bar{A} \cup \bar{B} \end{cases}
\end{aligned}
\qquad \text{(II.3.4)}
$$

Las dos leyes que varían son la “Ley del Medio Excluido” y la “Ley de la Contradicción”, estas leyes son consecuencia de una de las propiedades más importantes de la lógica binaria y en realidad son las leyes que la separan de cualquier otra lógica, pues parten del hecho de que “No hay ningún intermedio entre los estados Falso y Verdadero”, en términos de los conjuntos difusos, se dice que los limites de los conjuntos son vacíos $L = \{\phi\}$, lo que significa que un conjunto y su complemento son mutuamente excluyentes; estas leyes son:

$$
\begin{aligned}
&\text{- Ley del Medio Excluido}: A \cup \bar{A} = X \\
&\text{- Ley de la Contradicción}: A \cap \bar{A} = \phi
\end{aligned}
\qquad \text{(II.3.5)}
$$

Sin embargo, tal como se muestra en la figura II.3.4(c), esto no es cierto para la lógica difusa y en general, para cualquier lógica multivaluada, por lo que tales leyes para el caso de la lógica difusa, enuncian:

$$
\begin{aligned}
&\text{- Ley del Medio Excluido}: A \cup \bar{A} \neq X \\
&\text{- Ley de la Contradicción}: A \cap \bar{A} \neq \phi
\end{aligned}
\qquad \text{(II.3.6)}
$$

Relaciones Difusas

El producto cartesiano de dos conjuntos nítidos o universos *X* y *Y*, denotado como $X \times Y$, es el conjunto de todos los pares ordenados o duplas (x, y), para todo *x* e *y* dentro de dichos universos. De forma general, el producto cartesiano de *n* conjuntos nítidos $X_1, X_2, ..., X_n$, denotado como $X_1 \times X_2 \times \mathbf{i} \times X_n$, es el conjunto de todas las *n-tuplas* (donde una tupla es una secuencia ordenada de elementos) $(x_1, x_2, ..., x_n)$ para todo $x_i \in X_i,\ i = 1, 2, ...n$. Por otro lado, una relación entre los conjuntos $X_1, X_2, ..., X_n$, denotada como $R(X_1, X_2, ..., X_n)$ se define como un subconjunto del producto cartesiano $X_1 \times X_2 \times \mathbf{i} \times X_n$, esto es, una relación es un conjunto de tuplas $(x_1, x_2, ..., x_n)$ para las que se dice que "hay relación".

En el caso particular de la relación binaria $R(X,Y)$ entre los conjuntos *X* y *Y*, *R* será el subconjunto de pares ordenados (x, y) entre los que existe relación, es decir, en una relación clásica la relación sólo puede ser total (para los miembros del producto cartesiano que pertenecen a la relación) o nula para los miembros del universo $X \times Y$ que no pertenecen a la relación. Por ejemplo, supóngase que *X* y *Y* son dos departamentos de una empresa y la relación $R(X,Y)$ representa las parejas de empleados (x, y) entre los que hay comunicación, esto se muestra en forma de diagrama sagital en la figura II.3.5(a), o lo que es lo mismo, la relación está compuesta por las parejas:

$$\mathrm{R(X,Y)} = \{(\mathrm{x}_1, y_1), (\mathrm{x}_2, y_2), (\mathrm{x}_2, y_3), (\mathrm{x}_3, y_1), (\mathrm{x}_3, y_3)\} \qquad \text{(II.3.7)}$$

Dado que las relaciones son a final de cuentas conjuntos, con la lógica difusa surge la posibilidad de hablar de *relaciones difusas*, en donde una tupla no sólo puede pertenecer o no a la relación, sino que pertenecerá "en cierto grado". De manera análoga al grado de pertenencia a un conjunto, en el caso de las relaciones se define la "*Fuerza de la relación*" $\mu_{\underline{\underline{B}}(X_1, X_2, ..., X_N)} o \mu_{\underline{\underline{R}}}(x_1, ..., x_n) \in [0,1]$. Con lo que se encuentra que nuevamente el caso difuso representa mejor la realidad, pues en ocasiones, la relación entre dos elementos puede ser diferente de total o nula. En el ejemplo anterior, se podrá cuantificar la comunicación entre los empleados de los departamentos *X* y *Y*, asignándoles un valor numérico entre cero y uno, lo que se muestra en la figura II.3.5(b) en forma de diagrama sagital.

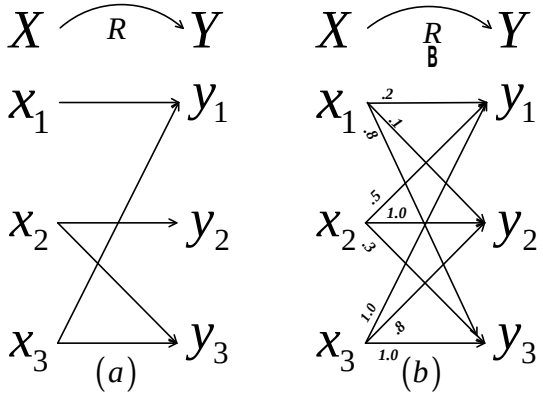


Figura II.3.5. Relaciones binaria y difusa.

Para el caso de conjuntos discretos, las relaciones pueden expresarse como matrices de relación, para el caso continuo, se trata de una "Superficie de Relación". Representar una relación como una matriz es especialmente útil, pues la composición de relaciones, se puede ver como una forma "especial" de producto de matrices, como se verá más adelante; en la ecuación (II.3.8) se muestra la matriz de relación para el ejemplo de la figura II.3.5(a).

$$R(X,Y) = \begin{array}{c} \\ \\ X \end{array} \begin{array}{c} \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} & Y & \\ y_1 & y_2 & y_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \qquad \text{(II.3.8)}$$

Dado que una relación difusa es en sí un conjunto difuso, puede definirse el producto cartesiano entre conjuntos difusos. Si $\underset{\sim}{A}$ y $\underset{\sim}{B}$ son conjuntos difusos en los universos *X* y *Y* respectivamente, entonces el producto cartesiano de $\underset{\sim}{A}$ y $\underset{\sim}{B}$ resultará en una relación $\underset{\sim}{R}$, es decir:

$$\underset{\sim}{A} \times \underset{\sim}{B} = \underset{\sim}{R} \subset X \times Y$$
$$\textit{donde} \qquad \mu_{\underset{\sim}{A}\times\underset{\sim}{B}}(x,y) = \min\left\{\mu_{\underset{\sim}{A}}(x), \mu_{\underset{\sim}{B}}(y)\right\} \qquad \text{(II.3.9)}$$

La composición es empleada, cuando se tienen las relaciones $\underset{\sim}{R}(X,Y)$ y $\underset{\sim}{S}(Y,Z)$ las cuales comparten un universo *Y*, y se desea conocer la relación $\underset{\sim}{T}(X,Z)$ entre los universos *X*-*Z*. Hay dos formas como puede definirse la composición difusa.

Composición *Max-Min* $\bullet$: $\underset{\sim}{T} = \underset{\sim}{R} \bullet \underset{\sim}{S}$, donde la fuerza de la relación está dada por:

$$\begin{aligned} \mu_{\underset{\sim}{T}}(x,z) &= \vee_{\forall y \in Y}\left[\mu_{\underset{\sim}{R}}(x,y) \wedge \mu_{\underset{\sim}{S}}(y,z)\right] \\ &= \max\left\{\min\left[\mu_{\underset{\sim}{R}}(x,y), \mu_{\underset{\sim}{S}}(y,z)\right], \forall y \in Y\right\} \end{aligned}$$

Esta composición obtiene la relación entre los elementos *x* y *z*; con el empleo del máximo para la disyunción, el resultado obtenido es la "más fuerte de las trayectorias" entre *x* y *z*, donde la fuerza de cada trayectoria está dada por el más débil de los vínculos intermedios; esto se muestra en la figura II.3.6 en forma de diagrama sagital, la fuerza de la relación para los elementos mostrados es $\mu_{\underset{\sim}{T}}(x_2, z_2) = 0.5$.

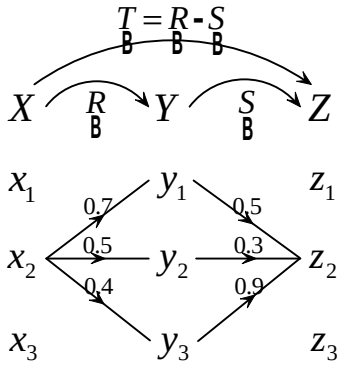


Figura II.3.6. Composición de relaciones difusas.

Composición *Max-Prod* $\bullet$: $\underset{\sim}{T} = \underset{\sim}{R} \bullet \underset{\sim}{S}$, donde la fuerza de la relación está dada por:

$$\begin{aligned} \mu_{\underset{\sim}{T}}(x,z) &= \vee_{\forall y \in Y}\left[\mu_{\underset{\sim}{R}}(x,y) \cdot \mu_{\underset{\sim}{S}}(y,z)\right] \\ &= \max\left\{\mu_{\underset{\sim}{R}}(x,y) \cdot \mu_{\underset{\sim}{S}}(y,z), \forall y \in Y\right\} \end{aligned}$$

Esta definición de la composición resulta “más difusa” por así decirlo, pues el resultado incluye el efecto de “todos los vínculos” para la obtención de la fuerza de las trayectorias y el resultado es nuevamente la más fuerte de éstas; para el ejemplo de la figura II.3.6, la fuerza de la relación para los elementos mostrados es $\mu_{T}(x_2, z_2) = 0.36$. Sin embargo, por simplicidad de cómputo, es más usual emplear la composición *Max-Min*. Como se mencionó, para el caso de conjuntos discretos, la relación se puede expresar en forma de matriz, y la composición puede realizarse como un producto de matrices especial, pues para las composiciones *Max-Min* y *Max-Prod*, se sustituye el operador *Suma* por el *Máximo* y el operador *Producto* por los operadores *Min* y *Producto* respectivamente,.como en el siguiente ejemplo; supónganse las siguientes matrices de relación:

$$\mu_{R}(x,y) = \begin{array}{c} \\ x_1 \\ x_2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} y_1 & y_2 \end{array} \\ \begin{pmatrix} 0.7 & 0.5 \\ 0.8 & 0.4 \end{pmatrix} \end{array} \quad \mu_{S}(y,z) = \begin{array}{c} \\ y_1 \\ y_2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} z_1 & z_2 & z_3 \end{array} \\ \begin{pmatrix} 0.9 & 0.6 & 0.2 \\ 0.1 & 0.7 & 0.5 \end{pmatrix} \end{array}$$

Para obtener la matriz de relación entre los conjuntos *X* y *Z*, se realiza la composición *Max-Min* como un producto de matrices, empleando el máximo y mínimo en lugar de la suma y el producto:

$$\begin{aligned} \mu_{T}(x,z) &= \begin{array}{c} \\ x_1 \\ x_2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} y_1 & y_2 \end{array} \\ \begin{pmatrix} 0.7 & 0.5 \\ 0.8 & 0.4 \end{pmatrix} \end{array} \text{o} \begin{array}{c} \\ y_1 \\ y_2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} z_1 & z_2 & z_3 \end{array} \\ \begin{pmatrix} 0.9 & 0.6 & 0.2 \\ 0.1 & 0.7 & 0.5 \end{pmatrix} \end{array} \\ &= \begin{pmatrix} \mu_{T}(x_1, z_1) = \max\{\min(.7,.9), \min(.5,.1)\} = 0.7 & \textbf{i} \\ \mu_{T}(x_2, z_1) = \max\{\min(.8,.9), \min(.4,.1)\} = 0.8 & \textbf{i} \end{pmatrix} \\ &= \begin{array}{c} \\ x_1 \\ x_2 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} z_1 & z_2 & z_3 \end{array} \\ \begin{pmatrix} 0.7 & 0.6 & 0.5 \\ 0.8 & 0.6 & 0.4 \end{pmatrix} \end{array} \end{aligned}$$

Lógica de Predicados

La lógica de predicados, también conocida como teoría del razonamiento aproximado se basa en el empleo de conjuntos difusos y proporciona un método para razonar frente a información incierta, esto es, esta teoría brinda un mecanismo para modelar y realizar inferencias a partir de relaciones imprecisas y es la base del modelado de sistemas difusos. Las proposiciones difusas, son afirmaciones sobre un objeto que incluye predicados difusos. Ejemplos de proposiciones difusas son “La velocidad es alta” o “La distancia es corta” y en general tienen la estructura $"x \text{ es } A"$ donde A es un predicado o “variable” difusa. Por otro lado, “velocidad” o “distancia” son variables que podrían tomar valores como $100\left[\frac{km}{h}\right]$ o $50[m]$ respectivamente; sin embargo, cuando estas variables

toman palabras en lenguaje común (como “alta” o “corta”) como sus valores, éstas son llamadas “variables lingüísticas” y esas palabras son conjuntos difusos definidos en el mismo universo del discurso que las variables. En el ejemplo anterior, “alta” es un conjunto difuso definido en el intervalo de variación de la velocidad del móvil al que se refiere la proposición.

La lógica difusa asigna un grado de verdad a las proposiciones, en contraparte con la lógica clásica que únicamente dice si éstas son falsas o verdaderas. Así, a una proposición o “juicio lingüístico” o “declarativo” se le asigna un grado de verdad, denotado como sigue: Sea $\underset{\sim}{P}$ una proposición difusa en el universo *X*, $0 \le T(\underset{\sim}{P}) \le 1$ es su grado de verdad.

Las proposiciones difusas pueden ser compuestas y en tal caso poseen la estructura: $x \text{ es } \underset{\sim}{A} \,\&\, x \text{ es } \underset{\sim}{B}$ donde $\underset{\sim}{A}$ y $\underset{\sim}{B}$ son predicados o variables difusas y donde *&* es cualquier ligadura lógica como la *disyunción* o la *conjunción*. En estos casos la proposición puede llevarse a la estructura de una proposición sencilla, como en el ejemplo siguiente:

$$(x \text{ es } \underset{\sim}{A}) O (x \text{ es } \underset{\sim}{B}) = x \text{ es } (\underset{\sim}{A} \cup \underset{\sim}{B}) \tag{II.3.10}$$

En el caso de una proposición compuesta por proposiciones en diferentes universos, como “La velocidad es alta” y “la distancia es corta”, las proposiciones son ligadas por relaciones difusas.

$$(x \text{ es } \underset{\sim}{A}) Y (y \text{ es } \underset{\sim}{B}) = (x, y) \text{ es } (\underset{\sim}{A} \times \underset{\sim}{B}) \tag{II.3.11}$$

Donde $\underset{\sim}{A} \times \underset{\sim}{B}$ es una relación difusa contenida en $X \times Y$ de acuerdo a la ecuación (II.3.9). Una de las relaciones más empleadas es la implicación, como sigue:

$$\begin{aligned} Si(x \text{ es } \underset{\sim}{A}) \, entoces (y \text{ es } \underset{\sim}{B}) \quad &= (x \text{ es } \underset{\sim}{A}) \rightarrow (y \text{ es } \underset{\sim}{B}) \\ &= (x, y) \text{ es } (\underset{\sim}{A} \rightarrow \underset{\sim}{B}) \end{aligned} \tag{II.3.12}$$

La pertenencia de la relación difusa en $X \times Y$ denotada como $\underset{\sim}{A} \rightarrow \underset{\sim}{B}$ puede encontrarse a partir de la expresión: $(\underset{\sim}{A} \wedge \underset{\sim}{B}) \vee \bar{\underset{\sim}{A}}$, sin embargo en función de las funciones o normas empleadas para definir la disyunción, la conjunción y la negación difusas, existen muchas formas de obtener la pertenencia de la relación implicación, dos de ellas son:

$$\begin{aligned} -Zadeh: \quad & \mu_{\underset{\sim}{A} \rightarrow \underset{\sim}{B}}(x, y) = \max\left\{ \min\left[\mu_{\underset{\sim}{A}}(x), \mu_{\underset{\sim}{B}}(y) \right], 1 - \mu_{\underset{\sim}{A}}(x) \right\} \\ -Mamdani: \quad & \mu_{\underset{\sim}{A} \rightarrow \underset{\sim}{B}}(x, y) = \min\left\{ \mu_{\underset{\sim}{A}}(x), \mu_{\underset{\sim}{B}}(y) \right\} \end{aligned} \tag{II.3.13}$$

Se observa que la implicación de Zadeh emplea las definiciones básicas enunciadas en la ecuación (II.3.2). Por su simplicidad, la implicación de Mamdani es una de las más empleadas en aplicaciones de control. La propiedad más importante de la implicación es que un antecedente “verdadero” no puede tener

un consecuente "falso" (o menos verdadero), en términos del grado de verdad de las proposiciones, se tiene que : $T(\underset{R}{B}) \geq T(\underset{R}{A})$.

Con esta información, se puede presentar ahora la arquitectura de las llamadas "Reglas de composición", empleadas para representar el conocimiento en la lógica difusa, estas reglas se emplean para asignar funciones de pertenencia a proposiciones compuestas, en otras palabras, nos da una forma de representar información lingüística como operaciones matemáticas y gracias a las propiedades de la lógica difusa, ésta se trata de información imprecisa:

$$\begin{array}{lll} \text{Disyunción} & :(x \text{ es } \underset{B}{A}) \vee (x \text{ es } \underset{B}{B}) & = (x \text{ es } \underset{B}{A}) \acute{o} (x \text{ es } \underset{B}{B}) \\ \text{Conjunción} & :(x \text{ es } \underset{B}{A}) \wedge (x \text{ es } \underset{B}{B}) & = (x \text{ es } \underset{B}{A})\, y\, (x \text{ es } \underset{B}{B}) \\ \text{Implicación} & :(x \text{ es } \underset{R}{A}) \rightarrow (y \text{ es } \underset{R}{B}) & = Si\,(x \text{ es } \underset{R}{A})\, entonces\, (y \text{ es } \underset{R}{B}) \end{array} \qquad \text{(II.3.14)}$$

II.3.ii. Máquina de Razonamiento y Control Difuso

El control difuso es aquel que realiza las acciones de control por medio de un razonamiento, este razonamiento lo hace tomando como base información representada en forma difusa. En un principio, aunque aún se realiza con frecuencia, este tipo de sistemas estaban basados en información o "conocimiento experto", por lo que es relativamente sencillo plantear el sistema en base al conocimiento previo de la planta, sin necesidad de conocer el interior de la misma, es decir, para este tipo de control no es necesario el modelado matemático de la planta. Sin embargo, en ocasiones resulta complicado hacerse de este conocimiento experto, o bien adaptar la experiencia del especialista de una forma útil. Para este tipo de problemas, se han desarrollado métodos que no requieren de conocimiento experto, por ejemplo algunos algoritmos emplean Redes Neuronales para la obtención de este conocimiento. En la figura II.3.7 se muestra el diagrama de bloques de la implementación de un sistema de control difuso. El comportamiento deseado será comparado con la salida que se está sensando del sistema y con base a ello se realizará un razonamiento para

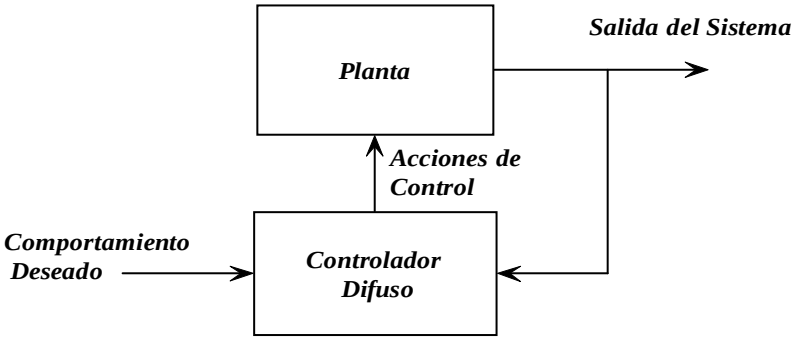


Figura II.3.7. Diagrama de bloques de un sistema de control difuso.

determinar las acciones de control que deben realizarse. Este razonamiento está basado en un conjunto de "Reglas" del tipo IF-THEN. Sin embargo, el proceso de razonamiento no es suficiente, sino que de manera análoga a un sistema de procesamiento digital, es necesario realizar la conversión de las entradas nítidas a difusas y las salidas difusas a nítidas. La estructura de un controlador de este tipo es la que se muestra en la figura II.3.8 (referencia [II.3.4]).

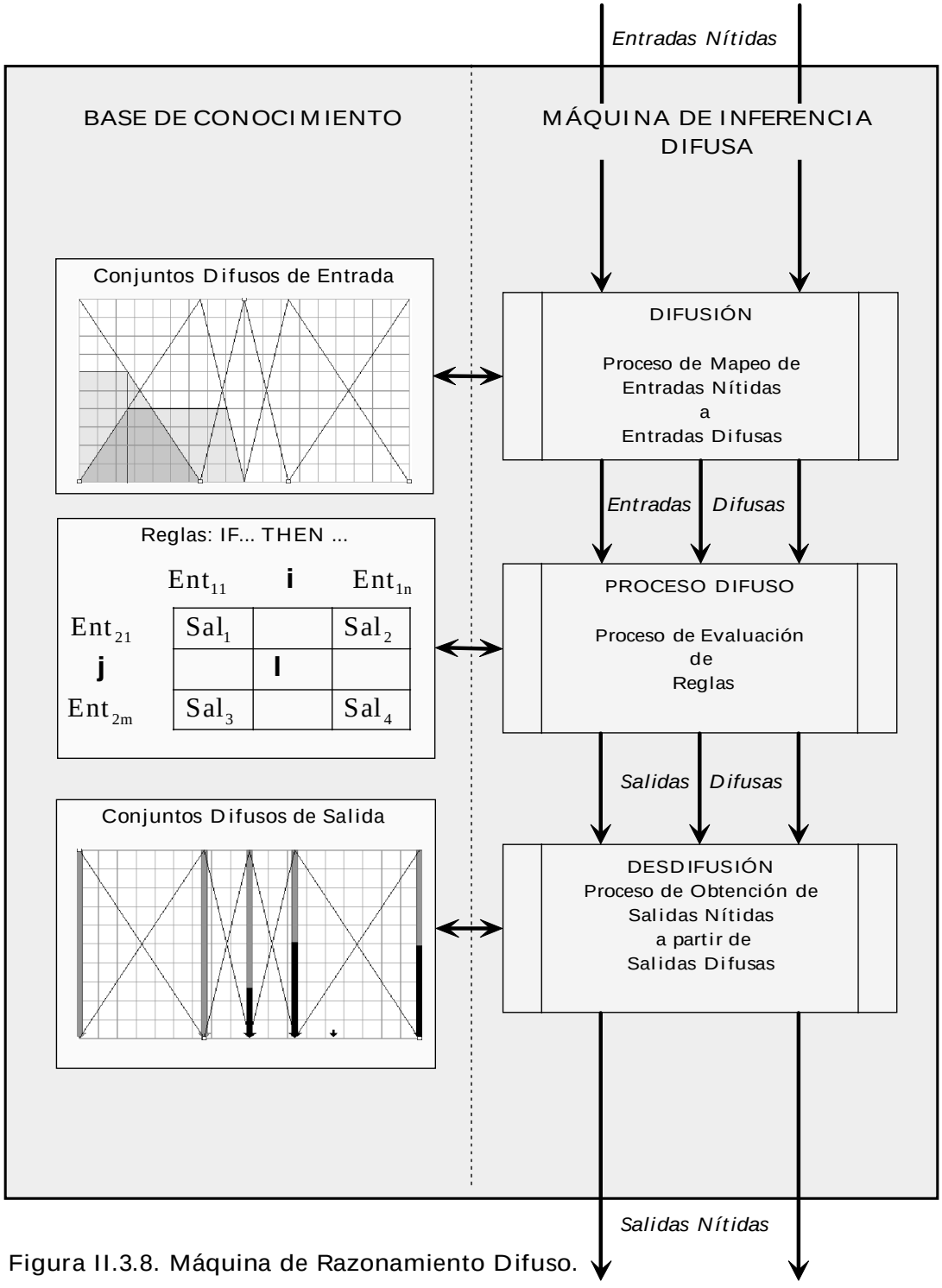


Figura II.3.8. Máquina de Razonamiento Difuso.

El controlador difuso, está constituido esencialmente por lo que se denomina la "Máquina de razonamiento difuso". Dentro de ella, el bloque más importante está constituido por la llamada máquina de inferencia difusa (en inglés Fuzzy Inference Engine) que es la encargada de realizar el proceso difuso en el que se obtienen las saldas difusas a partir de las entradas difusas. Como se mencionó, la inferencia o razonamiento difuso se basa en una serie de proposiciones o reglas del tipo IF – THEN, éstas corresponden a relaciones de implicación, de las que una de las más empleadas es la introducida por Mamdani en 1975. La estructura de las reglas es la siguiente:

$$\begin{aligned} &\text{IF}\left(x \text{ is } Entrada_{11}\right) AND \left(y \text{ is } Entrada_{21}\right) AND \ \mathbf{i} \ THEN \left(z \text{ is } Salida_1\right) \\ &ALSO \\ &\text{IF}\left(x \text{ is } Entrada_{12}\right) AND \left(y \text{ is } Entrada_{22}\right) AND \ \mathbf{i} \ THEN \left(z \text{ is } Salida_2\right) \end{aligned} \qquad \text{(II.3.15)}$$

Donde los conjuntos $Entrada_{ij}$ y $Salida_k$ son las variables difusas de entrada y salida respectivamente, estas variables son predicados difusos, con un grado de verdad μ_{ij}. Las entradas y salidas de la máquina de inferencia son los grados de verdad de las proposiciones de entrada y salida, como sigue:

$$\begin{aligned} &Entradas: \\ &\begin{bmatrix} T\left(x \text{ is } Entrada_{11}\right) = \mu_{11} & T\left(x \text{ is } Entrada_{12}\right) = \mu_{12} & \mathbf{i} \\ T\left(y \text{ is } Entrada_{21}\right) = \mu_{21} & T\left(y \text{ is } Entrada_{22}\right) = \mu_{22} & \\ \mathbf{j} & & \end{bmatrix} \\ &Salidas: \\ &T\left(z \text{ is } Salida_1\right) = \mu_{S1} \\ &T\left(z \text{ is } Salida_2\right) = \mu_{S2} \end{aligned} \qquad \text{(II.3.16)}$$

El primer paso en la evaluación de los grados de las reglas de acuerdo al método de inferencia de Mamdani, es la obtención del antecedente de la regla, esto es, para la conjunción (*AND*) se emplea el operador *Min* y se aplica a todos los grados de verdad de las proposiciones de entrada como $\min\{\mu_{11}, \mu_{21}, \mathbf{h}\}$ y este valor es asignado a la proposición de salida correspondiente a la regla. Sin embargo, en términos generales, más de una regla puede afectar a la misma proposición de salida, lo que aclara el empleo del conectivo "*ALSO*" (en español "También"). En este punto es importante tener en cuanta que en esencia las reglas son relaciones de implicación y la propiedad más importante de ésta es que el grado de verdad de la proposición de salida (consecuente) debe ser *mayor o igual* al grado de verdad del antecedente, entonces el conectivo *Also* entre reglas da lugar a la "*Agregación*" de los grados de verdad, esta operación obtiene el máximo de los grados de verdad asignados a cada proposición de salida por las distintas reglas. Por ejemplo, si dos reglas para las que el grado de verdad de sus antecedentes es 0.3 y 0.6 tienen como consecuente a la proposición S_1, entonces

$T(S_{\mathbf{R}_1}) = \max\{0.3, 0.6\} = 0.6$ con lo que se cumple que el grado de pertenencia del consecuente de ambas reglas es cuando menos tan cierto como sus antecedentes. Este tipo de inferencia recibe el nombre de *Inferencia Mamdani Max-Min*. El proceso de "Razonamiento o Inferencia Difusa" requiere del almacenamiento de las reglas, que en forma gráfica pueden verse como una matriz de reglas, como se muestra a continuación:

		Entrada #1	
	$Entrada_{11}$	$Entrada_{12}$	
$Entrada_{21}$	$Salida_1$	$Salida_{...}$	**i**
Entrada #2 $Entrada_{22}$	$Salida_{...}$	$Salida_2$	
	j		

(II.3.17)

Con esto se cuenta con una forma sencilla de evaluar los grados de verdad de las proposiciones de salida, en función de los grados de verdad de las proposiciones de entrada, sin embargo, el mundo de la física no es difuso, sino que trabaja con magnitudes bien definidas, entonces parece claro que un controlador difuso requiere de alguna interfaz entre las proposiciones difusas y el mundo nítido. Para esto, se emplean los procesos denominados "*Difusión*" y "*Desdifusión*", en forma sencilla, se puede decir que éstos son los procesos encargados de la "*conversión*" de las entradas nítidas a difusas y las salidas difusas a salidas nítidas; éstos son los bloques de entrada y salida de la máquina de razonamiento difuso.

El proceso de *difusión* se encarga de evaluar el grado de verdad de las proposiciones difusas, por ejemplo, si una entrada es el "Error" entre la salida y la referencia, el proceso evalúa el grado de verdad de las proposiciones: "El *Error* es *Bajo y negativo*", "El *Error* es *Alto y positivo*". Este proceso no es más que un mapeo, esto es, en el universo del discurso de la entrada *Error* están definidos una serie de conjuntos difusos, como son $Bajo^-$ o $Alto^+$. El proceso de difusión toma el error a procesar E_i y lo mapea en cada conjunto empleando la *función de pertenencia* de cada uno como se muestra en la figura II.3.9. Al final de este proceso se obtiene el

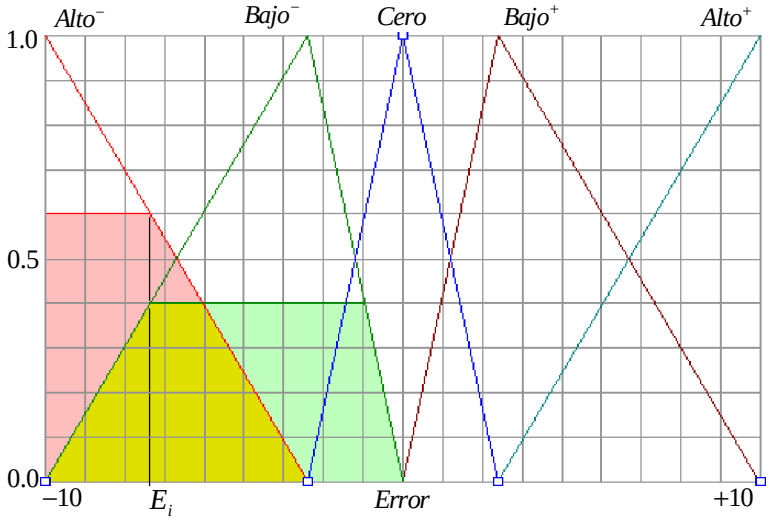


Figura II.3.9. Proceso de mapeo o *Difusión* de una entrada nítida E_i a las respectivas entradas difusas.

grado de verdad de las proposiciones. Por ejemplo, en el caso ilustrado en la figura II.3.9, "El *Error* es *Alto y negativo* en 0.6" y "El *Error* es *Bajo y negativo* en 0.4", o bien, expresado de otra forma:

$$\begin{aligned} T\left(x \text{ es } Alto^{-}\right) &= 0.6 \\ T\left(x \text{ es } Bajo^{-}\right) &= 0.4 \\ T\left(x \text{ es } Cero\right) &= 0.0 \\ T\left(x \text{ es } Bajo^{+}\right) &= 0.0 \\ T\left(x \text{ es } Alto^{+}\right) &= 0.0 \end{aligned} \qquad \text{(II.3.18)}$$

Habiendo obtenido las entradas difusas, se puede proceder con el proceso de inferencia difusa. Por otra parte, el proceso de *desdifusión* realiza el proceso contrario al anterior, es decir, toma como entradas los grados de verdad de las proposiciones de salida, que en este caso son las acciones de control, como pueden ser: "La *potencia* es *Alta* en 0.5", "La *potencia* es *Baja* en 0.0", "La *potencia* es *Media* en 0.7" y con base a ello determina ¿Qué elemento del Universo de salida pertenece a los conjuntos "Alta", "Media" y "Baja" en los grados indicados por la evaluación de reglas? El mejor método conocido para obtener este elemento es mediante la obtención del centroide de los conjuntos difusos de salida previamente afectados (recortados) por los grados de verdad obtenidos.

Aunque el centroide entrega los mejores resultados, puede requerir de mucho tiempo para su cómputo en un procesador como los que se emplean en aplicaciones de control. Ante la necesidad de simplificar el método de la desdifusión sin perder las características del centroide, surgió el método *COG*, o "*Centro de Gravedad*", que no es sino un centroide discreto, cuyo cómputo es mucho más sencillo y requiere de menor tiempo para procesarlo. Para esto, se emplea la ecuación (II.3.19), ésta toma el grado de verdad de las proposiciones de salida (μ_i) y hace uso de las funciones de membresía "*Singleton*", que no es otra cosa que una función delta de Dirac (impulso discreto); de esta función sólo importa su posición dentro del universo del discurso de salida y su amplitud se refiere al grado de pertenencia, como se muestra en la figura II.3.10.

$$X^{*} = \frac{\sum_{i=1}^{N} X_i \mu_i}{\sum_{i=1}^{N} \mu_i} \qquad \text{(II.3.19)}$$

Con lo anterior, se tienen las tres rutinas que habrá que realizar cada vez que se requiera llevar a cabo un razonamiento difuso. Sin embargo ésta es sólo la mitad de la máquina de razonamiento, pues pese a la importancia de las rutinas, no significan nada si no cuentan con *Memoria* no volátil en la que se encuentre

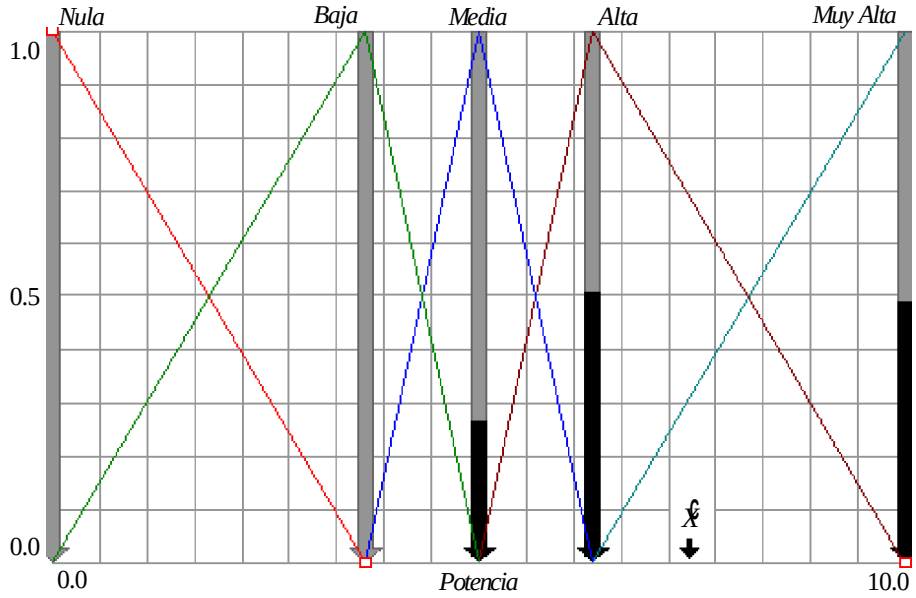


Figura II.3.10. Empleo de funciones *Singleton* en el método COG para la *desdifusión*.

almacenada la información más importante del sistema. Con lo anterior, y como se muestra en la figura II.3.8, la *Máquina de Razonamiento* consta esencialmente de dos secciones, "*La Base de Conocimiento*", donde está toda la información referente al controlador, como es la información sobre las funciones de membresía de los conjuntos difusos de entrada, las reglas difusas con base a las cuales se realizará el proceso de inferencia y la información sobre los conjuntos difusos de salida. La otra sección contiene a la "*Máquina de inferencia Difusa*", y las rutinas de difusión y desdifusión, éste es el conjunto de algoritmos encargados de realizar el procesamiento de la información. En la figura II.3.11 se muestra el resultado de la simulación de un sistema de control difuso, ésta se

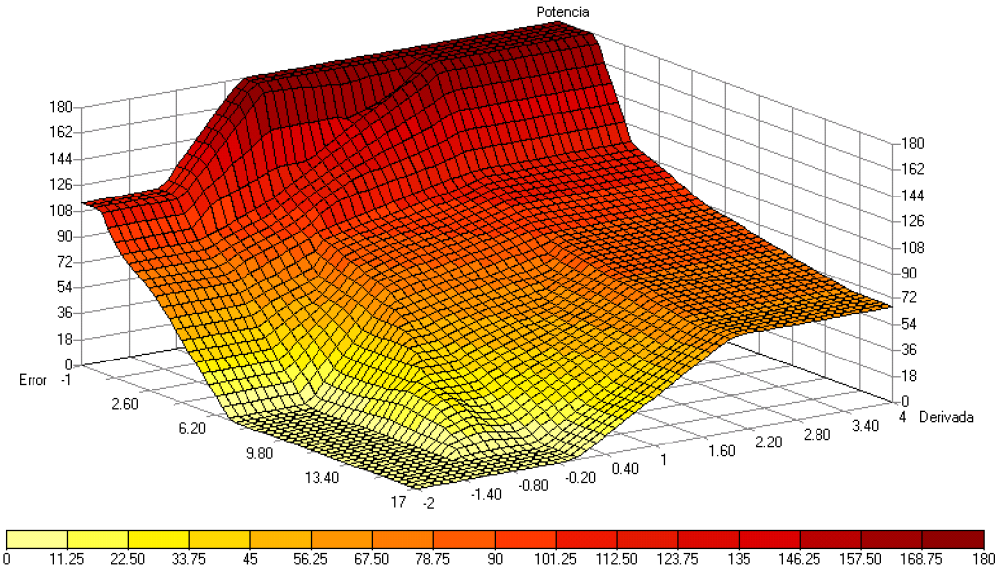


Figura II.3.11. Superficie de control resultado de la simulación de un controlador difuso de dos entradas y una salida.

obtiene realizando un barrido de los universos de entrada y efectuando el proceso de inferencia, hasta obtener la salida nítida del sistema y registrándola. Para el caso de una sola entrada se obtendrá una "*Curva o función de transferencia*", mientras que para el caso de dos entradas se obtiene la llamada "*Superficie de Control*" con lo que es posible analizar el comportamiento del controlador.

Bibliografía

[II.3.1] Mohammad, Jamshidi, *Fuzzy Logic and Control*, Prentice Hall, 1993.

[II.3.2] Terano, Asai y Sugeno, *Fuzzy Systems and its Applications*, Academic Press, 1992.

[II.3.3] Wang Li-Xin, *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, 1997.

[II.3.4] Macías Pérez, Roberto, *Notas de clase*, Asignatura Sistemas Difusos.

II.4. Diseño de Inductores y Transformadores Flyback

El transformador o inductor de un convertidor conmutado, no sólo es el componente principal, sino que también puede ser el componente más pesado y voluminoso del sistema. Por otro lado, el transformador tendrá una influencia importante en la eficiencia de todo el convertidor. Para el diseño de estos dispositivos magnéticos, es común emplear reglas de experiencia tanto para la selección del núcleo magnético como para la selección de la densidad de corriente a manejar, o lo que es lo mismo: la selección del área del conductor para los devanados, esto último está íntimamente relacionado con las pérdidas, pues se tiene que las pérdidas en un conductor están dadas por:

$$P_{cu} = RI_{RMS}^2 \quad [W] \tag{II.4.1}$$

Y a su vez:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A_W} \quad [\Omega] \tag{II.4.2}$$

Donde ρ es la resistividad del material, l y A_W son la longitud y área transversal del conductor, por ello suele sugerirse el empleo de un área de cobre grande. En la secciones II.1.ii y III.1.ii, que tratan sobre la metodología de diseño de un convertidor flyback (alimentado con corriente directa y aplicado a la corrección del factor de potencia respectivamente), se hace mención de que puede emplearse una razón de 500 circular mil por Ampere lo que equivale a operar con una densidad de corriente de aproximadamente $395\left[\frac{A}{cm^2}\right]$, ésta es una recomendación de Abraham Pressman en su libro "*Switching power supply design*" [II.4.1]; sin embargo, si bien esto puede resolver el problema, podría obtenerse un resultado no óptimo, esto es, podría seleccionarse un calibre de conductor sobrado para la aplicación (más voluminoso y pesado de lo necesario) o ineficiente para una aplicación que requiera de pérdidas muy bajas.

Por su operación, puede decirse que hay dos tipos de inductores, los que operan con corriente alterna y los que deben operar con corriente directa, en este documento se abordará el diseño de inductores de corriente directa, pues ésta es una característica de los inductores empleados en convertidores conmutados de corriente directa, incluyendo los inductores de filtrado de salida.

Se dijo en la sección II.1.ii que un transformador flyback es muy diferente de un transformador convencional, pues en un transformador circula corriente en los devanados primario y secundario simultáneamente y se anulan las fuerzas de magnetización $H_P \, y \, H_S$ como se muestra en la ecuación (II.4.3). Como resultado, el núcleo no cambia su punto de operación en el ciclo de histéresis.

$$\begin{aligned} H_S &= \frac{0.4\pi N_S I_S}{l_m} \\ &= \frac{0.4\pi N_S \left(\frac{N_P}{N_S} I_P\right)}{l_m} \\ &= \frac{0.4\pi N_P I_P}{l_m} \\ &= H_P \qquad [Oe] \end{aligned} \tag{II.4.3}$$

Al contrario, en un transformador flyback ningún secundario conduce mientras lo hace el devanado primario, de manera que toda la corriente que circula por el primario y en consecuencia la fuerza de magnetización es aplicada al núcleo, lo que lo traslada sobre la curva de histéresis como se muestra en la figura II.4.1.

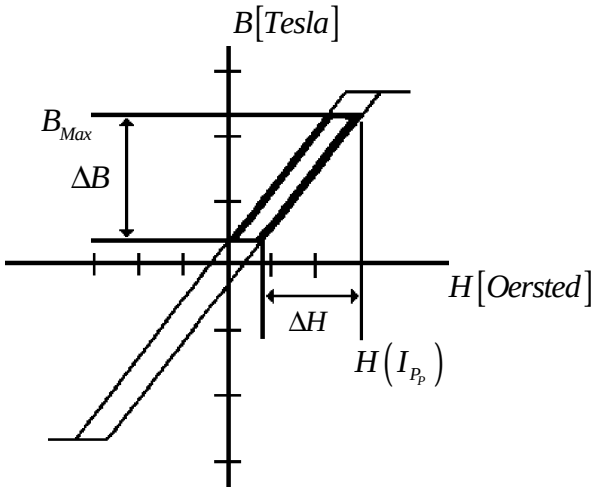


Figura II.4.1. Ciclo de histéresis de un convertidor flyback operado en modo discontinuo.

En consecuencia, aún a potencias muy bajas el núcleo podría saturarse, y en tal caso, debido a una caída drástica en la permeabilidad del material, la inductancia cae y la corriente tiende a elevarse rápidamente hasta destruir al conmutador. Lo anterior se debe a que un material ferromagnético tiene una capacidad de almacenamiento de energía muy baja. Para evitar la saturación del núcleo en un transformador flyback, es necesario el uso de algún tipo de entrehierro, de manera que sea en éste donde se almacene la energía.

De manera general, se tienen dos formas en las que puede presentarse el entrehierro: concentrado o distribuido. La primera es la concepción tradicional del entrehierro, y es precisamente un espacio “entre el hierro” del núcleo ferromagnético; físicamente se trata de una separación de aire (o un separador de material paramagnético) entre las dos mitades de un núcleo. Este tipo de construcción se emplea con núcleos laminados “E-I” de acero al silicio (a frecuencias no superiores a los 25 [kHz]), núcleos “C” o núcleos de ferrita, que son unos de los más comúnmente empleados a frecuencias altas.

La segunda forma se encuentra en núcleos de material *en polvo* o "*pulverizado*" (powdered en inglés), esto es, el material ferromagnético se halla mezclado con una resina sintética, de manera que existe una pequeña separación entre las partículas de metal y por ello se dice que el entrehierro está distribuido a lo largo de todo el núcleo. La permeabilidad de estos núcleos se controla mediante su composición, con la densidad del material ferromagnético. Los materiales empleados pueden ser hierro (Powdered Iron Core) o aleaciones como es el caso de los núcleos llamados MPP que significa "Permalloy y molibdeno en polvo" (en inglés Molybdenum-Permalloy Powder). Una ventaja de estos núcleos es que dado que la resistividad de la resina es muy alta, las pérdidas por corrientes parásitas se reducen considerablemente. Una de las aleaciones más empleada es el Permalloy 80 que consta de 79% Níquel, 17% Hierro y 4% Molibdeno. Por lo general estos núcleos se encuentran en forma de toroide, aunque se fabrican también núcleos E-E en este material. Dos de los principales fabricantes son Magnetics Inc. y Arnold Magnetics.

Se requiere entonces de un método para la selección del núcleo más adecuado y con base a ello diseñar el transformador de manera que cumpla con todas las especificaciones. A continuación se presentarán dos de los métodos más representativos en cuanto al diseño de transformadores flyback, el primero presentado por Abraham Pressman en "*Switching power supply design*" [II.4.1], este método está basado en la selección de núcleos MPP y en la información ofrecida por los fabricantes. Posteriormente se presenta el método propuesto por el Cnel. William McLyman en su libro "*Transformer and inductor design handbook*" [II.4.2] que es uno de los métodos más completos en lo que se refiere al diseño de dispositivos magnéticos, éste está basado en el concepto del producto de áreas A_P.

II.4.i. Método de Pressman A_L - NI_{SAT}

Un núcleo ferromagnético presenta una reluctancia muy baja; con el empleo de un entrehierro o "espacio de aire" (air gap en inglés) se introduce en el circuito magnético una reluctancia mucho mayor a la del núcleo, de manera que para la obtención de un flujo magnético ϕ se requiere de una fuerza de magnetización mayor que antes, en otras palabras, para la misma fuerza de magnetización, con un entrehierro se tiene un flujo magnético menor que sin él. Lo anterior es válido también para la densidad de flujo pues $B_C = \frac{\phi}{A_C}$, donde A_C es el área transversal del núcleo (en inglés core). La introducción de un entrehierro produce un alargamiento (o inclinación) en la curva de histéresis, como se muestra en la figura II.4.2. Esta inclinación tiene dos efectos, el primero es una reducción en la permeabilidad equivalente del núcleo pues la permeabilidad se define como la

razón entre la densidad de flujo y la fuerza de magnetización (también llamada intensidad de campo magnético) que la produce:

$$\mu \rceil \frac{B}{H} \quad \left[\frac{10^4 T}{Oe}\right] \tag{II.4.4}$$

Las características magnéticas del núcleo no cambian con la introducción del entrehierro, de manera que la densidad de flujo máxima a la que puede operar el núcleo, esto es, la densidad de flujo de saturación se mantiene constante, lo que se muestra en la figura II.4.2, sin embargo, con el empleo de un entrehierro, la fuerza de magnetización necesaria para alcanzar la saturación es mucho mayor, en otras palabras, el empleo del entrehierro permite al núcleo soportar fuerzas de magnetización mayores sin llegar a saturarse; este segundo efecto es precisamente lo que se busca con la introducción del entrehierro.

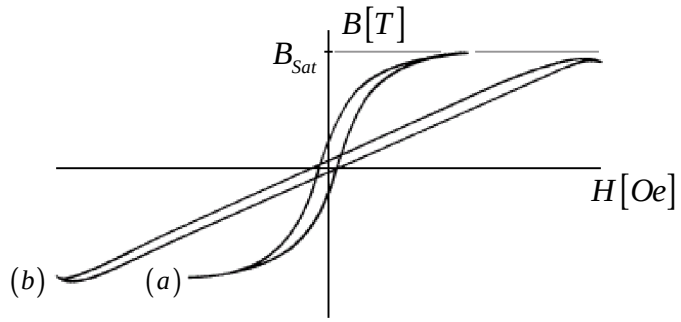


Figura II.4.2. Comparación de dos ciclos B-H a) sin entrehiero y b) con entrehierro.

Los fabricantes de núcleos con algún tipo de entrehierro, como ferrita (prefabricadas con un entrehierro) o toroides de MPP ofrecen entre la información de sus núcleos, la fuerza de magnetización a la cual comienza a descender la permeabilidad del núcleo (comienza la saturación), o algún medio para conocerla. Este dato puede darse en dos maneras:

1. El dato NI_{SAT}, o bien los "*Ampere-Vuelta*" de saturación. Este dato se ofrece para núcleos en particular (de material y dimensiones conocidos), por ejemplo para los núcleos de ferrita con un entrehierro dado.
2. La fuerza de magnetización de saturación H_{SAT} en Oersteds. El Oersted es la unidad de intensidad de campo en el sistema CGS, en el sistema internacional de unidades es el $\left[\frac{A \cdot vuelta}{m}\right]$. Este dato es una propiedad del material del que está hecho el núcleo, sin embargo, para un núcleo dado, conociendo la longitud de su trayectoria magnética (*MPL* del inglés magnetic path lenght) en centímetros, en base a la ecuación (II.4.3) puede obtenerse el valor NI_{SAT} como:

$$NI_{SAT} = \frac{H_{SAT} \cdot MPL}{0.4\pi} \quad [A \cdot vuelta] \tag{II.4.5}$$

En la ecuación (II.4.5) se han anotado las unidades del término NI_{SAT} como *[A·vuelta]* aunque *N* es un número adimensional y en sentido estricto la unidad es simplemente Ampere. Por otro lado, una propiedad importante de los inductores,

es que su inductancia es siempre proporcional al cuadrado del número de espiras, esto es:

$$L \propto N^2 \tag{II.4.6}$$

O lo que es lo mismo,

$$L = A_L \cdot N^2 \quad [H] \tag{II.4.7}$$

Donde A_L es una inductancia normalizada que es función de las características magnéticas y físicas del núcleo. Éste es otro dato que presentan los fabricantes como información de sus núcleos, suele presentarse como la inductancia en [nH] por una vuelta o bien en [mH] para 1000 vueltas; aunque numéricamente ambas son iguales, la ecuación (II.4.7) se modifica como sigue:

$$\begin{aligned} L &= A_L\left(\frac{N}{1000}\right)^2 && [mH] \\ &\text{Para } \mathrm{A_L}\,[\mathrm{mH}] \text{ a 1000 vueltas} && \\ L &= A_L N^2 && [nH] \\ &\text{Para } \mathrm{A_L}\,[\mathrm{nH}] \text{ a 1 vueltas} && \end{aligned} \tag{II.4.8}$$

El método que presenta Pressman se basa en el conocimiento de estos dos parámetros, es decir, la *inductancia normalizada* y los Ampere-vuelta de saturación. Con esta información se puede obtener la corriente máxima que se podría manejar para una inductancia dada, en otras palabras, para un núcleo en específico, conociendo el valor de corriente máxima $\bar{I}$ y el parámetro NI_{SAT} se puede conocer el número máximo de espiras $\bar{N}$ que puede emplearse en dicho núcleo sin saturarlo. Conociendo el número de espiras, con la ecuación (II.4.8) y el parámetro A_L se conoce la inductancia máxima que puede obtenerse con ese núcleo para la corriente indicada.

Un parámetro que se proporciona para los núcleos MPP, es su permeabilidad relativa, entre más baja es ésta, mayor es el entrehierro distribuido, de manera que soporta fuerzas de magnetización mayores, pero requerirán más espiras para lograr una inductancia dada. Algunas de las permeabilidades trabajadas por el fabricante Magnetics Inc. son 14, 26, 60 y 125; para las cuales proporciona en su "*Manual de diseño y catálogo*" [II.4.5] la gráfica mostrada en la figura II.4.3, en la que se presenta la caída de permeabilidad (normalizada respecto a la permeabilidad inicial) en función de la fuerza de magnetización. Para los materiales de permeabilidad antes mencionada, se tiene una caída del 10% para la fuerza de magnetización máxima $\bar{H}[Oe]$ tabulada en la columna #4 de la tabla II.4.1, en la misma tabla se muestran cuatro núcleos de este fabricante, todos ellos tienen un diámetro externo de 1.06 pulgadas (2.77[cm]) y una trayectoria magnética $l_m = 6.35[cm]$, con la ecuación (II.4.5) se obtiene el parámetro NI_{SAT} para

un 10 % de caída de permeabilidad (y por tanto de la inductancia), se muestra también en la tabla la inductancia normalizada para 1000 espiras. Se muestran las espiras máximas y la inductancia que puede obtenerse para varios niveles de corriente.

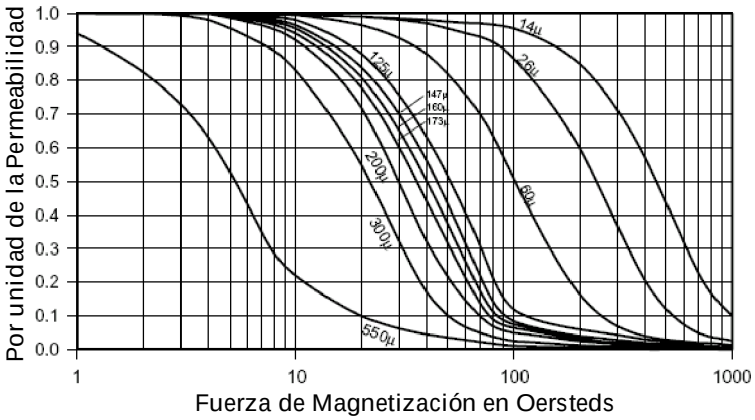


Figura II.4.3. Caída de permeabilidad para los materiales MPP de Magnetics Inc.

El método propuesto por Pressman es muy sencillo, una vez que se conoce el nivel de corriente al que deberá operar el inductor (o el primario del transformador flyback), puede accederse a una tabla como la II.4.1 a la columna correspondiente al nivel de corriente deseado y recorrer la tabla hacia abajo, hasta encontrar un núcleo que pueda entregar la inductancia deseada a ese nivel de corriente. Posteriormente, se calculará el número de espiras necesarias para obtener la inductancia requerida, con base a la ecuación (II.4.8) como sigue:

$$N_P = 1000\sqrt{\frac{L_P}{0.95 \cdot A_L}} \quad [espiras] \qquad \text{(II.4.9)}$$

El factor que afecta la inductancia normalizada, es introducido por Pressman para anticipar la caída de inductancia, esto es, para cero corriente la inductancia será mayor a la requerida, sin embargo, ésta bajará hasta el valor deseado a medida que la corriente y en consecuencia la intensidad de campo se eleva al nivel de $\bar{H}$.

Núcleo	μ_R	A_L $[mH]$	$\bar{H}$ $[Oe]$	$\overline{NI}$ $[A \cdot vuelta]$	0.5	1	2	3	5	10	20	$\bar{I}$ $[A]$
55930	125	157	19	96	192	96	48	32	19	10	5	$\frac{\bar{N}}{\bar{L}[\mu H]}$
					5,209	**1,302**	**326**	**145**	**51**	**14**	**4**	
55894	60	75	39	197	394	197	99	66	39	20	10	$\frac{\bar{N}}{\bar{L}[\mu H]}$
					10,478	**2,620**	**662**	**294**	**103**	**27**	**7**	
55932	26	32	95	480	960	480	240	160	96	48	24	$\frac{\bar{N}}{\bar{L}[\mu H]}$
					26,542	**6,636**	**1,659**	**737**	**265**	**66**	**17**	
55933	14	18	170	859	1,718	859	430	286	172	86	43	$\frac{\bar{N}}{\bar{L}[\mu H]}$
					47,815	**11,954**	**2,995**	**1,325**	**479**	**120**	**30**	

Tabla II.4.1. Inductancia máxima que puede obtenerse con algunos núcleos MPP de Magnetics Inc. a varios niveles de corriente para un nivel de saturación del 10%.

II.4.ii. Método de McLyman A_P y K_g

El método presentado por Pressman no hace referencia a parámetros como las dimensiones del núcleo o su eficiencia, para acertar en la elección del núcleo sería necesario encontrar aquellos núcleos que puedan entregar la inductancia deseada al nivel de corriente necesario y seleccionar uno de ellos. La eficiencia puede ser evaluada para un diseño dado, pero no se cuenta con un medio para incluir esta información en el proceso mismo de selección del núcleo y en el diseño posterior del transformador o inductor. Por estas razones de presenta uno de los métodos más completos y a los que más referencia se hace en la literatura, el método de McLyman.

Este método se basa en un conjunto de relaciones obtenidas por el autor, entre algunas de las propiedades más importantes de los núcleos y el término A_P denominado "*Producto de áreas*" (Area product en inglés). El producto de áreas es precisamente eso, el producto de dos áreas: La sección transversal del núcleo o área del núcleo A_C y el área de la ventana W_A. En la figura II.4.4 se muestran estas áreas para el caso de un núcleo E-I. Entonces, el producto de áreas está dado por:

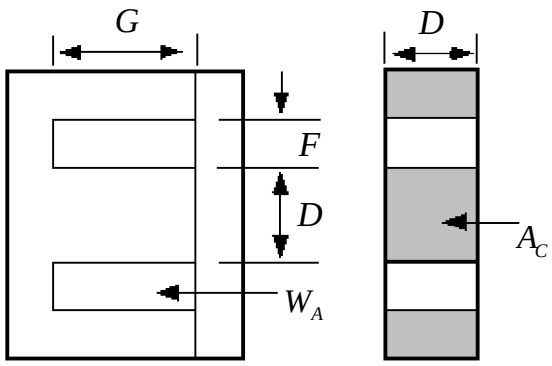


Figura II.4.4. Dimensiones de un núcleo E-I.

$$A_P = W_A A_C \quad \left[cm^4\right] \tag{II.4.10}$$

El término A_P es una de las características proporcionadas por los fabricantes, pues con él se resumen algunas de las propiedades físicas y eléctricas de sus núcleos y proporciona un medio para la selección del núcleo. Como puede observarse en la ecuación (II.4.10), la dimensión del producto de áreas es de orden 4, mientras que el volumen es una dimensión de orden 3 y la superficie es una dimensión de orden 2. Algunas de las relacione que obtuvo McLyman, son entre el producto de áreas y el volumen, peso y superficie de un núcleo.

El volumen ocupado por cada configuración (o tipo) de núcleo es característico de cada una de ellas como se muestra en la figura II.4.5 (Los núcleos "pot" son núcleos de ferrita que envuelven todo el carrete junto con sus devanados). Si se considera que el volumen varía conforme a la tercera potencia de un parámetro adimensional *l*, el volumen de un núcleo como los mostrados en la figura II.4.5 se puede expresar como:

$$Vol = K_1 \cdot l^3 \quad \left[cm^3\right] \tag{II.4.11}$$

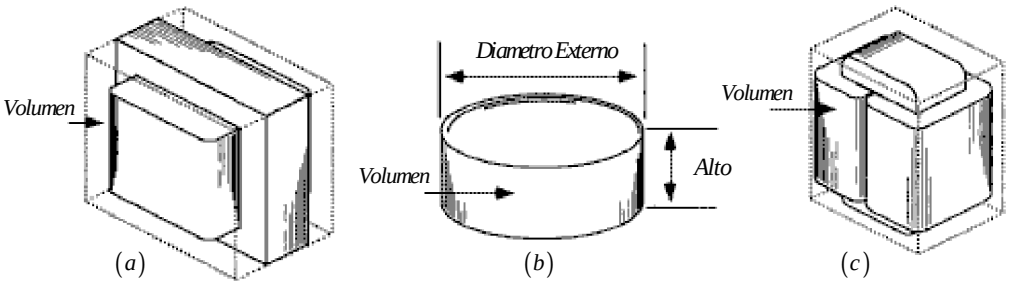


Figura II.4.5. Volumen de diferentes tipos de núcleo, a)laminado, b) toroides y núcleos "Pot", y c)núcleos 'C'.

De igual manera, expresando el producto de áreas en términos del parámetro *l* :

$$A_P = K_2 \cdot l^4 \quad \left[cm^4\right] \tag{II.4.12}$$

Resolviendo la ecuación (II.4.12) para *l* se tiene:

$$l = \left(\frac{A_P}{K_2}\right)^{0.25} \tag{II.4.13}$$

Y sustituyendo la ecuación (II.4.13) en (II.4.11) se obtiene:

$$\begin{aligned} Vol &= K_1\left(\frac{A_P}{K_2}\right)^{0.25\times 3} \\ &= \left(\frac{K_1}{K_2^{0.75}}\right)A_P^{0.75} \\ &= K_V \cdot A_P^{0.75} \qquad \left[cm^3\right] \end{aligned} \tag{II.4.14}$$

Donde K_V es una constante que depende de la configuración del núcleo. Basado en datos de los fabricantes y empleando el método de mínimos cuadrados, McLyman encontró el valor de K_V para varias configuraciones de núcleos, éstos se muestran en la columna #9 de la tabla II.4.2. Entonces, para conocer el volumen que ocupará un transformador o inductor, bastará con conocer la configuración o tipo de núcleo que se empleará y su producto de áreas.

Teniendo en cuenta que el peso de un objeto es función de su densidad y volumen, al igual que éste, el peso de un objeto puede expresarse en términos de

Tipo de núcleo	*Pérdidas*	K_J $25°C$	K_J $50°C$	x	y	K_S	K_W	K_V	K_P	K_i
Pot Core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	-0.17	1.20	33.8	48.0	14.5	8.9	
Powder Core	$P_{cu} \setminus P_{fe}$	403	590	-0.12	1.14	32.5	55.8	13.1	11.8	
Laminado	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	-0.12	1.14	41.3	68.2	19.7	8.3	0.1550
C-Core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	-0.14	1.16	39.2	66.6	17.9	12.5	0.0388
C-Core un devanado	$P_{cu} \setminus P_{fe}$	395	569	-0.14	1.16	44.5	76.6	25.6	12.5	0.0775
Cinta arrollada	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	-0.13	1.15	50.9	82.3	25.0	14.0	

Tabla II.4.2 Constantes relacionadas con el tipo o configuración del núcleo.

la tercera potencia de un parámetro adimensional *l*; así, de forma similar al desarrollo del volumen, se obtiene la relación entre el peso total de un núcleo y sus devanados en términos del producto de áreas como:

$$W_T = K_W \cdot A_P^{0.75} \quad [g] \tag{II.4.15}$$

Los valores de las constantes K_W se presentan en la columna #8 de la tabla II.4.2. La ecuación (II.4.15) representa la relación entre el peso total de un núcleo y sus devanados con el producto de áreas. Ahora bien, la superficie, varía respecto del cuadrado de un parámetro adimensional *l*, de manera que de igual manera que antes, se obtiene:

$$A_T = K_S \cdot A_P^{0.5} \quad \left[cm^2\right] \tag{II.4.16}$$

Donde A_T es la superficie total del núcleo y los devanados y K_S es una constante que depende de la configuración del núcleo y sus valores se encuentran listados en la columna #7 de la tabla II.4.2.

Una de las relaciones más importantes de este método es la relación entre la densidad de corriente $J\left[\frac{A}{cm^2}\right]$ y el producto de áreas. Como se mencionó al comienzo de la sección, la selección de la densidad de corriente está íntimamente relacionada con las pérdidas en el transformador o inductor; la potencia que se disipe en forma de calor, tanto en los devanados como en el propio núcleo provocarán un levantamiento de temperatura, este levantamiento de temperatura ΔT está relacionado con la superficie total del arreglo A_T. En la ecuación (II.4.1) la resistencia de los devanados puede ponerse en términos de otros parámetros relacionarse con el núcleo, por ejemplo *L* la longitud del conductor puede ponerse en términos de la longitud promedio de cada espira *MLT* (siglas del inglés Mean Lenght Turn) por el número de espiras. De manera que la densidad de corriente podrá relacionarse con el producto de áreas. De acuerdo a la ecuación (II.4.1), las pérdidas en los conductores están dadas por:

$$P_{cu} = R \cdot I^2 \quad [W] \tag{II.4.17}$$

A partir de la ecuación (II.4.2) y expresando la corriente en términos de la densidad de corriente y el área del conductor:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= \left(\frac{\rho L}{A_W}\right)\left(J \cdot A_W\right)^2 \\ &= \frac{\rho \cdot N \cdot MLT}{A_W} J^2 A_W^2 \\ &= N \cdot A_W J^2 MLT \rho \quad [W] \end{aligned} \tag{II.4.18}$$

El término *MLT* es un parámetro que depende de la configuración del núcleo, entonces puede expresarse en términos del producto de áreas como:

$$MLT = K_3 A_P^{0.25} \quad [cm] \tag{II.4.19}$$

Por otro lado, el término $N \cdot A_W$ es un área que a su vez es una fracción del área total de la ventana W_A; además éste último es un parámetro que puede expresarse en términos del producto de áreas como:

$$\begin{aligned} N \cdot A_W &= K_4 W_A \\ &= K_4 K_5 A_P^{0.5} \quad \left[cm^2\right] \end{aligned} \tag{II.4.20}$$

Sustituyendo las ecuaciones (II.4.19) y (II.4.20) en (II.4.18) se obtiene:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= \left(K_4 K_5 A_P^{0.5}\right) J^2 \left(K_3 A_P^{0.25}\right) \rho \\ &= \left(K_3 K_4 K_5 \rho\right) J^2 A_P^{0.75} \\ &= K_6 J^2 A_P^{0.75} \qquad [W] \end{aligned} \tag{II.4.21}$$

Para un inductor o transformador con núcleo ferromagnético la eficiencia es máxima cuando las pérdidas en el núcleo son iguales a las pérdidas en el conductor, entonces, con la ecuación (II.4.21), las pérdidas totales se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} P_\Sigma &= P_{cu} + P_{fe} \\ &= 2P_{cu} \\ &= 2K_6 J^2 A_P^{0.75} \quad [W] \end{aligned} \tag{II.4.22}$$

El término P_Σ representa toda la potencia que deberá disipar el dispositivo magnético, ésta es la responsable del levantamiento de temperatura ΔT. El levantamiento de temperatura es directamente proporcional a la potencia disipada e inversamente proporcional a la superficie total del arreglo A_T, entonces:

$$\Delta T = K_7 \frac{P_\Sigma}{A_T} \quad [°C] \tag{II.4.23}$$

Sustituyendo las ecuaciones (II.4.16) y (II.4.22) en (II.4.23) se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta T &= K_7 \frac{2K_6 J^2 A_P^{0.75}}{K_S \cdot A_P^{0.5}} \\ &= \left(\frac{2K_6 K_7}{K_s}\right) J^2 A_P^{0.25} \\ &= K_8 J^2 A_P^{0.25} \qquad [°C] \end{aligned} \tag{II.4.24}$$

Resolviendo la ecuación (II.4.24) para la densidad de corriente se obtiene:

$$\begin{aligned} J &= \sqrt{\frac{\Delta T}{K_8 A_P^{0.25}}} \\ &= \sqrt{\frac{\Delta T}{K_8}} A_P^{-0.125} \\ &= K_J A_P^{-0.125} \qquad \left[\frac{A}{cm^2}\right] \end{aligned} \tag{II.4.25}$$

Como se observa en la ecuación (II.4.25), la constante K_J depende del levantamiento de temperatura, de tal forma que una vez especificado éste, se posee una relación entre la densidad de corriente que deberá emplearse y el producto de áreas. Al igual que antes, esta constante es diferente para cada configuración de núcleo.

En la práctica, esta relación presentó mayor divergencia que las anteriores, de manera que en la aplicación del método de mínimos cuadrados, McLyman determinó también la potencia que mejor se ajusta a los resultados obtenidos. Con esto, la relación entre la densidad de corriente y el producto de áreas queda como:

$$J = K_J A_P^x \quad \left[\frac{A}{cm^2}\right] \tag{II.4.26}$$

Donde la potencia *x* se encuentra listada para cada configuración de núcleo en la columna #5 de la tabla II.4.2 y la constante K_J se lista en las columnas #3 y #4 de la misma tabla para levantamientos de temperatura de 25 y 50 [°C] respectivamente. A partir de la ecuación (II.4.25) se puede obtener una expresión que permita aproximar el valor de K_J para otro valor de levantamiento de temperatura a partir de los proporcionados por McLyman como:

$$K_{J_{\Delta T}} = K_{J_{25}} \sqrt{\frac{\Delta T}{25}} \tag{II.4.27}$$

La relación expresada en la ecuación (II.4.26) es una de las más importantes, pues proporciona un medio para el conocimiento de la densidad de corriente que habrá que emplearse para obtener cierto levantamiento de temperatura, dadas la configuración y dimensiones del núcleo a utilizar. Se mencionó que el levantamiento de temperatura depende de la potencia a disipar y de la superficie total del arreglo, un parámetro que engloba estas dos características de operación es la potencia promedio por unidad de superficie o *densidad superficial de potencia*, definida como:

$$\psi \;\rceil\; \frac{P_\Sigma}{A_T} \quad \left[\frac{W}{cm^2}\right] \tag{II.4.28}$$

Este parámetro resulta útil en la comprobación del diseño que se realice, pues al evaluar las pérdidas del dispositivo magnético y conocer la superficie total del

arreglo con la ecuación (II.4.16), podrá evaluarse la densidad superficial de potencia. McLyman proporciona un medio para la aproximación del levantamiento de temperatura de un dispositivo magnético en función de su densidad superficial de potencia [II.4.2], como:

$$\Delta T = 450\psi^{0.826} \quad [°C] \tag{II.4.29}$$

De la ecuación (II.4.29) se obtiene que para los levantamientos de temperatura listados en la tabla II.4.2, la densidad superficial de potencia debe ser:

$$\begin{aligned} \psi &= 0.03 && \text{para un levantamiento de } 25°C \\ &= 0.07 \ \left[\tfrac{W}{cm^2}\right] && \text{para un levantamiento de } 50°C \end{aligned} \tag{II.4.30}$$

En el diseño de dispositivos magnéticos (transformadores o inductores) empleados en convertidores como los tratados en este documento, el efecto buscado es el almacenamiento de energía, misma que está relacionada con la inductancia del dispositivo y la corriente que lo atraviesa como: $E = \frac{1}{2}LI^2$. Si la inductancia se relaciona con las características de la configuración del núcleo al igual que la corriente, puede hallarse una expresión que relacione la capacidad de almacenamiento de energía de un núcleo con su producto de áreas.

Por simplicidad, para el siguiente desarrollo se empleará el sistema internacional de unidades y posteriormente se trasladarán al sistema CGS las ecuaciones que así lo requieran. En la figura II.4.6 se muestra el circuito magnético equivalente de un núcleo con entrehierro. La longitud media de la trayectoria magnética *MPL* proporcionada por los fabricantes, está referida a un circuito equivalente como el mostrado. En éste, la fuerza magneto-motriz aplicada es igual a la suma de las caídas de potencial magnético en las reluctancias del núcleo y el entrehierro, esto es:

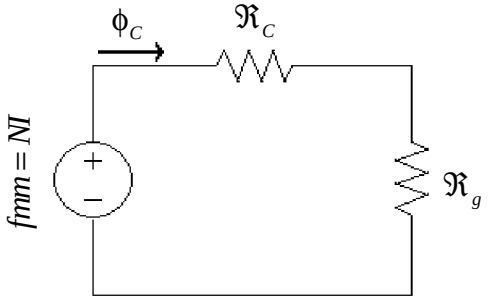


Figura II.4.6. Circuito magnético equi_valente de un núcleo con entrehierro.

$$\begin{aligned} NI &= \Re_C\phi_C + \Re_g\phi_C \\ &= \left(\frac{MPL}{\mu_m A_C} + \frac{l_g}{\mu_0 A_g}\right)\phi_C \quad [A\cdot vuelta] \end{aligned} \tag{II.4.31}$$

Donde μ_m es la permeabilidad magnética del núcleo. Si se supone que el flujo magnético no se dispersa en el entrehierro, entonces el área transversal del núcleo y el área del entrehierro son iguales $A_C = A_g$. Por otro lado, la permeabilidad del material puede expresarse en términos de la permeabilidad del vacío como $\mu_m = \mu_r \cdot \mu_0$, donde μ_r es la permeabilidad relativa del núcleo (lo anterior

supone que no hay saturación del núcleo). Teniendo esto en consideración, de la ecuación (II.4.31) se obtiene:

$$\begin{aligned} NI &= \left(\frac{MPL}{\mu_r \mu_0 A_C} + \frac{l_g}{\mu_0 A_C} \right) \phi_C \\ &= \left(\frac{MPL}{\mu_r} + l_g \right) \frac{\phi_C}{\mu_0 A_C} \qquad [A \cdot vuelta] \end{aligned} \tag{II.4.32}$$

Resolviendo la ecuación (II.4.32) para obtener el flujo magnético, se obtiene:

$$\phi_C = \frac{\mu_0 NIA_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \quad [Wb] \tag{II.4.33}$$

La relación entre la densidad de flujo y el flujo magnético es $B_C = \frac{\phi_C}{A_C}$, con esto, la densidad de flujo está dada por:

$$B_C = \frac{\mu_0 NI}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \quad [T] \tag{II.4.34}$$

La inductancia, se define como la variación del flujo magnético enlazado por un devanado respecto de la corriente que lo atraviesa, entonces, en base a la ecuación (II.4.33) se obtiene:

$$\begin{aligned} L &= N \frac{d\phi_C}{dI} \\ &= N \frac{\mu_0 NA_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \\ &= \frac{\mu_0 N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \qquad [H] \end{aligned} \tag{II.4.35}$$

Por otro lado, si se especifica la densidad de flujo magnético máximo, de la ecuación (II.4.34) se obtiene la corriente máxima que puede circular por el devanado:

$$\overline{I} = \frac{\overline{B}_C \left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r} \right)}{\mu_0 N} \quad [A] \tag{II.4.36}$$

Una vez conociendo la inductancia y corriente máxima de un inductor con las ecuaciones (II.4.35) y (II.4.36) se obtiene la energía máxima que puede almacenarse con el núcleo empleado, como:

$$\begin{aligned} \overline{E} &= \tfrac{1}{2} L \overline{I}^2 \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{\mu_0 N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \right) \left(\frac{\overline{B}_C \left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r} \right)}{\mu_0 N} \right)^2 \quad [J] \end{aligned} \tag{II.4.37}$$

Simplificando la ecuación (II.4.37) se obtiene:

$$\bar{E} = \frac{\bar{B}_C^2 A_C}{2\mu_0}\left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r}\right) \quad [J] \tag{II.4.38}$$

Por otra parte, la corriente puede expresarse en términos del área del conductor A_W y la densidad de corriente *J*. El área del conductor es la *N-ésima* parte de la ocupada por cobre, que a su vez es una porción del área de la ventana W_A, así:

$$\begin{aligned} I &= A_W \cdot J \\ &= \frac{K_U W_A}{N} J \quad [A] \end{aligned} \tag{II.4.39}$$

Igualando las ecuaciones (II.4.36) y (II.4.39), y despejando la longitud de la trayectoria magnética:

$$\left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r}\right) = \frac{\mu_0 K_U W_A \bar{J}}{\bar{B}_C} \quad [m] \tag{II.4.40}$$

Sustituyendo la ecuación (II.4.40) en (II.4.37) se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \left(\frac{\bar{B}_C^2 A_C}{2\mu_0}\right)\left(\frac{\mu_0 K_U W_A \bar{J}}{\bar{B}_C}\right) \\ &= \frac{(W_A A_C)\bar{B}_C \bar{J} K_U}{2} \\ &= \frac{A_P \bar{B}_C \bar{J} K_U}{2} \qquad [J] \end{aligned} \tag{II.4.41}$$

Las unidades empleadas en las ecuaciones (II.4.31) a (II.4.41) corresponden al sistema internacional. Sin embargo, conviene emplear una unidad como el centímetro en lugar del metro puesto que las dimensiones son pequeñas. Para emplear estas ecuaciones, sería necesario convertir los valores de las variables que se tienen en el sistema CGS al sistema internacional de unidades; es precisamente esto lo que se realizará como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} A_C\left[cm^2\right] &= A_C \qquad [cm]^2 \\ &= A_C \qquad \left[10^{-2} m\right]^2 \\ &= A_C \times 10^{-4} \quad \left[m^2\right] \end{aligned} \tag{II.4.42}$$

De igual forma:

$$\begin{aligned} A_P\left[cm^4\right] &= A_P \times 10^{-8} \quad \left[m^4\right] \\ J\left[\tfrac{A}{cm^2}\right] &= J \times 10^4 \quad \left[\tfrac{A}{m^2}\right] \\ l[cm] &= l \times 10^{-2} \quad [m] \end{aligned} \tag{II.4.43}$$

Así, por ejemplo si se emplea la ecuación (II.4.43) y se sustituye el valor de la permeabilidad del vacío $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{H}{m}\right]$ en la ecuación (II.4.34) se obtiene la densidad de flujo, especificando las dimensiones en centímetros:

$$\begin{aligned} B_C &= \frac{\mu_0 NI}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \\ &= \frac{\left(0.4\pi \times 10^{-6}\right) NI}{\left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r}\right) \times 10^{-2}} \\ &= \frac{0.4\pi NI}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-4} \qquad [T] \end{aligned} \tag{II.4.44}$$

Las unidades de la densidad de campo en el sistema CGS es el Gauss [G], sin embargo por mantener congruencia con McLyman se emplea el Tesla [T], que es la unidad de la densidad de campo en el sistema internacional y su relación es $1[T] = 10^4 [G]$. De igual manera, para la obtención de la inductancia en la ecuación (II.4.35), se tiene:

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_0 N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \\ &= \frac{\left(0.4\pi \times 10^{-6}\right) N^2 \left(A_C \times 10^{-4}\right)}{\left(l_g + \frac{MPL}{\mu_r}\right) \times 10^{-2}} \\ &= \frac{0.4\pi N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-8} \qquad [H] \end{aligned} \tag{II.4.45}$$

Finalmente, de la ecuación (II.4.41) se tiene:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{A_P \bar{B}_C \bar{J} K_U}{2} \\ &= \frac{\left(A_P \times 10^{-8}\right) \bar{B}_C \left(\bar{J} \times 10^4\right) K_U}{2} \\ &= \frac{A_P \bar{B}_C \bar{J} K_U}{2} \times 10^{-4} \qquad [J] \end{aligned} \tag{II.4.46}$$

Entonces, con las dimensiones del núcleo dadas en centímetros podrán emplearse las ecuaciones (II.4.44), (II.4.45) y (II.4.46); despejando de esta última el producto de áreas se obtiene:

$$A_P = \frac{2\bar{E}}{K_U \bar{B}_C \bar{J}} \times 10^4 \quad \left[cm^4\right] \tag{II.4.47}$$

Si se combinan ahora las ecuaciones (II.4.47) y (II.4.25) se obtiene:

$$\begin{aligned} A_P &= \frac{2\bar{E}\times 10^4}{K_U \bar{B}_C \left(K_J A_P^{-0.125}\right)} \\ &= \left(\frac{2\bar{E}\times 10^4}{\bar{B}_C K_U K_J}\right)^{1.143} \qquad \left[cm^4\right] \end{aligned} \tag{II.4.48}$$

La ecuación (II.4.48) representa la relación teórica entre el producto de áreas y la *capacidad de almacenamiento de energía* de un núcleo, sin embargo, como se muestra en la ecuación (II.4.26) la relación entre A_P y la densidad de corriente fue corregida para ajustar mejor a los resultados observados por McLyman; extendiendo esta corrección a la ecuación (II.4.48) se obtiene:

$$A_P = \left(\frac{2\bar{E}\times 10^4}{\bar{B}_C K_U K_J}\right)^{y} \quad \left[cm^4\right] \tag{II.4.49}$$

Los valores de $y = \frac{1}{1+x}$ están listados en la columna #6 de la tabla II.4.2 para las diferentes configuraciones de núcleos. La ecuación (II.4.49) proporciona una relación entre el producto de áreas, la energía máxima que ha de almacenarse en un dispositivo magnético, la densidad de flujo máxima a la que puede operarse el material del que está hecho el núcleo sin llegar a saturarlo, el levantamiento de temperatura (por la presencia de la constante K_J) y el factor de utilización de la ventana. El factor K_U define la porción de la ventana que es ocupada por cobre y está compuesto por cuatro factores:

$$K_U = S_1 S_2 S_3 S_4 \tag{II.4.50}$$

Donde:

- $S_1 = \frac{\text{Area de conductor}}{\text{Area de conductor + Aislamiento}}$: El *factor de aislamiento del conductor*, depende del aislamiento y calibre del conductor.
- $S_2 = \frac{\text{Area de conductores}}{\text{Area del devanado}}$: El *factor de llenado* (fill factor), es la razón que hay entre el área neta que ocupan los conductores y el área total que ocupa el devanado (Fig. II.4.7).
- $S_3 = \frac{\text{Area disponible}}{\text{Area de la ventana}}$: La *ventana efectiva* es la porción del área de la ventana que puede ser ocupada por los devanados, es influida por el área que ocupará el carrete y los márgenes que haya que dejar libres.
- $S_4 = \frac{\text{Area usable}}{\text{Area usable + Area de aislamiento}}$: El *factor de aislamiento*, en caso de requerirse más de un devanado, el área se reduce por el empleo de aislamiento entre devanados y/o capas.

El factor de aislamiento depende del tipo de aislamiento y del calibre del conductor, por ejemplo, para un alambre calibre #20 $S_1 = 0.855$, mientras que un calibre #26 $S_1 = 0.799$ (columna #13 de la tabla II.4.4). El factor de llenado depende del tipo de arrollamiento (rectangular o hexagonal) como se muestra en la figura II.4.7, idealmente este factor será de 0.785 o 0.907 respectivamente, sin embargo,

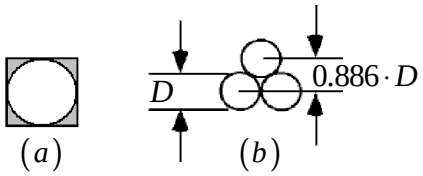


Figura II.4.7. Factor de llenado para un arrollamiento rectangular y hexagonal.

en la práctica también depende de la tensión y precisión con que sean arrolladas las espiras, el aislamiento, la calidad del alambre etc. En la práctica, un valor comúnmente empleado para el factor de llenado es 0.6. Tanto para configuraciones de uno o dos arrollamientos, teniendo en cuenta los márgenes y el área del carrete, se recomienda especificar la ventana utilizable como el 0.75 de la ventana total. Con ello, la mayor parte de los cálculos y tablas presentadas por McLyman se basan en:

$$\begin{aligned} K_U &= S_1 S_2 S_3 S_4 \\ &= (0.855)(0.6)(0.75)(1.0) \\ &\approx 0.4 \end{aligned} \qquad \text{(II.4.51)}$$

Esto resulta útil en muchos casos, como por ejemplo para el diseño de inductores empleados en filtros de CD donde la corriente alterna es muy baja. Sin embargo en la práctica, en inductores que deban operar a frecuencias altas, será necesario tener en cuenta el efecto Kelvin (también conocido como efecto piel) y en tales casos es necesario emplear conductores de radio más pequeño (o lo que es lo mismo, un calibre más alto) lo que modifica el factor S_1. Por otro lado, algunos de los núcleos más empleados son los de ferrita e inherente a su proceso de fabricación, la tolerancia en sus dimensiones es alta por lo que el carrete suele dejarse "holgado" y esto disminuye el área de la ventana efectiva y con ello el factor S_3 que suele disminuir a un valor de 0.6. Así, bajo estas condiciones y basándose en el empleo de un conductor #26 McLyman propone el empleo de un factor de utilización de ventana de:

$$\begin{aligned} K_U &= S_1 S_2 S_3 S_4 \\ &= (0.799)(0.6)(0.6)(1.0) \\ &\approx 0.289 \end{aligned} \qquad \text{(II.4.52)}$$

Entonces, para la selección de un núcleo, habrá que preseleccionar la configuración o tipo y el material del que está hecho; posteriormente con la ecuación (II.4.49) se puede determinar el producto de áreas necesario para almacenar cierta cantidad de energía, dada la densidad de flujo máxima que soporta el material y el levantamiento de temperatura máximo que puede tolerarse (mediante el empleo de la constante K_J). Conociendo el producto de áreas se pueden conocer las dimensiones del núcleo y parámetros como su volumen, peso y superficie total y podrá evaluarse si el diseño es adecuado con respecto a estos parámetros. Para continuar con el diseño es necesario ahora conocer la permeabilidad del núcleo para determinar el número de espiras.

Como se mencionó, existen dos tipos de entrehierro: concentrado (como en el caso de núcleos laminados y ferritas) o distribuido (como es el caso de toroides MPP). Se mencionó además que el uso de un entrehierro produce una caída en la permeabilidad del material, de manera que éste es el parámetro a determinar en el caso de entrehierros concentrados. Resolviendo la ecuación (II.4.45) para l_g se obtiene la longitud del entrehierro necesaria para entregar la inductancia deseada como:

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_C}{L} \times 10^{-8} - \frac{MPL}{\mu_r} \quad [cm] \tag{II.4.53}$$

La permeabilidad de núcleos de ferrita puede no ser muy alta, de manera que es necesario el empleo de la ecuación (II.4.53) tal cual se presenta, sin embargo, la permeabilidad de muchos materiales ferromagnéticos (como el permalloy o el magnesil) es muy alta, de manera que la longitud de la trayectoria magnética dividida por la permeabilidad relativa del material $\left(\frac{MPL}{\mu_r}\right)$ puede despreciarse y la ecuación (II.4.53) se reduce como sigue:

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_C}{L} \times 10^{-8} \quad [cm] \tag{II.4.54}$$

En estas ecuaciones no se toma en cuenta la dispersión del flujo en el entrehierro, esta dispersión equivale a un incremento en el área transversal en el entrehierro, el factor de dispersión es:

$$F = \left(1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_C}} Ln\left|\frac{2G}{l_g}\right|\right) \tag{II.4.55}$$

Donde '*G*' es el largo de la ventana como se muestra en la figura II.4.4. Dado que la inductancia es proporcional al área transversal, la inductancia corregida para tomar en cuenta este efecto será: $L' = L \cdot F$.

En caso de que se separen todos los brazos del núcleo (como en un núcleo E-I), sólo se necesitará separar $\frac{1}{2} l_g$, en caso de que el entrehierro se localice únicamente en el brazo central del núcleo (como en los núcleos E-E o tipo "Pot") la separación está dada por la ecuación (II.4.54).

En el caso de núcleos con entrehierro distribuido, la longitud del entrehierro es cero y la permeabilidad relativa (más baja que el caso anterior) es un dato que dan los fabricantes. Entonces, la ecuación (II.4.44) se reduce a lo siguiente:

$$B_C = \frac{0.4\pi NI}{\frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-4} \quad [T] \tag{II.4.56}$$

Despejando de la ecuación (II.4.56) la permeabilidad relativa, se obtiene:

$$\mu_r = \frac{\bar{B}_C \cdot MPL}{0.4\pi W_A \bar{J} K_U} \times 10^4 \qquad \text{(II.4.57)}$$

Una vez seleccionado el núcleo de acuerdo a sus dimensiones (A_P) y permeabilidad (μ_r) se puede obtener el número de espiras necesarias con el dato de la inductancia normalizada A_L del núcleo, también especificada por los fabricantes.

En la figura II.4.8 se muestra en forma de diagrama de flujo el proceso de diseño de un inductor que conducirá corriente directa de acuerdo al método de McLyman con uso del producto de áreas A_P como medio de especificación del núcleo.

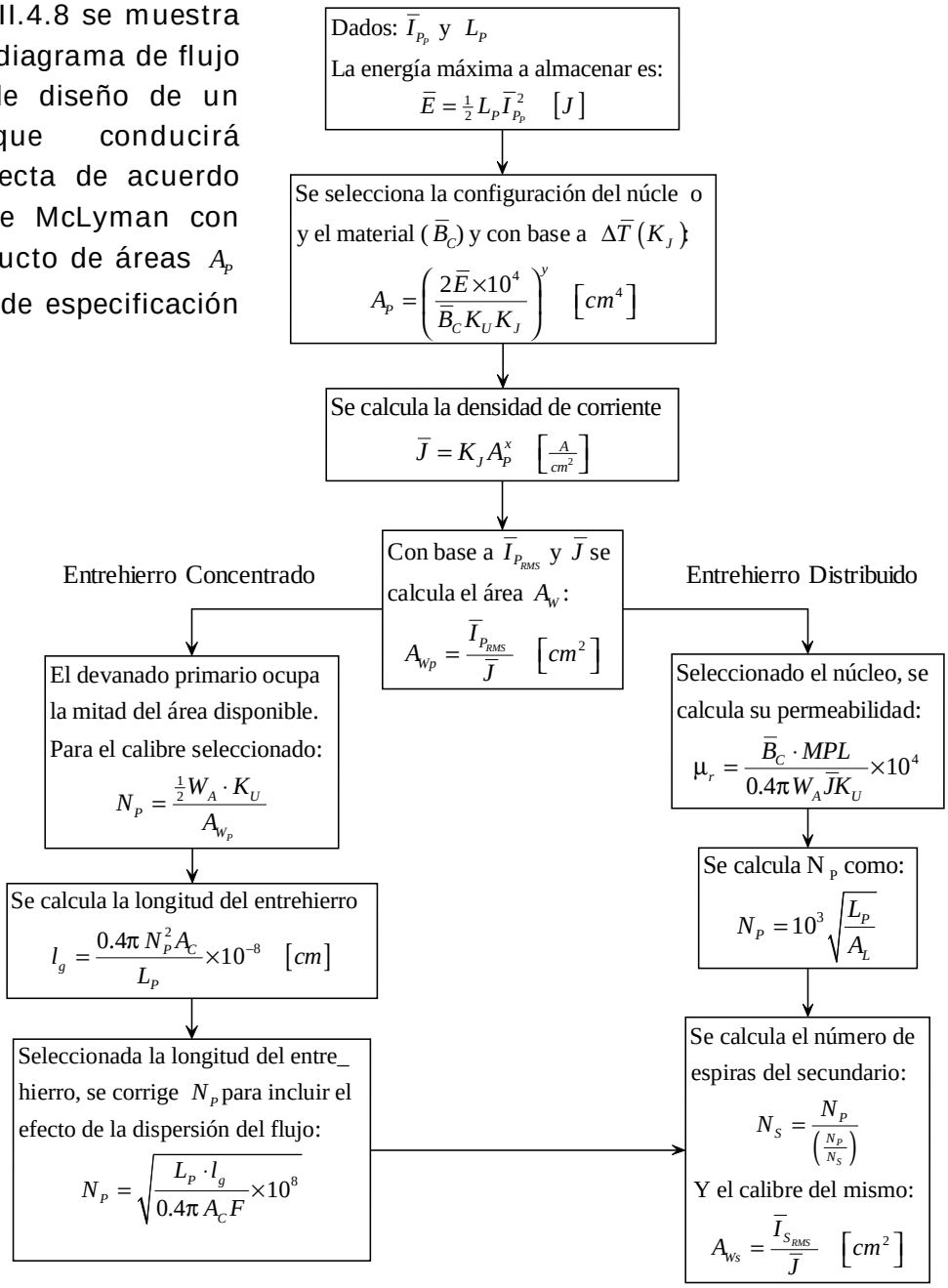


Figura II.4.8. Diagrama de fujo para el diseño de un transformador flyback empleando el producto de áreas.

En el diseño de inductores que deban conducir corriente directa, como es el caso de los empleados en los convertidores tratados en este documento y en el mismo transformador flyback se requiere del conocimiento de la densidad de flujo máxima que puede soportar el material que se emplee, McLyman presenta los datos mostrados en la tabla II.4.3, donde los valores corresponden a un 80% de caída de permeabilidad. El material cuyo nombre comercial es "Magnesil", corresponde al "acero al silicio" empleado en núcleos laminados.

Material	Composición	$\bar{B}_{CD}\ [T]$
Magnesil	3%Si, 97%Fe	1.6
Orthonol	50%Ni, 50%Fe	1.5
48 Alloy	48%Ni, 50%Fe	1.2
Permalloy	79%Ni, 17%Fe, 4%Mo	0.75
MPP	79%Ni, 17%Fe, 4%Mo	0.3

Tabla II.4.3. Densidad de flujo máxima que pueden soportar diferentes materiales.

En el diseño de transformadores o inductores, las especificaciones pueden incluir la eficiencia del dispositivo, en lugar de un levantamiento de temperatura dado, por ello es necesario contar con un método de diseño que se base en este parámetro. Para ello McLyman presenta el parámetro K_g, que depende de la geometría del núcleo (core geometry en inglés) y su relación con la regulación del dispositivo. La regulación se define como sigue:

$$\alpha = \frac{V_s(\underline{P}_S) - V_s(\bar{P}_S)}{V_s(\underline{P}_S)} \times 100 \quad [\%] \tag{II.4.58}$$

Esto es, la regulación mide el porcentaje de descenso de la tensión de salida de un dispositivo al demandar la potencia máxima, respecto de la tensión con carga mínima (o sin carga). Este concepto se aplica igualmente a transformadores como a inductores y por tanto a transformadores tipo flyback (que como se dijo es esencialmente un inductor). En términos de las pérdidas, se tiene:

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_S + P_{cu}} \times 100 \quad [\%] \tag{II.4.59}$$

En el caso en que las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en los devanados son iguales, la regulación y la eficiencia se relacionan como:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1-\eta}{1+\eta} \times 100 \quad [\%] \\ \eta &= \frac{100-\alpha}{100+\alpha} \end{aligned} \tag{II.4.60}$$

En un inductor que conduce corriente directa, como el mostrado en la figura II.4.9, la diferencia de tensiones de la ecuación (II.4.58) puede verse como la caída de tensión en las terminales del inductor, debida a su resistencia serie, puesto que en ausencia de carga, la tensión de salida es igual a la tensión de la fuente, entonces:

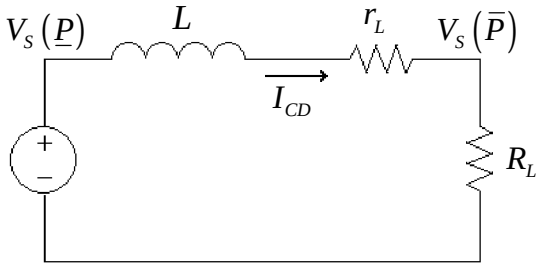


Figura II.4.9. Circuito equivalente para la obtención de la regulación de un inductor.

$$\alpha = \frac{r_L \cdot I_{CD}}{V_S} \times 10^2 \quad [\%] \tag{II.4.61}$$

El objetivo es expresar la regulación en términos de parámetros relacionados con el núcleo y las condiciones de operación. Entonces, combinando las ecuaciones (II.4.45) y (II.4.44) para obtener $\frac{L}{B_{CD}}$ se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{L}{B_{CD}} &= \frac{\frac{0.4\pi N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-8}}{\frac{0.4\pi N I_{CD}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-4}} \\ &= \frac{N \cdot A_C}{I_{CD}} \times 10^{-4} \qquad \left[\frac{H}{T}\right] \end{aligned} \tag{II.4.62}$$

Despejando de la ecuación (II.4.62) el número de espiras, se obtiene:

$$N = \frac{L I_{CD}}{A_C B_{CD}} \times 10^4 \tag{II.4.63}$$

En la ecuación (II.4.2) se tiene la expresión que relaciona la resistencia de un conductor con sus dimensiones físicas. En el presente caso, la longitud del conductor se expresa en términos de la longitud media de las espiras *MLT*, mientras que el área del conductor puede expresarse como se hizo en la ecuación (II.4.39); entonces, se obtiene la resistencia del inductor como:

$$\begin{aligned} r_L &= \frac{\rho L}{A_W} \\ &= \frac{\rho \left(N \cdot MLT\right)}{\left(\frac{K_U W_A}{N}\right)} \\ &= \frac{\rho MLT}{K_U W_A} N^2 \qquad [\Omega] \end{aligned} \tag{II.4.64}$$

Sustituyendo el valor de *N* obtenido en la ecuación (II.4.63) en (II.4.64), se obtiene:

$$\begin{aligned} r_L &= \frac{\rho MLT}{K_U W_A}\left(\frac{LI_{CD}}{A_C B_{CD}}\times 10^4\right)^2 \\ &= \frac{\rho MLT\cdot L^2 I_{CD}^2}{K_U W_A A_C^2 B_{CD}^2}\times 10^8 \qquad [\Omega] \end{aligned} \tag{II.4.65}$$

Y combinando las ecuaciones (II.4.65) y (II.4.61)

$$\begin{aligned} \alpha &= \left(\frac{\rho MLT\cdot L^2 I_{CD}^2}{K_U W_A A_C^2 B_{CD}^2}\times 10^8\right)\frac{I_{CD}}{V_S}\times 10^2 \\ &= \frac{\rho MLT\left(LI_{CD}^2\right)^2}{\left(I_{CD}V_S\right)K_U W_A A_C^2 B_{CD}^2}\times 10^{10} \qquad [\%] \end{aligned} \tag{II.4.66}$$

El término $LI_{CD}^2 = 2E$ y $V_S I_{CD} = P_S$, teniendo esto en cuenta y despejando la energía almacenada, se obtiene:

$$E^2 = \underbrace{\frac{P_S B_{CD}^2}{4\rho\times 10^{10}}}_{K_e}\cdot\underbrace{\frac{K_U W_A A_C^2}{MLT}}_{K_g}\cdot\alpha \quad \left[J^2\right] \tag{II.4.67}$$

Se aprecia en la ecuación (II.4.67) que el primer término contiene únicamente parámetros de operación magnéticos y eléctricos, por lo que se agrupa con el nombre de K_e denominado "*parámetro de condiciones eléctricas*"; por otro lado, el segundo término incluye únicamente parámetros geométricos del núcleo, a este término se le agrupa con el nombre de K_g o "*parámetro de geometría del núcleo*", con ello, teniendo en cuenta que $\rho_{cu} = 1.724\times 10^{-6}[\Omega\cdot cm]$ y generalizando la expresión, se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{E}^2 &= K_e K_g \alpha \qquad \left[J^2\right] \\ &donde: \\ K_e &= 0.145\bar{P}_S\bar{B}_C^2\times 10^{-4} \quad \left[\tfrac{J^2}{cm^5}\right] \\ K_g &= \frac{K_U W_A A_C^2}{MLT} \qquad \left[cm^5\right] \end{aligned} \tag{II.4.68}$$

Para un factor de utilización de ventana dado (como 0.4 que es un valor común) K_g depende únicamente de las dimensiones del núcleo, de manera que puede utilizársele al igual que el producto de áreas para seleccionar a un núcleo. Por otro lado, puede observarse en la ecuación (II.4.68) que K_g varía respecto de la quinta potencia un parámetro adimensional *l*, y entonces puede relacionarse con el producto de áreas como se hizo con el volumen y otros parámetros del núcleo, de la siguiente manera:

$$A_P = K_P K_g^{0.8} \quad \left[cm^4\right] \tag{II.4.69}$$

Donde K_P es una constante que depende de la configuración del núcleo y se encuentra listada en la columna #10 de la tabla II.4.2. Estos valores, así como los valores de K_g listados en las tablas de los libros de McLyman y los proporcionados por algunos fabricantes, corresponden a $K_U = 0.4$. Sin embargo, en ocasiones puede ser necesario diseñar en base a otro factor de utilización de la ventana, como el encontrado en la ecuación (II.4.52). En tal caso es necesario *trasladar* el factor de geometría del núcleo al factor de utilización en tablas; en la ecuación (II.4.68) se aprecia la proporcionalidad de ambos factores, entonces:

$$K_{g_{nuevo}} = K_{g_{anterior}} \left(\frac{K_{U_{nuevo}}}{K_{U_{anterior}}} \right) \quad \left[cm^5 \right] \tag{II.4.70}$$

Así, por ejemplo si el diseño estuviese referido a un factor $K_U = 0.289$, para acceder a las tablas, la geometría del núcleo deberá escalarse como sigue:

$$\begin{aligned} K_{g_{0.4}} &= K_{g_{0.289}} \left(\frac{0.4}{0.289} \right) \\ &= 1.384 \cdot K_{g_{0.289}} \quad \left[cm^5 \right] \end{aligned} \tag{II.4.71}$$

Donde $K_{g0.289}$ es el parámetro de geometría del núcleo determinado en el proceso de selección del núcleo y $K_{g0.4}$ es el factor con el que podrá accederse a tablas para la selección del núcleo. En cualquier caso, una vez determinado $K_{g0.4}$, podrá accederse a tablas, o bien obtenerse el producto de áreas mediante la ecuación (II.4.69) y con éste seleccionar el núcleo. La relación entre el producto de áreas y la densidad de corriente no se emplea en este método, pues se desconoce a priori el levantamiento de temperatura (del que depende la constante K_J), en su lugar se emplea la ecuación (II.4.47), de donde se obtiene:

$$\bar{J} = \frac{2\bar{E}}{K_U \bar{B}_C A_P} \times 10^4 \quad \left[\frac{A}{cm^2} \right] \tag{II.4.72}$$

Donde habrá que emplear el factor de utilización de ventana K_U al que esté referido el diseño. En la figura II.4.10 se muestra el proceso de selección del núcleo de acuerdo al parámetro de geometría del núcleo. Una vez seleccionado éste y determinada la densidad de corriente máxima a emplear, el método de diseño del dispositivo magnético es como se muestra en la figura II.4.8.

Cabe mencionar que desde su nacimiento, este método ha venido cobrando fuerza, pues es más general que el método de selección mediante el cálculo directo del producto de áreas (A_P), que es dependiente de la configuración del núcleo, mientras que en el método de selección directa por la geometría del núcleo (K_g) es independiente de dicha configuración, lo que resulta

especialmente útil en la selección de núcleos de ferrita pues existen configuraciones muy diversas, no todas clasificables mediante la tabla II.4.2.

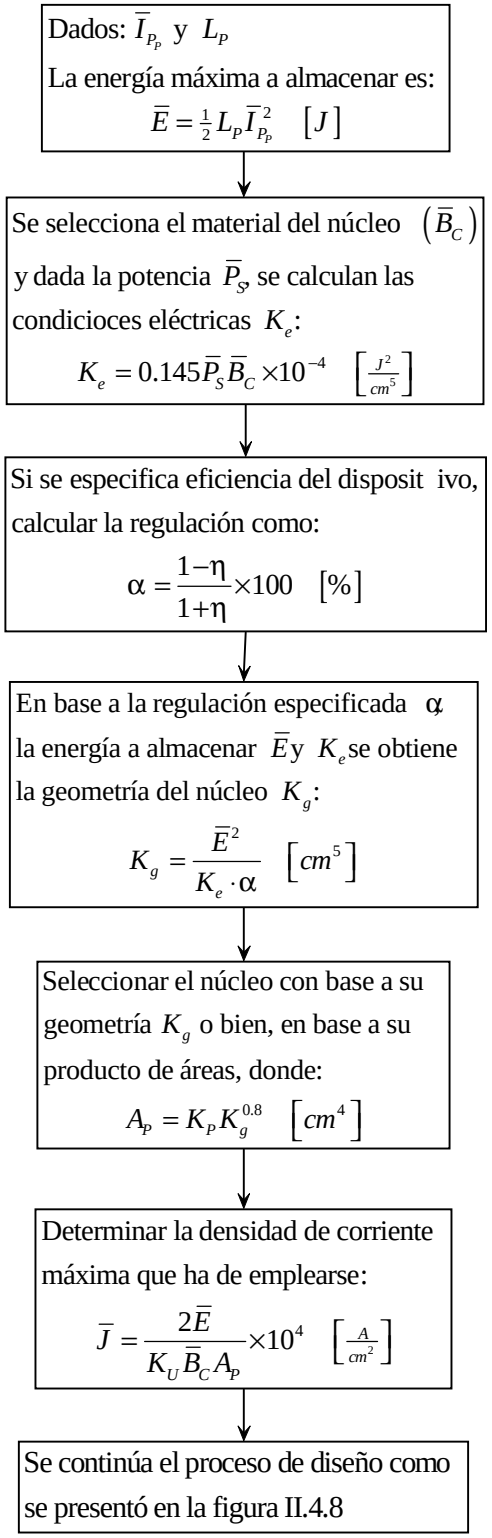


Figura II.4.10. Diagrama de fujo para la selección del núcleo de acuerdo a su geometría K_g.

II.4.iii. Evaluación del Diseño

Una parte importante para llegar a un diseño adecuado es la evaluación del propio diseño para averiguar si cumple con las especificaciones, y en caso contrario realizar las correcciones necesarias. Para ello es necesario averiguar la eficiencia o el levantamiento de temperatura, además de las características físicas del diseño; estas últimas pueden evaluarse con las relaciones entre el producto de áreas y el volumen y peso del arreglo. Por otro lado, tanto la eficiencia (y la regulación) como el levantamiento de temperatura están íntimamente relacionadas con las pérdidas en el dispositivo. Las pérdidas pueden dividirse en dos categorías:

1. Pérdidas en los devanados P_{cu}
2. Pérdidas en el núcleo P_{fe}

Las pérdidas en los devanados se deben al efecto Joule, esto es, las pérdidas son proporcionales al cuadrado de la corriente eficaz como se establece en la ecuación (II.4.1):

$$P_{cu} = RI_{RMS}^2 \quad [W] \tag{II.4.73}$$

En términos de los devanados de un transformador (o el devanado de un inductor), las pérdidas “en el cobre” son iguales la suma de las pérdidas en cada devanado. La resistencia puede expresarse en términos del número de espiras y la longitud media de las espiras (*MLT*) y la resistencia por unidad de longitud, que es un parámetro de los conductores:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= R_P I_{P_{RMS}}^2 + R_S I_{S_{RMS}}^2 \\ &= \left(\frac{N_P MLT \cdot r_{L_P}}{N_{C_P}} \right) I_{P_{RMS}}^2 + \left(\frac{N_S MLT \cdot r_{L_S}}{N_{C_S}} \right) I_{S_{RMS}}^2 \\ &= MLT \left(\tfrac{N_P}{N_{C_P}} r_{L_P} I_{P_{RMS}}^2 + \tfrac{N_S}{N_{C_S}} r_{L_S} I_{S_{RMS}}^2 \right) \quad [W] \end{aligned} \tag{II.4.74}$$

Donde N_{C_k} es el número de conductores del devanado *k* y r_{L_k} es la resistencia por unidad de longitud $\left[\frac{\Omega}{cm}\right]$ del conductor seleccionado para el devanado *k*. El uso de más de un conductor en paralelo surge por la limitación en el empleo de conductores de sección transversal elevada debido al efecto Kelvin (también conocido como efecto piel). Este efecto se debe a que no todo el flujo magnético generado por la corriente que atraviesa el conductor es externo a él y el flujo magnético alternante interno al conductor induce en él corrientes parásitas (o en torbellino, en inglés *eddy*) que se restan de la corriente principal en el centro del conductor y la refuerzan en la periferia como se muestra en la figura II.4.11. En

otras palabras, para corriente alterna, la densidad de corriente (*J*) no es constante en toda la sección transversal de un conductor, sino que varía desde un valor máximo en la superficie del conductor y desciende exponencialmente al interior del conductor. Una de las aproximaciones más empleadas es la consideración de que la densidad de corriente es constante desde la superficie del conductor hasta una distancia ε de la superficie, donde ε es la profundidad de penetración y se define como la profundidad para la cual la densidad de corriente ha caído al 37% de su valor máximo en la superficie del conductor. Para el cobre, a una temperatura de 20°C, McLyman presenta la relación:

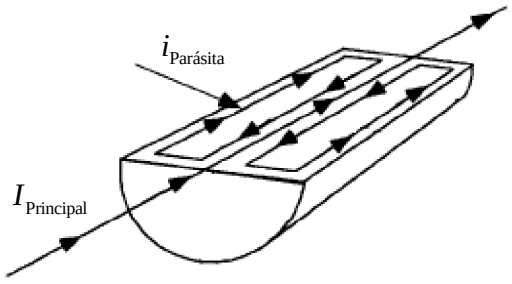


Figura II.4.11 Corrientes parásitas inducidas al interior del conductor.

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \quad [cm] \tag{II.4.75}$$

Donde *f* es la frecuencia en [Hz]. De tal manera que se considera que toda la corriente circula por una corona de espesor ε en la periferia del conductor; esta reducción en el área del mismo provoca una elevación de resistencia para corriente alterna respecto de corriente directa:

$$\begin{aligned} \frac{R_{ca}}{R_{cd}} &= \frac{\frac{\rho l}{A_{corona}}}{\frac{\rho l}{A_W}} \\ &= \frac{A_W}{A_{corona}} \\ &= \frac{r^2}{\varepsilon\left(2r-\varepsilon\right)} \end{aligned} \tag{II.4.76}$$

Se aprecia en la ecuación (II.4.76) que el límite para que no exista elevación de resistencia es emplear un conductor para el que su radio sea igual a la profundidad de penetración. En la tabla II.4.4 se presentan las principales características del alambre magneto, en la columna #4 se lista la resistencia por unidad de longitud y en la columna #14 la frecuencia máxima a la que puede emplearse para que esta resistencia no se eleve (ésta se ha calculado con base a las ecuación (II.4.75) y $A_W = \pi \cdot \varepsilon^2$). Se aprecia por ejemplo que para 20 [kHz] no puede emplearse un conductor mayor al calibre #19 y para 50[kHz] el calibre máximo es #23. Resulta natural entonces, que en caso de que se requiera un área de conductor A_W y ello requiera el uso de un conductor mayor al permisible por la frecuencia a la que se opere, el área del conductor se obtenga mediante el empleo de varios conductores más chicos en paralelo, minimizando así el incremento de resistencia (y de las pérdidas) por el efecto Kelvin.

AWG	Área del Conductor Desnudo		Resistencia $\left[\frac{\mu\Omega}{cm}\right]$	Conductor Aislado									f_{MAX} $[kHz]$
				Área		Diámetro		Espiras por		Espiras por		S_1	
	$10^{-3}\left[cm^2\right]$	$cir-mil$	$20°C$	$10^{-3}\left[cm^2\right]$	$cir-mil$	$[cm]$	$[\text{Pulg}]$	$[cm]$	$[\text{Pulg}]$	$\left[cm^2\right]$	$\left[\text{Pulg}^2\right]$	$\frac{A_{W\ \text{Desnudo}}}{A_{W\ \text{Aislado}}}$	$(R_{CA}=R_{CD})$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
10	52.6100	10382.72	32.8	55.9000	11032.01	0.2668	0.105	3.7	10	11	69	0.941	2.62
11	41.6800	8225.65	41.4	44.5000	8782.19	0.2380	0.094	4.2	11	13	87	0.937	3.30
12	33.0800	6528.42	52.1	35.6400	7033.64	0.2130	0.084	4.7	12	17	109	0.928	4.16
13	26.2600	5182.48	65.7	28.3600	5596.92	0.1900	0.075	5.3	13	21	136	0.926	5.24
14	20.8200	4108.88	82.8	22.9500	4529.24	0.1709	0.067	5.8	15	26	169	0.907	6.61
15	16.5100	3258.29	104.4	18.3700	3625.37	0.1529	0.060	6.5	17	33	211	0.899	8.34
16	13.0700	2579.40	131.9	14.7300	2907.00	0.1369	0.054	7.3	19	41	263	0.887	10.53
17	10.3900	2050.49	165.9	11.6800	2305.08	0.1219	0.048	8.2	21	51	331	0.890	13.25
18	8.2280	1623.82	209.5	9.3260	1840.51	0.1090	0.043	9.2	23	64	415	0.882	16.73
19	6.5310	1288.91	264.0	7.5390	1487.84	0.0980	0.039	10.2	26	80	513	0.866	21.08
20	5.1880	1023.86	332.3	6.0650	1196.94	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.855	26.54
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.59	0.0785	0.031	12.7	32	124	800	0.851	33.45
22	3.2430	640.01	531.6	3.8570	761.19	0.0701	0.028	14.3	36	156	1004	0.841	42.45
23	2.5880	510.75	666.2	3.1350	618.70	0.0632	0.025	15.8	40	191	1235	0.826	53.20
24	2.0470	403.98	842.2	2.5140	496.14	0.0566	0.022	17.7	45	239	1540	0.814	67.26
25	1.6230	320.30	1062.2	2.0020	395.10	0.0505	0.020	19.8	50	300	1934	0.811	84.83
26	1.2800	252.61	1346.9	1.6030	316.36	0.0452	0.018	22.1	56	374	2415	0.799	107.56
27	1.0210	201.50	1688.5	1.3130	259.12	0.0409	0.016	24.5	62	457	2948	0.778	134.85
28	0.8046	158.79	2142.7	1.0515	207.52	0.0366	0.014	27.3	69	571	3681	0.765	171.11
29	0.6470	127.69	2664.6	0.8548	168.70	0.0330	0.013	30.3	77	702	4528	0.757	212.80
30	0.5067	100.00	3402.4	0.6785	133.90	0.0294	0.012	34.0	86	884	5705	0.747	271.72
31	0.4013	79.20	4296.0	0.5596	110.44	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6917	0.717	343.08
32	0.3242	63.98	5317.7	0.4559	89.97	0.0241	0.009	41.5	105	1316	8491	0.711	424.67
33	0.2554	50.40	6750.2	0.3662	72.27	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10571	0.697	539.07
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.50	0.0191	0.008	52.4	133	2096	13521	0.702	684.63
35	0.1589	31.36	10849.6	0.2268	44.76	0.0170	0.007	58.8	149	2646	17068	0.701	866.45
36	0.1266	24.98	13617.7	0.1813	35.78	0.0152	0.006	65.8	167	3309	21351	0.698	1087.51
37	0.1026	20.25	16803.1	0.1538	30.35	0.0140	0.006	71.5	182	3901	25169	0.667	1341.89
38	0.0811	16.01	21257.7	0.1207	23.82	0.0124	0.005	80.7	205	4971	32071	0.672	1697.64
39	0.0621	12.26	27761.7	0.0932	18.39	0.0109	0.004	91.8	233	6438	41534	0.666	2217.04
40	0.0487	9.61	35400.4	0.0723	14.27	0.0096	0.004	104.2	265	8299	53540	0.674	2827.07
41	0.0397	7.83	43425.7	0.0584	11.53	0.0086	0.003	116.0	295	10274	66284	0.680	3467.97
42	0.0317	6.26	54384.9	0.0456	9.00	0.0076	0.003	131.2	333	13158	84889	0.695	4343.17
43	0.0245	4.84	70367.3	0.0368	7.26	0.0068	0.003	146.1	371	16304	105189	0.666	5619.53
44	0.0202	3.99	85346.5	0.0316	6.24	0.0063	0.002	157.7	400	18987	122499	0.639	6815.76

Tabla II.4.4. Características físicas y eléctricas de alambre magneto.

Las pérdidas en el núcleo constan de dos componentes: las pérdidas en el material ferromagnético P_{fe} y las pérdidas debidas al entrehierro P_g. Las pérdidas en el material, dependen de la histéresis, así como de las corrientes parásitas inducidas en él. Estas pérdidas, se calculan a partir de la componente de alterna de la densidad de flujo y la frecuencia, para ello los fabricantes proporcionan gráficas y/o ecuaciones que relacionan estos parámetros con la densidad de potencia en Watts por Kilogramo o alguna unidad similar ($\frac{mW}{g}$, $\frac{W}{Lb}$, $\frac{mW}{cm^3}$). Para normalizar este proceso, McLyman con base a los datos de los fabricantes, presenta en el libro "*Magnetic core selection for transformers and inductors*" [II.4.3] una serie de gráficas y sus respectivas ecuaciones para diversos materiales; por ejemplo para los materiales MPP de permeabilidad 26, 60 y 125 las ecuaciones para el cálculo de la densidad de potencia son:

$$\begin{aligned}
&\text{Para } \mu_r \text{ 26:} \quad p_w = 1.510\, f^{1.16} B_{ca}^{2.07} \times 10^{-2} \quad \left[\tfrac{mW}{g}\right] \\
&\text{Para } \mu_r \text{ 60:} \quad p_w = 0.551\, f^{1.23} B_{ca}^{2.12} \times 10^{-2} \quad \left[\tfrac{mW}{g}\right] \\
&\text{Para } \mu_r \text{ 125:} \quad p_w = 0.391\, f^{1.28} B_{ca}^{2.14} \times 10^{-2} \quad \left[\tfrac{mW}{g}\right]
\end{aligned} \tag{II.4.77}$$

Donde *f* es la frecuencia en [Hz] y B_{ca} es la componente de alterna de la densidad de flujo en [T], que se calcula en base a la ecuación (II.4.44) como sigue:

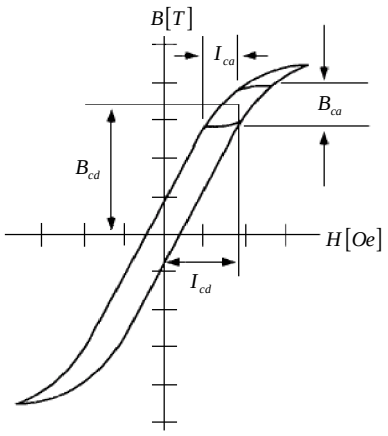


Figura II.4.12. Componentes de directa y alterna de la densidad de flujo magnético.

$$\bar{B}_{ca} = \frac{0.4\pi N_P \bar{I}_{ca}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-4} \quad [T] \tag{II.4.78}$$

En general, la corriente I_{ca} se define como se muestra en la figura II.4.12, para un dispositivo magnético (inductor o transformador) operando en modo discontinuo, se obtiene que $I_{ca} = I_P$, sin embargo esto es cierto si la componente de alterna se mantiene constante, de no ser así, como ocurre en la corrección del factor de potencia (puesto que la corriente de pico varía con el tiempo) es necesario conocer la componente alterna *eficaz*. El *valor eficaz* de la corriente depende del valor de la componente de directa, de la fundamental y las armónicas como:

$$\begin{aligned}
I_{RMS}^2 &= I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \mathbf{i} \\
&= I_{MED}^2 + I_{CA}^2 \qquad \left[A^2\right]
\end{aligned} \tag{II.4.79}$$

Despejando de la ecuación (II.4.79) la componente de alterna de la corriente se obtiene:

$$I_{CA} = \sqrt{I_{RMS}^2 - I_{MED}^2} \quad [A] \tag{II.4.80}$$

Es necesario aclarar en este punto que la componente alterna eficaz con la que se calculan las pérdidas, se refiere a la corriente de un inductor, para el caso de un transformador flyback, ésta es la corriente *neta* que involucra al primario y al secundario, como se presenta en la sección III.1.1. Finalmente, las pérdidas en el núcleo se calculan como:

$$P_{fe} = p_w \cdot W_{fe} \quad [W] \tag{II.4.81}$$

Por otro lado, las pérdidas producidas por el entrehierro, no se localizan físicamente en el entrehierro, sino en el núcleo y éstas se deben a que al dispersarse el flujo magnético en el entrehierro, parte de este flujo incide en el

núcleo en un ángulo tal que induce corrientes parásitas en la vecindad del entrehierro. McLyman presenta una ecuación que permite obtener estas pérdidas:

$$P_g = K_i D l_g f \overline{B}_{ca}^2 \quad [W] \tag{II.4.82}$$

Donde *D* es el ancho del brazo central del núcleo, como se muestra en la figura II.4.4. y K_i es el coeficiente de pérdidas por el entrehierro, éste se lista en la columna #11 de la tabla II.4.2, donde se observa que solamente los núcleos laminados y 'C' poseen este coeficiente, esto se debe por un lado a que los núcleos con entrehierro distribuido (de material en polvo o powdered en inglés) y los núcleos de cinta enrollada no suelen emplearse con entrehierro, por otro lado, aunque los núcleos de ferrita sí se emplean con entrehierro, su resistividad es muy alta y las pérdidas por corrientes parásitas (incluidas las del entrehierro) pueden despreciarse. En el caso de los núcleos de material en polvo, dado que las partículas de material ferromagnético se encuentran encapsuladas en resina, sus pérdidas por corrientes parásitas también son muy bajas. Con base a lo anterior, se muestra en la columna #2 de la tabla II.4.2 para las diferentes configuraciones de núcleos la comparación de las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en los devanados.

Bibliografía

[II.4.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, McGraw-Hill, Segunda edición, 1997.

[II.4.2] McLyman, William T., *Transformer and inductor design handbook*, Marcel Dekker, Tercera edición, 2004.

[II.4.3] McLyman, William T., *Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors*, Marcel Dekker, Segunda edición, 1997.

[II.4.4] Gourishankar, Vembu, *Conversión de Energía Electromecánica*, Representaciones y servicios de ingeniería S.A., 1975.

[II.4.5] Magnetics Inc., *Powder Core Technical Data*, 2005.

(http://www.mag-inc.com/powder/

2005_Powder_Core_Technical_Data.pdf)

Capítulo

III

Implementación

En el capítulo anterior se presentaron los fundamentos sobre los que se basa el proyecto propuesto, se presentaron los convertidores conmutados básicos, incluyendo también al convertidor flyback y la forma en que pueden emplearse estos convertidores en la corrección del factor de potencia. Se presentaron las bases de la lógica difusa y la forma en que se puede emplear para la realización de un sistema de control difuso. Además de dos de los métodos más empleados en el diseño de inductores (y transformadores) operando con corriente directa, que son los dispositivos empleados tanto en convertidores conmutados como en filtros de CD.

En este capítulo se presenta la forma en que se implementó el corrector de factor de potencia, se propone un método de diseño de un corrector del factor de potencia en base a un convertidor flyback operando en modo discontinuo. Seguido del diseño detallado de las partes principales del sistema, como son el transformador flyback, los conmutadores y el disipador.

En la práctica, es necesario tener en cuenta algunas no idealidades, por ello se engloba en un apartado lo referente al filtrado y correcciones de la forma de onda, esto incluye a los filtros de entrada y salida del convertidor y a las redes de atenuación de oscilaciones.

Finalmente, se presenta la forma en que se lleva a la práctica el controlador difuso, se muestra la base de conocimiento introducida al sistema para el control y los diagramas de flujo y programas que conforman el núcleo de inferencia difusa que realizarán el control en un microcontrolador de la gama media del fabricante Microchip.

III.1. El Flyback en la Corrección del Factor de Potencia

De entre todos los convertidores presentados en el capítulo anterior, quizá el más empleado en la corrección del factor de potencia es el convertidor elevador; como se mencionó en el apartado II.2.ii, ya existen circuitos integrados encargados de realizar todas las operaciones necesarias para la corrección del factor de potencia y mantener una tensión regulada de corriente directa en su salida. Como se dijo, esta regulación no es muy rigurosa y aunado al hecho de que la tensión que se entrega es siempre mayor al pico de la línea, lo más común es reducir después la tensión al valor necesaro y con una mejor regulación.

Esta es la razón por lo que es muy común referirse al convertidor corrector del factor de potencia como “pre-convertidor”. Sin embargo, con el empleo de un convertidor flyback, se abren muchas posibilidades, comenzando por el hecho de que un convertidor de esta naturaleza es capaz de proporcionar aislamiento entre la fuente y la carga, puede manejar una gama de tensiones de salida muy amplia y se pueden generar más de una tensión de salida todas aisladas entre sí, de manera que es posible obtener tensiones positivas y/o negativas según sea necesario.

Al manejarse una tensión más cercana a la tensión que se requiere, se facilita la post-regulación; en muchas fuentes de computadora, donde la regulación de las tensiones de salida es de vital importancia, es común encontrar reguladores serie (pese a lo baja que es se eficiencia) en las salidas de un convertidor flyback. Por otro lado, existen aplicaciones en las que la regulación de la tensión de salida pudiera no ser tan rigurosa y ser suficiente la regulación de un convertidor C.F.P.

Aplicaciones tales como los balastros electrónicos, no emplean corriente directa, sino que la convierten en una tensión alterna de frecuencia tal que sea útil para el suministro de potencia a la lámpara. En estos casos resultaría muy costoso e ineficiente el empleo de tres convertidores: preconvertidor C.F.P., regulador e inversor.

Además, está la tecnología LED, los diodos emisores de luz de alta luminosidad y alta potencia están ganando terreno en el mundo de la iluminación; éstos requieren de una tensión de corriente directa de baja magnitud y el rizo que pudiera manejar un convertidor C.F.P. no les afecta, por ello se puede emplear un convertidor de este tipo para suministrar potencia a estos diodos, manteniedo un factor de potencia adecuado.

III.1.i. Ecuaciones de Diseño

En el capítulo anterior se presentaron las ecuaciones que describen el comportamiento de un convertidor flyback operando en modo discontinuo, tal análisis se realizó para el caso en que la tensión de entrada es *continua*; sin embargo, como se muestra de manera general en la figura II.2.1, en el caso de la corrección del factor de potencia, la tensión de entrada es el resultado de rectificar la onda de tensión senoidal de la línea. En la figura III.1.1 se presenta el diagrama simplificado del convertidor flyback como C.F.P., en el diagrama no se han incluido el filtros de línea, el de salida ni el circuito de control pues cada uno de éstos se tratarán más adelante. En la figura se muestra el capacitor de entrada C_E, éste es un componente cuya finalidad es realizar un *prefiltrado* de la onda de corriente de línea, pero su magnitud es baja y puede ignorarse en el análisis.

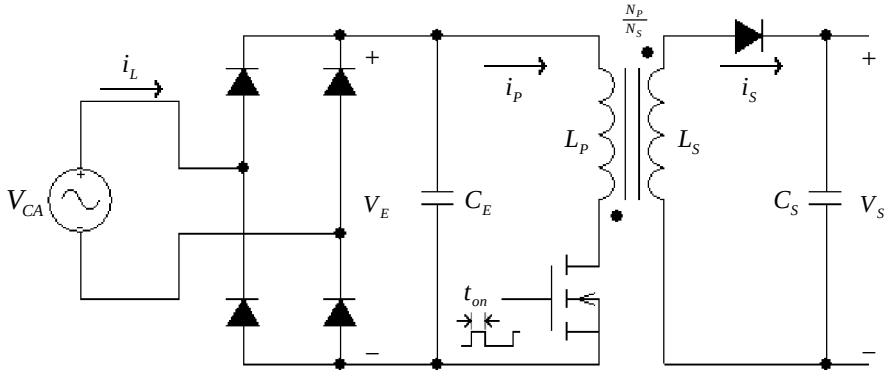


Figura III.1.1. Convertidor flyback empleado como corrector del factor de potencia.

Así pues, habrá que encontrar una serie de ecuaciones que permitan describir el comportamiento del convertidor bajo esta condicion de operación. Dado que la frecuencia de conmutación (y por lo tanto el periodo) se mantiene constante, el periodo de la línea puede dividirse en intervalos de duración $T_C[s]$. Ahora bien, si se emplea una frecuencia de conmutación suficientemente alta en comparación con la frecuencia de la línea, el cambio de tensión en cada ciclo de conmutación podrá despreciarse, de manera que se tome como constante la tensión de entrada para cada ciclo aunque ligeramente distinta de uno a otro.

$$V_E = \sqrt{2}V_{CA}Sen(\theta) \quad [V] \tag{III.1.1}$$

El convertidor flyback será excitado con una onda de tensión de corriente directa pulsante con una frecuencia de $2f_L[Hz]$ como se muestra en la

figura III.1.2; entonces la frecuencia real de la corriente de entrada al convertidor será de 120[Hz], la envolvente será semi-senoidal y estará discretizada según:

$$\theta = \frac{\pi n}{N} \quad [rad]$$
$$N = Entero\left\{\frac{\frac{1}{2}T_L}{T_C}\right\} = Entero\left\{\frac{f_C}{2f_L}\right\} \qquad \text{(III.1.2)}$$

Donde *N* representa la cantidad de ciclos de conmutación que se realizan en cada semiciclo de la línea, sin embargo, esta corriente proviene de un puente rectificador y al mismo tiempo que cambia de polaridad la tensión a la entrada del puente, lo hace también la corriente, de manera que la corriente en la línea es la corriente mostrada en la figura III.1.2 con trazo sólido mientras que la corriente que entra al convertidor (siempre positiva) se muestra con un trazo más claro.

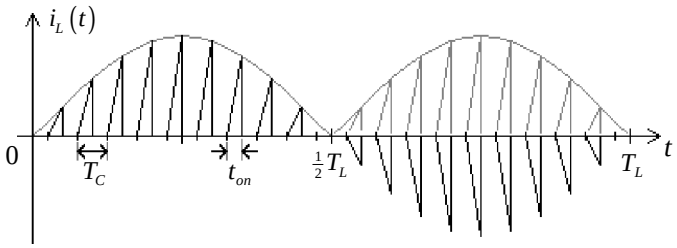


Figura III.1.2. Corriente en la línea y puente rectificador.

Esta corriente pulsante con envolvente senoidal fue analizada en el capítulo anterior en la sección II.2.i, correspondiente a la corrección del factor de potencia en operación discontinua; en la ecuación (II.2.15) se obtuvo la corriente promedio de esta onda como:

$$I_{DC} = \frac{V_{CA}t_{on}^2}{\sqrt{2}T_C L_P}\cdot Sen(\theta) \quad [A] \qquad \text{(III.1.3)}$$

La única diferencia es que se ha cambiado el nombre del inductor por L_P para identificarlo como el inductor primario del transformador flyback. De la ecuación (III.1.3) se extrae que el valor eficaz de esta componente de la corriente de línea es:

$$I_{RMS} = \frac{V_{CA}t_{on}^2}{2T_C L_P} \quad [A] \qquad \text{(III.1.4)}$$

Sin embargo, de acuerdo a la ecuación (II.2.4), esta componente de corriente es la componente que permanecerá después de ser filtrada por el filtro de línea; además, en la figura III.1.2 se muestra que dado que es la misma tensión de línea la que modula la corriente pulsante, ésta

estará en fase con la línea y entonces la potencia que entra al corrector es sencillamente el producto de tensión y corriente de línea:

$$P_E = \frac{\left(V_{CA} t_{on}\right)^2}{2 T_C L_P} \quad [W] \tag{III.1.5}$$

Si se compara la ecuación (III.1.5) con la (II.1.26) se observa que ambas ecuaciones son idénticas, con una única diferencia $V_E = V_{CA}$, lo que significa que en promedio, excitar al convertidor flyback con una onda de tensión senoidal rectificada de valor eficaz V_{CA} es equivalente a excitarlo con una tensión de corriente directa de valor V_{CA}. De tal manera, que si se sigue el procedimiento expuesto en la sección II.1.ii, se obtiene que la potencia de salida es:

$$P_S = \eta \frac{\left(V_{CA} t_{on}\right)^2}{2 T_C L_P} \quad [W] \tag{III.1.6}$$

Y la tensión está dada por:

$$V_S = V_{CA} D \sqrt{\frac{\eta R_L}{2 f_C L_P}} \quad [V] \tag{III.1.7}$$

Donde *D* es el ciclo de trabajo de la onda de control, η es la eficiencia supuesta del convertidor y R_L es la carga; desde luego que la ecuación (III.1.7) es válida sólo para el caso de una carga resistiva. Se observa claramente que la tensión de salida depende de la carga, de tal forma que si ésta no es lineal el modelo del sistema podría ser complicado.

Ahora se analizarán las corrientes que intervienen en el convertidor, comenzando por el cálculo de las corrientes de pico, que estarán moduladas por la senoide, también se analizarán los valores promedio y eficaz de las corrientes que circularán por el primario y secundario.

En operación discontinua, toda la energía almacenada en el transformador habrá sido entregada al circuito secundario antes del inicio de un nuevo ciclo, de manera que la corriente del primario se elevará linealmente desde cero y para cada ciclo, dentro del intervalo $0 \le t < t_{on}$, la corriente será descrita por la siguiente ecuación:

$$i_P(t,\theta) = \frac{\sqrt{2} V_{CA} Sen(\theta)}{L_P} \cdot t \quad [A] \tag{III.1.8}$$

Un instante antes de abrir el conmutador, se habrá llegado a la corriente de pico del primario.

$$I_{P_P}(\theta) = \frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{L_P} \cdot Sen(\theta) \quad [A] \tag{III.1.9}$$

Se comprueba en la ecuación (III.1.9) y la figura III.1.2 que la corriente de pico tendrá una envolvente sonoidal y su valor máximo se encuentra en los picos de la tesión, cuando $Sen(\theta)=1$. El valor eficaz de esta corriente, se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i^2(t)\,dt} \quad [A] \tag{III.1.10}$$

Se observa en la figura III.1.2 que el periodo de la corriente del primario del transformador es $\frac{1}{2}T_L$. Si se divide la corriente en *N* intervalos, definidos de acuerdo a la ecuación (III.1.2) todos ellos de duración T_C, la integral se convierte en una suma de *N* integrales, pero para todas ellas, después del tiempo de encendido la corriente es cero, así la ecuación (III.1.10) se reescribe como:

$$I_{P_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_{on}}\left[\frac{\sqrt{2}V_{CA}Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{L_P}\cdot t\right]^2 dt} \quad [A] \tag{III.1.11}$$

Sacando de la integral todos los términos independientes del tiempo (*t*) e integrando el resto, se obtine:

$$\begin{aligned} I_{P_{RMS}} &= \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\frac{2V_{CA}^2}{L_P^2}Sen^2\left(\frac{\pi n}{N}\right)\cdot\int_0^{t_{on}} t^2 dt\right]} \\ &= \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\frac{2V_{CA}^2}{L_P^2}Sen^2\left(\frac{\pi n}{N}\right)\cdot\frac{t_{on}^3}{3}\right]} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.12}$$

Ahora se pueden factorizar de la suma los términos independientes de *n*.

$$I_{P_{RMS}} = \sqrt{\frac{V_{CA}^2 t_{on}^3}{T_L L_P^2}\cdot\frac{4}{3}\sum_{n=1}^{N}Sen^2\left(\frac{\pi n}{N}\right)} \quad [A] \tag{III.1.13}$$

Finalmente, reordenando la ecuación (III.1.13) se obtiene la corriente eficaz del inductor primario:

$$\begin{aligned} &I_{P_{RMS}} = k_P \cdot \frac{V_{CA}t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \quad [A] \\ &donde: \\ &k_P = \sqrt{\frac{4}{3}f_L\sum_{n=1}^{N}Sen^2\left(\frac{\pi n}{N}\right)} \quad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \end{aligned} \tag{III.1.14}$$

El término k_P es una constante que depende de la relación entre la frecuencia de línea y la frecuencia de conmutación, sólo se le necesita calcular para la frecuencia de conmutación elegida. Se requerirá también de la corriente promedio del primario, ésta se calcula como sigue:

$$\begin{aligned} I_{P_{MED}} &= \frac{1}{T}\int_T i_P(t)\,dt \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_{on}}\left[\frac{\sqrt{2}V_{CA}Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{L_P}\cdot t\right]dt \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.15}$$

Extrayendo de la integral los términos independientes del tiempo (*t*) e integrando el resto, se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{P_{MED}} &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{2}V_{CA}Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{L_P}\int_0^{t_{on}} tdt \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{2}V_{CA}Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{L_P}\frac{t_{on}^2}{2} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.16}$$

Factorizando de la suma los términos independientes de *n* y reacomodando la expresión, se obtiene:

$$\begin{aligned} &I_{P_{MED}} = k_M\frac{V_{CA}t_{on}^2}{L_P} \quad [A] \\ &donde: \\ &k_M = \sqrt{2}f_L\sum_{n=1}^{N}Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right) \quad \left[s^{-1}\right] \end{aligned} \tag{III.1.17}$$

El término k_M, al igual que k_P, es una constante que depende de la relación entre la frecuencia de línea y la frecuencia de conmutación y únicamente es necesario calcularla en una ocasión.

Para calcular la corriente eficaz del secundario, es necesaio realizar un análisis similar, sin embargo algunas de las condiciones son diferentes. En el instante en que se apaga el conmutador principal, la corriente de pico del primario es transferida al secundario, afectada por la relación de transformación, como:

$$\begin{aligned} I_{S_P}(\theta) &= \frac{N_P}{N_S}I_{P_P}(\theta) \\ &= \frac{N_P}{N_S}\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{L_P}\cdot Sen(\theta) \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.18}$$

La corriente comenzará a descender linealmente desde este valor hasta llegar a cero (como se muestra en la figura III.1.3) con una pendiente:

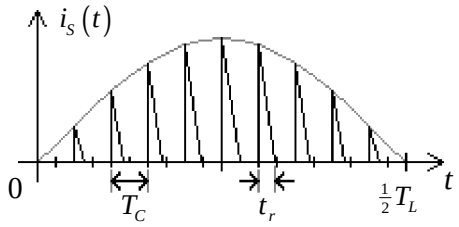


Figura III.1.3. Corriente del secundario del transformador flyback.

$$\begin{aligned} m_S &= \frac{V_S}{L_S} \\ &= \frac{V_S}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_P} \\ &= \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \cdot \frac{V_S}{L_P} \quad \left[\frac{A}{s}\right] \end{aligned} \tag{III.1.19}$$

El tiempo de recuperación (t_r) es el tiempo que tarda la corriente del secundario en caer hasta cero. No deberá encenderse el conmutador principal antes de este tiempo pues se entraría en operación continua. De las ecuaciones (III.1.18) y (III.1.19) se obtiene que:

$$\begin{aligned} t_r &= \frac{I_{S_P}}{m} \\ &= \frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{\frac{N_P}{N_S}V_S} \cdot Sen(\theta) \quad [s] \end{aligned} \tag{III.1.20}$$

En este caso, debido a que la pendiente de descenso es constante y la corriente de pico variable, resulta que el tiempo de recuperación está también modulado por una senoide. Por simplicidad, se tomará la corriente en espejo, es decir, en vez de tomar la corriente descendente desde el pico hasta cero, se tomará una corriente que asciende desde cero con la pendiente mostrada en la ecuación (III.1.19) durante un tiempo t_r sin que esto afecte el resultado. De esta forma, de manera similar a como se hizo con la corriente eficaz del primario:

$$\begin{aligned} I_{S_{RMS}} &= \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i_S^2(t)\,dt} \\ &= \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_r}\left[\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2\frac{V_S}{L_P}\cdot t\right]^2 dt} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.21}$$

Realizando la integral y factorizando de la suma los términos independientes de *n* se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{RMS}} &= \sqrt{\frac{2}{3T_L}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^4\left(\frac{V_S}{L_P}\right)^2\sum_{n=1}^{N}t_r^3} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3T_L}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^4\left(\frac{V_S}{L_P}\right)^2\sum_{n=1}^{N}\left[\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{\frac{N_P}{N_S}V_S}\cdot Sen\left(\frac{\pi n}{N}\right)\right]^3} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.22}$$

Finalmente, factorizando los términos independientes de *n* y simplificando los términos comunes se obtiene la corriente eficaz del secundario del transformador en la siguiente ecuación:

$$I_{S_{RMS}} = k_S \frac{V_{CA} t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \cdot \sqrt{\frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_{CA}}{V_S}} \quad [A]$$

$$donde: \qquad \text{(III.1.23)}$$

$$k_S = \sqrt{\frac{4\sqrt{2}}{3} f_L \sum_{n=1}^{N} Sen^3\left(\tfrac{\pi n}{N}\right)} \quad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right]$$

La constante k_S depende de la frecuencia de conmutación que se elija y la frecuencia de la línea; como en el caso de la corriente del primario, sólo se calculará en una ocasión. Otro parámetro que resulta útil calcular es la corriente promedio del devanado secundario, para ello es necesario realizar exactamente la misma discretización que se realizó en el cálculo anterior, entonces de manera similar a la ecuación (III.1.21), esta corriente se calcula como sigue:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{1}{T}\int_T i_S(t)\,dt \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_r}\left[\left(\tfrac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{V_S}{L_P}\cdot t\right]dt \quad [A] \end{aligned} \qquad \text{(III.1.24)}$$

Ahora, sacando de la integral los términos independientes del tiempo *t* y realizando la integral.

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\left(\tfrac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{V_S}{L_P}\int_0^{t_r} t\,dt\right] \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\left(\tfrac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{V_S}{2L_P} t_r^2\right] \quad [A] \end{aligned} \qquad \text{(III.1.25)}$$

En la ecuación (III.1.20) se tiene la expresión para el tiempo de recuperación (t_r), sustituyendo esta ecuación en la (III.1.25), así como la expresión para θ de la ecuación (III.1.2) y simplificando los términos iguales se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\left(\tfrac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{V_S}{2L_P}\left(\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{\frac{N_P}{N_S}V_S}\cdot Sen\left(\tfrac{\pi n}{N}\right)\right)^2\right] \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left[\frac{\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{V_S L_P}\cdot Sen^2\left(\tfrac{\pi n}{N}\right)\right] \quad [A] \end{aligned} \qquad \text{(III.1.26)}$$

Ahora, si se factorizan de la suma los términos independientes de *n* y se reacomoda la expresión, se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{2\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{T_L V_S L_P}\sum_{n=1}^{N} Sen^2\left(\tfrac{\pi n}{N}\right) \\ &= \frac{3}{2}\cdot\frac{\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{V_S L_P}\left[\frac{4}{3} f_L \sum_{n=1}^{N} Sen^2\left(\tfrac{\pi n}{N}\right)\right] \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.27}$$

Si se compara el resultado de la ecuación (III.1.27) con la (III.1.14) se observa que el término entre corchetes no es sino la constante k_P elevada al cuadrado. Entonces, con lo anterior se obtiene la corriente promedio del devanado secundario como:

$$I_{S_{MED}} = \tfrac{3}{2} k_P^2 \frac{\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{V_S L_P} \quad [A] \tag{III.1.28}$$

Donde la constante k_P se ha calculado antes para la determinación de la corriente eficaz del devanado primario y sólo se requerirá calcularla una vez para las frecuencias de operación. En la tabla III.1.1 se muestra un listado para diversas frecuencias de conmutación, en la segunda columna se muestra la cantidad de ciclos que habría en medio ciclo de una línea de 60[Hz] y las constantes k_P, k_S y k_M para el cálculo de las corrientes eficaces y promedio de los devanados primario y secundario.

f_C $[kHz]$	N	k_P $\left[s^{-\frac{1}{2}}\right]$	k_M $10^3\left[s^{-1}\right]$	k_S $\left[s^{-\frac{1}{2}}\right]$
20	166	81.482	8.967	89.273
30	250	99.997	13.505	109.557
40	333	115.408	17.988	126.448
50	416	128.994	22.472	141.328
60	500	141.418	27.009	154.943
70	583	152.706	31.493	167.314
80	666	163.215	35.977	178.822
90	750	173.197	40.514	189.767
100	833	182.535	44.998	199.989
110	916	191.407	49.481	209.722
120	1000	199.994	54.019	219.124
130	1083	208.133	58.503	228.038
140	1166	215.959	62.986	236.611
150	1250	223.607	67.524	244.982
160	1333	230.905	72.007	252.991
170	1416	237.989	76.491	260.745
180	1500	244.948	81.028	268.372
190	1583	251.629	85.512	275.690
200	1666	258.141	89.996	282.827

Tabla III.1.1. Constantes para el cálulo de corrientes en el C.F.P.

El cálculo de las corrientes tanto para el primario como para el secundario es necesario pues con base a ellas se seleccionará el calibre de cada devanado, además de que serán útiles en el cómputo de las pérdidas en los devanados y los conmutadores. Hasta este punto se ha mostrado la forma de calcular las corrientes de primario y secundario en forma separada, sin embargo, recordando de la sección II.1.ii, el transformador flyback no es diferente de un inductor, o lo que es más importante, la intensidad de campo (o fuerza de magnetización) *H* en el núcleo (y por consiguiente el flujo magnético en él) se debe a las corrientes en ambos devanados. Por ello será necesario conocer las corrientes eficaz y promedio *netas*, por simplicidad se referirán las corrientes al devanado primario, esto es, a la corriente del primario se le agregará la corriente reflejada del secundario como se muestra en la figura III.1.4.

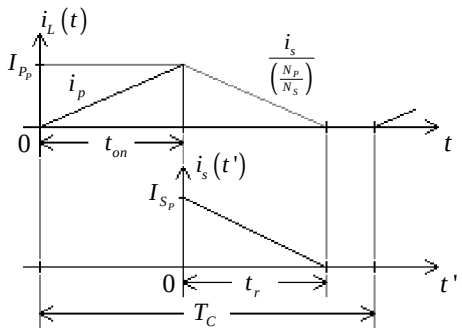


Figura III.1.4. Corrientes del primario y secundario del trans_ formador flyback.

Puede observarse en la figura III.1.4 que la corriente neta que se examinará, es en sí la corriente que se tiene en un convertidor reductor-elevador no aislado, por esta razón se le denotará como i_L. También se observa que cada ciclo de conmutación de esta corriente puede dividirse en tres intervalos, el primero en que la corriente del secundario es cero $[0,t_{on}]$, el segundo en el que la corriente del primrio es cero $[t_{on},t_{on}+t_r]$ y un tercero en el que ambas son cero. Realizando la misma discretización que se ha venido realizando para cada medio ciclo de la línea, definiendo un eje de tiempo auxiliar $t'=t-t_{on}$ y en base a la ecuación (III.1.10), se obtiene:

$$
\begin{aligned}
I_{L_{RMS}} &= \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left\{\int_0^{t_{on}} i_p^2(t)\,dt+\int_{t_{on}}^{t_{on}+t_r}\left[\frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)}i_s(t)\right]^2 dt\right\}} \\
&= \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left\{\int_0^{t_{on}} i_p^2(t)\,dt+\frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2}\int_0^{t_r} i_s^2(t')\,dt'\right\}} \qquad \text{(III.1.29)} \\
&= \sqrt{\left(\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_{on}} i_p^2(t)\,dt\right)+\frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2}\left(\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_r} i_s^2(t')\,dt'\right)} \quad [A]
\end{aligned}
$$

Puede apreciarse en la ecuación (III.1.29) que los términos encerrados en paréntesis corresponden al cuadrado de las corrientes eficaces del

primario y secundario respectivamente, entonces, la ecuación puede reescribirse como:

$$\begin{aligned} I_{L_{RMS}} &= \sqrt{I_{P_{RMS}}^2 + \frac{I_{S_{RMS}}^2}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2}} \\ &= \sqrt{I_{P_{RMS}}^2 + \left(\frac{I_{S_{RMS}}}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)}\right)^2} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.30}$$

De igual forma que como se hizo para la corriente eficaz *neta*, se obtiene el valor medio:

$$\begin{aligned} I_{L_{MED}} &= \frac{1}{T}\int_T i_L(t)\,dt \\ &= \frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\left\{\int_0^{t_{on}} i_P(t)\,dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_r} \frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} i_s(t)\,dt\right\} \\ &= \left(\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_{on}} i_P(t)\,dt\right) + \frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)}\left(\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_r} i_s(t')\,dt'\right) \quad [A] \end{aligned} \tag{III.1.31}$$

Nuevamente, los términos entre paréntesis corresponden a las corrientes promedio de los devanados primario y secundario, que ya han sido determinadas, entonces, la corriente promedio *neta* del transformador se expresa como:

$$I_{L_{MED}} = I_{P_{MED}} + \frac{I_{S_{MED}}}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} \quad [A] \tag{III.1.32}$$

Con las ecuaciones (III.1.30) y (III.1.32) se tiene un medio para reflejar los valores eficaz y medio de la corriente del secundario para la obtención de la corriente eficaz y promedio *neta* con que operará el núcleo del transformador.

De la misma manera que la corriente que es entregada por el secundario del transformador es variable, como se muestra en la figura III.1.3, también lo es la energía que entra al capacitor de almacenamiento; sin embargo, la energía que es demandada por la carga es constante, de manera que en algunos momentos la energía que entra será superior o inferior a la demandada y esto ocasionará un rizo en la tensión de salida que es mayor al tratado en la sección II.1.ii, donde la potencia que entra es constante. Durante cada ciclo, al capacitor de almacenamiento entra energía proveniente del secundario del transformador y suministra

energía a la carga, de tal forma que al final de cada ciclo la energía almacenada en el capacitor está dada por la siguiente ecuación:

$$E_C(n) = E_C(n-1) + E_E + E_S \quad [J] \tag{III.1.33}$$

La ecuación (III.1.33) es una ecuación en diferencias, donde $E_C(n)$ representa la energía del capacitor al final del ciclo presente y $E_C(n-1)$ representa la energía del capacitor al finalizar el ciclo anterior; esta ecuación se resolverá para obtener la energía almacenada en el capacitor en cualquier ciclo.

El transformador almacena energía en cada ciclo de conmutación y después ésta se entrega a través del secundario al capacitor aunque disminuida por la eficiencia del transformador, entonces, a partir de las ecuaciones (II.1.24) y (III.1.9) se obtiene la energía que entra al capacitor en cada ciclo como:

$$\begin{aligned} E_E &= \tfrac{\eta}{2} L_P \left(\frac{\sqrt{2} V_{CA} t_{on}}{L_P} \cdot Sen(\theta) \right)^2 \\ &= \eta \frac{(V_{CA} t_{on})^2}{L_P} \cdot Sen^2\left(\tfrac{\pi n}{N}\right) \qquad [J] \end{aligned} \tag{III.1.34}$$

Por otro lado, la energía que se suministra durante cada ciclo a la carga se calcula como:

$$E_S = P_S T_C \quad [J] \tag{III.1.35}$$

Sustituyendo entonces las ecuaciones (III.1.34) y (III.1.35) en (III.1.33)

$$E_C(n) = E_C(n-1) + \eta \frac{(V_{CA} t_{on})^2}{L_P} \cdot Sen^2\left(\tfrac{\pi n}{N}\right) - P_S T_C \quad [J] \tag{III.1.36}$$

Se sustituye el seno cuadrado por la identidad $sen^2\theta = \tfrac{1}{2}\left[1 - \cos(2\theta)\right]$:

$$E_C(n) = E_C(n-1) - \eta \frac{(V_{CA} t_{on})^2}{2L_P} \cdot Cos\left(\tfrac{2\pi n}{N}\right) + \underline{\eta \frac{(V_{CA} t_{on})^2}{2L_P}} - P_S T_C \quad [J] \tag{III.1.37}$$

Comparando los términos subrayados con la ecuación (III.1.6) se observa que ambos términos son iguales y se simplifican; cabe aclarar que la eficiencia en la ecuación (III.1.6) se refere a todo el convertidor, de manera que en lo que sigue η se refiere igualmente a la eficiencia del convertidor; Con lo anterior, la ecuación (III.1.37) se reduce a:

$$E_C(n) = E_C(n-1) - \eta \frac{(V_{CA} t_{on})^2}{2L_P} \cdot Cos\left(\tfrac{2\pi n}{N}\right) \quad [J] \tag{III.1.38}$$

Ésta se trata de una ecuación en diferencias de primer orden, con una excitación senoidal, que al ser resuelta dará la variación de la energía del capacitor a lo largo del ciclo de la línea, es importante notar que para el análisis de estado estable que se está realizando, únicamente se obtendrá la respuesta forzada, que corresponde al rizo, para obtener la respuesta total será neceario sumar a la expresion obtenida la energía almacenada en el capacitor a la tensión nominal de salida $\frac{1}{2}C_S V_S^2$. Si se obtiene la transformada *Z* de la ecuación (III.1.38) se obtiene:

$$E_C(z) = \frac{1}{z}E_C(z) - \eta\frac{(V_{CA}t_{on})^2}{2L_P}\cdot\frac{z\left[z - Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)\right]}{z^2 + 1 - 2Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z} \qquad \text{(III.1.39)}$$

Ahora, despejando $E_C(z)$ y aplicando el método de fracciones parciales:

$$E_C(z) = -\eta\frac{1}{2}\frac{(V_{CA}t_{on})^2}{2L_P}\left\{\frac{z}{z-1} + \frac{z\left[z - Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)\right]}{z^2 + 1 - 2Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z} + \left[\frac{Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)+1}{Sen\left(\frac{2\pi}{N}\right)}\right]\cdot\frac{zSen\left(\frac{2\pi}{N}\right)}{z^2 + 1 - 2Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z}\right\} \qquad \text{(III.1.40)}$$

Finalmente, se aplica la transformada *Z* inversa y se obtiene:

$$E_C(n) = -\eta\frac{(V_{CA}t_{on})^2}{4L_P}\left\{1 + Cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + \left[\frac{Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)+1}{Sen\left(\frac{2\pi}{N}\right)}\right]\cdot Sen\left(\frac{2\pi}{N}n\right)\right\} \quad [J] \qquad \text{(III.1.41)}$$

Para frecuencias de conmutación altas, la razón *N* es alta y en consecuencia $\frac{2\pi}{N}$ es muy pequeño, de manera que en el término que afecta al $Sen\left(\frac{2\pi}{N}n\right)$, el coseno tiende a 1 mientras que el seno tiende a $\frac{2\pi}{N}$, esto es, para f_C alta:

$$\begin{aligned}\frac{Cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)+1}{Sen\left(\frac{2\pi}{N}\right)} &\rightarrow \frac{1+1}{\frac{2\pi}{N}} \\ &\rightarrow \frac{N}{\pi}\end{aligned} \qquad \text{(III.1.42)}$$

Este coeficiente es mucho mayor a los otros dos términos en la ecuación (III.1.41). Por lo anterior, para una frecuencia de conmutación mucho mayor a la de la línea, la ecuación (III.1.41) se puede aproximar como:

$$\begin{aligned}E_C(n) &\cong -\eta\frac{(V_{CA}t_{on})^2}{4L_P}\cdot\left[\frac{N}{\pi}Sen\left(\frac{2\pi}{N}n\right)\right] \\ &= -\eta\frac{N(V_{CA}t_{on})^2}{4\pi L_P}\cdot Sen\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \qquad [J]\end{aligned} \qquad \text{(III.1.43)}$$

La ecuación (III.1.43) muestra que la variación de la energía almacenada en el capacitor tiene una frecuencia del doble de la frecuencia de línea.

La variación pico a pico de la energía almacenada está relacionada con el valor máximo del rizo de la tensión de salida. Si se sustituye la expresión (III.1.2) para *N* y se obtiene la variación pico a pico de la ecuación (III.1.43), se obtiene el cambio máximo de energía como:

$$\begin{aligned}\Delta E_C &= 2\cdot\eta\frac{\frac{f_C}{2f_L}\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{4\pi L_P}\\ &=\eta\frac{f_C\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{4\pi f_L L_P}\qquad [J]\end{aligned} \tag{III.1.44}$$

Ahora bien, la relación entre la variación de la energía almacenada en el capacitor y su tensión es:

$$\Delta E_C = CV_C\Delta V_C \quad [J] \tag{III.1.45}$$

Entonces, el rizo de la tensión de salida puede calcularse a partir de las ecuaciones (III.1.44) y (III.1.45) como:

$$\Delta V_S =\eta\frac{f_C\left(V_{CA}t_{on}\right)^2}{4\pi f_L L_P C V_S} \quad [V] \tag{III.1.46}$$

El rizo obtenido con la ecuación (III.1.46) es mucho mayor al obtenido con la ecuación (II.1.37) por lo que si se requiere de una regulación rigurosa, será necesario emplear una etapa adicional para la regulación, como se describió en la sección II.2.iii o bien incrementar dentro de los límites prácticos el capacitor de almacenamiento.

III.1.ii. Metodología de Diseño

En la sección anterior se han determinado las principales ecuaciones que describen el comportamiento de un convertidor flyback empleado en la corrección del factor de potencia en modo discontinuo. Ahora se propondrá un método que permita diseñar tal corrector.

De la comparación de las ecuaciones (III.1.5) y (II.1.26) se extrajo el hecho de que el convertidor flyback no sufre grandes cambios al alimentarse con la onda de tensión rectificada o con corriente directa constante (o más propiamente dicho corriente continua CC). Por la misma razón, el método propuesto para el diseño de este corrector no dista mucho del expuesto en la sección II.1.ii.

Los puntos de operación crítica son aquellos para los que la tensión de entrada es máxima, lo que ocurre en los picos de tensión de línea. En

estos casos no sólo la tensión, sino las corrientes serán máximas y por tanto, son también las condiciones de mayor desgaste para los componentes del convertidor.

Recordando de la sección II.1.ii, al momento de diseñar un convertidor flyback el primer cuidado que habrá de tenerse es el de no sobrepasar la tensión máxima del transistor principal. Para ello se escoge la relación de transformación adecuada para el tranformador flyback; siguiendo las recomendaciones de Abraham Pressman, se estimará el sobreimpulso de tensión como el 30% de la tensión que deberá soportar el transistor al abrirse $\left(V_E + \frac{N_P}{N_S} V_S\right)$, y aún así dejar un margen de seguridad del 30% de la tensión máxima (o de ruptura) del transistor V_{Max}, con esto se obtuvo en la ecuación (II.1.29) que:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{0.54 \cdot V_{\max} - \overline{V}_E}{V_S} \tag{III.1.47}$$

Sin embargo la tensión reflejada en el primario y el sobreimpulso estarán sobrepuestas a la tensión pico de la línea, de tal manera que ahora se tiene:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{0.54 \cdot V_{\max} - \sqrt{2}\overline{V}_{CA}}{V_S} \tag{III.1.48}$$

Donde $\overline{V}_{CA}$ representa la tensión de línea máxima que habrá de suministrarse al corrector, $V_{\max}$ es la tensión máxima del transistor seleccionado y V_S es la tensión de salida del convertidor. Con eso se obtiene la relación de transformación adecuada a las tensiones que se manejarán. Ya protegido el transistor, la segunda característica que deberá cuidarse es el modo de operación.

Se deberá calcular ahora el tiempo de encendido máximo que permitirá al convertidor permanecer en operación discontinua, este caso se presentará cuando la tensión de entrada sea mínima y la carga máxima. Para ello se presentó la ecuación (II.1.32):

$$\overline{T}_{on} = \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} V_S}{\underline{V}_E + \frac{N_P}{N_S} V_S} \right) \cdot (0.8T) \quad [s] \tag{III.1.49}$$

Pero $\underline{V}_E$ es la tensión pico de la tensión mínima de línea con que operará el convertidor y el periodo será el periodo de conmutación, así:

$$\overline{T}_{on} = \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} V_S}{\sqrt{2}\underline{V}_{CA} + \frac{N_P}{N_S} V_S} \right) \cdot (0.8T_C) \quad [s] \tag{III.1.50}$$

Con la ecuación (III.1.50) se calcula el tiempo de encendido máximo que puede permitirse sin cambiar de modo de operación. Como se mencionó, esto ocurrirá cuando la potencia demandada sea máxima, de manera que el siguiente paso es calcular la inductancia del primario que permitirá transferir dicha potencia en ese tiempo. Para ello deberá suponerse la eficiencia del convertidor, de manera que a partir de la ecuación (III.1.6) se obtiene:

$$L_P = \eta \frac{\left(V_{CA}\overline{T}_{on}\right)^2}{2T_C\overline{P}_S} \quad [H] \tag{III.1.51}$$

Nótese que la ecuación (III.1.51) es idéntica a la ecuación (II.1.33). Entonces, estando especificada la tensión mínima de entrada y calculando el inductor primario con la ecuación (III.1.51) y el tiempo de encendido máximo con (III.1.50), pueden sustituirse en la ecuación (III.1.9) para obtener la corriente de pico máxima que deberán soportar el transistor y el devanado primario.

$$\overline{I}_{P_P} = \frac{\sqrt{2}V_{CA}\overline{T}_{on}}{L_P} \quad [A] \tag{III.1.52}$$

Como antes, si el conmutador principal se trata de un transistor MOSFET, éste deberá estar especificado para soportar corrientes pico de 5 a 10 veces $\overline{I}_{P_P}$, para asegurar que tenga una resistencia de encendido suficientemente baja para que la caída de tensión de encendido sea baja y las pérdidas por este dispositivo sean tolerables. Respecto de las corrientes eficaces, será necesario calcular las constantes k_P, k_M y k_S para la frecuencia de conmutación seleccionada de acuerdo a las ecuaciones (III.1.14), (III.1.17) y (III.1.23) (en la tabla III.1.1 se dan estos valores para varias frecuencias), con la tensión de línea mínima especificada y los valores de $\overline{T}_{on}$, L_P y $\frac{N_P}{N_S}$ calculados antes, se obtiene:

$$\overline{I}_{P_{RMS}} = k_P \cdot \frac{V_{CA}\overline{T}_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \quad [A] \tag{III.1.53}$$

$$\overline{I}_{S_{RMS}} = k_S \frac{V_{CA}\overline{T}_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \cdot \sqrt{\frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_{CA}}{V_S}} \quad [A] \tag{III.1.54}$$

Una vez calculadas las corrientes eficaces máximas que circularán a través de los devanados primario y secundario, se calcula el área transversal de los conductores a emplear, si se emplea una razón de 500 circular mil por Ampere, estas son:

$$\underline{A}_{W_P} = 500\bar{I}_{P_{RMS}} \quad [cir-mil]$$
$$\underline{A}_{W_S} = 500\bar{I}_{S_{RMS}} \quad [cir-mil] \qquad \text{(III.1.55)}$$

Donde A_W denota el área del conductor (en inglés wire), con lo anterior queda especificado el transformador flyback y con ello quedan determinadas las principales especificaciones del diseño del corrector del factor de potencia. Para controlar el rizo de la tensión de salida, ha de calcularse el capacitor de almacenamiento; el rizo de tensión será máximo cuando la potencia demandada sea máxima y la tensión de entrada mínima. Teniendo en cuenta esto, a partir de la ecuación (III.1.46) se obtiene la expresion que permite dimensionar el capacitor de salida dado el rizo máximo permisible.

$$C_S = \eta \frac{f_C \left(\underline{V}_{CA}\bar{T}_{on}\right)^2}{4\pi f_L L_P V_S \Delta\bar{V}_S} \quad [F] \qquad \text{(III.1.56)}$$

Como se mencionó en la sección anterior, este resultado confirma porqué la regulación de un convertidor C.F.P. no puede ser estricta, pues si se desea un rizo muy pequeño el capacitor puede resultar demasiado grande. Deberá cuidarse que este capacitor posea una resistencia serie baja para evitar calentamiento y que con la corriente de pico que entregará el secundario no se generen impulsos de tensión más allá de lo permisible por la aplicación.

Con todo lo anterior, se posee un método completo para el diseño de un convertidor flyback empleado para corregir el factor de potencia de una fuente de alimentación de corriente directa en operación discontínua.

Bibliografía

[III.1.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, Ed. McGraw-Hill. Segunda Edición, 1997.

[III.1.2] Ogata, Katsuhiko, *Sistemas de control en tiempo discreto*, Ed. Prentice Hall. Segunda Edición, 1996.

[III.1.3] Micro Linear, *ML4813 - Flyback power factor controller*, Hoja de especificaciones, 1997.

(http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/L/4/8/ML4813.shtml)

III.2. Diseño del Sistema

Ahora que se cuenta con las herramientas necesarias para la comprensión de la corrección del factor de potencia y se posee un método para el diseño de un corrector, es posible presentar la forma en que se implementó el sistema y entrar en algunos detalles necesarios para su culminación.

La fuente de alimentación de corriente directa que se diseñó se empleó para alimentar una lámpara de estado sólido que requiere de 24[V] de corriente directa, consume como máximo 10[W] y se alimentará de una línea de 127[V] de corriente alterna con un rango de $\pm 15\%$. En esta sección se presentará la forma de aplicar el método propuesto para obtener todos los parámetros de diseño del C.F.P. con base a los requerimientos anteriores.

Quizá la parte más importante del diseño es la etapa de potencia, ésta es tratada al principio de la sección, se aplicará el método propuesto en la sección anterior para conocer las especificaciones que deberán cumplir los dispositivos semiconductores y de ser necesario su disipador de calor. Posteriormente, ya especificados los conmutadores, se entra en detalle en la segunda parte de esta sección sobre el diseño del corazón del corrector: el transformador flyback. Se realiza una evaluación comparativa a los métodos presentados en las secciones II.4.i y II.4.ii; se presenta la caracterización del núcleo con el que luego se diseñó e implementó el transformador, de acuerdo al método de Pressman.

En la tercera parte, se presenta lo que concierne con la implementación en hardware del sistema de control encargado de manipular al convertidor conmutado de manera que se mantenga constante la tensión de salida. Este subsistema requiere alimentarse a una tensión diferente de la tensión de salida, de manera que son necesarias también algunas fuentes auxiliares. Las fuentes que conforman al sistema son la fuente de control, de la que se alimenta el microcontrolador, la fuente de acondicionamiento de la que se alimenta el manejador de compuerta del transistor MOSFET y la fuente de arranque.

III.2.i. Diseño del C.F.P., Selección de Conmutadores y Disipador

En el proceso de diseño del corrector del factor de potencia, la etapa que mayor influencia tiene en el diseño final es la de potencia, en este punto es necesario especificar los componentes que han de emplearse en dicha etapa y para ello se mostrará la aplicación del método propuesto en la sección anterior. La selección de los conmutadores, y en especial del conmutador principal, no es un tema aislado, es necesario tener presente desde un principio los transistores a los que se tiene acceso. El método que se propuso está centrado en la especificación del transformador pues éste es el componente más importante del convertidor, sin embargo con los datos obtenidos en este proceso, se tiene la información necesaria para la selección de otros componentes como son los conmutadores y el disipador. No tiene sentido proceder con el diseño del transformador mientras que sus características puedan variar, por esta razon, una vez finalizada la aplicación del método de diseño del corrector del factor de potencia, es necesario verificar la congruenecia de las especificaciones y la disponibilidad de los componentes que las cumplan. Una vez concluido el proceso de especificación de los dispositivos semiconductores y de su disipador, se realiza el diseño del transformador.

Se mencionó que el corrector de factor de potencia se utilizará en la alimentación de una lámpara que requiere una tensión de 24[V] de corriente directa, esta lámpara está formada por 19 arregos en paralelo de diodos emisores de luz de alta intensidad como el que se muestra en la figura III.2.1, cada arreglo demanda una corriente de 20[mA], de tal forma que la potencia total demandada a la fuente de alimentación será de 9.12 [W]; sin embargo esto depende de las características de cada diodo y sus tolerancias, por lo que la potencia demandada podría ser algo mayor o menor. Para manejar un margen de seguridad adecuado, se diseñará la fuente de alimentación para que sea capaz de entregar una potencia máxima de 10 [W]. Se mostró en la sección III.1.ii que la regulación de un corrector del factor de potencia conformado por un solo convertidor no puede ser rigurosa pues poseerá un rizo del doble de la frecuencia de la línea sobre la tensión de directa de salida, si se intenta reducir este rizo, el capacitor de salida del convertidor flyback puede crecer hasta ser impráctico; por ello se tomará un rizo del ±2.5% de la tensión de salida. Con lo anterior, las especificaciones de la fuente de alimentación de corriente directa que se diseñará son:

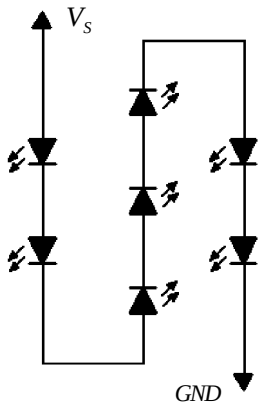


Figura III.2.1. Arreglo de diodos que conforman la lámpara de estado sólido.

$$
\begin{aligned}
V_S &= 24 \pm 2.5\% && [V_{cd}] \\
\bar{P}_S &= 10 && [W] \\
V_{CA} &= 127 \pm 15\% && [V_{ca}] \\
f_L &= 60 && [Hz] \\
f_C &= 50 && [kHz] \\
\eta &= 0.9
\end{aligned}
$$

Se aplicará ahora el método presentado en la sección III.1.ii para el diseño del corrector, como se dijo, el primer paso es la determinación de la relación de transformación que permita operar al convertidor sin arriesgar al conmutador principal a soportar tensiones demasiado altas, esto se calcula con la ecuación (III.1.48). Como punto de arranque, se seleccionará un transistor que soporte una tensión máxima de $V_{\max} = 600[V]$; con lo anterior y con la tensión de entrada máxima $\bar{V}_{CA} = 145[V]$, se tiene:

$$
\begin{aligned}
\frac{N_P}{N_S} &= \frac{0.54 \cdot V_{\max} - \sqrt{2}\bar{V}_{CA}}{V_S} \\
&= \frac{(0.54)(600) - \sqrt{2}(145)}{24} \\
&= 4.96
\end{aligned}
\qquad \text{(III.2.1)}
$$

Ya que se conoce la relación de transformación es necesario conocer el tiempo de encendido máximo que podrá emplearse, sin que el convertidor cambie al modo de operación contínua. El tiempo de encendido será máximo cuando la potencia demandada sea máxima y la tensión de entrada mínima, esta tensión es $\underline{V}_{CA} = 108[V]$. La selección de la frecuencia de conmutación depende en parte de las limitaciones del circuito de control, los conmutadores empleados y en buena medida del espacio disponible para el transformador, pues entre más alta se requerirán de inductores más pequeños, sin embargo entre más alta es la frecuencia más problemas pueden tenerse por las no idealidades del circuito, como son las capacitancias e inductancias parásitas. Se eligió una frecuencia de conmutación de 50 [kHz]. De la ecuación (III.1.50) se obtiene:

$$
\begin{aligned}
\bar{T}_{on} &= \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} V_S}{\sqrt{2}\underline{V}_{CA} + \frac{N_P}{N_S} V_S} \right) \cdot (0.8 T_C) \\
&= \left(\frac{(4.96)(24)}{\sqrt{2}(108) + (4.96)(24)} \right) \cdot \left(\frac{0.8}{50 \times 10^3} \right) \\
&= 7 \times 10^{-6} \qquad [s]
\end{aligned}
\qquad \text{(III.2.2)}
$$

Conociendo el tiempo de encendido máximo que puede permitirse, es necesario calcular la inductancia del primario que permitirá la transferencia de la potencia

máxima. Con base a la especificación de la tensión de entrada mínima, el tiempo de encendido máximo calculado, la potencia máxima y *especificando* (o suponiendo) la eficiencia del convertidor, de la ecuación (III.1.51) se obtine:

$$\begin{aligned} L_P &= \eta \frac{\left(\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}\right)^2}{2T_C\overline{P}_S} \\ &= (0.9)\frac{\left(108\cdot 7\times10^{-6}\right)^2}{2\cdot 20\times10^{-6}\cdot 10} \\ &= 1.28\times10^{-3} \qquad [H] \end{aligned} \tag{III.2.3}$$

Es necesario ahora calcular la corriente de pico máxima que deberá conducir el inductor primario, al diseñar el transformador deberá tenerse cuidado de que ésta no sature el núcleo. Por otro lado, esta corriente será también la máxima que deberá interrumpir el conmutador principal.

$$\begin{aligned} \overline{I}_{P_P} &= \frac{\sqrt{2}\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}}{L_P} \\ &= \frac{\sqrt{2}(108)\left(7\times10^{-6}\right)}{1.28\times10^{-3}} \\ &= 835.3\times10^{-3} \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.4}$$

Con la finlidad de que la caída de tensión sea baja al encenderse el transistor MOSFET, éste deberá estar especificado para soportar picos de corriente de aproximadamente 8.4[A]. De la tabla III.1.1, para la frecuencia de línea de 60 [Hz] y una frecuencia de conmutación de 50 [kHz], se tiene:

$$\begin{aligned} N &= 416 \\ k_P &= 128.994 \qquad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \\ k_M &= 22.472\times10^3 \quad \left[s^{-1}\right] \\ k_S &= 141.328 \qquad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \end{aligned} \tag{III.2.5}$$

Con esto, de la ecuación (III.1.53) se obtiene la corriente eficaz máxima del primario como:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{P_{RMS}} &= k_P\cdot\frac{\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \\ &= (128.994)\cdot\frac{108\left(7\times10^{-6}\right)^{\frac{3}{2}}}{1.28\times10^{-3}} \\ &= 201.6\times10^{-3} \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.6}$$

De igual forma, de la ecuación (III.1.54) se obtiene la corriente eficaz máxima que deberá conducir el devanado secundario y el diodo del flyback.

$$\begin{aligned}\overline{I}_{S_{RMS}} &= k_S \frac{\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}\cdot\sqrt{\frac{N_P}{N_S}\cdot\frac{\underline{V}_{CA}}{V_S}} \\ &= (141.328)\frac{108\cdot\left(7\times10^{-6}\right)^{\frac{3}{2}}}{1.28\times10^{-3}}\cdot\sqrt{(4.96)\cdot\frac{108}{24}} \\ &= 1.04 \qquad [A]\end{aligned} \tag{III.2.7}$$

Si se emplea una razón de 500 circular mil por Ampere, el área de conductor necesaria para los devenados sería de:

$$\begin{aligned}\underline{A}_{W_P} &= 500\overline{I}_{P_{RMS}} \\ &= 500\cdot(0.2016) \\ &= 100.8 \qquad [cir-mil] \\ \underline{A}_{W_S} &= 500\overline{I}_{S_{RMS}} \\ &= 500\cdot(1.043) \\ &= 521.7 \qquad [cir-mil]\end{aligned} \tag{III.2.8}$$

Finalmente, un rizo de $\pm 2.5\%$ es equivalente a tener un rizo del 5% pico a pico. Para una tensión de salida de 24[V] esto será un rizo pico a pico de $\Delta\overline{V}_S = 1.2[V]$, con la ecuación (III.1.56) se obtiene el valor mínimo del capacitor de salida:

$$\begin{aligned}C_S &= \eta\frac{f_C\left(\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}\right)^2}{4\pi\, f_L L_P V_S \Delta\overline{V}_S} \\ &= (0.9)\frac{\left(50\times10^3\right)\left(108\cdot7\times10^{-6}\right)^2}{(4\pi 60)\left(1.28\times10^{-3}\right)(24)(1.2)} \\ &= 925.3\times10^{-6} \qquad [F]\end{aligned} \tag{III.2.9}$$

Se optó por usar dos capacitores de 470[μF] en paralelo (940[μF]). Con esto se tiene la información más importante en la especificación del convertidor que realizará la tarea de la corrección del factor de potencia, ahora es necesario seleccionar la información necesaria (y obtener aquella que no se tenga) para la selección de los conmutadores. Para el conmutador principal, que será un transistor MOSFET, la información más importante es la tensión y la corriente máximas que ha de soportar. La tensión máxima es especificada al inicio del método, con ello y con el resultado de la ecuación (III.2.4) se tienen la especificación del MOSFET:

$$\begin{aligned}V_{DS(BR)} &= V_{\max} \\ &= 600 \quad [V] \\ I_{D(pulse)} &\geq 10\overline{I}_P \\ &\geq 8.4 \quad [A]\end{aligned} \tag{III.2.10}$$

Estas especificaciones son fácilmente cumplidas por varios transistores; como esta aplicación es de baja potencia se tiene la libertad de seleccionar un transistor que soporte corrientes más altas, y así disminuir las pérdidas. Un transistor que cumple con las especificaciones es el 2SK1404, algunas de sus características son las siguientes:

$$\begin{aligned} V_{DS(BR)} &= 600 \quad [V] \\ I_D &= 5 \quad [A] \\ I_{D(pulse)} &= 20 \quad [A] \\ T_{ch} &= 150 \quad [°C] \\ R_{DS(on)} &= 1.1 \quad [\Omega] \\ \theta_{ch-c} &= 3.57 \quad \left[\tfrac{°C}{W}\right] \\ \theta_{ch-a} &= 65 \quad \left[\tfrac{°C}{W}\right] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.11)}$$

Se observa claramente que este transistor cumple con las especificaciones. Un dato importante es la potencia que ha de disipar este dispositivo. Al conducir el transistor, el canal se comporta como una resistencia de valor $R_{DS(on)}$, de manera que el MOSFET es equivalente a un conmutador ideal en serie con una resistencia fija de dicho valor como se muestra en la figura III.2.2. Con esto, la potencia disipada por el transistor se calcula con base a la ley de Joule; a partir de la ecuación (III.2.6) y la resistencia de encendido de este dispositivo, se tiene:

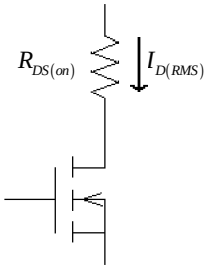


Figura III.2.2. Modelo de pérdidas del MOSFET.

$$\begin{aligned} P_Q &= R_{DS(on)} I^2_{P_{RMS}} \\ &= (1.1)\left(201.6\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 44.71\times10^{-3} \quad [W] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.12)}$$

La selección del conmutador secundario, el diodo, es muy similar a la selección del transistor, para ello, los datos más importantes son la tensión inversa que deberá bloquear y la corriente promedio y pico que conducirá. La tensión que ha de bloquear es la tensión que se refleja del primario al secundario en el intervalo de conducción, por lo tanto se realizará el cálculo con la tensión máxima de entrada al convertidor, así:

$$\begin{aligned} V_R &= \frac{\sqrt{2}\overline{V}_{CA}}{\frac{N_P}{N_S}} \\ &= \frac{\sqrt{2}(145)}{4.96} \\ &= 41.34 \quad [V] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.13)}$$

La corriente de pico máxima del devanado secundario se obtiene al reflejar la corriente de pico máxima del primario calculada en la ecuación (III.2.4), así:

$$\begin{aligned} \overline{I}_S &= \tfrac{N_P}{N_S}\overline{I}_P \\ &= (4.96)\left(835.3\times10^{-3}\right) \\ &= 4.143 \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.14}$$

La corriente promedio que conduce el diodo es la misma que la corriente media del devanado secundario, que se calcula con base a la ecuación (III.1.28), la corriente máxima se presentará cuando la potencia sea máxima y la tensión de entrada mínima, entonces se obtiene:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{S_{MED}} &= \tfrac{3}{2}k_P^2\frac{\left(\underline{V}_{CA}\overline{T}_{on}\right)^2}{V_S L_P} \\ &= \tfrac{3}{2}(128.994)^2\frac{\left(108\cdot7\times10^{-6}\right)^2}{24\cdot1.28\times10^{-3}} \\ &= 464.4\times10^{-3} \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.15}$$

A partir de las ecuaciones (III.2.13), (III.2.14) y (III.2.15) se obtienen las especificaciones que deberá cumplir el diodo empleado como conmutador secundario. Este conmutador deberá ser capaz de operar a la frecuencia de conmutación, por lo que se recomienda emplear un diodo de recuperación rápida (o ultra rápida) que cambie de estado de conducción en el menor tiempo posible.

$$\begin{aligned} V_R &= 41.3 \quad [V] \\ I_{D_P} &= 4.143 \quad [A] \\ I_{D_{MED}} &= 464.4 \quad [mA] \end{aligned} \tag{III.2.16}$$

El diodo será seleccionado a partir de la tensión que debe bloquear y la corriente promedio que debe conducir, teniendo cuidado de que la corriente de pico no sobrepase la corriente máxima que soporta el dispositivo. Un componente que cumple con las especificaciones es el MUR160, algunas de sus características son las siguientes:

$$\begin{aligned} V_R &= 600 \quad [V] \\ I_F &= 1 \quad [A] \\ I_{FSM} &= 35 \quad [A] \\ V_F &= 1.25 \quad [V] \\ P_D &= 3 \quad [W] \\ T_J &= 150 \quad [°C] \\ \theta_{ja} &= 50 \quad \left[\tfrac{°C}{W}\right] \\ T_{rr} &= 75 \quad [ns] \end{aligned} \tag{III.2.17}$$

Donde I_F es la corriente promedio máxima que puede conducir el dispositivo e I_{FSM} es el pulso de corriente *no repetitivo* máximo permisible, ésta no es la corriente de pico que podría tenerse, pues ésta sí es repetitiva, sin embargo es mucho menor a este valor. La resistencia térmica de la unión a las terminales (en inglés lead) está referida a una longitud de las terminales de 0.95 [cm]. La variación de la tensión del diodo una vez encendido es baja, de manera que el diodo en condiciones de conducción puede considerarse como una caída de tensión constante y de magnitud igual a la tensión de encendido V_F, de manera que puede considerarse como si la corriente promedio estuviese circulando a través de una fuente de corriente directa de dicho valor como se muestra en la figura III.2.3; entonces, la disipación en el diodo será el producto de la tensión de encendido por la corriente promedio, como sigue:

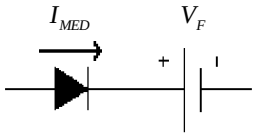


Figura III.2.3. Modelo de pérdidas del Diodo.

$$\begin{aligned} \bar{P}_D &= V_F \bar{I}_{S_{MED}} \\ &= (1.25)\left(464.4\times10^{-3}\right) \\ &= 580.5\times10^{-3} \qquad [W] \end{aligned} \tag{III.2.18}$$

Para este dispositivo la disipación máxima es de ~3[W] (con $T_A = 25[°C]$), como se observa en la lista (III.2.17), que es mucho mayor a la potencia calculada en la ecuación (III.2.18). Una vez que han sido seleccionados los dispositivos semiconductores y ha sido calculada la potencia que deberán disipar, si las pérdidas fuesen demasiado altas, sería necesario elegir un dispositivo capaz de manejar potencias más altas, pues éstos son más eficientes.

Ya que han sido seleccionados los dispositivos semiconductores, es necesario evaluar la necesidad de un disipador de calor y de ser así, calcular la resistencia térmica necesaria para que los dispositivos operen adecuadamente. En términos generales, se puede decir que hay tres formas en las que se pueden montar los dispositivos:

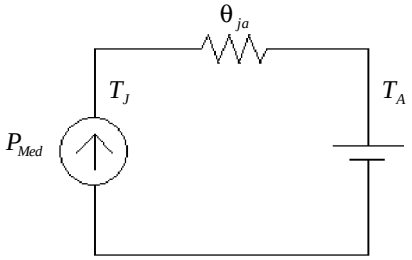


Figura III.2.4. Circuito térmico de un dispositivo sin disipador de calor.

1. Sin Disipador
2. Un dispositivo en un disipador
3. Dos Dispositivos en un disipador.

El método empleado se basa en una analogía entre un circuito térmico y un circuito eléctrico, donde la potencia se relaciona con la corriente eléctrica, la temperatura con el potencial eléctrico y la resistencia eléctrica con la resistencia térmica como se muestra en la figura III.2.4. Para este procedimiento es necesario conocer las resistencias térmicas de los dispositivos, que son datos

proporcionados por los fabricantes. El primer caso es sin duda el más sencillo, con base a la temperatura de la unión máxima (o del canal en el caso de transistores de efecto de campo), la temperatura *ambiente* a la que operará el sistema y la potencia que disipará el dispositivo se puede calcular la resistencia térmica máxima entre la unión/canal y el ambiente $\left(\theta_{ja} \text{ o } \theta_{ch-a}\right)$ con que puede trabajarse, esto se muestra en la figura III.2.4, donde se observa que la resistencia térmica puede calcularse como:

$$\bar{\theta}_{ja} = \frac{\bar{T}_J - T_A}{\bar{P}_{Med}} \quad \left[\frac{°C}{W}\right] \tag{III.2.19}$$

Para el caso de los dispositivos seleccionados para el diseño del corrector del factor de potencia, de los listados (III.2.11) y (III.2.17), la temperatura de la unión / canal máxima es de 150 [°C] en ambos casos; con la potencia máxima a disipar en el transistor MOSFET calculada en la ecuación (III.2.12) se obtiene la resistencia térmica máxima del canal al ambiente que puede tener este dispositivo:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_{ch-a} &= \frac{\bar{T}_{ch} - T_A}{\bar{P}_Q} \\ &= \frac{150 - 25}{44.72 \times 10^{-3}} \\ &= 2,796 \quad \left[\frac{°C}{W}\right] \end{aligned} \tag{III.2.20}$$

Claramente, $65\left[\frac{°C}{W}\right]$ que es la resistencia θ_{ch-a} del 2SK1404, presentada en el listado (III.2.11), es menor a la resistencia máxima obtenida en la ecuación (III.2.20), por lo tanto, se concluye que este dispositivo puede ser operado sin disipador. De la misma forma, con la potencia a disipar en el diodo calculada en la ecuación (III.2.18) y la ecuación (III.2.19), se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_{ja} &= \frac{\bar{T}_J - T_A}{\bar{P}_D} \\ &= \frac{150 - 25}{580.5 \times 10^{-3}} \\ &= 125.0 \quad \left[\frac{°C}{W}\right] \end{aligned} \tag{III.2.21}$$

Esta resistencia térmica es mayor a la presentada en el listado (III.2.17) $\theta_{ja} = 50\left[\frac{°C}{W}\right]$, por lo que el diodo MUR160 tampoco presentará problemas al operar sin disipador. En otras palabras, ambos dispositivos poseen una capacidad de disipación de potencia superior a la requerida y en consecuencia no es necesario ampliar esta capacidad mediante el empleo de un disipador.

El segundo caso, puede presentarse si alguno de los dispositivos posee una capacidad de disipación de potencia inferior a la requerida, esto es, la resistencia

θ_{ja} del dispositivo es mayor a la resistencia calculada con la ecuación (III.2.19) y en tal caso se requiere añadir un disipador para disminuir la resistencia térmica total. En general, el circuito térmico equivalente de un dispositivo se muestra en la figura III.2.5, donde se observa que la resistencia térmica de la unión al ambiente se compone de tres partes:

$\theta_{jc} \rightarrow$ Resistencia térmica de la unión al encapsulado (case)

$\theta_{cs} \rightarrow$ Resistencia térmica del encapsulado al disipador (sink)

$\theta_{sa} \rightarrow$ Resistencia térmica del disipador al ambiente

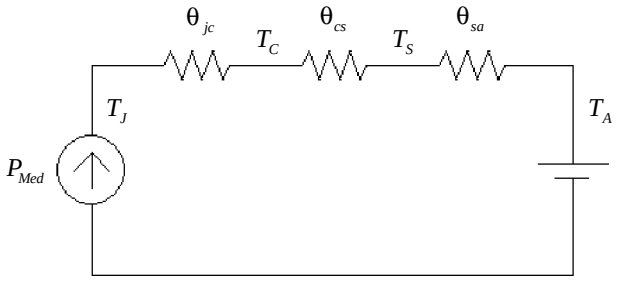


Figura III.2.5. Circuito térmico equivalente de un dispositivo con disipador de calor.

La primera componente θ_{jc} es una característica del dispositivo y es proporcionada por el fabricante. La resistencia del disipador al ambiente, es inversamente proporcional a la superficie de contacto entre el dispositivo y el aire; debido a que un dispositivo posee dimensiones reducidas, por lo general su superficie es baja y su resistencia térmica es alta. Al insertar un disipador, se incrementa la superficie de contacto y por lo tanto se disminuye la resistencia térmica del arreglo. La resistencia térmica del encapsulado al disipador existe pues por un lado, el contacto térmico entre ambos no puede ser perfecto y por otro lado, en muchas ocasiones es necesario aislar eléctricamente al dispositivo del disipador y para ello se emplea una pequeña mica aislante que dificulta la transferencia de calor entre el encapsulado y el disipador; para mejorar este contacto se emplea pasta de silicio, por ejemplo, para un encapsulado TO-220 la resistencia térmica entre el dispositivo y el disipador con mica y pasta es de aproximadamente $\theta_{cs} = 1.6\left[\frac{^\circ C}{W}\right]$. Entonces, en este caso la incógnita es la resistencia térmica máxima entre el disipador y el ambiente, que es lo que caracteriza al disipador. De la figura III.2.5 se tiene que:

$$T_J - T_A = \left(\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}\right) P_{Med} \quad [^\circ C] \tag{III.2.22}$$

Resolviendo la ecuación (III.2.22) para θ_{sa} se obtiene:

$$\bar{\theta}_{sa} = \frac{\bar{T}_J - T_A}{\bar{P}_{MED}} - \left(\theta_{jc} + \theta_{cs}\right) \quad \left[\frac{^\circ C}{W}\right] \tag{III.2.23}$$

Para diodos diseñados para operar con potencias bajas, es común no tener especificado el valor de la resistencia térmica de la unión al encapsulado, pues se presupone que estos dispositivos no requerirán de un disipador; sin embargo, para aplicaciones de potencia media a alta podría seleccionarse un dispositivo

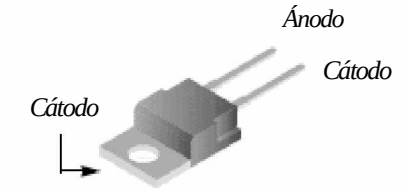


Figura III.2.6. Diodo en encapsulado TO-220AC.

que sí requiera de disipador, por ejemplo, en la figura III.2.6 se muestra el encapsulado TO-220AC que sí puede requerir de un disipador y el fabricante proporciona el valor de la resistencia térmica mencionada.

El último caso es aquel en el que se tiene la posibilidad o la necesidad de montar los dos dispositivos en el mismo disipador. Las resistencias térmicas involucradas en este caso son las mismas que se tienen en el caso anterior, con la diferencia de que solamente habrá una resistencia del disipador, en otras palabras, el disipador es ahora un nodo común a los dos circuitos, como se muestra en la figura III.2.7, donde se observa que la diferencia de temperaturas entre la unión y el disipador para ambos dispositivos está determinada por la potencia a disipar por cada dispositivo; ésta es la base para la determinación de la resistencia térmica del disipador, pues conociendo la temperatura del disipador T_S y las potencias P_1 y P_2 podrá calcularse la temperatura de unión para ambos dispositivos y deberá cuidarse que ninguno de los dos sobrepase la temperatura de unión máxima, entonces, si se engloban las resistencias de unión a encapsulado y del encapsulado al disipador en un solo término θ_{js}, se tiene:

$$\begin{aligned} T_{J1} - T_S &= \theta_{js1} P_1 \quad [°C] \\ &y \\ T_{J2} - T_S &= \theta_{js2} P_2 \quad [°C] \end{aligned} \tag{III.2.24}$$

Entonces, con base a los parámetros máximos pueden calcularse dos temperaturas para el disipador, para las cuales no se rebasa la temperatura de unión máxima para los dos dispositivos y de ellas se seleccionará la más baja, asegurando así que los dos conmutadores operen con una temperatura menor o igual a la máxima permisible, esto es:

$$\left.\begin{aligned} \overline{T}_{S1} &= \overline{T}_{J1} - \theta_{js1}\overline{P}_1 \\ \overline{T}_{S2} &= \overline{T}_{J2} - \theta_{js2}\overline{P}_2 \end{aligned}\right\} \quad \overline{T}_S = mínimo\left\{\overline{T}_{S1}, \overline{T}_{S2}\right\} \quad [°C] \tag{III.2.25}$$

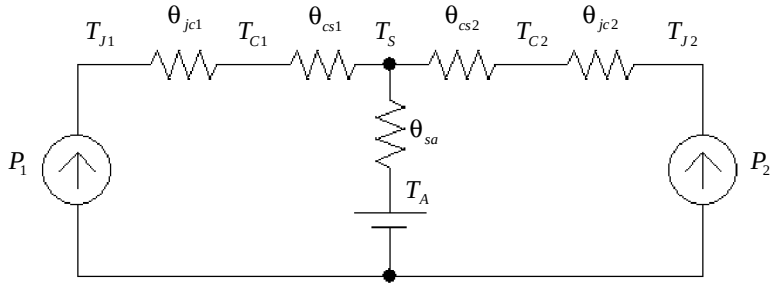


Figura III.2.7. Circuito térmico de dos dispositivo con un solo disipador de calor.

Finalmente, se observa en la figura III.2.7 que la diferencia de temperaturas entre el disipador y el ambiente está definida por la propia resistencia térmica entre ambos y la suma de las potencias disipadas por los semiconductores como sigue:

$$T_S - T_A = \theta_{sa}\left(P_1 + P_2\right) \quad [°C]$$

de donde (III.2.26)

$$\bar{\theta}_{sa} = \frac{\bar{T}_S - T_A}{\bar{P}_1 + \bar{P}_2} \qquad \left[\frac{°C}{W}\right]$$

Con esto se han cubierto los tres casos que pueden presentarse en cuanto al requerimiento de un disipador, cabe hacer énfasis en que las resistencias térmicas determinadas son los máximos, de manera que ya sea que se seleccione un disipador comercial o se diseñe uno, sería conveniente dejar un margen de seguridad, lo que requeriría una resistencia un poco menor, o lo que es lo mismo, un disipador un poco mayor. En el caso de manejarse una potencia o temperatura ambiente altas, pudiera presentarse el caso de que la resistencia térmica $\bar{\theta}_{sa}$ obtenida en las ecuaciones (III.2.23) o (III.2.26) resulte muy pequeña o cero, en tal caso se requeriría de un disipador muy grande y debería analizarse la opción de cambiar a un dispositivo con una mayor capacidad de disipación; de obtenerse un resultado negativo, se estaría obligado a cambiar de dispositivo.

Con esto se tienen completamente especificados los dispositivos semiconductores y su disipador de ser necesario; en este punto las especificaciones han sido cubiertas y no se requiere de más ajustes, de manera que es posible ahora pasar a la especificación y diseño del transformador flyback.

III.2.ii. Diseño e Implementación del Transformador

En las secciones II.4.i y II.4.ii se presentaron dos de los métodos más importantes en lo que se refiere al diseño de dispositivos magnéticos, estos son el método presentado por Abraham Pressman y dos métodos presentados por el Cnel. William McLyman. Con fines comparativos, se empleará ahora la información y los parámetros de diseño encontrados en la sección anterior para ilustrar el empleo de los tres métodos. El objetivo de estos métodos es la selección del núcleo. La corriente con que opera el núcleo es la corriente *neta*, equivalente a la corriente de un inductor, como se presentó en la sección III.1.i. En las ecuaciones (III.2.3) y (III.2.4) se obtuvo la inductancia del primario y la corriente de pico del transformador flyback que se empleará para la corrección del factor de potencia, estos son:

$$\begin{aligned} L_P &= 1.28 \quad [mH] \\ \bar{I}_{P_P} &= 835.3 \quad [mA] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.27)}$$

Las corrientes eficaces que circularán por los devanados primario y secundario, se obtuvieron en las ecuaciones (III.2.6) y (III.2.7), éstas son:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{P_{RMS}} &= 201.6\times10^{-3} \quad [A] \\ \overline{I}_{S_{RMS}} &= 1.04 \quad [A] \end{aligned} \tag{III.2.28}$$

La corriente promedio máxima del devanado primario se calcula con base a la ecuación (III.1.17), la tensión alterna mínima especificada, el tiempo de encendido máximo, la inductancia del primario y la constante k_M, listada en el juego de ecuaciones (III.2.5), esto es:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{P_{MED}} &= k_M \frac{V_{CA}\overline{T}_{on}^{2}}{L_P} \\ &= \left(22.472\times10^{3}\right)\frac{(106)\left(7\times10^{-6}\right)^{2}}{\left(1.28\times10^{-3}\right)} \\ &= 91.19\times10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.2.29}$$

Mientras que la corriente promedio del devanado secundario se obtuvo en la ecuación (III.2.15), esta es:

$$\overline{I}_{S_{MED}} = 464.4\times10^{-3} \quad [A] \tag{III.2.30}$$

Por último, reflejando las corrientes del secundario al primario, se obtiene la corriente *neta*, equivalente a la corriente de un inductor, como se muestra en la figura III.1.3; así, a partir de las ecuaciones (III.1.30) y (III.1.32) se obtiene:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{L_{RMS}} &= \sqrt{\overline{I}_{P_{RMS}}^{2} + \left(\frac{\overline{I}_{S_{RMS}}}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)}\right)^{2}} \\ &= \sqrt{\left(201.6\times10^{-3}\right)^{2} + \left(\frac{1.04}{4.96}\right)^{2}} \\ &= 290.9\times10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.2.31}$$

$$\begin{aligned} \overline{I}_{L_{MED}} &= I_{P_{MED}} + \frac{I_{S_{MED}}}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} \\ &= 91.19\times10^{-3} + \frac{464.4\times10^{-3}}{4.96} \\ &= 184.8\times10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.2.32}$$

El método presentado por Pressman (sección II.4.i) es uno de los más sencillos y rápidos, con base a los datos presentados en la ecuación (III.2.27), puede accederse a la tabla II.4.1 en la columna #7, correspondiente a una corriente máxima de 1[A] y se puede observar que a este nivel de corriente, el núcleo 55930

de permeabilidad $\mu_r = 125$ puede manejar una inductancia de 1.382 [mH] que es mayor al valor deseado (figura III.2.8). Entre más baja es la permeabilidad relativa, mayor es el entrehierro distribuido y mayor la fuerza de magnetización de saturación $(\bar{H})$, lo que se traduce en una mayor inductancia para el mismo nivel de corriente; sin embargo, seleccionar un núcleo de permeabilidad aun más baja, requerirá de un mayor número de espiras y por lo tanto se tendrán mayores pérdidas en los conductores. El núcleo 55930 tiene una inductancia a 1000 espiras de 157 [mH], con ello se obtiene de la ecuación (II.4.9) el número de espiras necesario como:

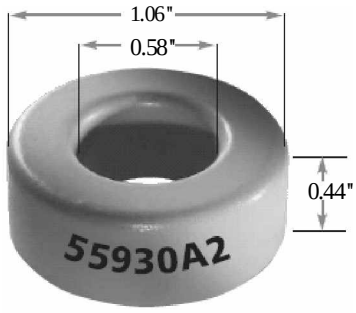


Figura III.2.8. Núcleo MPP 55930 de Magnetics Inc.

$$\begin{aligned} N_P &= 1000\sqrt{\frac{L_P}{0.95 \cdot A_L}} \\ &= 1000\sqrt{\frac{1.28}{0.95 \cdot 157}} \\ &= 92.64 \quad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.33}$$

Se emplearán 93 espiras. El número de espiras del secundario se obtiene con base a la relación de transformación obtenida en la ecuación (III.2.1), así:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{N_P}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} \\ &= \frac{93}{4.96} \\ &= 18.75 \quad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.34}$$

Se usarán 19 espiras. Siguiendo la recomendación de Pressman en el sentido de emplear una razón de 500 circular mil por Ampere, en la ecuación (III.2.8) se obtuvieron las áreas que deben tener los conductores, estas son:

$$\begin{aligned} \underline{A}_{W_P} &= 100.8 \quad [cir-mil] \\ \underline{A}_{W_S} &= 521.7 \quad [cir-mil] \end{aligned} \tag{III.2.35}$$

Para estas áreas de conductor, de la columna #3 de la tabla II.4.4, se obtiene que los calibres que satisfacen este requerimiento son #30 para el primario y #23 para el secundario, con 100.0 y 510.75 circular mil respectivamente. En la columna #14 de la misma tabla, se aprecia que las frecuencias máximas con las que pueden emplearse estos calibres debido al efecto Kelvin son 53.2[kHz] y 271.72[kHz] por lo que se concluye que no habrá incremento de la resistencia de los devanados al operar el convertidor con una frecuencia de 50[kHz]. Con ello el transformador flyback quedaría completamente especificado.

Ahora bien, de acuerdo a las *hojas de datos* de Magnetics Inc. [III.2.4], los núcleos de la familia del 55930 (con un diámetro externo de 1.06 pulgadas) pueden

albergar 117 espiras de alambre calibre #28 en una sola capa, por lo que resulta evidente que 93 espiras de alambre calibre #30 (aun más delgado) no alcanzarán a cubrir completamente la superficie del núcleo, mientras que en una capa de calibre #23 hay espacio para 66 espiras. En otras palabras, este núcleo puede ser algo grande para la aplicación, aunque quizá debido a que son pocas espiras, sea una de las opciones más eficientes. Si se contase con tablas para más núcleos de diferentes tamaños y permeabilidades (Pressman presenta dos tablas más como la II.4.1, para núcleos más pequeños y más grandes respectivamente [III.2.1]), se podría contar con más de un núcleo que cumpla con las especificaciones y se tendría que decidir cuál de ellos es mejor para la aplicación, esto es, habría que tomar en cuenta, entre otras cosas: El peso y volumen del núcleo así como su eficiencia y costo.

Por otro lado, los métodos presentados por McLyman (sección II.4.ii) son más generales e incluyen en el proceso de diseño información referente a las pérdidas del dispositivo, además de que están orientados a la selección de un núcleo óptimo. El primer método consta en la selección del núcleo mediante su producto de áreas A_P, teniendo especificado el levantamiento de temperatura ΔT sobre la temperatura ambiente. A continuación se aplica este método al ejemplo anterior. A partir de los datos en la ecuación (III.2.27) se calcula la energía máxima que ha de almacenarse en el núcleo, como sigue:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \tfrac{1}{2} L_P \bar{I}_{P_P}^2 \\ &= \tfrac{1}{2}\left(1.28\times10^{-3}\right)\left(835.3\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 446.5\times10^{-6} \qquad [J] \end{aligned} \tag{III.2.36}$$

Es necesario ahora preseleccionar el material del núcleo, a fin de conocer su densidad de flujo de saturación. Para el material MPP, de la tabla II.4.3 se obtiene que $\bar{B}_C = 0.3[T]$. Es necesario seleccionar la configuración de núcleo que ha de emplearse para conocer su constante K_J. Un toroide de MPP corresponde a la configuración “powder core”, con ello y suponiendo un levantamiento de temperatura de 25[°C], de la columna #3 de la tabla II.4.2 se obtiene que $K_J = 403$ y el exponente $y = 1.14$. Empleando un factor de utilización de la ventana (K_U) de 0.4 y sustituyendo los datos anteriores en la ecuación (II.4.49), se obtiene:

$$\begin{aligned} A_P &= \left(\frac{2\bar{E}\times10^4}{\bar{B}_C K_U K_J}\right)^y \\ &= \left[\frac{2\left(446.5\times10^{-6}\right)\times10^4}{(0.3)(0.4)(403)}\right]^{(1.14)} \\ &= 0.1458 \qquad \left[cm^4\right] \end{aligned} \tag{III.2.37}$$

McLyman presenta en su libro "*Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors*" [III.2.3] una serie de tablas con base a las cuales se pueden seleccionar los núcleos. Por otro lado, Magnetics Inc. es uno de los fabricantes que proporciona en su *catálogo* [III.2.4] el dato del producto de áreas A_P. Se selecciona un núcleo de la familia del 55206, cuyos datos se muestran en la tabla III.2.1, donde se observa que el producto de áreas de esta familia de núcleos es de $0.258\left[cm^4\right]$, que es el más cercano (y mayor) al necesario. Habiendo seleccionado el núcleo se procede con el cálculo de la densidad de corriente que se debe emplear; de la columna #5 de la tabla II.4.2 se tiene que el exponente $x=-0.12$, con lo que se calcula la densidad de corriente a partir de la ecuación (II.4.26) como:

Núcleo	μ_r	A_L $[mH]$	W_A $\left[cm^2\right]$	MPL $[cm]$	A_P $\left[cm^4\right]$	MLT $[cm]$
55206	125	68	1.14	5.09	0.258	2.64
55848	60	32				
55208	26	14				
55209	14	7.8				

Tabla III.2.1. Núcleos de Magnetics Inc. con diámetro externo igual a 0.8 pulgadas.

$$\begin{aligned} J &= K_J A_P^x \\ &= 403\left(0.258\right)^{-0.12} \\ &= 474.1 \qquad \left[\tfrac{A}{cm^2}\right] \end{aligned} \tag{III.2.38}$$

Ahora, de la ecuación (II.4.57) se obtiene la permeabilidad necesaria de un núcleo de estas dimensiones para cumplir con las especificaciones:

$$\begin{aligned} \mu_r &= \frac{\bar{B}_C \cdot MPL}{0.4\pi W_A \bar{J} K_U}\times 10^4 \\ &= \frac{\left(0.3\right)\left(5.09\right)\times 10^4}{0.4\pi\left(1.14\right)\left(474.1\right)\left(0.4\right)} \\ &= 56.2 \end{aligned} \tag{III.2.39}$$

La permeabilidad calculada en la ecuación (III.2.39) es bastante cercana a un valor estándar de permeabilidad relativa, en este caso puede seleccionarse el núcleo 55848 con una permeabilidad relativa de 60. Puede apreciarse en la ecuación (III.2.39) que la densidad de flujo y la permeabilidad relativa del núcleo son directamente proporcionales, de manera que elegir un núcleo con permeabilidad relativa mayor a la calculada, resultará en mayor densidad de flujo y por lo tanto en un mayor nivel de saturación, aunque requerirá de menos espiras y por ende menor resistencia y pérdidas; por el contrario, seleccionar un núcleo con menor permeabilidad, resulta en un nivel de saturación menor, aunque se requerirá de un mayor número de espiras y con ello las pérdidas serán más altas. Con la inductancia normalizada a 1000 espiras A_L en la columna #3 de la tabla III.2.1, se calcula N_P:

$$\begin{aligned} N_P &= 1000\sqrt{\frac{L_P}{A_L}} \\ &= 1000\sqrt{\frac{1.28}{32}} \\ &= 200.0 \qquad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.40}$$

Con base a la relación de transformación, el número de espiras del secundario es:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{N_P}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} \\ &= \frac{200}{4.96} \\ &= 40.32 \quad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.41}$$

Se emplearán 40 espiras. Con la densidad de corriente calculada en (III.2.38) y las corrientes eficaces de los devanados, presentadas en la ecuación (III.2.28) se procede a calcular las áreas de los conductores:

$$\begin{aligned} A_{Wp} &= \frac{\bar{I}_{P_{RMS}}}{J} \\ &= \frac{201.6\times10^{-3}}{474.1} \\ &= 425.2\times10^{-6} \quad \left[cm^2\right] \end{aligned}$$

Se empleará un conductor calibre #31 $\left(401.3\times10^{-6}\left[cm^2\right]\right)$

$$\begin{aligned} A_{Ws} &= \frac{\bar{I}_{S_{RMS}}}{J} \\ &= \frac{1.04}{474.1} \\ &= 2.194\times10^{-3} \quad \left[cm^2\right] \end{aligned} \tag{III.2.42}$$

Se emplearán 5 conductores calibre #31 $\left(2.007\times10^{-3}\left[cm^2\right]\right)$

También podría seleccionarse un conductor #24 con $A_W = 2.047\times10^{3}\left[cm^2\right]$ para el devanado secundario, sin embargo se optó por la selección mostrada en la ecuación (III.2.42), pues con ello se ilustra el hecho de que tanto el primario como el secundario ocupan aproximadamente la misma área, esto es, 35 espiras del secundario por 5 conductores son 175 conductores en total, cantidad que es muy cercana al número de espiras del primario (173). Con esto queda especificado el transformador mediante el uso del producto de áreas A_P.

El otro método presentado por McLyman (sección II.4.ii) corresponde a la selección vía la geometría del núcleo K_g; como se dijo, este método es más

general pues no depende de la configuración del núcleo (si se realiza la selección directamente por el parámetro K_g), además del hecho de que en muchas ocasiones no se especifica un levantamiento de temperatura, sino la eficiencia o la regulación del dispositivo.

Al inicio de la sección, se indicó que el diseño que se presenta operará con una potencia de salida máxima de 10[W], entonces, a partir de esta potencia y seleccionando nuevamente el material MPP para el cual $\overline{B}_C = 0.3[T]$, se calculan las condiciones eléctricas K_e a partir de la ecuación (II.4.68) como:

$$\begin{aligned} K_e &= 0.145\overline{P}_S\overline{B}_C^2 \times 10^{-4} \\ &= 0.145(10)(0.3)^2 \times 10^{-4} \\ &= 13.05\times 10^{-6} \qquad \left[\frac{J^2}{cm^5}\right] \end{aligned} \tag{III.2.43}$$

De acuerdo a las ecuaciones (II.4.60), una eficiencia de 0.95 se corresponde con una regulación de 2.6%, con ello y con la energía máxima a almacenar obtenida en la ecuación (III.2.36) se calcula la geometría del núcleo K_g como:

$$\begin{aligned} K_g &= \frac{\overline{E}^2}{K_e \cdot \alpha} \\ &= \frac{\left(446.5\times 10^{-6}\right)^2}{\left(13.05\times 10^{-6}\right)(2.6)} \\ &= 5.876\times 10^{-3} \qquad \left[cm^5\right] \end{aligned} \tag{III.2.44}$$

Con este dato, se puede acceder a tablas [III.2.3] con la finalidad de seleccionar el núcleo que mejor se ajuste a las especificaciones, si se selecciona un núcleo con K_g menor, el diseño será más ligero y menos voluminoso, aunque las pérdidas se incrementarán, al contrario si se elige un núcleo con geometría mayor a la necesaria, será más eficiente, aunque más voluminoso; la selección dependerá de qué parámetro es más importante en el diseño. Para este caso, se puede emplear un núcleo de Arnold Magnetics con diámetro externo de 0.68 pulgadas; los datos geométricos necesarios para el diseño se muestran en la tabla III.2.2.

En sus catálogos, los fabricantes como Magnetics Inc. [III.2.4] o Arnold Magnetics [III.2.5] presentan agrupados en cada "hoja", de acuerdo a sus dimensiones (y en particular el diámetro externo), los núcleos de diferentes materiales y

OD $[cm]$	MPL $[cm]$	MLT $[cm]$	A_C $[cm^2]$	W_A $[cm^2]$	A_P $[cm^4]$	K_g $[cm^5]$
1.791	4.2	2.6	0.2412	0.683	0.154	0.005824

Tabla III.2.2. Información geométrica de los núcleos de Arnold Magnetics con diametro externo de 0.68 pulgadas.

permeabilidades que ofrecen, de manera que referirse al diámetro externo equivale a referirse a una familia de núcleos de dicho fabricante.
Una vez que el núcleo ha sido seleccionado, se procede a calcular la densidad de corriente que habrá de emplearse. Con base a los parámetros de diseño y el producto de áreas del núcleo seleccionado, de la ecuación (II.4.72) se obtiene:

$$\begin{aligned}\overline{J} &= \frac{2\overline{E}}{K_U \overline{B}_C A_P}\times 10^4 \\ &= \frac{2\left(446.5\times 10^{-6}\right)}{(0.4)(0.3)(0.154)}\times 10^4 \\ &= 483.2 \qquad \left[\tfrac{A}{cm^2}\right]\end{aligned} \tag{III.2.45}$$

Con la densidad de corriente calculada en (III.2.45) y la corriente eficaz del primario en la ecuación (III.2.28) se tiene:

$$\begin{aligned}A_{Wp} &= \frac{\overline{I}_{P_{RMS}}}{\overline{J}} \\ &= \frac{201.6\times 10^{-3}}{483.2} \\ &= 417.2\times 10^{-6} \quad \left[cm^2\right]\end{aligned} \tag{III.2.46}$$

Se empleará un conductor calibre #31 $\left(401.3\times 10^{-6}\left[cm^2\right]\right)$

A partir de este punto, el proceso de diseño es igual que en la selección del núcleo mediante el producto de áreas. Se procede entonces con el cálculo de la permeabilidad del núcleo con base a la ecuación (II.4.57), con la densidad de corriente calculada y la densidad de flujo máxima permisible se obtiene:

$$\begin{aligned}\mu_r &= \frac{\overline{B}_C \cdot MPL}{0.4\pi W_A \overline{J} K_U}\times 10^4 \\ &= \frac{(0.3)(4.2)}{0.4\pi\,(0.683)(483.2)(0.4)}\times 10^4 \\ &= 75.95\end{aligned} \tag{III.2.47}$$

Para los núcleos MPP de la familia seleccionada, las permeabilidades más cercanas son 60 y 125 [III.2.5], esta última requerirá de mucho menos espiras y sus pérdidas serían menores a las especificadas, sin embargo como se dijo en el ejemplo anterior, el nivel de saturación será muy alto y el comportamiento de la corriente se aleja del previsto, lo que dificulta el control; por lo tanto, se selecciona el núcleo A-189043-2 con permeabilidad $\mu_r = 60$ e inductancia normalizada a 1000 vueltas $A_L = 43[mH]$, con ello el número de espiras del primario es:

$$\begin{aligned} N_P &= 10^3\sqrt{\frac{L_P}{A_L}} \\ &= 10^3\sqrt{\frac{1.28}{43}} \\ &= 172.5 \quad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.48}$$

Se usarán 173 espiras. Y como en la ecuación (III.2.41), el número de espiras del secundario es:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{N_P}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)} \\ &= \frac{173}{4.96} \\ &= 34.88 \quad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.49}$$

Se usarán 35 espiras. De igual manera que en la ecuación (III.2.42), para la densidad de corriente obtenida en (III.2.45), el área del conductor del secundario deberá ser:

$$\begin{aligned} A_{Ws} &= \frac{\bar{I}_{S_{RMS}}}{J} \\ &= \frac{1.04}{483.2} \\ &= 2.152\times10^{-3} \quad \left[cm^2\right] \end{aligned} \tag{III.2.50}$$

Se empleará un conductor calibre #24 $\left(2.047\times10^{-3}\left[cm^2\right]\right)$

Con ello se tiene el diseño del transformador. Sin embargo, al igual que para los dos ejemplos anteriores hace falta la evaluación de las pérdidas y/o el levantamiento de temperatura para conocer si el diseño al que se llegó efectivamente cumple con las especificaciones; a continuación se presentará la forma en que pueden evaluarse las pérdidas en el transformador.

En la sección II.4.iii se presentaron las bases para la evaluación del diseño de un componente magnético, se dijo que las pérdidas están compuestas por las pérdidas en los devanados y las pérdidas en el núcleo (como para estos ejemplos se emplearon núcleos con entrehierro distribuido, no hay pérdidas por el entrehierro). Para el cálculo de las pérdidas en el cobre se accederá a la tabla II.4.4 de donde se obtendrá la información referente a los conductores. Respecto de las pérdidas en el núcleo es necesario calcular la componente alterna eficaz de la densidad de flujo en el núcleo; ésta depende de la componente alterna eficaz de la corriente *neta* (equivalente a la corriente de un solo inductor) que afecta al núcleo. En las ecuaciones (III.2.31) y (III.2.32) se obtuvieron las corrientes eficaz y promedio netas, con base a estos valores y la ecuación (II.4.80) se obtiene el valor

de la componente alterna eficaz máxima de la corriente neta; esta componente será la que produzca el campo magnético alternante responsable de las pérdidas en el núcleo:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{L_{CA}} &= \sqrt{\bar{I}^2_{L_{RMS}} - \bar{I}^2_{L_{MED}}} \\ &= \sqrt{\left(290.9\times10^{-3}\right)^2 - \left(184.8\times10^{-3}\right)^2} \\ &= 224.7\times10^{-3} \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.51}$$

Se aprecia en la ecuación (III.2.51) que para este convertidor, al operar en modo discontinuo, la componente alterna de la corriente es un porcentaje muy alto de la corriente eficaz (*o total*). Con este dato se puede obtener la componente alterna máxima de la densidad de flujo a partir de la ecuación (II.4.78), que se simplifica para el caso de núcleos de material ferromagnético en polvo (como los toroides MPP) puesto que éstos no tienen entrehierro concentrado $\left(l_g = 0\right)$, esto es:

$$\bar{B}_{CA} = \mu_r \frac{0.4\pi N_P \bar{I}_{CA}}{MPL}\times10^{-4} \quad [T] \tag{III.2.52}$$

Con lo anterior, las pérdidas en el núcleo se calculan con base a las ecuaciones (II.4.77) que relacionan la densidad de potencia con la densidad de flujo alterna y la frecuencia. Se procede con el cálculo de la eficiencia y la regulación, además de la potencia promedio a disipar por unidad de superficie Ψ y el levantamiento de temperatura.

Se procede con la comparación entre los resultados obtenidos y las especificaciones, a fin de averiguar si el diseño es o no adecuado. En la tabla III.2.3 se muestra el proceso de obtención de los parámetros de evaluación para los tres ejemplos, de manera que se facilite la comparación entre ellos. En la columna #2, se muestra la evaluación del transformador diseñado con base al método presentado por Pressman, puede apreciarse que sus características son bastante buenas, sin embargo éste es el diseño más pesado y voluminoso, pues no toma en consideración estos parámetros en el diseño y en consecuencia las pérdidas en el núcleo son comparables a las pérdidas en los devanados. Por otro lado, en las columnas #3 y #4 se muestra la evaluación de los transformadores diseñados con base al método de McLyman, para el primer se empleó el producto de áreas A_P y se diseñó para un levantamiento de temperatura de 25 [°C], mientras que para el segundo se empleó el parámetro de geometría del núcleo K_g y se diseñó para una eficiencia del 95%. Con pequeñas diferencias entre uno y otro, puede observarse que ambos sobrepasan las especificaciones. Esto se debe principalmente a que las pérdidas en el núcleo son bastante más bajas que las pérdidas en los conductores (salvo en el transformador diseñado con base al

Concepto:	Pressman:	McLyman A_P:	McLyman K_g:	
Núcleo	Magnetics Inc: 55930	Magnetics Inc: 55848	Arnold Magnetics: A-189043-2	
μ_r	125	60	60	
A_T	39.8	22.7	16	$\left[\text{cm}^2\right]$
W_{fe}	35.8	9.4	8.7	$[g]$
$N_P \times N_{C_P}$ *Cal.*	$93\times1\#30$	$200\times1\#31$	$173\times1\#31$	
$N_S \times N_{C_S}$ *Cal.*	$19\times1\#23$	$40\times5\#31$	$35\times1\#24$	
$R_P = \frac{N_P}{N_{C_P}} MLT \cdot R_{L_P}$	$\frac{93}{1}4.1\left(3.402\times10^{-3}\right)=1.297$	$\frac{200}{1}2.8\left(4.296\times10^{-3}\right)=2.406$	$\frac{173}{1}2.6\left(4.296\times10^{-3}\right)=1.932$	$[\Omega]$
$R_s = \frac{N_S}{N_{C_S}} MLT \cdot R_{L_S}$	$\frac{19}{1}4.1\left(666.2\times10^{-6}\right)=0.052$	$\frac{40}{5}2.8\left(4.296\times10^{-3}\right)=0.0962$	$\frac{35}{1}2.6\left(842.2\times10^{-6}\right)=0.0766$	$[\Omega]$
$\bar{P}_{cu_P} = R_P \bar{I}^2_{P_{RMS}}$	$1.297\left(201.6\times10^{-3}\right)^2=0.0527$	$2.406\left(201.6\times10^{-3}\right)^2=0.0978$	$1.932\left(201.6\times10^{-3}\right)^2=0.0785$	$[W]$
$\bar{P}_{cu_S} = R_S \bar{I}^2_{S_{RMS}}$	$0.052(1.04)^2=0.0561$	$0.0962(1.04)^2=0.104$	$0.0766(1.04)^2=0.0829$	$[W]$
$\bar{P}_{cu} = \bar{P}_{cu_P} + \bar{P}_{cu_S}$	$0.0527+0.0561=0.1088$	$0.0978+0.104=0.2018$	$0.0785+0.0829=0.161$	$[W]$
$\bar{B}_{CA} = \mu_r \frac{0.4\pi N_P \bar{I}_{L_{CA}}}{MPL}\times10^{-4}$	$125\frac{0.4\pi(93)(0.2238)}{6.35}\times10^{-4}=0.0515$	$60\frac{0.4\pi(200)(0.2238)}{5.09}\times10^{-4}=0.0663$	$60\frac{0.4\pi(173)(0.2238)}{4.2}\times10^{-4}=0.06949$	$[T]$
$p_w =$ Ec. (II.4.77)	$.00391\left(50\times10^3\right)^{1.28}(0.0515)^{2.14}=7.074$	$.00551\left(50\times10^3\right)^{1.23}(0.0663)^{2.12}=10.53$	$.00551\left(50\times10^3\right)^{1.23}(0.0695)^{2.12}=11.63$	$\left[\frac{mW}{g}\right]$
$P_{fe} = W_{fe} \cdot p_w$	$(35.8)(7.074)=253.3$	$(9.4)(10.53)=98.96$	$(8.7)(11.63)=101.2$	$[mW]$
$P_\Sigma = P_{cu} + P_{fe}$	$0.1088+0.2533=0.3621$	$0.2018+0.09896=0.3008$	$0.161+0.1012=0.2622$	$[W]$
$\eta = \frac{\bar{P}_S}{\bar{P}_s + P_\Sigma}$	$\frac{10}{10+0.3621}=0.9651$	$\frac{10}{10+0.3008}=0.9708$	$\frac{10}{10+0.2622}=0.9744$	
$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_S + P_{cu}}\times100$	$\frac{0.1088}{10+0.1088}\times100=1.076$	$\frac{0.2018}{10+0.2018}\times100=1.978$	$\frac{0.161}{10+0.161}\times100=1.589$	[%]
$\psi = \frac{P_\Sigma}{A_T}$	$\frac{0.3621}{39.8}=0.0091$	$\frac{0.3008}{22.7}=0.01325$	$\frac{0.2622}{16}=0.0164$	$\left[\frac{W}{cm^2}\right]$
$\Delta T = 450\psi^{0.826}$	$450(0.0067)^{0.826}=9.274$	$450(0.01325)^{0.826}=12.65$	$450(0.0165)^{0.826}=15.08$	$[°C]$

Tabla III.2.3. Evaluación comparativa del desempeño de los tres ejemplos de diseño del transformador flyback.

método de Pressman, ya que en este caso el núcleo empleado es bastante mayor de lo necesario) y como se presentó, las relaciones sobre las que se basa el método de McLyman consideran que las pérdidas en el núcleo son iguales a las pérdidas en los conductores. Por otro lado, para el segundo ejemplo, se seleccionó un núcleo más grande de lo necesario (aunque era el núcleo de Magnetics Inc. más cercano al necesario). De tenerse acceso a estos núcleos, quizá el diseño en el que se seleccionó el núcleo A-189043-2 de Arnold Magnetics sería al más adecuado, pues es el más ligero, menos voluminoso y posee una eficiencia comparable a los otros dos diseños.

Implementación del Transformador Flyback

Quizá el obstáculo más grande que se encuentra en el diseño de componentes magnéticos es la disponibilidad de materiales. Con los dos métodos presentados puede diseñarse un dispositivo magnético y especificar con qué núcleo ha de construirse, sin embargo, desde el proceso de diseño es necesario seleccionar algún núcleo con base a información de los fabricantes y después adquirirlo. Un caso lamentable es en el que, por un lado, una vez diseñado no se tiene acceso a los núcleos elegidos y es ésta la razón por lo que los tres diseños mostrados antes en base a los métodos de Pressman y McLyman no son más que ejemplos; por otro lado son pocos los núcleos a los que se puede tener acceso y de éstos se carece de la información sobre sus propiedades.

De forma que la metodología de diseño estaría incompleta si no se contara con un medio de evaluación de las propiedades magnéticas de los núcleos a los que se tenga acceso. El principal material al que puede tenerse acceso es a la aleación acero-silicio, de manera que dándose a la tarea de averiguar las propiedades magnéticas principales de este material y a registrar las dimensiones y parámetros (tales como el producto de áreas) podría tenerse un medio para diseñar componentes magnéticos operando a frecuencias no muy superiores a las frecuencias de audio (arriba de 25 [kHz] las perdidas por corrientes parásitas de estos materiales suelen ser altas). A pesar de su utilidad un trabajo como el anterior está más allá de los objetivos de este documento.

Otros núcleos que pueden encontrarse son algunos núcleos de ferrita (algunos con y otros sin entrehierro) de varias formas y tamaños pero sin ninguna información sobre ellos, así como unos cuantos toroides de material en polvo, algunos de ellos identificables por poseer impreso el número de parte del fabricante. En el caso de que alguno de estos núcleos sea útil a la aplicación podría llegar a construirse un prototipo con estos núcleos.

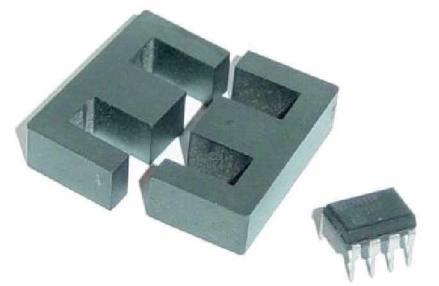


Figura III.2.9. Núcleo de ferrita EE seleccionado.

De los núcleos que se obtuvieron, se seleccionó un núcleo de ferrita EE con entrehierro (éste se muestra en la figura III.2.9 con un integrado en encapsulado DIP-08) con dimensiones no muy lejanas a las necesarias (de acuerdo al método de McLyman, aunque las dimensiones de este núcleo son superiores a lo óptimo). Debido a la sencillez del método empleado por Pressman, se obtuvieron las principales características de este núcleo y se elaboró una tabla como la empleada por este método. Mediante la obtención de su lazo de histéresis puede determinarse la fuerza de magnetización H_{SAT} y su permeabilidad relativa; además para un número de espiras dado, al medirse la inductancia y normalizarse puede obtenerse el parámetro A_L.

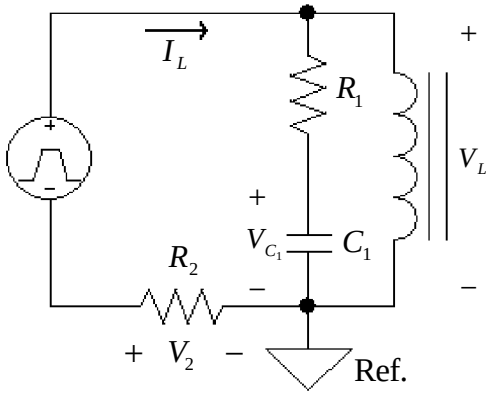
En la figura III.2.10(a) se muestra un circuito empleado en la visualización en un osciloscopio de dos canales con trazo X-Y del lazo de histéresis de un núcleo ferromagnético. Esta visualización está basada en dos principios:

$$H = \left(\frac{0.4\pi N}{MPL} \right) I_L \quad [Oe] \tag{III.2.53}$$

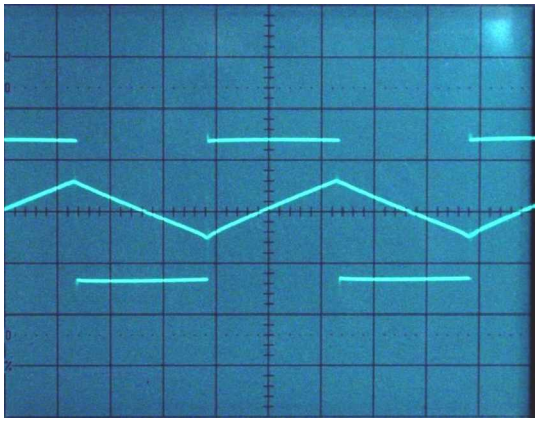
Y la proporcionalidad entre la densidad de flujo y el flujo magnético:

$$B_C = \left(\frac{10^4}{A_C} \right) \phi_C \quad [T] \tag{III.2.54}$$

Donde el área de núcleo A_C está dada en centímetros cuadrados. De manera que el objetivo es visualizar alguna tensión que sea proporcional a la corriente en el inductor y otra que sea proporcional al flujo magnético en el mismo y así con la



(a)



(b) Vertical: $50\left[\frac{V}{Div}\right]$ y $1\left[\frac{A}{Div}\right]$
Horizontal: $0.1\left[\frac{ms}{Div}\right]$

Figura III.2.10. a) Circuito de prueba empleado en la visualización del lazo de histéresis de un núcleo ferromagnético b)Tensión y corriente en el inductor bajo prueba.

escala adecuada, estará viéndose la curva de histéresis B-H. Se observa en la figura III.2.10(a) que para la visualización de la corriente, bastará con medir la caída de tensión en la resistencia R_2, siempre y cuando la corriente del arreglo R_1C_1 sea mucho menor a la corriente del inductor. En tal caso:

$$V_2 = R_2 I_L \quad [V] \tag{III.2.55}$$

De las ecuaciones (III.2.53) y (III.2.55) se obtiene:

$$H = \left(\frac{0.4\pi N}{R_2 \cdot MPL} \right) V_2 \quad [Oe] \tag{III.2.56}$$

La expresión (III.2.56) representa la forma en que deberá escalarse la tensión medida en el canal X del osciloscopio para medir la intensidad de campo magnético (también llamada fuerza de magnetización); en la visualización será necesario invertir este canal pues debido a la posición de la referencia, esta tensión tendrá la polaridad inversa de la corriente del inductor. Para la determinación del flujo magnético generado por el inductor, es necesario recurrir a la ley de Faraday, que establece que la fuerza electromotriz inducida en las terminales de un inductor (o bien, su caída de tensión) es proporcional a la variación del flujo enlazado por sus espiras respecto del tiempo, esto es:

$$\begin{aligned} V_L &= N \frac{d\phi_C}{dt} \quad [V] \\ &\text{de donde} \\ \phi_C &= \tfrac{1}{N} \int V_L dt \quad [Wb] \end{aligned} \tag{III.2.57}$$

Ahora bien, la tensión en el capacitor C_1 se obtiene como un divisor en el dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned} V_{C_1} &= \frac{\frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} V_L \quad [V] \\ &\text{Si } R_1 \gg \tfrac{1}{sC_1} \text{ entonces:} \\ V_{C_1} &= \frac{1}{R_1 C_1} \frac{V_L}{s} \quad [V] \end{aligned} \tag{III.2.58}$$

Bajo estas condiciones, el arreglo R_1C_1 se comporta como un integrador, esto es:

$$V_{C_1} = \tfrac{1}{R_1 C_1} \int V_L dt \quad [V] \tag{III.2.59}$$

Entonces, la tensión del capacitor es proporcional la integral de la tensión del inductor y dado que ésta es proporcional al flujo magnético generado por el inductor, la tensión del capacitor es proporcional al flujo magnético. Así, combinando las ecuaciones (III.2.54), (III.2.57) y (III.2.59) se obtiene:

$$B_C = \left(\frac{R_1 C_1 \times 10^4}{A_C N} \right) V_{C_1} \quad [T] \tag{III.2.60}$$

Con la ecuación (III.2.60) se tiene la cantidad en que deberá escalarse la tensión observada en el capacitor para obtener la densidad de flujo inducida en el núcleo bajo prueba. Con lo anterior, con un osciloscopio en modo X-Y, al alimentar al canal X la tensión de la resistencia de sensado R_2 y a Y la tensión en el capacitor integrador C_1 e invertir X, se podrá visualizar el ciclo de histéresis del núcleo con el que está construido el inductor. La onda de tensión aplicada puede ser una senoide o bien una onda cuadrada, ésta última es muy útil por su sencillez de generación. En la figura III.2.10(b) se muestran las ondas de tensión y corriente de un inductor de prueba construido con el núcleo mostrado en la figura III.2.9 operando en la zona lineal de la curva de histéresis, esto es, sin llegar a saturar al núcleo, la tensión es una onda cuadrada bipolar de 2[kHz] de frecuencia que se generó con un *puente H*.

Para el diseño del circuito, habrá que tener en cuenta tres condiciones. La primera quedó establecida en la ecuación (III.2.58) e indican que la resistencia R_1 debe ser mucho mayor a la reactancia del capacitor para la frecuencia de prueba, o lo que es lo mismo:

$$C_1 \geq \frac{100}{\omega R_1} \quad [F] \tag{III.2.61}$$

Lo anterior con la finalidad de que el arreglo $R_1 C_1$ se comporte como un integrador. La segunda condición es que la corriente en este arreglo sea mucho menor a la corriente del inductor. Debido a la condición anterior, la corriente en el arreglo puede aproximarse como:

$$\begin{aligned} I_{RC} &= \frac{V_L}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \\ &\quad - \frac{V_L}{R_1} \qquad [A] \end{aligned} \tag{III.2.62}$$

Con ello, la segunda condición queda establecida como:

$$R_1 \geq 100 \frac{V_L}{I_L} \quad [\Omega] \tag{III.2.63}$$

Finalmente, la caída de tensión en la resistencia de sensado de corriente deberá ser mucho menor a la tensión aplicada al circuito, de manera que la tensión del inductor sea prácticamente igual a la tensión de entrada:

$$R_2 \leq \frac{V_L}{100 I_L} \quad [\Omega] \tag{III.2.64}$$

En el circuito empleado para la observación del lazo de histéresis del núcleo que se seleccionó, la tensión de pico máxima a entregar es de 180[V], presuponiendo una corriente máxima de 2[A] y con una frecuencia de 2[kHz], se determinó:

$$\begin{aligned} R_2 &\leq \frac{V_L}{100 I_L} \\ &\leq \frac{180}{100 \cdot 2} \\ &\leq 0.9 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.65}$$

Se empleó una resistencia de 1[Ω], por otro lado, la resistencia del integrador es:

$$\begin{aligned} R_1 &\geq \frac{100 V_L}{I_L} \\ &\geq \frac{100 \cdot 180}{2} \\ &\geq 9 \times 10^3 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.66}$$

Con la finalidad de emplear componentes de baja potencia para el integrador, se decidió emplear una resistencia de 82 [kΩ] (aproximadamente diez veces mayor a la indicada). Con lo anterior, el capacitor del integrador deberá ser:

$$\begin{aligned} C_1 &\geq \frac{100}{\omega R_1} \\ &\geq \frac{100}{2\pi \left(2 \times 10^3\right)\left(82 \times 10^3\right)} \\ &\geq 97.05 \times 10^{-9} \quad [F] \end{aligned} \tag{III.2.67}$$

Se seleccionó un capacitor de 100 [nF]. Los componentes, fueron medidos para reducir la introducción de error en la medición debido a la tolerancia de los componentes y resultaron ser:

$$\begin{aligned} R_1 &= 80.8 \quad [k\Omega] \\ C_1 &= 90 \quad [nF] \\ R_2 &= 1 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.68}$$

Conociendo estos valores, bastará con conocer las dimensiones del núcleo que se ponga a prueba y la cantidad de espiras que forman el devanado para así calcular con base a las ecuaciones (III.2.56) y (III.2.60) la escala que deberá aplicarse a la tensión leída en el osciloscopio. En la tabla III.2.4 se presentan las características

D $[cm]$	F $[cm]$	G $[cm]$	MPL $[cm]$	MLT $[cm]$	A_C $[cm^2]$	W_A $[cm^2]$	l_g $[cm]$	A_P $[cm^4]$	K_g $[cm^5]$
0.72	0.55	1.7	6.475	3.5	0.5184	0.935	0.1	0.4847	0.02865

Tabla III.2.4. Dimensiones y parámetros físicos del núcleo EE de ferrita seleccionado.

físicas más importantes del núcleo EE de la figura III.2.9, la definición de estas dimensiones se muestra en la figura II.4.4.

Se empleó un devanado de prueba de 406 espiras de alambre calibre #31, con los datos de la tabla III.2.4 y los componentes del circuito de prueba, se tienen las escalas para la intensidad de campo o fuerza de magnetización como:

$$\begin{aligned} E_H &= \frac{0.4\pi N}{R_2 \cdot MPL} \\ &= \frac{0.4\pi (406)}{(1)(6.475)} \\ &= 78.79 \qquad \left[\tfrac{Oe}{V}\right] \end{aligned} \tag{III.2.69}$$

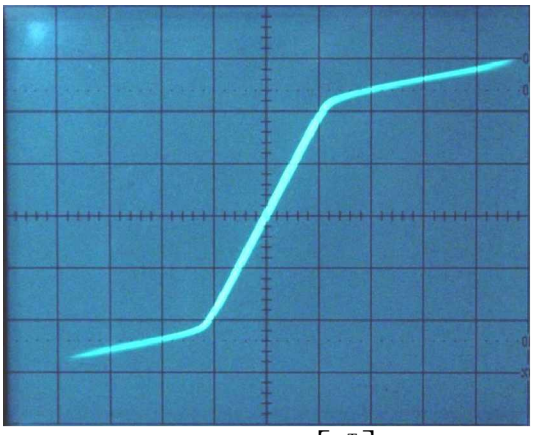
Y la escala para la densidad de flujo magnético es:

$$\begin{aligned} E_B &= \frac{R_1 C_1 \times 10^4}{A_C N} \\ &= \frac{\left(80.8\times10^3\right)\left(90\times10^{-9}\right)\times10^4}{(0.5184)(406)} \\ &= 0.3455 \qquad \left[\tfrac{T}{V}\right] \end{aligned} \tag{III.2.70}$$

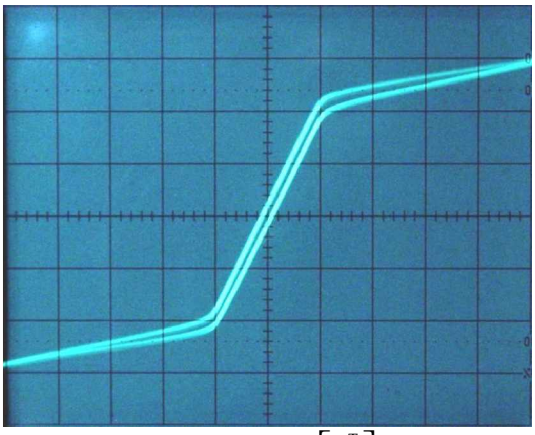
En la visualización, para obtener la curva ocupando la mayor parte de la pantalla del osciloscopio, se seleccionó una escala de $0.5\left[\tfrac{V}{Div}\right]$ en ambos canales, de manera que las escalas en pantalla, una vez afectadas por este parámetro son:

$$\begin{aligned} E_{H\_Osc} &= E_H \cdot E_{Osc} \\ &= (78.79)(0.5) \\ &= 39.4 \qquad \left[\tfrac{Oe}{Div}\right] \\ E_{B\_Osc} &= E_B \cdot E_{Osc} \\ &= (0.3455)(0.5) \\ &= 0.1728 \qquad \left[\tfrac{T}{Div}\right] \end{aligned} \tag{III.2.71}$$

En la figura III.2.11 se muestra la visualización del lazo de histéresis para el núcleo. Puede apreciarse que éste presenta una histéresis muy reducida, lo que pone de manifiesto que sus pérdidas son en realidad bastante bajas, manteniéndose aceptablemente lineal y eficiente antes de alcanzar la saturación. En la figura III.2.11(b) se muestra el mismo núcleo, pero en este caso se ha incrementado el nivel de saturación y al incrementarse la corriente en los devanados, se permitió que se levantara la temperatura en los ellos y en el propio núcleo; se observa en esta figura que al elevarse la temperatura en el núcleo, también se modifican sus propiedades, incrementándose sus pérdidas puesto que el nivel de histéresis aumenta.



(a) Vertical: $172.8\left[\frac{mT}{Div}\right]$
Horizontal: $39.4\left[\frac{Oe}{Div}\right]$



(b) Vertical: $172.8\left[\frac{mT}{Div}\right]$
Horizontal: $39.4\left[\frac{Oe}{Div}\right]$

Figura III.2.11. a) Curva de histéresis de un núcleo EE de ferrita con entrehierro, b) mismo lazo de histéresis al incrementar la saturación y elevarse la temperatura del núcleo.

De esta curva se pueden extraer las características más importantes en el diseño de un componente magnético con cualquiera de los dos métodos presentados. Esto es, de esta curva puede obtenerse la permeabilidad efectiva del núcleo μ_e, la fuerza de magnetización de saturación H_{SAT} y la densidad de flujo magnético correspondiente a esta intensidad de campo B_{SAT}.

Las dos últimas se obtienen mediante una lectura directa de la gráfica pues se observa claramente la *rodilla* (en inglés knee) de la curva, que corresponde al punto donde la saturación *comienza*. En la gráfica, este punto corresponde aproximadamente a la coordenada (1.3, 2.2) con lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} H_{SAT} &= x \cdot E_{H\_Osc} \\ &= (1.3)(39.4) \\ &= 51.22 \qquad [Oe] \\ B_{SAT} &= y \cdot E_{B\_Osc} \\ &= (2.2)(0.1728) \\ &= 0.3802 \qquad [T] \end{aligned} \tag{III.2.72}$$

Se aprecia que la densidad de campo máxima es superior a 0.3[T] (de los núcleos MPP). Con el dato de la intensidad de campo de saturación H_{SAT} y la longitud de la trayectoria magnética *MPL* de la tabla III.2.4, con la ecuación (II.4.5) se obtiene:

$$\begin{aligned} NI_{SAT} &= \frac{H_{SAT} \cdot MPL}{0.4\pi} \\ &= \frac{(51.22)(6.475)}{0.4\pi} \\ &= 263.9 \qquad [A \cdot vuelta] \end{aligned} \tag{III.2.73}$$

Este dato es empleado por el método de Pressman, presentado en la sección II.4.ii. Por otro lado, es necesaria la obtención de otros dos parámetros relacionados entre sí: la permeabilidad efectiva del núcleo μ_e y la inductancia normalizada A_L.

Uno de los obstáculos encontrados en el dominio del área de conocimiento del magnetismo, es el uso de varios sistemas de unidades, como son el CGS, el sistema internacional o el sistema inglés. Es posible tratar con sencillez el diseño de componentes magnéticos en el sistema CGS (como hace McLyman) sin embargo se tiene un inconveniente en lo que se refiere a la permeabilidad. En general la permeabilidad es la capacidad de un material para conducir un flujo magnético y se define en la ecuación (II.4.4) como la razón entre la densidad de flujo y la fuerza de magnetización que la produce. En el sistema CGS la unidad de la densidad de flujo es el Gauss y la intensidad de campo tiene por unidad el Oersted, con estas unidades la permeabilidad del vacío es igual a la unidad y la permeabilidad de un material se obtiene como:

$$\mu_m = \frac{B}{H} \quad \left[\frac{gauss}{oersted}\right] = \left[\frac{10^4 T}{Oe}\right] \tag{III.2.74}$$

La igualdad de unidades establecida en la ecuación (III.2.74) se debe a que la relación entre las unidades Gauss y Tesla es: $10^4 Gauss = 1 Tesla$. Por otro lado, las unidades en el sistema internacional para la densidad del flujo y la intensidad de campo, son $\left[\frac{Weber}{m^2}\right] = [T]$ y $\left[\frac{A \cdot vuelta}{m}\right]$ respectivamente; con estas unidades la permeabilidad del vacío es $4\pi \times 10^{-7}$ y la permeabilidad de un material es:

$$\mu_m = \frac{B}{H} \quad \left[\frac{Wb}{A \cdot vuelta \cdot m}\right] = \left[\frac{H}{m}\right] \tag{III.2.75}$$

En términos de la permeabilidad del vacío, se define la permeabilidad relativa de un material (que es una cantidad adimensional) como: $\mu_r = \frac{\mu_m}{\mu_0}$. De manera que la permeabilidad relativa del vacío es igual a la unidad, en consecuencia la permeabilidad relativa de un material es igual en magnitud a la permeabilidad expresada en el sistema CGS como en la ecuación (III.2.74). En caso de que el material no sea homogéneo, como ocurre con la existencia de un entrehierro, se define la permeabilidad efectiva μ_e; ésta es la permeabilidad equivalente de un material homogéneo (es decir, sin entrehierro) que presenta las mismas propiedades magnéticas que el arreglo original. La permeabilidad que se presenta en las hojas de datos de núcleos de material en polvo, o en núcleos de ferrita con entrehierro es precisamente la permeabilidad efectiva del material, expresada en el sistema CGS o bien en forma relativa.

Dado que el núcleo bajo prueba tiene un entrehierro, la permeabilidad que se obtenga de la figura III.2.11 será la permeabilidad efectiva del núcleo. De dicha figura, se obtuvo que antes de saturarse, la gráfica presenta un comportamiento prácticamente lineal, con una pendiente:

$$\begin{aligned}\mu_e &= \frac{y \cdot E_{B\_Osc}}{x \cdot E_{H\_Osc}} \times 10^4 \\ &= \frac{(3.8)(0.1728)}{(2)(39.4)} \times 10^4 \\ &= 83.33 \qquad \left[\tfrac{G}{Oe}\right]\end{aligned} \tag{III.2.76}$$

Este resultado es numéricamente igual a la permeabilidad relativa μ_r del núcleo. En la ecuación (II.4.45) se tiene la forma de calcular la inductancia; considerando un material homogéneo de permeabilidad relativa μ_r y sin entrehierro, se tiene:

$$\begin{aligned}L &= \frac{0.4\pi N^2 A_C}{l_g + \frac{MPL}{\mu_r}} \times 10^{-8} \\ &= \frac{0.4\pi \cdot \mu_r A_C \times 10^{-8}}{MPL} N^2 \quad [H]\end{aligned} \tag{III.2.77}$$

Normalizando la ecuación (III.2.77) respecto de N^2 se obtiene la inductancia normalizada en [nH] para una espira, que numéricamente es igual a la inductancia normalizada en [mH] para mil espiras:

$$\begin{aligned}A_L &= \frac{L}{N^2} \times 10^9 \\ &= \frac{4\pi \cdot \mu_r A_C}{MPL} \quad \left[\tfrac{nH}{1 \text{ vuelta}}\right]\end{aligned} \tag{III.2.78}$$

Con la permeabilidad obtenida en la ecuación (III.2.76) y las dimensiones del núcleo en la tabla III.2.4, se obtiene:

$$\begin{aligned}A_L &= \frac{4\pi \cdot \mu_r A_C}{MPL} \\ &= \frac{4\pi (83.33)(.5184)}{6.475} \\ &= 83.84 \qquad \left[\tfrac{mH}{10^3 \text{ vueltas}}\right]\end{aligned} \tag{III.2.79}$$

Una forma mucho más sencilla en la que puede obtenerse la inductancia normalizada de un núcleo es sencillamente arrollar un devanado de prueba de *N* espiras y medir la inductancia *L* y *normalizarla* respecto de N^2 obteniendo así la inductancia normalizada en [nH] para una espira. Este método aunque mucho más sencillo y directo no da información sobre la saturación del núcleo y es por lo tanto incompleto, sin embargo si puede emplearse en forma complementaria.

Para el devanado de prueba de 406 espiras se midió una inductancia de 14.79 [mH], normalizando esta inductancia se obtiene:

$$\begin{aligned} A_L &= \frac{L}{N^2}\times 10^9 \\ &= \frac{14.79\times 10^{-3}}{(406)^2}\times 10^9 \\ &= 89.72 \qquad \left[\tfrac{nH}{1\text{ vuelta}}\right] \end{aligned} \tag{III.2.80}$$

El valor obtenido en la ecuación (III.2.80) presenta una diferencia de 7.02% respecto del obtenido en la ecuación (III.2.79), está diferencia se debe a la precisión en la medición, tanto del lazo de histéresis en el osciloscopio como de la toma de las dimensiones del núcleo, se tomará esta medición por ser más directa, y se conservará la información respecto de la saturación del núcleo. Con todo lo anterior, se presenta en la tabla III.2.5 un listado de las inductancias que pueden obtenerse con este núcleo a diferentes niveles de corriente.

Núcleo	μ_R	A_L $[mH]$	$\bar{H}$ $[Oe]$	$\overline{NI}$ $[A\cdot vuelta]$	0.5	1	2	3	5	10	20	$\bar{I}$ $[A]$
EE-Ferrita	83.33	89.72	51.22	263.9	528 **25,013**	264 **6,253**	132 **1,563**	88 **695**	53 **252**	26 **61**	13 **15**	$\frac{\bar{N}}{\bar{L}[\mu H]}$

Tabla III.2.5. Inductancia máxima que puede obtenerse con el núcleo de la figura III.2.9.

Con esta información, se puede proceder a diseñar el transformador. En la ecuación (III.2.27) se presentaron las dos principales especificaciones de acuerdo al método de Pressman, estas son:

$$\begin{aligned} L_P &= 1.28 \quad [mH] \\ \bar{I}_{P_p} &= 835.3 \quad [mA] \end{aligned} \tag{III.2.81}$$

Con base a estos datos, se observa en la tabla III.2.5 en la columna #7 correspondiente a una corriente máxima de 1[A] que el núcleo puede entregar una inductancia de 6.253 [mH] que es mucho mayor al valor deseado. Esto significa que el nivel de saturación será despreciable, así como la caída de inductancia, entonces no es necesario anticipar dicha caída. Con lo anterior, de la ecuación (II.4.9) se obtiene el número de espiras necesario:

$$\begin{aligned} N_P &= 1000\sqrt{\frac{L_P}{A_L}} \\ &= 1000\sqrt{\frac{1.28}{89.72}} \\ &= 119.4 \qquad [espiras] \end{aligned} \tag{III.2.82}$$

Se emplearán 119 espiras. En base a la relación de transformación obtenida en la ecuación (III.2.1) se obtiene:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{N_P}{\frac{N_P}{N_S}} \\ &= \frac{119}{4.96} \\ &= 23.99 \quad [espiras] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.83)}$$

Se emplearán 24 espiras. Al igual que en el ejemplo de aplicación del método de Pressman, para las áreas de conductor mostradas en la ecuación (III.2.35) se requiere de un conductor calibre #30 para el primario y un conductor calibre #23 para el secundario. Con ello se concluye el diseño del transformador flyback. La implementación de este diseño se muestra en la figura III.2.12. Se midieron las inductancias del primario y secundario, estas son:



Figura III.2.12. Transformador Flyback empleado en el C.F.P.

$$\begin{aligned} L_P &= 1.286 \quad [mH] \\ L_S &= 66 \quad\;\; [\mu H] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.84)}$$

Si se realiza el cociente de las inductancias del primario y secundario se obtiene la relación de trasformación elevada al cuadrado, así:

$$\begin{aligned} \frac{N_P}{N_S} &= \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \\ &= \sqrt{\frac{1.286\times10^{-3}}{66\times10^{-6}}} \\ &= 4.414 \end{aligned} \qquad \text{(III.2.85)}$$

Estos resultados son suficientemente cercanos a los necesarios, con lo que se concluye que el transformador construido es adecuado para ser aplicado en el corrector del factor de potencia que se ha diseñado.

III.2.iii. Circuito de Control y Fuentes Auxiliares

En la sección II.2.i se presentaron las bases de la corrección del factor de potencia mediante el empleo de un convertidor conmutado operado en modo discontinuo, el diagrama a bloques de un corrector como éste se muestra en la figura II.2.1. En la sección anterior se presentó el diseño del convertidor conmutado (que en este caso es un reductor-elevador aislado o flyback) lo que

corresponde al bloque o etapa de potencia, ahora se presentará lo concerniente a la implementación del hardware necesario para llevar a cabo el control del sistema. El bloque que se presentará está constituido por el circuito de control y las fuentes empleadas para suministrarle energía.

El esquema de control mostrado en la figura II.2.1 es un caso general, en el cual no sólo es necesario tomar información de la salida del convertidor sino también de la entrada, como sucede en el caso de la corrección en operación continua (sección II.2.ii); sin embargo se encontró que en el caso de corrección mediante operación discontinua, para la modulación senoidal de la onda de corriente de entrada al convertidor *no es necesario* tomar información sobre la magnitud o la fase de la tensión de entrada, sino que basta con mantener constante el tiempo de encendido (t_{on}) para que sea la misma tensión de entrada la que module la onda de corriente. Entonces, el sistema de control es como el que se muestra en la figura II.3.7; dado que para la determinación de las acciones de control se emplea un microcontrolador, el comportamiento deseado estará ya grabado en la memoria del dispositivo; la planta se muestra en la figura III.1.1.

Circuito de Control

Para la realización del control se optó por el empleo del microcontrolador PIC12F683 del fabricante Microchip (figura III.2.13), que es un dispositivo de 8 terminales con arquitectura RISC de 8 bits, con capacidad de operar mediante un oscilador RC interno con un ciclo de instrucción de 500[ns], un convertidor analógico a digital de cuatro canales y de 10 bits, un módulo de Comparación-Captura-Modulación de ancho de pulso (PWM) o módulo *CCP*, entre otros periféricos. La memoria de este dispositivo es tipo Flash cuya capacidad de reprogramación facilita la puesta a punto del programa de control. Una de las ventajas en la utilización de este tipo de dispositivos es que no se requiere de componentes externos, para el control del corrector del factor de potencia únicamente se emplearon tres terminales (mismas que se han resaltado en la figura III.2.13):

- *GP0* – Empleada como salida en el control del apagado de la fuente de arranque.
- *AN3* – Entrada analógica empleada en el sensado de la tensión de salida del corrector.
- *GP2/CCP1* – Salida del módulo *CCP*, en esta terminal se obtiene la onda modulada en ancho de pulso empleada en el control del convertidor flyback.

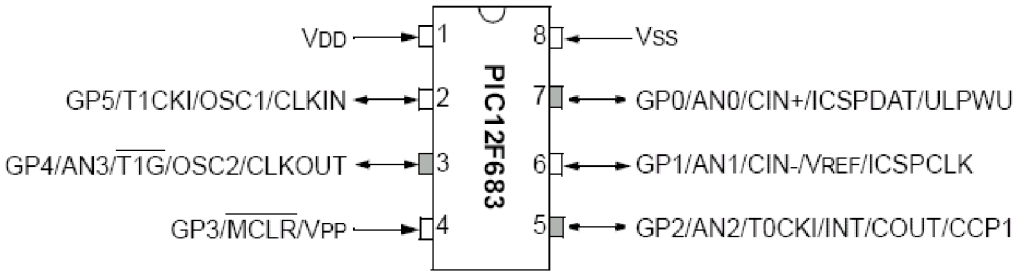


Figura III.2.13. Diagrama de terminales del microncontrolador PIC12F683 de Microchip.

A las cuatro entradas correspondientes a cada canal del convertidor analógico a digital, se puede aplicar una tensión comprendida en el rango $[V_{SS}, V_{DD}]$. Microchip recomienda en las hojas de datos del dispositivo no emplear una fuente analógica con una impedancia de salida superior a 10[kΩ], de manera que la tensión de salida del convertidor puede sensarse con un divisor de tensión, como el que se muestra en la figura III.2.14, siempre que la impedancia de salida de éste no sobrepase el límite anterior.

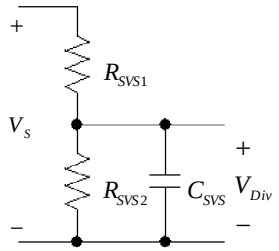


Figura III.2.14. Divisor de tensión y filtrado.

$$R_{SVS1} = \frac{R_{SVS}}{A} \quad [\Omega]$$
$$R_{SVS2} = \frac{R_{SVS}}{1-A} \quad [\Omega] \qquad \text{(III.2.86)}$$
$$C_{SVS} = \frac{1}{2\pi f_{CTE} R_{SVS}} \quad [F]$$

En el sistema de ecuaciones (III.2.86) se presenta la forma en que puede diseñarse un divisor de tensión como el mostrado en la figura III.2.14 de manera que cumpla con la atenuación *A* deseada, una resistencia de salida R_{SVS} dada y la frecuencia de corte del filtro *RC* equivalente. Por ejemplo, si se requiere atenuar la tensión de salida de 24 a 3[V] (A=0.125), con una impedancia de salida de 10[kΩ] y una frecuencia de corte de 500[Hz] (de manera que con una caída de 20 decibeles por década se tengan aproximadamente 40 [dB] de atenuación a 50[kHz]), se tiene:

$$\begin{aligned} R_{SVS1} &= 80 \quad [k\Omega] \\ R_{SVS2} &= 11.43 \quad [k\Omega] \\ C_{SVS} &= 31.83 \quad [nF] \end{aligned} \qquad \text{(III.2.87)}$$

Si se eligen 80.6[kΩ], 11.5[kΩ] y 33[nF] se obtiene A=0.1249 y $f_{CTE} = 479.2[Hz]$, que es bastante cercano a lo requerido; con lo anterior queda especificada la red de realimentación. En la sección III.4 se tratará con mayor detalle lo concerniente al firmware con que se ha programado el dispositivo, el punto de interés en esta sección es el hardware del controlador.

En términos generales, un microcontrolador no puede operar directamente un transistor MOSFET de potencia media o alta, debido principalmente a dos razones. En primer lugar, un transistor de efecto de campo es un dispositivo controlado por tensión, y éste requiere que se almacene carga eléctrica en la compuerta para que se forme el canal y el dispositivo entre en estado de conducción, de la misma forma, para apagarlo se requiere retirar esta carga de la compuerta. Los movimientos de carga eléctrica en lapsos muy cortos resultan en una corriente pulsante equivalente a aquella que se tendría al alimentar un capacitor de magnitud C_{gs} entre las terminales compuerta y fuente del transistor. Los impulsos que forman esta corriente capacitiva pueden sobrepasar rápidamente la capacidad de suministro de corriente de un dispositivo lógico o un microcontrolador.

En segundo lugar, aunque la tensión de *umbral* o *encendido* (V_{Th}) de muchos transistores MOSFET es de aproximadamente 4[V], con una tensión de esta magnitud el transistor rápidamente entraría a la zona de saturación o activa; para llevar al transistor a la región óhmica es necesario incrementar la tensión aplicada entre compuerta y fuente. En esta región el transistor se comporta como un resistor, cuyo valor es inversamente proporcional a la diferencia de potencial $V_{gs} - V_{Th}$. De manera que con la finalidad de que el MOSFET pueda ser empleado como conmutador (con baja resistencia), ha de aplicarse a la compuerta una tensión superior a la de encendido, esta tensión normalmente es del orden de unos 15[V].

Por estas razones, se requiere de un dispositivo intermedio entre el circuito lógico (el microcontrolador) y el transistor, comúnmente denominado “manejador de compuerta” (del inglés gate driver). El manejador de compuerta convierte los pulsos de un nivel lógico entregados por el microcontrolador a un nivel más adecuado para operar al transistor (por lo general de ~15[V]) y con mayor capacidad de suministro de corriente capacitiva.

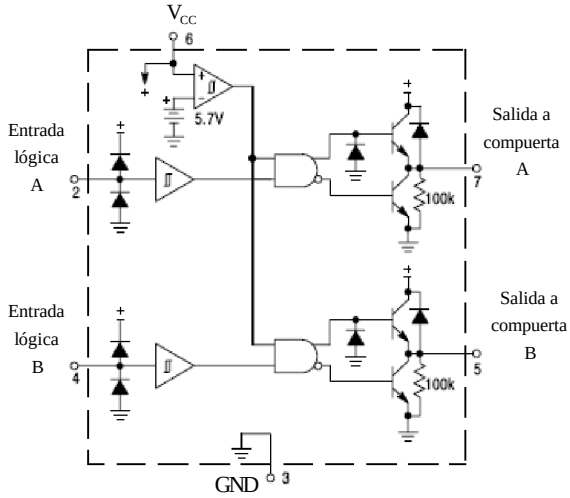


Figura III.2.15. Diagrama interno del manejador de compuerta dual MC34152.

En la figura III.2.15 se muestra el diagrama interno del manejador de compuerta MC34152 del fabricante *On Semiconductors*, éste es un dispositivo en un encapsulado de 8 terminales (DIP-08) que se alimenta con una tensión en el rango 5.7 a 20[V] y adecua los pulsos provenientes de un circuito lógico al nivel de la tensión con que es alimentado, de

manera que para elevar los pulsos de un nivel de 5 a 15[V] sólo habrá que alimentar el integrado con esta última tensión.

En la implementación final, no siempre es posible localizar el manejador justo frente al transistor, sino que puede haber cierta distancia entre ellos, entre más largas sean las pistas que los unen, mayor será la contribución de la corriente que circula por ellas a la radiación de ruido a otras pistas, puesto que el contenido armónico de esta corriente es muy alto. Por otro lado, si se tiene en cuenta la inductancia parásita de la pista y la capacitancia de entrada del transistor, se tiene un sistema de segundo orden que puede provocar oscilaciones indeseadas en la compuerta. Por estas razones es común el uso de arreglos que mejoren estas características. Uno de los arreglos más empleados es el "*circuito de apagado con PNP*", mostrado en la figura III.2.16. Este arreglo es empleado para mejorar el apagado del transistor, pues cuando la tensión de control es baja, el transistor Q_{off} entra en saturación y pone en corto las terminales de compuerta y fuente, lo que obliga al transistor a apagarse; además, la corriente de descarga de compuerta se encuentra confinada a los dos transistores, lo que minimiza la emisión de ruido radiado a los alrededores. El encendido es controlado mediante la resistencia de compuerta R_G y el diodo de encendido D_{on}; estos mismos componentes evitan oscilaciones entre el capacitor de entrada de compuerta y la inductancia de las pistas.

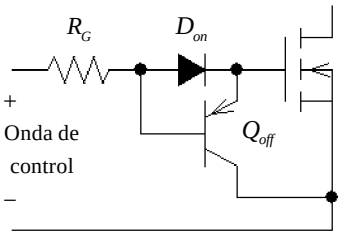


Figura III.2.16. Circuito de apagado con un transistor PNP.

De lo presentado hasta ahora, se aprecia la necesidad de más de un nivel de tensión, esto es, el uso de un microcontrolador como dispositivo de control requiere del uso de una fuente de alimentación a la que se ha denominado "*fuente de control*" de 5[V] de magnitud. Por otro lado, al emplear un dispositivo manejador de compuerta como el MC34152 se requiere también de una fuente de alimentación para este dispositivo, a ésta se le ha denominado "*fuente de acondicionamiento*" y su magnitud es de 15[V]. Como se verá también es necesaria una fuente adicional a la que se ha denominado "*fuente de arranque*" y formará parte de la fuente de acondicionamiento. A continuación se presentará cada una de las fuentes auxiliares empleadas por el sistema.

Fuente de Acondicionamiento

En todas las fuentes auxiliares se han empleado reguladores en derivación; este tipo de regulador recibe su nombre pues emplea un diodo Zener en derivación o paralelo con la carga. El principio bajo el que opera es muy sencillo, en realidad se trata de una especie de divisor de tensión entre una resistencia y el paralelo

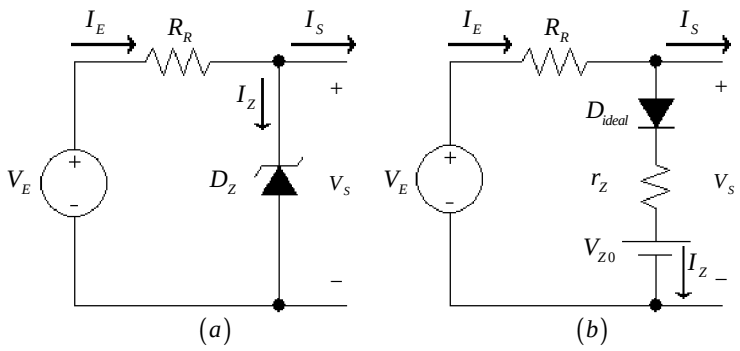


Figura III.2.17. a) Circuito regulador en derivación y b) modelo equivalente.

del diodo Zener y la carga; el diodo, una vez encendido, presenta una tensión casi constante con lo que se consigue mantener la tensión de salida regulada. En la figura III.2.17(a) se muestra el diagrama de este tipo de regulador, mientras que en la figura III.2.17(b) se ha sustituido el diodo por su modelo equivalente; r_Z es la resistencia dinámica del diodo y mediante ésta se aproxima la dependencia de la tensión inversa del diodo respecto de su corriente. V_{Z0} es la tensión teórica que presentaría el Zener con cero corriente, considerando un comportamiento lineal. En realidad la resistencia dinámica del diodo no es constante, pues la relación I-V es exponencial.

En la figura III.2.18 se muestra un plano I vs. V; la pendiente de cualquier curva representada en este plano tiene unidades de resistencia [Ω], la curva (a) de la figura es la característica de un diodo Zener (dado que el diodo zener es operado en polarización inversa, esta curva se encuentra en el tercer cuadrante pero se ha rotado por claridad de la figura). Se aprecia que la resistencia del dispositivo, antes de alcanzar la tensión mínima de encendido es muy alta, esta tensión es denominada tensión de rodilla V_{Zk} (del inglés knee) pues en este punto el dispositivo experimenta un descenso en su resistencia, hasta llegar a r_Z, cuyo valor suele ser muy bajo. El fabricante proporciona la pareja de corriente y tensión mínima de encendido (I_{Zk}, V_{Zk}).

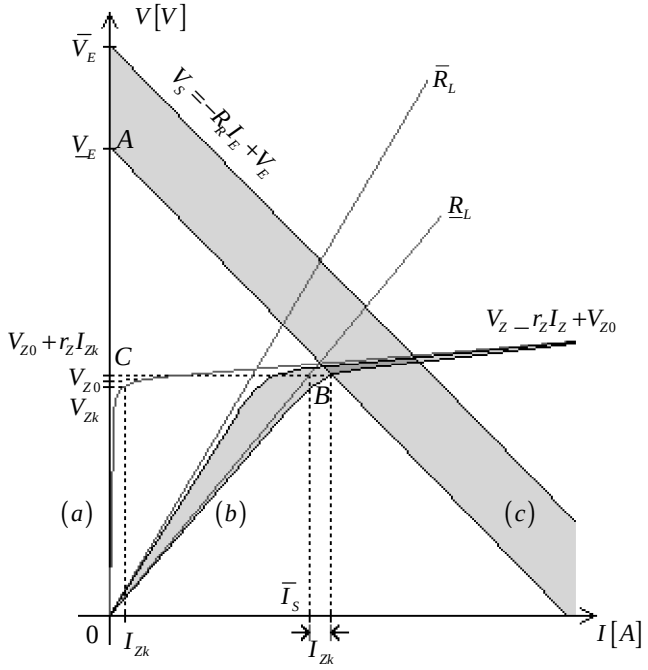


Figura III.2.18. Análisis gráfico de un regulador Zener.

En un plano como el de la figura III.2.18, una resistencia es representada como una recta que cruza por el origen. Así, la familia de rectas cuyos límites son $(\underline{R}_L, \bar{R}_L)$ representa el intervalo de variación de la resistencia de carga. Recordando que la tensión en un arreglo en paralelo es igual para

todos los componentes y que la corriente del arreglo es la suma de las corrientes en cada uno de ellos, se obtiene gráficamente el equivalente al paralelo de la resistencia de carga y la resistencia no lineal que representa al Zener. Con ello, en la figura III.2.18(b) se muestra el lugar geométrico o rango de variación del equivalente $(D_Z \parallel R_L)$. Por otro lado, este arreglo se encuentra en serie con la fuente de entrada y la resistencia del regulador R_R, de manera que la ecuación que define esta malla es:

$$V_S = -R_R I_E + V_E \quad [V] \tag{III.2.88}$$

La ecuación (III.2.88) representa la *recta de carga* del regulador y su corte con la curva equivalente a $(D_Z \parallel R_L)$ proporciona la tensión de salida. La localización de la recta de carga depende de la tensión de entrada, así, en la figura III.2.18(c) se presenta el lugar geométrico de la recta de carga conforme la tensión de entada varíe en el intervalo $\left[\underline{V}_E, \overline{V}_E\right]$. Se ha incluido este análisis gráfico pues resulta altamente ilustrativo del objetivo en el diseño del regulador en derivación y lo que sucede al variar los parámetros de diseño. Es claro que el componente a determinar es la resistencia del regulador, que no es sino la pendiente de la recta de carga y así fijar el punto de operación del regulador, o mejor dicho, el lugar geométrico de éste. Puede apreciarse en la figura III.2.18 que si se selecciona R_R con un valor bajo, el punto de operación se mueve hacia la derecha, donde se tiene mejor regulación, pero también la potencia en el diodo Zener es más alta.

Por otro lado, incrementar el valor de R_R, mueve el punto de operación a la izquierda donde la potencia en el diodo es más baja, pero el área de la intersección entre los lugares geométricos (b) y (c) se incrementa; dicho de otro modo, el rango de variación de V_S respecto de la tensión de entrada y la carga se amplía. Entonces, el objetivo es seleccionar la resistencia que proporcione una regulación adecuada sin gastar más energía de la necesaria en el diodo Zener. Esto puede localizarse en el cruce de la recta que representa la carga máxima $(\underline{R}_L)$ y la curva del Zener. Entonces, del triángulo ΔABC de la figura III.2.18 se obtiene la pendiente de la recta de carga como:

$$\begin{aligned} R_R &= \frac{V_A - V_C}{I_B - I_C} \\ &= \frac{\underline{V}_E - \left(V_{Z0} + r_Z I_{Zk}\right)}{\left(\overline{I}_S + I_{Zk}\right) - 0} \\ &= \frac{\underline{V}_E - V_{Z0} - r_Z I_{Zk}}{\overline{I}_S + I_{Zk}} \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.89}$$

La resistencia del regulador calculada con la ecuación (III.2.89) asegura que cuando la tensión de entrada sea mínima $(\underline{V}_E)$ y la corriente demandada por la

carga sea máxima, en el diodo se conduzca la corriente mínima I_{Zk}, manteniéndose encendido. Ahora bien, aplicando el método de superposición al circuito de la figura III.2.17(b), se obtiene la tensión de salida del regulador en derivación, como:

$$V_S = V_{Z0}\frac{R_R}{R_R + r_Z} + V_E\frac{r_Z}{R_R + r_Z} - I_L\left(r_Z \text{ m } R_R\right) \quad [V] \tag{III.2.90}$$

Si se define la regulación de línea como la variación de tensión de salida respecto de la tensión de entrada y la regulación de carga como la variación de la tensión de salida respecto de la corriente en la carga, de la ecuación (III.2.90) se obtiene:

$$\begin{aligned} \text{Regulación de línea} &= \frac{dV_S}{dV_E} \\ &= \frac{r_Z}{r_Z + R_R} \quad \left[\tfrac{V}{V}\right] \end{aligned} \tag{III.2.91}$$

$$\begin{aligned} \text{Regulación de carga} &= \frac{dV_S}{dI_S} \\ &= -\left(r_Z \text{ m } R_R\right) \quad \left[\tfrac{V}{A}\right] \end{aligned} \tag{III.2.92}$$

Con lo anterior se tiene suficiente información para el diseño y evaluación de un regulador en derivación como el presentado, con lo que puede procederse con la presentación del diseño de las fuentes empleadas en el suministro de potencia al circuito de control.

Gracias a que la tensión de salida del corrector del factor de potencia es relativamente baja (24[V]) y cercana a la tensión de la fuente de acondicionamiento (15[V]) puede emplearse un regulador en derivación, para tomar potencia de la salida del sistema y entregarla al circuito de control. La única diferencia entre el regulador de la figura III.2.17(a) y el empleado en la fuente de acondicionamiento, es la introducción de un diodo en serie con la resistencia del regulador. La función de este diodo es evitar que la fuente de acondicionamiento suministre energía a la salida (y por lo tanto a la carga) del sistema si la tensión de salida es inferior a 15[V], situación que se presenta durante el arranque del sistema, cuando la tensión de salida es nula. El C.F.P. se diseñó para entregar una tensión de salida de 24 ± 2.5% [V], de manera que la tensión de entrada mínima al regulador es de 23.4 [V] menos la caída en el diodo; esta fuente se ha diseñado para suministrar un máximo de 20 [mA] puesto que el manejador de compuerta puede consumir un máximo de 15 [mA] y de ésta se ha derivado la fuente de control, que consumirá como máximo aproximadamente 5 [mA]. Se seleccionó un diodo 1N5245B, que es un Zener de 15 [V] y 0.5 [W], los datos de este diodo, relacionados con el diseño del regulador son:

$$\begin{aligned} V_{Z0} &= 14.86 \quad [V] \\ r_Z &= 16 \quad [\Omega] \\ I_{Zk} &= 0.25 \quad [mA] \end{aligned} \tag{III.2.93}$$

Con base a lo anterior, se obtiene la resistencia de la fuente de acondicionamiento R_{Vcc} a partir de la ecuación (III.2.89), como:

$$\begin{aligned} R_{Vcc} &= \frac{V_E - V_{Z0} - r_Z I_{Zk}}{\overline{I}_S + I_{Zk}} \\ &= \frac{(23.4 - 0.7) - 14.86 - (16)\left(0.25\times10^{-3}\right)}{20\times10^{-3} + 0.25\times10^{-3}} \\ &= 386.96 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.94}$$

Como se dijo, emplear una resistencia menor a la calculada mejorará la regulación. Sin embargo el resultado es suficientemente alto como para seleccionar una resistencia de 390[Ω], con la resistencia dinámica de 16[Ω] y con base a las ecuaciones (III.2.91) y (III.2.92), se obtiene:

$$\begin{aligned} &\text{Regulación de línea}=39.41 \quad \left[\tfrac{\text{mV}}{\text{V}}\right] \\ &\text{Regulación de carga}=-15.37 \quad \left[\tfrac{\text{mV}}{\text{mA}}\right] \end{aligned} \tag{III.2.95}$$

Se aprecia que la tensión de salida es más sensible respecto de la corriente de carga que respecto de la tensión de entrada, sin embargo, la sensibilidad es suficientemente baja. Si no fuese así, tendría que seleccionarse un diodo con menor resistencia dinámica y una corriente mínima aún menor.

Fuente de Control

La fuente de control es exactamente igual al regulador presentado en la figura III.2.17, donde la fuente de alimentación de entrada es la fuente de acondicionamiento que se diseñó antes y cuya tensión nominal es 15[V]; La fuente de control entregará una tensión de 5[V] para alimentar al microcontrolador. De acuerdo a las *hojas de datos* de Microchip [III.2.8], el dispositivo PIC12F683 operando a una tensión de 5[V] y con el reloj interno a 4[MHz], consume una corriente de 0.8[mA], sin embargo se empleará una terminal como salida para controlar la operación de la fuente de arranque; entonces, se diseñará la fuente para suministrar una corriente máxima de 6[mA]. Se seleccionó el dispositivo LM336-Z5 que es un regulador de precisión ajustable; estrictamente hablando, éste no es un diodo Zener, sino un circuito integrado más elaborado, sin embargo está diseñado para operar tal como lo hace un diodo Zener ajustable mediante una tercera terminal, sin embargo esta característica

no se ha empleado. Entonces, tomándolo como si se tratase de un diodo Zener, sus características son:

$$\begin{aligned} V_{Z0} &= 4.999 \quad [V] \\ r_Z &= 0.6 \quad [\Omega] \\ I_{Zk} &= 0.6 \quad [mA] \end{aligned} \tag{III.2.96}$$

Con lo anterior, a partir de la ecuación (III.2.89) se obtiene la resistencia de la fuente de control $R_{V_{DD}}$ como:

$$\begin{aligned} R_{V_{DD}} &= \frac{V_E - V_{Z0} - r_Z I_{Zk}}{\overline{I}_S + I_{Zk}} \\ &= \frac{15 - 4.999 - (0.6)\left(1\times10^{-3}\right)}{6\times10^{-3} + 0.6\times10^{-3}} \\ &= 1.515\times10^{3} \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.97}$$

Si se emplea una resistencia de 1.5[kΩ], con la resistencia dinámica de 0.6[Ω] y las ecuaciones (III.2.91) y (III.2.92), se obtiene:

$$\begin{aligned} &\text{Regulación de línea}=0.399 \quad \left[\tfrac{\text{mV}}{\text{V}}\right] \\ &\text{Regulación de carga}=-0.599 \quad \left[\tfrac{\text{mV}}{\text{mA}}\right] \end{aligned} \tag{III.2.98}$$

Nuevamente, la tensión de salida (V_{DD}) es más sensible respecto de la corriente de carga que respecto de la tensión de entrada. Se aprecia además que gracias a que la resistencia dinámica de este dispositivo es bastante baja, la sensibilidad de la tensión es también muy baja, gráficamente esto puede apreciarse en la figura III.2.18 pues al disminuir la resistencia dinámica se reduce el área de la intersección entre los lugares geométricos de la recta de carga y el equivalente al paralelo del Zener y la carga. Con lo anterior, puede darse por bueno el diseño de esta fuente.

Fuente de Arranque

Las dos fuentes presentadas hasta ahora, se alimentan de la propia salida del convertidor, sin embargo al encender el sistema, la tensión de salida es cero y en tal caso ni la fuente de acondicionamiento ni la de control elevarían su tensión, permitiendo que el microcontrolador comience con la ejecución del programa y por lo tanto el sistema permanece apagado aún después de conectarlo a la línea. Por esta razón es necesario proporcionar un medio que permita que se carguen las fuentes auxiliares y comience a operar el sistema desde una fuente *alterna*. La primera solución pudiera ser simplemente dimensionar un regulador en derivación alimentado directamente de la salida del rectificador de la línea,

tomando para el diseño el valor medio de la onda de tensión rectificada, sin embargo, en este caso la tensión de entrada es mucho más alta que la tensión de salida y las pérdidas en la resistencia del regulador pueden ser más altas de lo admisible. Si esta resistencia se incrementa con la finalidad de reducir las pérdidas, como se dijo tras presentar el análisis gráfico mostrado en la figura III.2.18, la recta de carga (y con ello el punto de operación del regulador) podría salir de la zona de regulación y con ello la fuente podría no alcanzar un nivel adecuado para que el sistema comience operar.

Entonces, una solución más adecuada tendría que combinar ambos casos, esto es, emplear una resistencia adecuada (suficientemente baja) para que la tensión de las fuentes se eleve a un nivel adecuado y permita la puesta en marcha del sistema y una vez que la fuente de salida suministre energía a las fuentes auxiliares, *desactivar* esta resistencia de arranque reduciendo así las pérdidas en la fuente. Al arreglo descrito se le denomina *fuente de arranque* (en inglés start-up). La forma en que se implementó, aunque no es la más eficiente en cuanto a los dispositivos que emplea, es bastante ilustrativa del concepto anterior.

La fuente de arranque es en realidad parte de la fuente de acondicionamiento; el circuito de arranque propiamente dicho, no es sino esta "resistencia controlada" que conecta a la fuente de acondicionamiento con la salida del rectificador. En la figura III.2.19 se muestra el arreglo empleado para la puesta en marcha de las fuentes, se aprecia que el arreglo de R_{Gaux} y el diodo Zener fijan la tensión de compuerta a fuente del transistor a un valor adecuado para el encendido de este; la resistencia R_{Gaux} puede ser de valor elevado, pues la "carga" de este arreglo es prácticamente nula, por lo que la corriente y con ello las pérdidas en este resistor serán muy bajas. Al encenderse el transistor, la resistencia equivalente entre las terminales a-b es prácticamente igual a R_{Arr}, siempre que ésta sea mucho menor a R_{Gaux}. Con esto, la resistencia de arranque puede ser de valor bajo, permitiendo que las fuentes eleven su tensión; una vez que el sistema está operando, puede sacarse de operación a la resistencia de arranque apagando al transistor, lo que se logra haciendo cero la tensión de compuerta a fuente del MOSFET Q_{off}, es decir, poniendo en corto las terminales de control en la figura III.2.19. Lo anterior se realizó en este diseño mediante un optoacoplador con salida TBJ. De manera que aunque las pérdidas pudieran ser elevadas en la resistencia de arranque, dado que ésta sólo operará un instante al encender el sistema, sus pérdidas pueden ser toleradas sin problema.

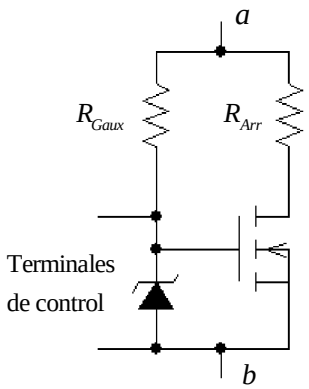


Figura III.2.19. Circuito de arranque de las fuentes.

El proceso de diseño es entonces igual que antes, pero habrá que determinar la tensión promedio mínima de la onda rectificada proveniente de la línea. En la sección III.1.ii se manejó una tensión mínima de 108[V], entonces la tensión media mínima es:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{E_{MED}} &= \tfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\underline{V}_{ca} \\ &= \tfrac{2\sqrt{2}}{\pi}(108) \\ &\_ 97 \qquad [V] \end{aligned} \tag{III.2.99}$$

Seleccionando un diodo Zener 1N5245B, para la resistencia auxiliar de compuerta R_{Gaux}, suponiendo una corriente $I_Z = 0.4[mA]$ y simplificando la ecuación (III.2.89):

$$\begin{aligned} R_{Gaux} &= \frac{\underline{V}_E - V_Z}{\underline{I}_Z} \\ &= \frac{97-15}{0.4\times10^{-3}} \\ &= 205\times10^{3} \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.100}$$

Puede emplearse una resistencia de 220[kΩ]. Para el cálculo de la resistencia de arranque, se tomarán los mismos datos que para la fuente de acondicionamiento, pero se tomará una corriente de carga reducida, pues por un lado puede tomarse el consumo "típico" del manejador de compuerta, que es de aproximadamente 10[mA]; por otro lado, en el arranque no hay consumo por parte del circuito de control del arrancador. Entonces, se estimará la corriente de carga como 10[mA]. Con lo anterior y teniendo en cuenta que la tensión de entrada es $\underline{V}_{E_{MED}}$, de forma similar a la ecuación (III.2.94), se obtiene:

$$\begin{aligned} R_{Arr} &= \frac{\underline{V}_E - V_{Z0} - r_Z I_{Zk}}{\overline{I}_S + I_{Zk}} \\ &= \frac{97-14.86-(16)\left(0.25\times10^{-3}\right)}{10\times10^{-3}+0.25\times10^{-3}} \\ &= 8.013\times10^{3} \qquad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.2.101}$$

Se empleará una resistencia de 8.2[kΩ], con base a la ley de Joule, si esta resistencia conduce 10[mA], la disipación en este resistor asciende a 820[mW], entonces con la finalidad de que el dispositivo no se desgaste cada vez que se encienda el sistema, debería ser capaz de disipar 1[W], aun cuando el resto del tiempo no opere.

En la figura III.2.20 se muestra el diagrama completo de las fuentes auxiliares empleadas en el corrector del factor de potencia. Al encender el sistema, el optoacoplador (un 4N25) se encuentra apagado y se eleva la tensión de compuerta a fuente del transistor de arranque, este dispositivo se enciende

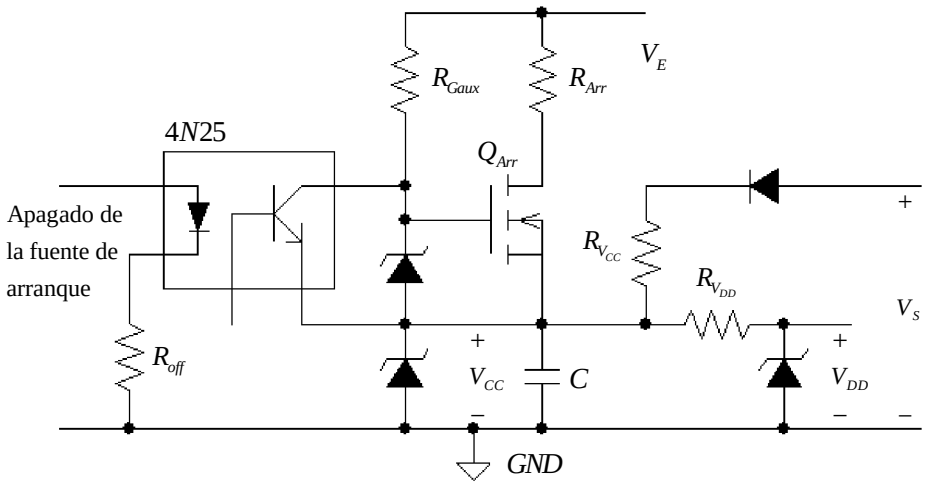


Figura III.2.20. Fuentes auxiliares empleadas en el corrector del factor de potencia.

permitiendo que conduzca la resistencia de arranque y se pone en marcha el sistema. Una vez que la salida ha alcanzado un valor adecuado, el microcontrolador desactiva el arreglo de arranque al encender el optoacoplador y apagando el transistor de arranque Q_{Arr}. En estas condiciones el sistema de control se alimenta de la salida del C.F.P. y entra en un estado auto-sostenido.

Con lo anterior se completa la aplicación del método de diseño del corrector del factor de potencia. Se ha presentado el diseño e implementación de la etapa de potencia, incluyendo a los conmutadores y el transformador flyback y se ha presentado también la implementación del hardware del sistema de control y las fuentes auxiliares a partir de las cuales se alimenta este último. Hasta este punto, no se han tomado en cuenta las no idealidades del sistema, en la siguiente sección se presentarán los efectos de algunas de las no idealidades y la forma en que pueden eliminarse dichos efectos.

Bibliografía

[III.2.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, McGraw-Hill. Segunda edición, 1997.

[III.2.2] McLyman, William T., *Transformer and inductor design handbook*, Marcel Dekker, Primera edición, 1978.

[III.2.3] McLyman, William T., *Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors*, Ed. Marcel Dekker, Segunda edición, 1997.

[III.2.4] Magnetics Inc., *Powder Core Data*, 2005.

(www.mag-inc.com/powder/2006a_Powder_Core_Data.pdf)

[III.2.5] Arnold Magnetics, *MPP Catalog* , 2003.

(www.arnoldmagnetics.com/products/powder/pdf/MPPCAT.pdf)

[III.2.6] Hitachi, *MOSFET canal N - 2SK1404*, Hoja de especificaciones.

(pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/63186/HITACHI/

2SK1404.html)

[III.2.7] Motorola, *Didodo de recuperación ultra rápida, MUR160,* Hoja de especificaciones.

(http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/U/R/1/

MUR160.shtml)

[III.2.8] Microchip, *Microcontrolador PIC12F683*, Hoja de especificaciones, 2004.

(http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41211C.pdf)

III.3. Filtrado y Corrección de Formas de Onda

Con la finalidad de que la corriente que se demanda de la fuente de alimentación y la tensión que se entrega a la carga estén libres de ruido dentro de lo posible, es común emplear filtros tanto a la entrada como a la salida de los convertidores conmutados. En términos generales, el filtrado es una operación fundamental en todos los convertidores conmutados reales, pues por un lado la corriente pulsante tanto a la entrada como a la salida del mismo puede provocar un rizo sobre la tensión a la frecuencia de conmutación (en términos prácticos esto representa un ruido), situación que es particularmente indeseable a la salida del convertidor; por otro lado, si estas tensiones y corrientes no son "contenidas" al interior del convertidor, éste puede convertirse en una fuente de ruido e interferencia electromagnética, EMI por sus siglas en inglés.

En el caso del corrector del factor de potencia se busca que la corriente de entrada sea senoidal y como se presentó en la sección II.2.i, uno de los métodos para lograrlo es generando una corriente con modulación de amplitud senoidal; una vez implementado el sistema con el que se genera esta onda de corriente es necesario eliminar de la misma las componentes de alta frecuencia para así demandar de la línea de potencia una sola componente senoidal con la menor distorsión posible y en fase con la tensión. Para ello es necesario el empleo de un filtro, al que se denomina *filtro de línea*. Por otro lado, el ruido generado en la conmutación puede llegar a causar problemas al circuito de control, como por ejemplo reiniciar el microcontrolador y por ende desestabilizar al sistema si no se le controla; para ello y para evitar introducir ruido a la carga, se emplea también un *filtro de salida del flyback*. Estos filtros son tratados al comienzo de esta sección.

Hasta ahora los únicos modelos no ideales empleados en el diseño y realización del corrector del factor de potencia, son los modelos de pérdidas de los conmutadores; sin embargo, aún éstos pueden ser insuficientes en la práctica pues existen elementos parásitos que modifican el comportamiento del sistema respecto de lo que se espera y si no se les toma en cuenta pueden llegar a destruirlo. En particular, el primer efecto no ideal se debe a que el acoplamiento magnético entre los devanados del transformador no es perfecto, esto es, existe cierta *inductancia de fuga,* este inductor provoca un sobreimpulso de tensión al entregar su energía al finalizar el intervalo de conducción, si no se

controla su magnitud, este sobreimpulso podría destruir el conmutador principal.

En segundo lugar está la capacitancia de salida del conmutador principal, esto es, entre las terminales drenaje y fuente del transistor MOSFET empleado como conmutador principal se presenta un efecto capacitivo. Entre este efecto capacitivo y el inductivo del devanado primario del transformador, se tiene un sistema de segundo orden y dado que se diseña para que la resistencia del devanado primario sea baja, este es un sistema de segundo orden subamortiguado; por esta razón se presentan oscilaciones de alta frecuencia entre los elementos parásitos de los dispositivos que conforman al convertidor. Estas oscilaciones contribuyen grandemente a la radiación de ruido electromagnético en las proximidades del sistema. En conjunto, el control de los efectos producidos por los elementos parásitos, recibe el nombre de *corrección de formas de onda* (o conformación de onda, del inglés waveshaping), de lo que se tratará la tercera parte de esta sección.

III.3.i. Filtro de Salida del Flyback

El diseño de filtros, así como su implementación, es un tema bastante amplio y no es objetivo de este documento profundizar en dicho tópico, sin embargo (como el resto del sistema) los filtros fueron diseñados en base a métodos con fundamento teórico, es por ello que se presentará ahora de forma breve al método empleado para el diseño de los filtros de salida del flyback y de línea.

El método que se empleó está basado en el diseño de filtros Chebyshev y en la técnica de normalización de frecuencia y es una simplificación del método convencional, que parte de una plantilla de diseño como la mostrada en la figura III.3.1, misma que después se normaliza respecto de la frecuencia de paso. Con base a la plantilla normalizada, en la que se aprecia el rizo permisible o atenuación de la banda de paso A_R y la atenuación mínima requerida en la banda de supresión A_S, se determina el orden del filtro y la función de transferencia normalizada. Con base a ella, se tienen dos alternativas, la primera consiste en obtener un circuito

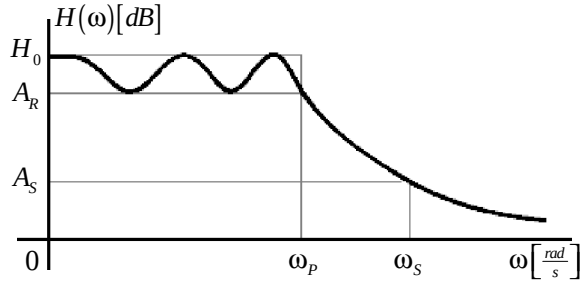


Figura III.3.1. Plantilla de diseño de un filtro paso bajas Chebyshev.

normalizado y posteriormente desnormalizarlo, o bien desnormalizar la función de transferencia e implementar el circuito.

El método empleado es un caso particular del anterior, y se basa en el hecho de que el principal objetivo de los filtros que se están diseñando es el de eliminar el ruido o las componentes de alta frecuencia superpuestas a la tensión de salida y la corriente de entrada, de tal forma que el diseño se centra en la banda de supresión más que en la banda de paso. Por otro lado, es de particular interés que el número de componentes sea reducido, por lo que se ha elegido la implementación de filtros LC de segundo orden. A continuación se presentará el método que se ha empleado. La transferencia del filtro Chebyshev está dada por la siguiente ecuación:

$$\left|H(\omega)\right| = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 \cos^2\left[N\cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right]}} & 0 \le \omega < \omega_P \\ \dfrac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 \cosh^2\left[N\cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right]}} & \omega_P \le \omega < \infty \end{cases} \qquad \text{(III.3.1)}$$

La transferencia dada por la ecuación (III.3.1) es adimensional, sin embargo, una forma mucho más útil es en forma de atenuación, para ello es necesario antes obtener la transferencia en decibeles (también llamada ganancia del filtro), esto es:

$$G(\omega) = 20Log\left|H(\omega)\right| \quad [dB] \qquad \text{(III.3.2)}$$

Por otro lado, la función de atenuación se relaciona con la ganancia como: $A(\omega) = -G(\omega)$, con base a esto y la ecuación (III.3.2), se obtiene la función de atenuación del filtro de Chebyshev como sigue:

$$A(\omega) = \begin{cases} 10Log\left|1+\varepsilon^2 \cos^2\left[N\cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right]\right| & 0 \le \omega < \omega_P \\ 10Log\left|1+\varepsilon^2 \cosh^2\left[N\cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right]\right| & \omega_P \le \omega < \infty \end{cases} \quad [dB] \qquad \text{(III.3.3)}$$

El parámetro ε está directamente relacionado con la magnitud del rizo de la respuesta en frecuencia del filtro. Evaluando la ecuación (III.3.3) para $\omega = \omega_P$, se obtiene:

$$\begin{aligned} A_R &= A(\omega_P) \\ &= 10Log\left|1+\varepsilon^2\right| \quad [dB] \end{aligned}$$

De donde se obtiene: (III.3.4)

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\left(\frac{A_R}{10}\right)} - 1}$$

Donde A_R es el máximo rizo permisible (en decibeles). Así, con base al rizo máximo que se puede tolerar, se obtiene el parámetro ε de manera independiente de la frecuencia o el orden del filtro. En el caso de interés, como se mencionó, se ha fijado el orden del filtro como *N=2*, además el diseño se centra en la banda de supresión, lo que permite "variar la banda de paso" de manera que se cumplan las especificaciones de supresión, en otras palabras no se conoce a priori la frecuencia de paso del filtro, de manera que el segundo paso es la determinación de esta. Evaluando la ecuación (III.3.3) para $\omega = \omega_S$ y dado que la atenuación de supresión es conocida, se obtiene:

$$\omega_P = \frac{\omega_S}{\cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{\left(\frac{A_S}{10}\right)}-1}\right)\right]} \quad \left[\frac{rad}{s}\right] \tag{III.3.5}$$

Donde A_S es la atenuación mínima requerida por el sistema a la frecuencia de supresión ω_S. Entonces, obteniendo el parámetro ε con base al rizo máximo y la ecuación (III.3.4) y conociendo el orden del filtro y los parámetros de atenuación, con la ecuación (III.3.5) se obtiene la frecuencia de paso que debe presentar el filtro de manera que cumpla con lo especificado. La frecuencia calculada ω_P es la frecuencia con base a la que se deberá desnormalizar el filtro. El siguiente paso es la obtención de la función de transferencia normalizada, ésta se obtiene con base a la siguiente ecuación:

$$H(S) = \prod_{n=1}^{N} \frac{1}{(S - p_n)} \tag{III.3.6}$$

Los polos del filtro de Chebyshev se encuentran sobre una elipse cuyos ejes concuerdan con el plano complejo y se obtienen como sigue:

$$\begin{aligned} p_n &= \sigma_n + j\omega_n \\ \sigma_n &= -senh\left(\tfrac{1}{N} senh^{-1}\tfrac{1}{\varepsilon}\right)\cdot sen\left(\tfrac{2n-1}{N}\tfrac{\pi}{2}\right) \\ \omega_n &= \cosh\left(\tfrac{1}{N} senh^{-1}\tfrac{1}{\varepsilon}\right)\cdot \cos\left(\tfrac{2n-1}{N}\tfrac{\pi}{2}\right) \\ n &= 1, 2, \mathbf{h}, N \end{aligned} \tag{III.3.7}$$

Si el orden del filtro es impar se tendrá un polo real y el resto son pares de polos complejos conjugados. Teniendo los polos, con la ecuación (III.3.6) se deberá obtener la función de transferencia, que en el caso de un filtro de segundo orden es:

$$H(S) = \frac{H_0 b_0}{S^2 + b_1 S + b_0} \tag{III.3.8}$$

Para la implementación de filtros pasivos, es común hallar un circuito paso bajas normalizado en base a la función de transferencia encontrada y posteriormente desnormalizarlo para obtener el filtro deseado. Para la obtención del circuito normalizado, es necesario partir de uno como el mostrado en la figura III.3.2 y obtener su función de transferencia, que en este caso es:

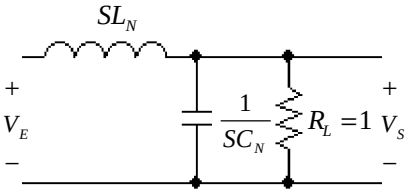


Figura III.3.2. Filtro paso bajas de segundo orden normalizado.

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{\frac{1}{L_N C_N}}{S^2 + \frac{1}{C_N}S + \frac{1}{L_N C_N}} \qquad \text{(III.3.9)}$$

Por comparación entre las ecuaciones (III.3.8) y (III.3.9) se obtiene el valor de los componentes normalizados que han de emplearse para obtener la respuesta deseada. Así, los componentes del filtro, en base a la función de transferencia normalizada y para una carga de 1[Ω] son los siguientes:

$$\begin{aligned} C_N &= \frac{1}{b_1} \\ L_N &= \frac{b_1}{b_0} \end{aligned} \qquad \text{(III.3.10)}$$

La desnormalización de filtros paso bajas respecto de la frecuencia de paso, así como de la resistencia de carga es como sigue:

$$\begin{aligned} L_1 &= R_L \frac{L_N}{\omega_P} \quad [H] \\ C_1 &= \frac{C_N}{R_L \omega_P} \quad [F] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.11)}$$

Combinando las ecuaciones (III.3.10) y (III.3.11) se obtiene el valor de los componentes del filtro paso bajas con rizo A_R y atenuación A_S a la frecuencia de supresión ω_S:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{b_1 R_L}{b_0 \omega_P} \quad [H] \\ C_1 &= \frac{1}{b_1 R_L \omega_P} \quad [F] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.12)}$$

La respuesta de los filtros Chebyshev paso bajas en la frecuencia cero depende de su orden; si *N* es par, se presentará la atenuación correspondiente al rizo, de lo contrario la transferencia será H_0. En particular, para un filtro Chebyshev pasivo de orden *N=2*, la transferencia a la frecuencia cero es unitaria, después se levanta hasta un valor de

$A_R[dB]$ para inmediatamente caer a razón de aproximadamente $40\left[\frac{dB}{Dec}\right]$. El levantamiento de la respuesta de este filtro es en realidad un efecto resonante entre los elementos reactivos que conforman al filtro. No deberá haber componentes espectrales de la tensión o la corriente fluyendo en el sistema en la vecindad de la frecuencia de resonancia de los filtros, para evitar que estas ondas sean afectadas por el efecto resonante. Si se cumple con esta condición no habrá problemas en que los filtros presenten cierta resonancia, sobre todo porque entre más baja es la resonancia con la que se diseñe, los componentes requeridos son mayores y en particular, el inductor puede llegar a resultar impráctico.

Para el filtro de salida del flyback, se diseñará un filtro paso bajas de segundo orden con frecuencia de supresión $f_S = 50[kHz]$ y atenuación de 60[dB] respecto de la máxima transferencia (que se presenta a la frecuencia de resonancia). El pico resonante de la respuesta se ha seleccionado a un nivel de 3[dB], que es suficientemente bajo para evitar que se refuerce algún ruido. Para este rizo, de la ecuación (III.3.4) se obtiene:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sqrt{10^{\left(\frac{A_R}{10}\right)} - 1} \\ &= \sqrt{10^{\left(\frac{3}{10}\right)} - 1} \\ &= 0.9976 \end{aligned} \qquad \text{(III.3.13)}$$

La frecuencia angular de supresión es:

$$\begin{aligned} \omega_S &= 2\pi f_S \\ &= 2\pi\left(50\times10^3\right) \\ &= 314.16\times10^3 \quad \left[\frac{rad}{s}\right] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.14)}$$

Con lo anterior y *N=2*, se obtiene de la ecuación (III.3.5) la frecuencia de paso que deberá tener el filtro.

$$\begin{aligned} \omega_P &= \frac{\omega_S}{\cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{\left(\frac{A_S}{10}\right)} - 1}\right)\right]} \\ &= \frac{314.16\times10^3}{\cosh\left[\frac{1}{2}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{0.9976}\sqrt{10^{\left(\frac{60}{10}\right)} - 1}\right)\right]} \\ &= 14.026\times10^3 \quad \left[\frac{rad}{s}\right] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.15)}$$

Con esta información se tiene especificado el filtro de salida del flyback, ahora es necesario encontrar los polos y la función de transferencia

normalizada con el parámetro de rizo ε y el orden seleccionado. Partiendo de estos datos, con la ecuación (III.3.7) se obtiene:

$$\begin{aligned} p_n &= -senh\left(\tfrac{1}{N} senh^{-1}\tfrac{1}{\varepsilon}\right)\cdot sen\left(\tfrac{2n-1}{N}\tfrac{\pi}{2}\right) + j\cdot\cosh\left(\tfrac{1}{N} senh^{-1}\tfrac{1}{\varepsilon}\right)\cdot\cos\left(\tfrac{2n-1}{N}\tfrac{\pi}{2}\right) \\ p_1 &= -senh\left(\tfrac{1}{2} senh^{-1}\tfrac{1}{0.9976}\right)\cdot sen\left(\tfrac{\pi}{4}\right) + j\cdot\cosh\left(\tfrac{1}{2} senh^{-1}\tfrac{1}{0.9976}\right)\cdot\cos\left(\tfrac{\pi}{4}\right) \\ &= -322.45\times10^{-3} + j\cdot 777.16\times10^{-3} \\ p_2 &= -senh\left(\tfrac{1}{2} senh^{-1}\tfrac{1}{0.9976}\right)\cdot sen\left(\tfrac{3\pi}{4}\right) + j\cdot\cosh\left(\tfrac{1}{2} senh^{-1}\tfrac{1}{0.9976}\right)\cdot\cos\left(\tfrac{3\pi}{4}\right) \\ &= -322.45\times10^{-3} - j\cdot 777.16\times10^{-3} \end{aligned} \qquad \text{(III.3.16)}$$

Como se dijo, en caso de que el orden sea par, los polos serán pares complejos conjugados; lo que se comprueba con los resultados de la ecuación (III.3.16). Para cada par complejo conjugado, el denominador de la función de transferencia tendrá un factor como el siguiente:

$$f(S) = S^2 - 2\sigma_n S + \left(\sigma_n^2 + \omega_n^2\right) \qquad \text{(III.3.17)}$$

Por lo tanto, para un filtro de segundo orden, será éste el denominador de la función de transferencia, con lo que se tiene:

$$\begin{aligned} b_1 &= -2\sigma_1 \\ b_0 &= \sigma_1^2 + \omega_1^2 \end{aligned} \qquad \text{(III.3.18)}$$

Con lo obtenido en las ecuaciones (III.3.16) y (III.3.18) se obtienen los coeficientes de la función de transferencia normalizada del filtro de salida del flyback como sigue:

$$\begin{aligned} b_1 &= -2\sigma_1 \\ &= -2\left(-322.45\times10^{-3}\right) \\ &= 644.9\times10^{-3} \\ b_0 &= \sigma_1^2 + \omega_1^2 \\ &= \left(-322.45\times10^{-3}\right)^2 + \left(777.16\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 707.95\times10^{-3} \end{aligned} \qquad \text{(III.3.19)}$$

Para poder desnormalizar el circuito que se obtenga con base a estos valores, se requiere conocer la "resistencia" de carga, ésta se ha estimado como la resistencia que demandaría la potencia de salida máxima $\bar{P}_S$, a la tensión de salida nominal.

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_S^2}{\bar{P}_S} \\ &= \frac{(24)^2}{10} \\ &= 57.6 \quad [\Omega] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.20)}$$

Sustituyendo la resistencia de carga obtenida en la ecuación (III.3.20), la frecuencia de paso de la ecuación (III.3.15) y los coeficientes de la función de transferencia normalizada (III.3.19) en la ecuación (III.3.12), se obtiene:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{b_1 R_L}{b_0 \omega_P} \\ &= \frac{\left(644.9\times10^{-3}\right)(57.6)}{\left(707.95\times10^{-3}\right)\left(14.026\times10^{3}\right)} \\ &= 3.741\times10^{-3} \qquad [H] \\ C_1 &= \frac{1}{b_1 R_L \omega_P} \\ &= \frac{1}{\left(644.9\times10^{-3}\right)(57.6)\left(14.026\times10^{3}\right)} \\ &= 1.919\times10^{-6} \qquad [F] \end{aligned} \qquad \text{(III.3.21)}$$

Se eligió un capacitor de 2.2[μF]. En la figura III.3.3 se muestra una simulación de la respuesta en frecuencia del filtro, donde puede apreciarse que la atenuación en el rango de frecuencias correspondiente a la onda de conmutación es de 61.61[dB] respecto del máximo, que ocurre a una frecuencia de 1.49[kHz]. El inductor de 3.74[mH] es un inductor que conduce corriente directa, por lo tanto el proceso de diseño no es diferente del presentado en la sección II.4.ii. Para la aplicación del método de McLyman empleando la geometría del núcleo, es necesario conocer la inductancia del dispositivo a diseñar, la energía máxima que

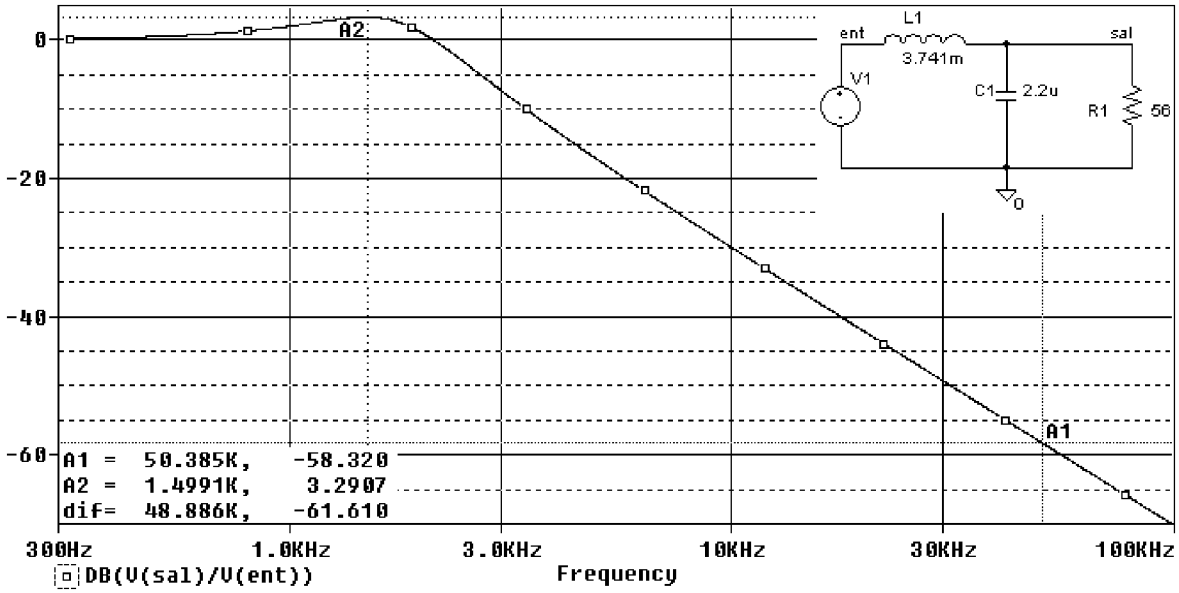


Figura III.3.3. Simulación de la respuesta en frecuencia del filtro de salida del flyback con el software PSpice de Orcad.

ha de almacenarse y la densidad de flujo máxima con que puede operarse el material del núcleo que se haya seleccionado, además de la potencia que ha de transmitirse a través del inductor. La corriente de este inductor es prácticamente igual a la corriente que se suministra a la carga, puesto que las componentes de alta frecuencia estarán muy atenuadas y solamente permanece la componente de rizo a 120[Hz], pero ésta es un porcentaje bajo de la corriente directa y se le despreciará en este procedimiento. Entonces, la corriente del inductor es:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{cd} &= \frac{\bar{P}_S}{V_S} \\ &= \frac{10}{24} \\ &= 416.7\times10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.3.22}$$

Con base a esta corriente y el valor del inductor hallado en la ecuación (III.3.21), puede obtenerse la energía a almacenarse en el inductor como:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \tfrac{1}{2} L \bar{I}_{cd}^2 \\ &= 0.5\left(3.741\times10^{-3}\right)\left(416.7\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 324.7\times10^{-6} \quad [J] \end{aligned} \tag{III.3.23}$$

Por otro lado, si se preselecciona para la implementación de este inductor, el empleo de un toroide de MPP, de la tabla II.4.3 se obtiene que la densidad de flujo máxima utilizable es de 0.3[T]. Con ello y con la potencia máxima que ha de transmitir el inductor, se obtiene de la ecuación (II.4.68) el parámetro de condiciones eléctricas.

$$\begin{aligned} K_e &= 0.145\bar{P}_S\bar{B}_C^2\times10^{-4} \\ &= 0.145(10)(0.3)^2\times10^{-4} \\ &= 13.05\times10^{-6} \quad \left[\tfrac{J^2}{cm^5}\right] \end{aligned} \tag{III.3.24}$$

Dado que la componente de alterna será muy baja, las pérdidas en el núcleo pueden despreciarse, de tal forma que las pérdidas en el inductor se deben únicamente a las pérdidas por efecto Joule; en tal caso, la eficiencia y la regulación del inductor se relacionan como:

$$\alpha = (1-\eta)\times100 \tag{III.3.25}$$

Si se especifica una eficiencia de 0.99, entonces se tiene:

$$\begin{aligned} \alpha &= (1-\eta)\times100 \\ &= (1-0.99)\times100 \\ &= 1 \quad [\%] \end{aligned} \tag{III.3.26}$$

Para una regulación del 1%, la energía máxima a almacenar obtenida en la ecuación (III.3.23) y el parámetro de condiciones eléctricas (III.3.24), puede obtenerse de la ecuación (II.4.68) la geometría del núcleo necesaria para implementar el inductor.

$$\begin{aligned} K_g &= \frac{\bar{E}^2}{K_e \cdot \alpha} \\ &= \frac{\left(324.7\times10^{-6}\right)^2}{\left(13.05\times10^{-6}\right)(1)} \\ &= 8.081\times10^{-3} \qquad \left[cm^5\right] \end{aligned} \tag{III.3.27}$$

Con base a la columna #10 de la tabla II.4.2 y la ecuación (II.4.69) se puede obtener el producto de áreas correspondiente a esta geometría del núcleo como sigue:

$$\begin{aligned} A_P &= K_P K_g^{0.8} \\ &= (11.8)\left(8.081\times10^{-3}\right)^{0.8} \\ &= 249.9\times10^{-3} \qquad \left[cm^4\right] \end{aligned} \tag{III.3.28}$$

Lo ideal sería seleccionar un núcleo de la familia del 55206 de Magnetics Inc. con un diámetro exterior de 0.8 pulgadas y $A_P = 0.258\left[cm^4\right]$, sin embargo no se consiguió este núcleo. Lo que sí se consiguió fueron algunos núcleos de la familia 55310, que es la inmediata superior a la necesaria las características físicas de esta familia de núcleos, así como la permeabilidad de los núcleos que se consiguieron, se muestra en la tabla III.3.1.

Núcleo	μ_r	A_L $[mH]$	W_A $\left[cm^2\right]$	MPL $[cm]$	A_P $\left[cm^4\right]$	MLT $[cm]$
55304	173	124	1.41	5.67	0.467	3.07
55310	125	90				
55059	60	43				

Tabla III.3.1. Núcleos de Magnetics Inc. con diámetro externo igual a 0.9 pulgadas.

Para el producto de áreas de estos núcleos, la energía a almacenar, la densidad de flujo máxima y el factor de utilización de ventana (0.4), se obtiene de la ecuación (II.4.72) la densidad de corriente máxima que deberá emplearse:

$$\begin{aligned} \bar{J} &= \frac{2\bar{E}}{K_U \bar{B}_C A_P}\times10^4 \\ &= \frac{2\left(324.7\times10^{-6}\right)}{(0.4)(0.3)(0.467)}\times10^4 \\ &= 115.9 \qquad \left[\frac{A}{cm^2}\right] \end{aligned} \tag{III.3.29}$$

Conociendo la densidad de corriente que ha de emplearse y la corriente del inductor, puede calcularse el área del conductor como:

$$\begin{aligned} A_W &= \frac{I_{cd}}{\bar{J}} \\ &= \frac{416.7\times10^{-3}}{115.9} \\ &= 3.596\times10^{-3} \quad \left[cm^2\right] \end{aligned} \tag{III.3.30}$$

Se empleará un conductor calibre 22, con un área de $A_W = 3.243\times10^{-3}\left[cm^2\right]$, con lo que se tiene una densidad de corriente de $J = 128.5\left[\frac{A}{cm^2}\right]$. Con esto se puede averiguar la permeabilidad relativa del núcleo óptima para obtener la inductancia deseada con la ecuación (II.4.57):

$$\begin{aligned} \mu_r &= \frac{\bar{B}_C \cdot MPL}{0.4\pi W_A \bar{J} K_U}\times10^4 \\ &= \frac{(0.3)(5.67)}{0.4\pi\,(1.41)(128.5)(0.4)}\times10^4 \\ &= 186.8 \end{aligned} \tag{III.3.31}$$

Puede elegirse el núcleo 55304, con una permeabilidad relativa de 173, que es bastante cercana a la permeabilidad óptima, con ésta se requerirán de algunas espiras más, por lo que las pérdidas serán ligeramente mayores, aunque se operará con menor nivel de saturación. Con la inductancia normalizada en la columna #3 de la tabla III.3.1, se obtiene el número de espiras necesario como:

$$\begin{aligned} N_1 &= 10^3\sqrt{\frac{L_1}{A_L}} \\ &= 10^3\sqrt{\frac{3.741}{124}} \\ &= 173.7 \qquad [espiras] \end{aligned} \tag{III.3.32}$$

Se emplearán 174 espiras. Se implementó este inductor y la inductancia resultó ser de 3.95[mH] con cero corriente directa. La intensidad de campo máxima aplicada es:

$$\begin{aligned} \bar{H} &= 0.4\pi\,\frac{N\cdot\bar{I}_{cd}}{MPL} \\ &= 0.4\pi\,\frac{(174)\left(416.7\times10^{-3}\right)}{5.67} \\ &= 16.07 \qquad\qquad [Oe] \end{aligned} \tag{III.3.33}$$

De la figura II.4.3 se obtiene que la permeabilidad relativa de un núcleo MPP-173 presenta una caída de aproximadamente 15% a este nivel de magnetización, con lo que se obtiene que la inductancia del filtro podría descender a aproximadamente 3.36[mH] a plena carga. Con lo anterior queda completamente especificado el filtro de salida del flyback.

III.3.ii. Filtro de Línea

El filtro de línea tiene la labor de eliminar las componentes de alta frecuencia de la corriente que se demanda de la línea, para así evitar la introducción de ruido a ella, aunque al mismo tiempo debe evitar que entre ruido de la línea hacia el sistema corrector del factor de potencia. En términos generales, el filtro de línea está compuesto por dos secciones:

1. Filtro de modo común. Encargado de bloquear el paso de ondas de ruido comunes a las dos terminales de alimentación, tal como puede ser el ruido electromagnético captado por los conductores.
2. Filtro de modo diferencial. Encargado de bloquear el paso de ondas de tensión o corriente cuyo sentido es inverso en las terminales de alimentación.

Se empleó únicamente el filtro de modo diferencial, pues es éste el encargado de "*limpiar*" la corriente que se demanda de la línea (esta corriente entra por una terminal y sale por la otra, por ello es una onda diferencial). El método de diseño es el mismo que el que se presentó en la sección anterior. Como antes, se desea obtener una atenuación de 60[dB] a la frecuencia de conmutación 50[kHz]; sin embargo, se permitirá ahora un rizo de 15[dB] de manera que los componentes necesarios para el filtro sean pequeños. Para este nivel de rizo, de la ecuación (III.3.4) se obtiene:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \sqrt{10^{\left(\frac{A_R}{10}\right)}-1} \\ &= \sqrt{10^{\left(\frac{15}{10}\right)}-1} \\ &= 5.534\end{aligned} \qquad \text{(III.3.34)}$$

La frecuencia de supresión permanece constante, recordando de la ecuación (III.3.14):

$$\omega_S = 314.16\times10^3 \quad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \qquad \text{(III.3.35)}$$

Con base a esta frecuencia, manteniendo un filtro de segundo orden y el valor del parámetro ε obtenido en la ecuación (III.3.34), puede calcularse con la ecuación (III.3.5) la frecuencia de paso que deberá presentar este filtro para que se cumpla con las especificaciones de supresión.

$$\begin{aligned}\omega_P &= \frac{\omega_S}{\cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{\left(\frac{A_S}{10}\right)}-1}\right)\right]} \\ &= \frac{314.16\times10^3}{\cosh\left[\frac{1}{2}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{5.534}\sqrt{10^{\left(\frac{60}{10}\right)}-1}\right)\right]} \\ &= 32.96\times10^3 \qquad \left[\frac{rad}{s}\right]\end{aligned} \tag{III.3.36}$$

Conociendo la frecuencia de paso con la que ha de desnormalizarse el circuito, se procede a determinar la función de transferencia normalizada, partiendo por la obtención de sus polos a partir de la ecuación (III.3.7):

$$\begin{aligned}p_n &= -senh\left(\frac{1}{N}senh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right)\cdot sen\left(\frac{2n-1}{N}\frac{\pi}{2}\right)+ j\cdot\cos h\left(\frac{1}{N}senh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right)\cdot\cos\left(\frac{2n-1}{N}\frac{\pi}{2}\right) \\ p_1 &= -senh\left(\frac{1}{2}senh^{-1}\frac{1}{5.534}\right)\cdot sen\left(\frac{\pi}{4}\right)+ j\cdot\cos h\left(\frac{1}{2}senh^{-1}\frac{1}{5.534}\right)\cdot\cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \\ &= -63.63\times10^{-3} + j\cdot710.0\times10^{-3} \\ p_2 &= -senh\left(\frac{1}{2}senh^{-1}\frac{1}{5.534}\right)\cdot sen\left(\frac{3\pi}{4}\right)+ j\cdot\cos h\left(\frac{1}{2}senh^{-1}\frac{1}{5.534}\right)\cdot\cos\left(\frac{3\pi}{4}\right) \\ &= -63.63\times10^{-3} - j\cdot710.0\times10^{-3}\end{aligned} \tag{III.3.37}$$

Con los polos obtenidos en la ecuación (III.3.37) y a partir de la ecuación (III.3.18) se obtienen los coeficientes de la función de transferencia normalizada del filtro de línea como sigue:

$$\begin{aligned}b_1 &= -2\sigma_1 \\ &= -2\left(-63.63\times10^{-3}\right) \\ &= 127.3\times10^{-3} \\ b_0 &= \sigma_1^2+\omega_1^2 \\ &= \left(-63.63\times10^{-3}\right)^2+\left(710.0\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 508.1\times10^{-3}\end{aligned} \tag{III.3.38}$$

Igual que antes, para desnormalizar el circuito será necesario estimar el valor de una resistencia de carga equivalente. Esta resistencia deberá demandar la potencia nominal de entrada al corrector (para lo que será necesario suponer la eficiencia del sistema) a la tensión nominal. Con estos datos, al igual que en la ecuación (III.3.20) se obtiene:

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_E^2}{\frac{1}{\eta}\overline{P}_S} \\ &= \frac{(127)^2}{\frac{1}{0.9}10} \\ &= 1.452\times10^3 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.3.39}$$

Con base a los coeficientes de la función de transferencia normalizada obtenidos en la ecuación (III.3.38), la frecuencia de paso (III.3.36) y la resistencia de carga (III.3.39), se obtienen con la ecuación (III.3.12) los componentes del filtro de línea:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{b_1 R_L}{b_0 \omega_P} \\ &= \frac{(127.3\times10^{-3})(1.452\times10^3)}{(508.1\times10^{-3})(32.96\times10^3)} \\ &= 11.03\times10^{-3} \quad [H] \\ C_1 &= \frac{1}{b_1 R_L \omega_P} \\ &= \frac{1}{(127.3\times10^{-3})(1.452\times10^3)(32.96\times10^3)} \\ &= 164.2\times10^{-9} \quad [F] \end{aligned} \tag{III.3.40}$$

Se emplearon para la implementación de este filtro un capacitor de 150[nF] y un inductor comercial de 10[mH]. En la figura III.3.4 se muestra una simulación de la respuesta en frecuencia del filtro. Con esto queda especificado el filtro de línea del corrector del factor de potencia.

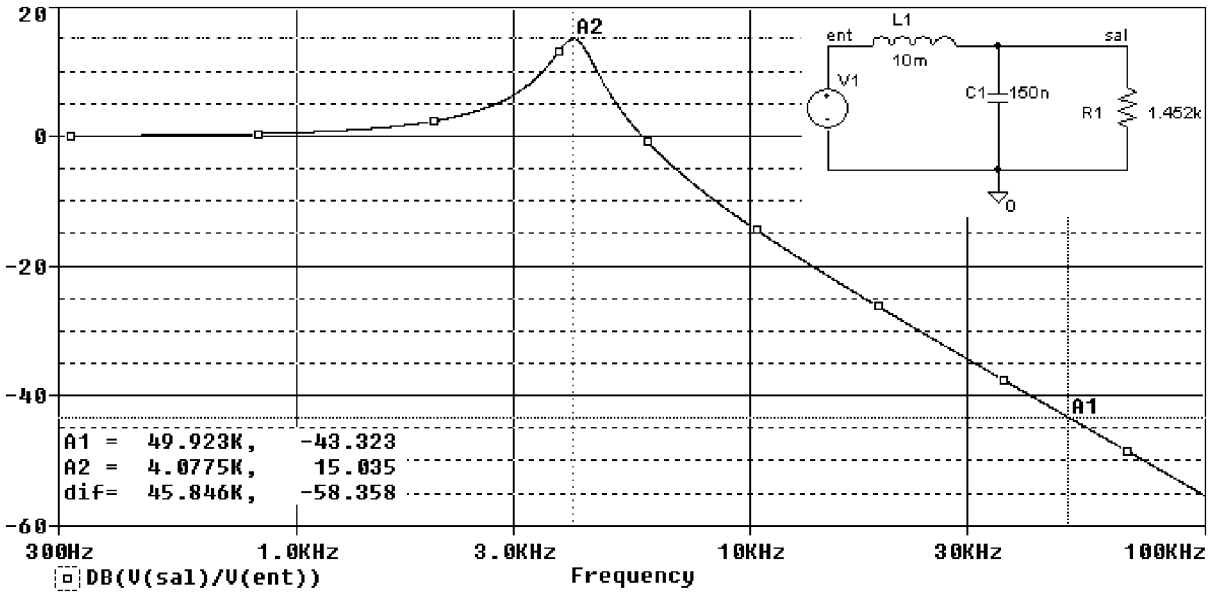


Figura III.3.4. Simulación de la respuesta en frecuencia del filtro de línea con PSpice de Orcad.

III.3.iii. Snubber y Atenuador de Oscilaciones

En un caso ideal el acoplamiento magnético de un transformador es perfecto, no existiendo fuga de flujo magnético entre los devanados que lo conforman y por ende inductancia de fuga; por otro lado un conmutador ideal no presenta capacitancia entre sus terminales. En tales condiciones las ondas de tensión y corriente presentadas hasta el momento, así como los análisis que se derivan de ellas son completamente válidas. Sin embargo en la realidad estas no idealidades existen y para tenerlas en consideración dentro de los análisis es necesario recurrir a análisis de respuestas transitorias. Pero pese a su existencia, siempre que los elementos parásitos sean pequeños en comparación con la magnitud de los componentes principales, pudiera considerarse que sus efectos ocurren en un lapso corto y por lo tanto sus efectos pueden discriminarse, validando los análisis idealizados.

En caso de que los efectos producidos por los elementos parásitos que forman parte de los componentes empleados en la construcción de cualquier convertidor conmutado no sean despreciables (que puede ocurrir muy a menudo) el empleo de redes de protección, como son el snubber (cuya traducción literal es “discriminador” y se refiere a la acción de “hacer menos”) o el atenuador de oscilaciones, es necesario para mantener bajo control tales efectos, es decir, el empleo de estas redes, a lo que se denomina “*corrección de forma de onda*” tiene por objetivo permitir la discriminación de los elementos parásitos, validando así el uso de análisis simplificados y permitiendo la operación segura del sistema.

En la figura III.3.5 (que se ha retomado de la figura II.1.15) se muestran las ondas de corriente en los devanados primario y secundario de un transformador flyback operado en modo discontinuo y la onda de tensión entre las terminales del conmutador principal; se muestra también el sobreimpulso producido por la inductancia de fuga al momento de la conmutación del MOSFET. Se

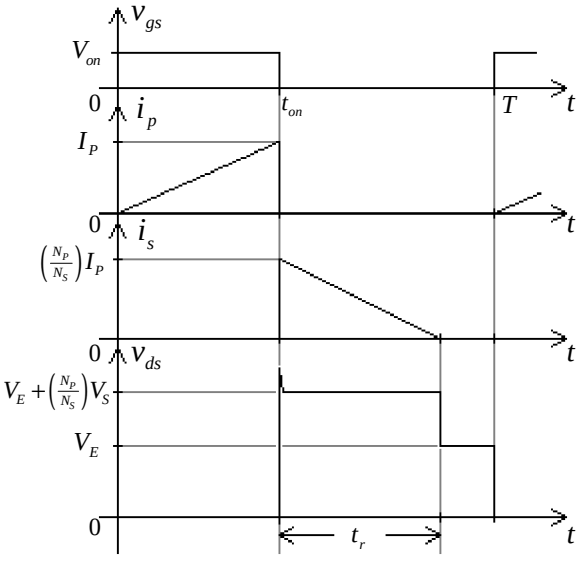
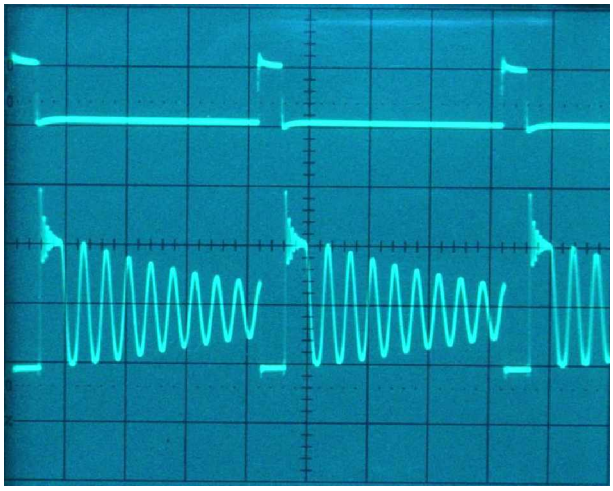


Figura III.3.5. Corrientes del transformador y tensión de drenaje a fuente del MOSFET.

aprecian tres intervalos: el intervalo de encendido, cuando la tensión es cero y el primario conduce; el intervalo de recuperación, cuando el secundario entrega energía a la carga y la tensión es la suma de la tensión de entrada y la tensión de salida reflejada al primario y el intervalo de reposo, cuando ninguno de los devanados conducen y la tensión es igual a la tensión de entrada. La onda de tensión mostrada en la figura III.3.5 se encuentra altamente idealizada.

Como se mencionó uno de los elementos parásitos es la capacitancia del transistor, que suele ser pequeña de manera que la medición de los efectos transitorios es altamente sensible a la introducción de nuevas capacitancias, como la de una punta de prueba de osciloscopio. Ante la carencia de puntas de prueba de "baja capacitancia" se ha recurrido a un método propuesto por Ridley Engineering [III.3.5] que consta en emplear una escala de tensión baja pero sin hacer contacto eléctrico entre la punta y el drenaje del MOSFET, de manera que se observa la onda de tensión a través del ruido radiado por esta terminal. Para evitar destruir el convertidor, se alimentó con 108[V] de corriente directa y con una carga de aproximadamente 0.5[W]. Bajo tales condiciones, se presenta en la figura III.3.6 la onda de control y la tensión en el drenaje del MOSFET en ausencia de redes de protección.



$T: 5\left[\frac{\mu s}{Div}\right]$ C.1: 5 C.2: 0.5 $\left[\frac{V}{Div}\right]$

Figura III.3.6. Oscilaciones de tensión en la terminal drenaje del MOSFET sin redes de protección.

Se aprecia claramente que los efectos producidos por la inductancia de fuga y la capacitancia del MOSFET no son despreciables, sino que producen oscilaciones con un amortiguamiento muy bajo y los intervalos mencionados son distinguibles únicamente por el cambio en la frecuencia de oscilación. Se aprecia además que el sobre impulso tiene una magnitud muy alta en proporción con el resto de la onda y es seguido de oscilaciones de muy alta frecuencia.

Bajo el argumento de que estos efectos son producidos por elementos físicamente inaccesibles y difíciles de medir, es común encontrar métodos de diseño basados en apreciaciones empíricas o en reglas de experiencia. Sin embargo, para la corrección de la forma de onda mostrada en la

figura III.3.6 se realizo un análisis transitorio al circuito equivalente, se determinaron las magnitudes de los elementos parásitos y se obtuvieron los componentes de las redes de protección, llevando así el comportamiento del convertidor al predicho en secciones anteriores.

Análisis y Diseño del Snubber

Con la finalidad analizar y controlar las oscilaciones observadas en la figura III.3.6 es necesario primero comprender quien las produce y de dónde proviene la energía con la que se producen. Para ello, se muestra en la figura III.3.7 el modelo equivalente del convertidor flyback incluyendo los principales elementos parásitos, que son la inductancia de fuga del primario y la capacitancia entre las terminales drenaje y fuente del transistor MOSFET; la inductancia de magnetización se ha referido al secundario de un transformador ideal. En la figura III.3.6 pueden observarse claramente dos eventos distintos.

El primero ocurre en el intervalo que se denominó “de recuperación”, que como se dijo es el intervalo en el que el secundario conduce, bajo tales circunstancias la inductancia del secundario entrega la energía almacenada al puerto de salida; en otras palabras, la inductancia de magnetización referida al secundario entrega su energía en este intervalo. Bajo tales condiciones la tensión de salida es reflejada por el transformador ideal hacia el circuito primario, esta tensión reflejada V_R se mantiene prácticamente constante durante todo el intervalo, de manera que pudiera considerársele como una fuente de tensión constante. Sin embargo, en el tiempo de encendido se almacenó energía en la inductancia de fuga del primario y al apagarse el transistor, la inductancia L_f debe entregar su energía. Entonces, las oscilaciones que se presentan en el intervalo de recuperación se deben a la inductancia de fuga del primario L_f, la energía almacenada en dicho inductor y la capacitancia de salida del MOSFET C_{DS}.

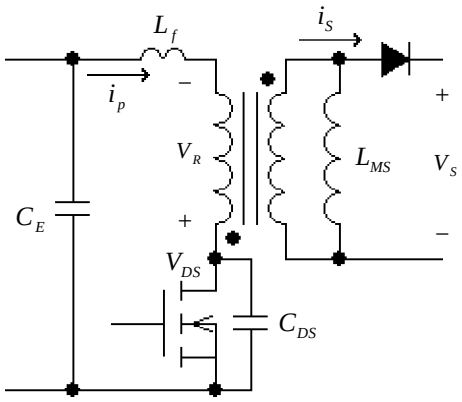


Figura III.3.7. Modelo del convertidor flyback que incluye los elementos parásitos.

El segundo evento se presenta en el intervalo de reposo, cuando ninguno de los devanados conduce. Al comienzo de este intervalo, la corriente de

la inductancia de fuga ha caído a cero y la tensión del capacitor C_{DS} se ha elevado hasta $V_E + V_R$. Sin embargo, al finalizar la conducción en el secundario y abrirse el diodo de salida, la tensión reflejada por el transformador cae a cero, de manera que el capacitor de salida tiende a entregar el exceso de energía debido al almacenamiento de carga para alcanzar la tensión V_R sobre la tensión de entrada. Pero a diferencia del intervalo anterior, esta descarga de energía se lleva a acabo a través de la inductancia de fuga L_f mas la inductancia de magnetización referida al primario, esto es, las oscilaciones del intervalo de reposo se deben al capacitor C_{DS} y la inductancia del primario L_P. Esto se puede observar en la figura III.3.6, pues dado que $L_P > L_f$ la frecuencia de oscilación en el intervalo de reposo es considerablemente más baja que la frecuencia de oscilación en el intervalo de recuperación.

Uno de los circuitos más sencillos empleado como snubber consta sencillamente de un arreglo serie de un capacitor y un resistor. Esta red se conecta en paralelo con el dispositivo cuyos parásitos desean ser discriminados. Dado que las oscilaciones en el intervalo de recuperación son provocadas por el inductor de fuga, el snubber se colocará en paralelo con el primario del transformador como se muestra en la figura III.3.8.

La tensión en el puerto de entrada es considerada constante y se supone que el capacitor de entrada es grande comparado con la capacitancia parásita o la capacitancia del snubber, de manera que al realizarse un análisis de CA el puerto de entrada se sustituye por un circuito corto. Los resultados que se obtengan en lo sucesivo son, entonces, componentes de alterna que estarán sobrepuestas a la tensión de entrada.

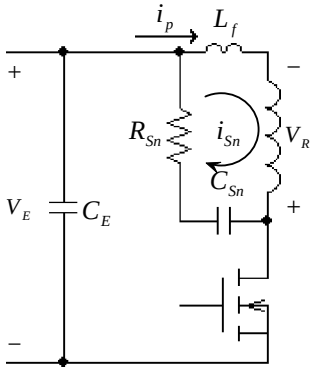


Figura III.3.8. Snubber en derivación con L_P.

Realizar un análisis completo que incluya los dos elementos parásitos y al snubber, conduciría a un sistema complicado de manejar. Suponiendo que la capacitancia del MOSFET es pequeña comparada con la del snubber, puede simplificarse y analizar el sistema equivalente al primario del transformador y el snubber despreciando la capacitancia de drenaje a fuente, pues es en este lazo donde se lleva a cabo el intercambio de energía del inductor de fuga al resistor del snubber. Lo anterior se muestra en la figura III.3.8 con la corriente circulante en el lazo formado por estos componentes. Así, se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la figura III.3.9.

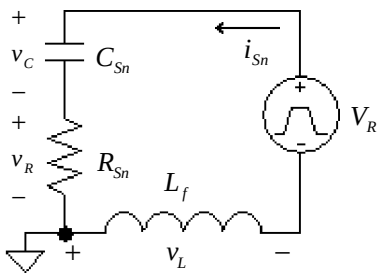


Figura III.3.9. Circuito equivalente del snubber.

Se aprecia en la figura III.3.9 (que por claridad ha sido rotada) que se está tratando con un circuito serie de segundo orden RLC para el cual se deberá hallar la respuesta escalón, sin embargo ésta dependerá tanto de la entrada (impuesta por la tensión reflejada por el transformador) y las condiciones iniciales, que son la corriente inicial del inductor de fuga y la tensión inicial del capacitor del snubber. Al finalizar el intervalo de conducción, la tensión del capacitor C_{Sn} es igual a la tensión de entrada, salvo que la polaridad es inversa a la mostrada en la figura III.3.9, así $V_{C_0} = -V_E$. Por otro lado, en el mismo instante el inductor de fuga conduce la corriente de pico del primario, entonces $I_{L_0} = I_{P_P}$. Las ecuaciones que describen el comportamiento de este circuito son las siguientes:

$$\begin{aligned} V_R &= v_L + v_R + v_C \quad [V] \\ i_L &= i_C \\ &= i_R \quad [A] \\ v_R &= R_{Sn} i_R \quad [V] \\ v_L &= L_f \frac{di_L}{dt} \quad [V] \\ i_C &= C_{Sn} \frac{dv_C}{dt} \quad [A] \end{aligned} \tag{III.3.41}$$

Manipulando las ecuaciones (III.3.41) se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{R_{Sn}}{L_f} i_L - \frac{1}{L_f} v_C + \frac{1}{L_f} V_R \quad \left[\tfrac{A}{s}\right] \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{1}{C_{Sn}} i_L \quad \left[\tfrac{V}{s}\right] \end{aligned} \tag{III.3.42}$$

Haciendo uso de la transformada de Laplace se traslada el juego de ecuaciones (III.3.42) al dominio de la frecuencia como:

$$s\begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{L_0} \\ V_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Sn}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_{Sn}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_R}{L_f} \cdot \frac{1}{s} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.3.43}$$

Reordenando la ecuación (III.3.43) y sustituyendo las condiciones iniciales encontradas antes, se obtiene:

$$s\begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Sn}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_{Sn}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{P_P} + \frac{V_R}{L_f} \cdot \frac{1}{s} \\ -V_E \end{bmatrix} \tag{III.3.44}$$

Despejando el vector de estado de la ecuación (III.3.44), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_{Sn}}{L_f}s + \frac{1}{L_f C_{Sn}}} \begin{bmatrix} s & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_{Sn}} & s + \frac{R_{Sn}}{L_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{P_P} + \frac{V_R}{L_f} \cdot \frac{1}{s} \\ -V_E \end{bmatrix} \qquad \text{(III.3.45)}$$

Se resolverá ahora para la tensión del capacitor, esta es:

$$V_C = \frac{\frac{1}{C_{Sn}} I_{P_P} - \left(s + \frac{R_{Sn}}{L_f}\right) V_E}{s^2 + \frac{R_{Sn}}{L_f}s + \frac{1}{L_f C_{Sn}}} + \frac{\frac{V_R}{L_f}}{s\left(s^2 + \frac{R_{Sn}}{L_f}s + \frac{1}{L_f C_{Sn}}\right)} \qquad \text{(III.3.46)}$$

Empleando el método de fracciones parciales y reacomodando se obtiene:

$$\begin{aligned} V_C &= \frac{1}{s}V_R + A_1 \frac{\omega_d}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} - A_2 \frac{s + \xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} \\ &donde: \\ A_1 &= \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}}\left(\frac{1}{2\xi}V_I - \xi V_V\right) \\ A_2 &= V_V \end{aligned} \qquad \text{(III.3.47)}$$

Para ello se han definido los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} &\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_{Sn}}} && \left[\tfrac{rad}{s}\right] && \text{Frecuencia de oscilación natural del circuito.} \\ &\xi = \frac{R_{Sn}}{2}\sqrt{\frac{C_{Sn}}{L_f}} && && \text{Constante de amortiguamiento } 0<\xi<1. \\ &\omega_d = \omega_n\sqrt{1 - \xi^2} && \left[\tfrac{rad}{s}\right] && \text{Frecuencia de oscilacón amortiguada.} \\ &V_I = R_{Sn} I_{P_P} && [V] && \\ &V_V = V_E + V_R && [V] && \end{aligned} \qquad \text{(III.3.48)}$$

Puede observarse, que la frecuencia de oscilación que puede medirse físicamente es la frecuencia de oscilación amortiguada ω_d, que depende de la constante de amortiguamiento ξ. Sin embargo a medida que el amortiguamiento del circuito sea bajo, la frecuencia de oscilación amortiguada se aproxima a la frecuencia natural. El resultado obtenido en la ecuación (III.3.47) es válido para circuitos subamortiguados, donde $\xi<1$, si esto no se cumple, la respuesta es exponencial y con un comportamiento más lento, lo que no es práctico en estos circuitos; este parámetro puede ser controlado mediante el valor del resistor del snubber R_{Sn}. Antitransformando la ecuación (III.3.47) se obtiene:

$$v_C(t) = V_R + \left[A_1 Sen(\omega_d t) - A_2 Cos(\omega_d t)\right] e^{-\xi\omega_n t} \quad [V] \qquad \text{(III.3.49)}$$

Ahora bien, la respuesta que se está buscando no es la tensión del capacitor, sino la de todo el snubber. De la figura III.3.8 y el juego de ecuaciones (III.3.41) se obtiene:

$$\begin{aligned} v_{Sn} &= v_C + v_R \\ &= v_C + R_{Sn}C_{Sn}\frac{dv_C}{dt} \quad [V] \end{aligned} \tag{III.3.50}$$

Combinando las ecuaciones (III.3.49) y (III.3.50) se obtiene:

$$v_{Sn}(t) = V_R + R_{Sn}C_{Sn}\omega_n A_{Sn} Sen(\omega_d t + \phi_{Sn}) e^{-\xi\omega_n t} \quad [V]$$

donde: (III.3.51)

$$\begin{aligned} A_{Sn} &= \sqrt{A_3^2 + A_4^2} && [V] \\ \phi_{Sn} &= \arctan\left(\tfrac{A_4}{A_3}\right) && [rad] \\ A_3 &= \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}\left[\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\xi R_{Sn}C_{Sn}\omega_n} - 1\right)V_I - \left(\frac{\xi}{R_{Sn}C_{Sn}\omega_n} - 1\right)V_V\right] && [V] \\ A_4 &= \frac{1}{\xi}\left[\frac{1}{2}V_I - \left(\frac{\xi}{R_{Sn}C_{Sn}\omega_n}\right)V_V\right] && [V] \end{aligned}$$

Igualando a cero la derivada de la ecuación (III.3.51) se obtiene el tiempo en el que ocurre el máximo de la tensión del snubber, que corresponde precisamente al sobreimpulso, con dicho tiempo se obtiene la magnitud del sobreimpulso como:

$$\Delta\bar{V}_{Sn} = R_{Sn}C_{Sn}\omega_d A_{Sn} e^{-\alpha} \quad [V]$$

donde: (III.3.52)

$$\alpha = \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\left[\arctan\left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right) - \phi_{Sn}\right] \quad [rad]$$

Las incógnitas en el diseño del snubber son R_{Sn} y C_{Sn} o bien, expresado de otra forma: C_{Sn} y ξ. Ahora debe buscarse que se cumpla la estimación propuesta por Pressman, en el sentido de que el sobreimpulso sea el 30% de la tensión máxima que debe soportar el transistor en el intervalo de recuperación, esto es: $\Delta\bar{V}_{Sn} = 0.3V_V$. Para cumplir con ello se tienen dos grados de libertad, entonces se optó por programar en lenguaje C++ el método numérico de bisección para localizar el par (C_{Sn}, ξ) que cumpla con el sobreimpulso deseado y además tenga menores pérdidas.

Para el cálculo de las pérdidas, se obtuvo la expresión que describe la corriente en el snubber, a partir del juego de ecuaciones (III.3.41) y la ecuación (III.3.49) como:

$$\begin{aligned} i_{Sn}(t) &= C_{Sn}\frac{dv_C(t)}{dt} \\ &= \omega_n A_i Sen(\omega_d t + \phi_i) e^{-\xi\omega_n t} \quad [A] \end{aligned}$$

donde: (III.3.53)

$$A_i = \frac{\sqrt{\frac{1}{4\xi^2}V_I^2 + V_V^2 - V_I V_V}}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

$$\phi_i = \arctan\left[\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi\left(2\frac{V_V}{V_I}-1\right)}\right]$$

Del término exponencial presente en la respuesta transitoria, se tiene que el tiempo de asentamiento puede estimarse como:

$$t_a = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad [s] \tag{III.3.54}$$

La ecuación (III.3.53) describe la corriente que circula por el snubber en cada ciclo de conmutación. Si se realiza la misma discretización que se realizó en la sección III.1.i, se obtiene el valor eficaz de esta corriente:

$$I_{Sn_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_L}\sum_{n=1}^{N}\int_0^{t_a} i_{sn}^2(t)\,dt} \quad [A] \tag{III.3.55}$$

En el mismo programa, se evaluó numéricamente la integral y la suma de la ecuación (III.3.55). Así, con base a los datos del corrector del factor de potencia y las ecuaciones presentadas en la sección III.1.i, se obtiene el snubber que mejor cumple con los requerimientos del sistema.

Para llevar a término este cálculo, se debe partir del conocimiento de la inductancia de fuga. A continuación se propone un método con base al cual puede medirse con bastante precisión este parámetro.

Las oscilaciones producidas por los elementos parásitos mostradas en la figura III.3.6, se producen en un circuito RLC serie, de manera que los primeros tres parámetros definidos en el juego de ecuaciones (III.3.48) son válidos para este circuito; en el intervalo de reposo se tiene:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{1}{\sqrt{L_P C_{DS}}} \quad \left[\frac{rad}{s}\right] \\ \xi &= \frac{r_P}{2}\sqrt{\frac{C_{DS}}{L_P}} \\ \omega_d &= \omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad \left[\frac{rad}{s}\right] \end{aligned} \tag{III.3.56}$$

Como se muestra en el sistema de ecuaciones (III.3.56), en este caso la resistencia que atenúa las oscilaciones se encuentra prácticamente concentrada en el devanado del transformador, esta resistencia puede medirse para CD sin problemas, sin embargo la oscilación presenta una frecuencia mucho más alta y habrá que calcular la resistencia de CA efectiva debido al efecto Kelvin. El transformador que se construyó presenta una resistencia en el primario de 1.6[Ω] para corriente directa y se construyó con alambre calibre #30 con un área de cobre de $506.7\times10^{-6}\left[cm^2\right]$; entonces, el radio del conductor del devanado primario es:

$$\begin{aligned} r_W &= \sqrt{\frac{A_W}{\pi}} \\ &= \sqrt{\frac{506.7\times10^{-6}}{\pi}} \\ &= 12.7\times10^{-3} \quad [cm] \end{aligned} \tag{III.3.57}$$

La oscilación en el intervalo de reposo resultó ser de 555.6 [kHz]. Con base a la ecuación (II.4.75) se obtiene la profundidad de penetración a esta frecuencia como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{555kHz} &= \frac{6.62}{\sqrt{f}} \\ &= \frac{6.62}{\sqrt{555.6\times10^{3}}} \\ &= 8.881\times10^{-3} \quad [cm] \end{aligned} \tag{III.3.58}$$

Y con la ecuación (II.4.76) se obtiene la resistencia de CA a partir de la resistencia de CD a este nivel de frecuencia:

$$\begin{aligned} r_{P\_555kHz} &= \frac{r^2}{\varepsilon\left(2r-\varepsilon\right)} r_{P_{CD}} \\ &= \frac{\left(12.7\times10^{-3}\right)^2}{8.881\times10^{-3}\left[2\left(12.7\times10^{-3}\right)-8.881\times10^{-3}\right]}(1.6) \\ &= 1.759 \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.3.59}$$

De las definiciones de ω_d y ξ en las ecuaciones (III.3.56), se obtiene:

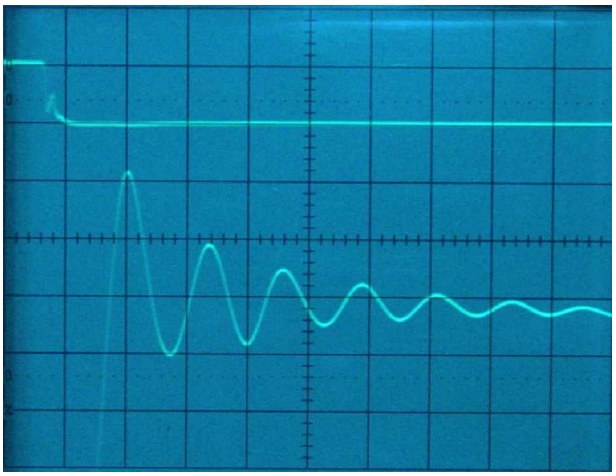
$$C_{DS} = \frac{L_P}{\omega_d^2 L_P^2 + \left(\frac{r_P}{2}\right)^2} \quad [F] \tag{III.3.60}$$

Sustituyendo los valores del inductor primario, la frecuencia de oscilación en el intervalo de reposo y la resistencia del primario a esta frecuencia, se obtiene:

$$C_{DS} = \frac{L_P}{\omega_d^2 L_P^2 + \left(\frac{r_P}{2}\right)^2}$$
$$= \frac{1.286\times10^{-3}}{\left(2\pi\cdot 555.6\times10^{3}\right)^2\left(1.286\times10^{-3}\right)^2 + \left(\frac{1.759}{2}\right)^2} \qquad \text{(III.3.61)}$$
$$= 63.81\times10^{-12} \quad [F]$$

Numéricamente el resultado es prácticamente idéntico al que se habría obtenido considerando únicamente la frecuencia de oscilación natural.

Ahora, es necesario realizar exactamente el mismo proceso para el intervalo de recuperación, donde las oscilaciones se deben a la inductancia de fuga. En la figura III.3.10 se muestra en detalle la oscilación que presenta el convertidor en este intervalo; de dicha figura se obtuvo que la frecuencia de oscilación en este intervalo es de 4.054 [MHz]. A partir de la ecuación (II.4.75) se obtiene la profundidad de penetración a esta frecuencia:



T: 0.2$\left[\frac{\mu s}{Div}\right]$ C.1: 5 C.2: 0.2 $\left[\frac{V}{Div}\right]$

Figura III.3.10. Sobreimpulso y oscilación en el intervalo de recuperación.

$$\varepsilon_{4MHz} = \frac{6.62}{\sqrt{f}}$$
$$= \frac{6.62}{\sqrt{4.054\times10^{6}}} \qquad \text{(III.3.62)}$$
$$= 3.288\times10^{-3} \quad [cm]$$

Y con la ecuación (II.4.76) se obtiene la resistencia del primario a este nivel de frecuencia:

$$r_{P\_4MHz} = \frac{r^2}{\varepsilon\left(2r-\varepsilon\right)} r_{P_{CD}}$$
$$= \frac{\left(12.7\times10^{-3}\right)^2}{3.288\times10^{-3}\left[2\left(12.7\times10^{-3}\right)-3.288\times10^{-3}\right]}(1.6) \qquad \text{(III.3.63)}$$
$$= 3.55 \quad [\Omega]$$

Resolviendo la ecuación (III.3.60) para L_f se obtiene:

$$L_f^2 - \frac{1}{\omega_d^2 C_{DS}} L_f + \left(\frac{r_P}{2\omega_d}\right)^2 = 0 \qquad \text{(III.3.64)}$$

Al resolver esta ecuación, el término independiente resultó tan pequeño en comparación con el coeficiente de L_f que una de las raíces resultó ser cero. Con la otra raíz se tiene finalmente.

$$L_f = 24.15 \quad [\mu H] \tag{III.3.65}$$

De los cálculos anteriores se extrae que si el amortiguamiento de las oscilaciones es bajo, como es el caso, se comete muy poco error en la obtención de la inductancia de fuga siguiendo el método anterior, pero despreciando la resistencia. Entonces, si se combinan las ecuaciones (III.3.60) y (III.3.64) haciendo la resistencia igual a cero, se obtiene:

$$L_f = \left(\frac{f_{reposo}}{f_{recuperacion}} \right)^2 L_P \quad [H] \tag{III.3.66}$$

Para dimensionar al snubber es necesario conocer algunos parámetros del C.F.P. Estos se presentan a continuación. Conociendo la relación de transformación y la tensión nominal de salida (despreciando de ésta el rizo) se obtiene la tensión que se reflejará al primario:

$$V_R = \frac{N_P}{N_S} V_S \quad [V] \tag{III.3.67}$$

Con base a la tensión alterna de entrada máxima se puede conocer la entrada máxima al convertidor:

$$V_E = \sqrt{2} \overline{V}_{ca} \quad [V] \tag{III.3.68}$$

Se requiere conocer la corriente de pico, y para ello es necesario conocer el tiempo de encendido, éste se obtiene de la ecuación (III.1.6) como:

$$t_{on} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\eta} P_S T_C L_P}}{V_{CA}} \quad [s] \tag{III.3.69}$$

Donde T_C es el periodo de conmutación y η es la eficiencia supuesta del convertidor. Finalmente, la corriente de pico se calcula a partir de la ecuación (III.1.9) como:

$$I_P = \frac{V_E t_{on}}{L_P} \quad [A] \tag{III.3.70}$$

Evidentemente, las ecuaciones anteriores son válidas para el pico de la tensión de entrada, que corresponde al momento más crítico en la operación del snubber. En el programa que se realizó, se obtuvo también la variación de la tensión de entrada a lo largo de medio periodo de la línea para la obtención de la corriente eficaz del snubber. En la figura III.3.11 se muestra la pantalla de resultados de este programa; en la

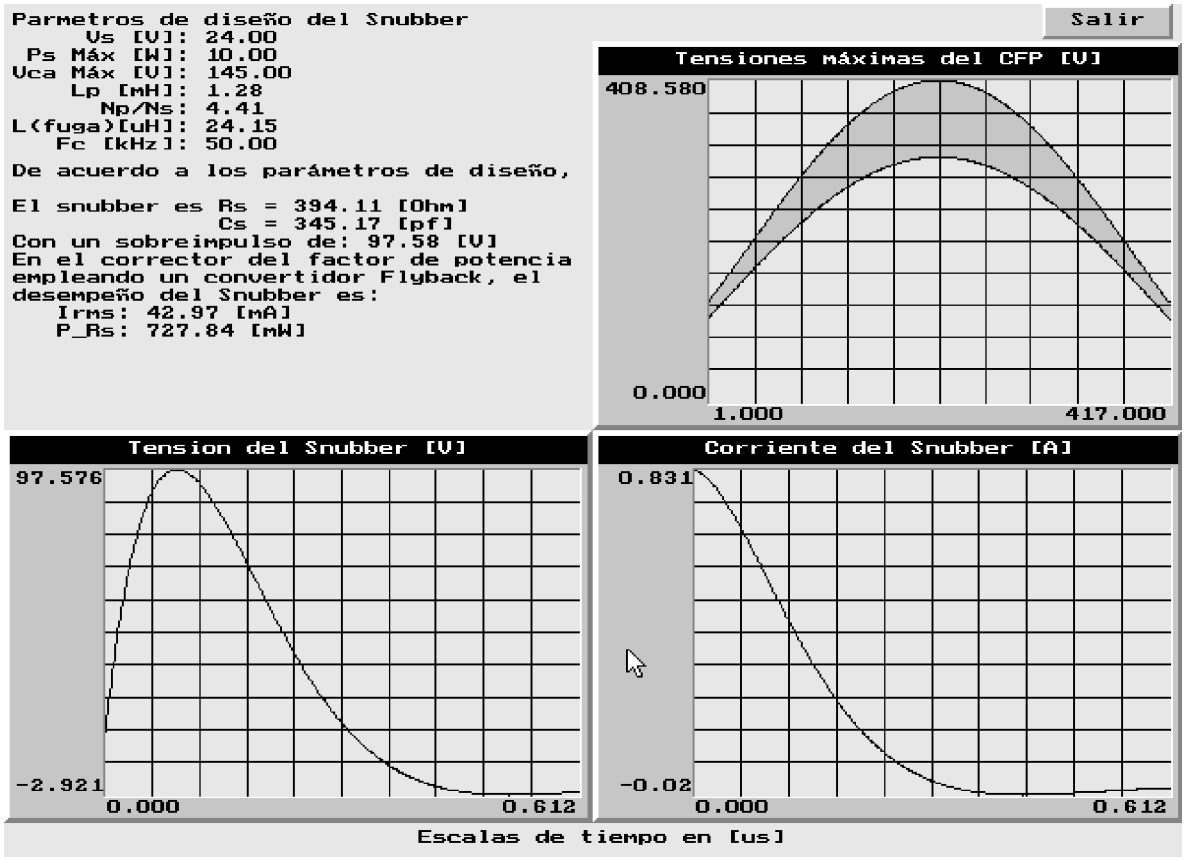


Figura III.3.11. Corrida del programa que se realizó en lenguaje C++ para el cálculo del Snubber.

parte inferior se muestra el comportamiento transitorio máximo de la tensión y corriente del snubber. Mediante la aplicación del método numérico se obtuvo que el snubber que cumple con las especificaciones es el siguiente:

$$\begin{aligned} R_{Sn} &= 394.11 \quad [\Omega] \\ C_{Sn} &= 345.17 \quad [pF] \end{aligned} \tag{III.3.71}$$

Con la finalidad de poder comparar y comprobar si estos resultados son correctos, se simuló el mismo circuito en PSpice de Orcad; en la figura III.3.12 se muestra el resultado de la simulación. Se muestra además la potencia que se disiparía en el resistor, si el comportamiento mostrado fuese constante para cada ciclo de conmutación, es decir, si éste se tratase de un convertidor alimentado con CC. De la simulación se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta V_{Sn} &= 96.82 \quad [V] \\ P_{R_{Sn}} &= 1.24 \quad [W] \end{aligned} \tag{III.3.72}$$

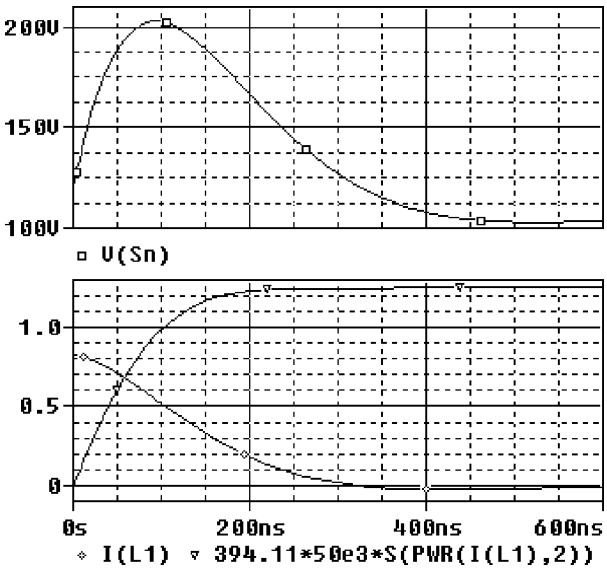


Figura III.3.12. Simulación en PSpice del snubber.

El impulso obtenido por el programa y el simulado son suficientemente cercanos (dado que existen errores en la precisión de las operaciones) para validar el resultado obtenido por el programa. Se observa que la potencia disipada en el corrector es más baja que la que se disiparía en un convertidor con las mismas características, esto es lógico pues en el C.F.P. esta condición sólo se presenta en el pico de la tensión. En la figura III.3.11 se muestra además la magnitud del sobreimpulso a lo largo de medio ciclo de la línea. En la misma gráfica se muestra la tensión de entrada mas la tensión reflejada al primario; de manera que la zona obscura representa en área ocupada por los sobreimpulsos. En el mismo gráfico se observa que la tensión máxima que soportará el transistor es de 408.58[V], que es el 68.1% de los 600[V] que soporta el 2SK1404 que se ha elegido, así se tiene un buen margen de seguridad para que este dispositivo opere. Para su implementación, se ha elegido el snubber como:

$$\begin{aligned} R_{Sn} &= 390 \quad [\Omega] \\ C_{Sn} &= 330 \quad [pF] \end{aligned} \tag{III.3.73}$$

Es necesario hacer notar que la corriente eficaz calculada por el programa, se debe únicamente al momento de la conmutación, sin embargo, para obtener las pérdidas totales es necesario incluir otros dos momentos a saber:

1. El instante en que la tensión del transformador es *liberada* al finalizar la conducción en el intervalo de recuperación.
2. El instante en que se enciende el transistor.

En el primer evento, el capacitor C_{Sn} presenta una tensión de V_R al momento que la tensión del transformador cae a cero. Por simplicidad se considerará que éste es un sistema de primer orden RC, bajo estas condiciones la corriente del snubber es una exponencial decadente que fluye del snubber hacia el primario del transformador y su expresión es la siguiente:

$$i_{Sn\_1}(t) = -\frac{V_R}{R_{Sn}} e^{-\frac{1}{R_{Sn}C_{Sn}}t} \quad [A] \tag{III.3.74}$$

Si se desprecia el rizo de la tensión de salida, la tensión reflejada es constante, de manera que esta corriente sí se repetirá invariablemente con cada ciclo de conmutación. Entonces, su valor eficaz está dado por:

$$I_{Sn\_1_{RMS}} = \frac{N_P}{N_S} V_S \sqrt{\frac{C_{Sn}}{2R_{Sn}} f_C} \quad [A] \tag{III.3.75}$$

En el segundo evento, al encenderse el conmutador principal, la tensión del capacitor es cero. Pero al comenzar el intervalo de conducción, la tensión de entrada es aplicada al primario y al snubber; de manera que el capacitor es forzado a cargarse a la tensión de entrada pero en sentido inverso (pues el snubber está referido al positivo de la fuente de entrada). En este caso el sistema sí es de primer orden, entonces la corriente del snubber para este evento es:

$$i_{Sn\_2}(t) = -\frac{V_E}{R_{Sn}} e^{-\frac{1}{R_{Sn}C_{Sn}}t} \quad [A] \tag{III.3.76}$$

Sin embargo, la tensión de entrada varía a lo largo del ciclo de la línea, de manera que para la obtención del valor eficaz de esta corriente es necesario realizar una discretización como las que se realizaron en la sección III.1.i. Con ello, se obtiene que el valor eficaz de esta corriente es:

$$I_{Sn\_2_{RMS}} = k_P V_{CA} \sqrt{\frac{3}{2}\frac{C_{Sn}}{R_{Sn}}} \quad [A] \tag{III.3.77}$$

El valor de la constante k_P está listado en la columna #3 de la tabla III.1.1, para $f_C = 50[kHz]$ su valor es $128.994\left[s^{-\frac{1}{2}}\right]$. Así, de las ecuaciones (III.3.75), (III.3.77) y los valores del snubber se obtiene:

$$\begin{aligned}
I_{Sn_1_{RMS}} &= \frac{N_P}{N_S} V_S \sqrt{\frac{C_{Sn}}{2R_{Sn}} f_C} \\
&= (4.41)(24)\sqrt{\frac{330\times10^{-12}}{2(390)}50\times10^{3}} \\
&= 15.41\times10^{-3} \quad [A] \\
I_{Sn_2_{RMS}} &= k_P V_{CA} \sqrt{\frac{3}{2}\frac{C_{Sn}}{R_{Sn}}} \\
&= (128.994)(145)\sqrt{\frac{3}{2}\frac{330\times10^{-12}}{390}} \\
&= 21.07\times10^{-3} \quad [A]
\end{aligned} \tag{III.3.78}$$

La corriente eficaz total del snubber se calcula agregando las tres componentes analizadas; entonces a partir del resultado entregado por el programa, presentado en la figura III.3.11 y los resultados de la ecuación (III.3.78) se obtiene:

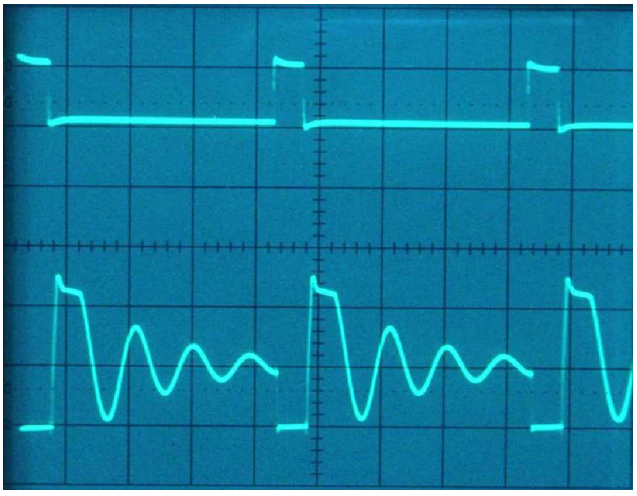
$$\begin{aligned} I_{SnT_{RMS}} &= \sqrt{I_{Sn_{RMS}}^2 + I_{Sn\_1_{RMS}}^2 + I_{Sn\_2_{RMS}}^2} \\ &= \sqrt{(42.97)^2 + (15.41)^2 + (21.07)^2} \\ &= 50.28 \qquad [mA] \end{aligned} \tag{III.3.79}$$

Se aprecia que el mayor aporte a las pérdidas en el snubber se debe a la corriente que conduce al momento de la conmutación. Con lo anterior, las pérdidas totales en el snubber se pueden estimar como:

$$\begin{aligned} P_{Sn} &= R_{Sn} I_{SnT_{RMS}}^2 \\ &= (390)\left(50.28\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 985.9\times10^{-3} \qquad [W] \end{aligned} \tag{III.3.80}$$

El resultado anterior pone de manifiesto el problema en el uso de un snubber como el empleado, pues éste representa el componente más ineficiente de todo el sistema. En caso de que las pérdidas en el snubber sean demasiado altas, debería emplearse otro tipo de red, como los snubber RCD o incluso snubbers no disipadores [III.3.3], [III.3.4]. En la figura III.3.13 se muestra el resultado del empleo de este snubber.

Se aprecia en la figura como ha disminuido la magnitud del sobreimpulso y se han eliminado las oscilaciones que le seguían. Por otro lado, se observa que en presencia del snubber las oscilaciones en el intervalo de reposo han disminuido su frecuencia y se ha incrementado el nivel de atenuación de las mismas, sin embargo aun se requiere atenuar este efecto. Ésta es la labor del "atenuador de oscilaciones".



T: 5 $\left[\frac{\mu s}{Div}\right]$ C.1: 5 C.2: 0.5 $\left[\frac{V}{Div}\right]$

Figura III.3.13. Tensión entre las terminales drenaje y fuente del MOSFET al colocar el Snubber.

Atenuador de Oscilaciones

El análisis y diseño del snubber se basó en una simplificación importante: que es posible aislar el efecto del snubber y la inductancia de fuga. Ésta es una buena aproximación en el intervalo de recuperación como puede apreciarse en la figura III.3.13. Sin embargo también se observa que el snubber altera el comportamiento del sistema en el intervalo de reposo, lo que resulta en una disminución de la frecuencia de oscilación (que ahora es de 217.4[kHz]) y la modificación de las condiciones de atenuación puesto que las oscilaciones en el lapso de reposo en la figura III.3.13 presentan mayor atenuación que las que se muestran en la figura III.3.6.

Sin snubber, estas oscilaciones son producidas por la liberación del exceso de energía almacenada en el capacitor C_{DS}. En este caso también el capacitor del snubber liberará energía. Esto complica el análisis del sistema. Sin embargo se empleará una nueva simplificación que mostró dar buenos resultados. La propuesta es la siguiente: hallar los parámetros de un circuito serie RLC que presente la *misma respuesta* subamortiguada que la que se observa en la figura III.3.13. Una vez que se conozcan los parámetros que describen este sistema equivalente, podrá alterarse su constante de atenuación para obtener la respuesta deseada.

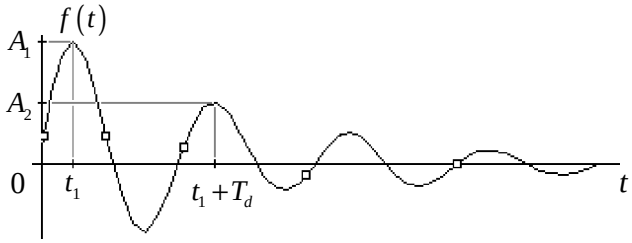


Figura III.3.14. Onda subamortiguada a caracterizar.

Supóngase que se tiene la onda mostrada en la figura III.3.14, cuya expresión es:

$$f(t) = ASen(\omega_d t + \phi)e^{-\xi\omega_n t} \qquad \text{(III.3.81)}$$

La frecuencia de oscilación amortiguada ω_d puede obtenerse directamente del gráfico. Por otro lado la diferencia de amplitudes ofrece información sobre el amortiguamiento. Si se toma la amplitud a una distancia de un periodo, por ejemplo, en los picos como se muestra en la figura III.3.14, la función seno en la ecuación (III.3.81) es unitaria, de manera que la diferencia de amplitudes estará dictada por el término exponencial, esto es:

$$\begin{aligned} A_1 &= f(t_1) \\ &= Ae^{-\xi\omega_n t_1} \\ A_2 &= f(t_1 + T_d) \\ &= Ae^{-\xi\omega_n (t_1 + T_d)} \end{aligned} \qquad \text{(III.3.82)}$$

Obteniendo el cociente entre ambas amplitudes se obtiene la razón de disminución de la amplitud de la onda subamortiguada:

$$\begin{aligned}\frac{A_2}{A_1} &= \frac{Ae^{-\xi\omega_n(t_1+T_d)}}{Ae^{-\xi\omega_n t_1}} \\ &= e^{-\xi\omega_n(t_1+T_d-t_1)} \\ &= e^{-\xi\omega_n\left(\frac{2\pi}{\omega_d}\right)} \\ &= e^{-\frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}\end{aligned} \qquad \text{(III.3.83)}$$

Resolviendo la ecuación (III.3.83) para la constante de amortiguamiento, se obtiene:

$$\xi = \frac{k_A}{\sqrt{k_A^2+1}}$$

donde: (III.3.84)

$$k_A = \frac{1}{2\pi} Ln\left|\frac{A_1}{A_2}\right|$$

Entonces, a partir de la relación existente entre frecuencia de oscilación amortiguada y la frecuencia natural, con la constante de amortiguamiento, se obtiene:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \qquad \text{(III.3.85)}$$

Ahora bien, suponiendo que se conoce la inductancia que interviene en las oscilaciones se obtiene el capacitor equivalente a partir de la definición de la frecuencia natural:

$$C_{Eq} = \frac{1}{\omega_n^2 L} \quad [F] \qquad \text{(III.3.86)}$$

Finalmente, a partir de la definición de la constante de amortiguamiento se obtiene la resistencia equivalente del circuito RLC serie:

$$R_{Eq} = 2\xi\sqrt{\frac{L}{C_{Eq}}} \quad [\Omega] \qquad \text{(III.3.87)}$$

Finalmente, si se desea alterar el amortiguamiento del sistema, bastará con modificar el elemento resistivo, introduciendo en serie un resistor R_{Atn} que es el "*Atenuador de oscilaciones*". Si se desea obtener una constante de amortiguamiento ξ_D, se obtiene la resistencia necesaria a partir de la ecuación (III.3.87) como:

$$R_D = 2\xi_D\sqrt{\frac{L}{C_{Eq}}} \quad [\Omega] \tag{III.3.88}$$

De donde se obtiene que el resistor atenuador de oscilaciones es:

$$\begin{aligned} R_{Atn} &= R_D - R_{Eq} \\ &= 2(\xi_D - \xi)\sqrt{\frac{L}{C_{Eq}}} \quad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.3.89}$$

De la figura III.3.13 se obtiene que la frecuencia de oscilación amortiguada es:

$$\begin{aligned} \omega_d &= 2\pi f_d \\ &= 2\pi\left(217.4\times10^3\right) \\ &= 1.366\times10^6 \qquad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \end{aligned} \tag{III.3.90}$$

Además se observa que la magnitud de los primeros dos picos inferiores es de aproximadamente 0.45 y 0.2 [V] respectivamente, con ello, de la ecuación (III.3.84) se obtiene:

$$\begin{aligned} k_A &= \frac{1}{2\pi} Ln\left|\frac{A_1}{A_2}\right| \\ &= \frac{1}{2\pi} Ln\left|\frac{0.45}{0.2}\right| \\ &= 129.1\times10^{-3} \end{aligned} \tag{III.3.91}$$

Con lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{k_A}{\sqrt{k_A^2+1}} \\ &= \frac{129.1\times10^{-3}}{\sqrt{\left(129.1\times10^{-3}\right)^2+1}} \\ &= 128.0\times10^{-3} \end{aligned} \tag{III.3.92}$$

Conociendo la constante de amortiguamiento, con la ecuación (III.3.85) se obtiene la frecuencia de oscilación natural del sistema:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \\ &= \frac{1.366\times10^6}{\sqrt{1-\left(128.0\times10^{-3}\right)^2}} \\ &= 1.377\times10^6 \qquad \left[\tfrac{rad}{s}\right] \end{aligned} \tag{III.3.93}$$

Puede apreciarse que nuevamente, dado que el amortiguamiento es bajo, ambas frecuencias son muy cercanas. Como se ha dicho, el inductor que participa en las oscilaciones en el intervalo de reposo es toda la inductancia del primario; entonces, a partir de la frecuencia natural obtenida y la ecuación (III.3.86) se obtiene el capacitor equivalente de este sistema:

$$\begin{aligned} C_{Eq} &= \frac{1}{\omega_n^2 L_P} \\ &= \frac{1}{\left(1.377\times10^{6}\right)^2\left(1.286\times10^{-3}\right)} \\ &= 409.9\times10^{-12} \qquad [F] \end{aligned} \tag{III.3.94}$$

Es necesario ahora determinar el valor que deberá tomar la constante de amortiguamiento de manera que las oscilaciones sean atenuadas rápidamente. Se considerará que una caída en la amplitud al 1% de un ciclo a otro es adecuada $\left(A_2 = 0.01A_1\right)$, con esto, de la ecuación (III.3.84) se obtiene:

$$\begin{aligned} k_{A1\%} &= \frac{1}{2\pi} Ln\left|\frac{A_1}{A_2}\right| \\ &= \frac{1}{2\pi} Ln\left|\frac{A_1}{0.01A_1}\right| \\ &= 732.9\times10^{-3} \end{aligned} \tag{III.3.95}$$

Con lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} \xi_D &= \frac{k_{A1\%}}{\sqrt{k_{A1\%}^2+1}} \\ &= \frac{732.9\times10^{-3}}{\sqrt{\left(732.9\times10^{-3}\right)^2+1}} \\ &= 591.2\times10^{-3} \end{aligned} \tag{III.3.96}$$

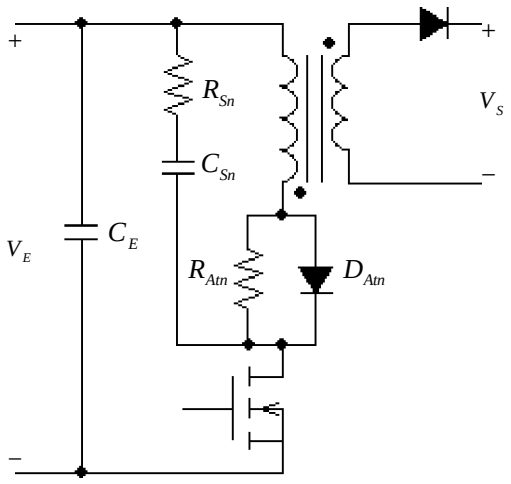
Finalmente, a partir de la ecuación (III.3.89) y los parámetros obtenidos anteriormente, se obtiene el atenuador de oscilaciones como:

$$\begin{aligned} R_{Atn} &= 2\left(\xi_D - \xi\right)\sqrt{\frac{L}{C_{Eq}}} \\ &= 2\left(591.2\times10^{-3} - 128.0\times10^{-3}\right)\sqrt{\frac{1.286\times10^{-3}}{409.9\times10^{-12}}} \\ &= 1.641\times10^{3} \qquad [\Omega] \end{aligned} \tag{III.3.97}$$

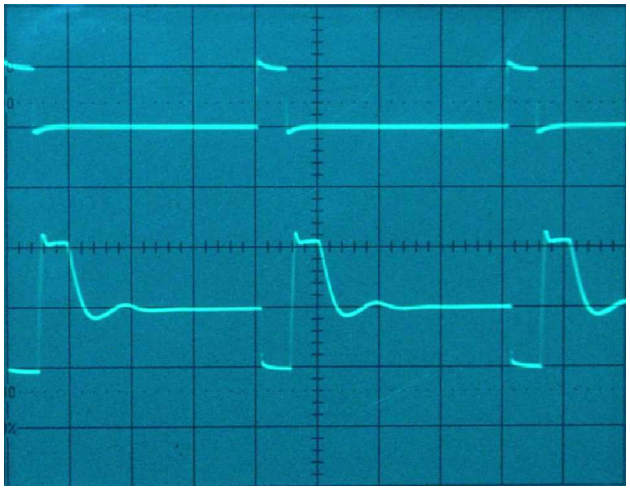
Si se selecciona un resistor de valor superior, la oscilación estará más atenuada, aunque la caída también será más lenta a medida que el sistema se aproxime a un sistema sobreamortiguado $\xi \geq 1$. Entonces, se seleccionó:

$$R_{Atn} = 1.8 \quad [k\Omega] \tag{III.3.98}$$

Es de vital importancia que esta resistencia no afecte el funcionamiento normal del convertidor, es decir, debe ser introducida de manera que en el intervalo de encendido su presencia pase desapercibida, mientras que atenúe las oscilaciones en el intervalo de reposo. La clave en este punto es la dirección de las corrientes. En el intervalo de encendido la corriente fluye de la fuente de entrada a través del primario del transformador y el conmutador principal. En el intervalo de reposo la corriente fluye del capacitor C_{DS} y el capacitor del snubber C_{Sn} hacia el primario del transformador, cerrándose el circuito a través del puerto de entrada, esto es, la corriente en el intervalo de reposo circula en *sentido contrario* al normal y es solamente en este sentido puesto que al ser atenuadas las oscilaciones no habrá regreso de corriente en *sentido normal*. Así, la solución requiere de la introducción de una resistencia mínima en sentido *directo* y R_{Atn} en sentido *inverso*. Ello se consigue con un circuito paralelo de la resistencia R_{Atn} y un diodo que se polarice directamente en el sentido normal de la corriente. Por otro lado, el único componente inductivo en el circuito equivalente es el primario del transformador, de manera que las oscilaciones podrán atenuarse si se introduce el arreglo en serie con este inductor. El circuito completo con las redes de corrección de forma de onda se muestra en la figura III.3.15(a), mientras



(a)



(b) T: 5[μs/Div] C.1: 5 C.2: 0.5 [V/Div]

Figura III.3.15. a) Circuito del convertidor flyback con snubber y al atenuador de oscilaciones b)Resultado de la corrección de la forma de onda de la tensión del MOSFET.

que en la figura III.3.15(b) se muestra el resultado de la corrección de onda, empleando el snubber y el atenuador de oscilaciones. Se aprecia que esta forma de onda es muy cercana a la presentada en la figura III.3.5. Por lo que puede concluirse que los métodos empleados para la corrección de la forma de onda son adecuados. El único punto en contra es la eficiencia, que como se vio es bastante baja para esta topología de snubber.

Con lo anterior se finaliza la presentación de la implementación del hardware del corrector del factor de potencia que se diseñó. Se ha presentado el diseño desde cero y su implementación, partiendo de la etapa de potencia y el circuito dedicado a su control. Se ha presentado la forma en que pueden discriminarse los efectos producidos por las no idealidades inherentes a los dispositivos empleados o construidos. En la siguiente sección se presentará lo correspondiente al software (o firmware más propiamente dicho) empleado para operar al sistema.

Bibliografía

[III.3.1] Lam, Harry Y-F, *Analog and digital filters: design and realization*, Prentice-Hall, 1979.

[III.3.2] Chen, Wai-Kai, *Passive and active filters, theory and implementations*, John Wiley & Sons, 1986.

[III.3.3] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, McGraw-Hill. Segunda edición, 1997.

[III.3.4] Kilgenstein, Otmar, *Switched-mode power supplies in practice*, John Wiley & Sons,

[III.3.5] Ridley Engineering, *Snubber Design Tips*,

(www.ridleyengineering.com/snubber.htm)

[III.3.6] McLyman, William T., *Transformer and inductor design handbook*, Marcel Dekker, Tercera edición, 2004.

[III.3.7] Magnetics Inc., *Powder Core Data*, 2005.

(www.mag-inc.com/powder/2006a_Powder_Core_Data.pdf)

III.4. Controlador Difuso

Los circuitos integrados diseñados para llevar a cabo el control de convertidores conmutados empleados en la corrección del factor de potencia como el ML4813, el UC3854 o el MC34262 diseñados para operar al convertidor en modo discontinuo, continuo y en la frontera respectivamente, emplean arquitecturas de control analógico. La tensión de salida es sensada mediante un divisor resistivo y comparada con una tensión de referencia, el ciclo de trabajo de la onda de control es ajustado de manera proporcional al error entre la muestra de tensión y dicha referencia.

Como se dijo en la sección II.2.ii estos dispositivos están diseñados para operar un convertidor elevador; sin embargo, dado que poseen todo lo necesario para el control del convertidor en un solo circuito integrado, además de poseer algunas terminales de sensado para protección (como el sensado de baja tensión, o sobrecarga) quizá una de las soluciones más eficientes sería buscar una manera de adaptar estos circuitos integrados para controlar otros convertidores, como por ejemplo un reductor-elevador (aislado o no).

Gracias al alto nivel de integración empleado en los dispositivos digitales actuales, es decir, debido a la disponibilidad de microcontroladores con bajo número de terminales que integran periféricos tales como temporizadores, convertidor analógico a digital, generador onda cuadrada modulada en ancho de pulso (módulo PWM) y que tienen la capacidad de operar mediante un oscilador interno, se presenta el uso de estos dispositivos como una solución atractiva para la implementación de técnicas de control digital como la mostrada en la figura III.4.1.

El hardware necesario para la implementación de este tipo de controlador basado en el dispositivo PIC12F683 del fabricante Microchip, se presentó en la sección III.2.iii. Es momento de presentar la implementación del firmware mediante el cual se lleva a cabo el control. La gama de posibles métodos para llevar a cabo el control es muy amplia; se optó por implementar una arquitectura de *Control Difuso*. Como se mencionó en el apartado II.3 mediante el uso de las técnicas de la Lógica Difusa es posible plantear y poner en marcha un sistema que controle la planta, que en este caso es el corrector del factor de potencia, tal como lo realizaría una persona.

Al comienzo de este capítulo, dedicado al diseño e implementación del corrector del factor de potencia, se determinaron y emplearon una serie

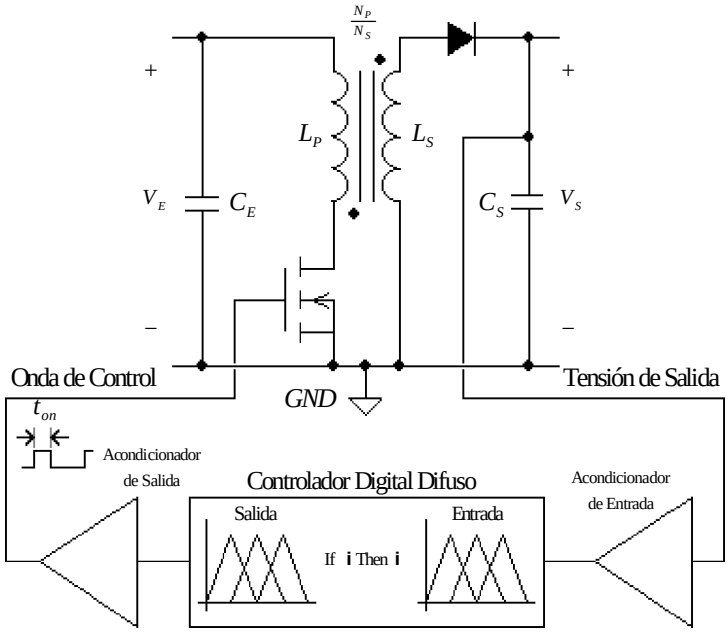


Figura III.4.1. Diagrama del sistema de control en lazo cerrado.

de ecuaciones mediante las cuales se puede describir el comportamiento del C.F.P., en tales ecuaciones se evidencia la naturaleza no-lineal de la planta a controlar; sin embargo también se obtiene una *idea* de ¿cómo hay que controlarla? es decir, teniendo en cuenta el límite máximo del tiempo de encendido $\overline{T}_{on}$ hallado en la ecuación (III.1.49) como parte del método de diseño propuesto, puede variarse el tiempo de encendido para ajustar manualmente la tensión de salida (por ejemplo con un potenciómetro como divisor de tensión conectado a un convertidor A/D).

En esta sección se presentará la base de conocimiento que se ha empleado en el controlador difuso. La máquina de inferencia por sí sola no puede realizar el control, es necesario adquirir el dato de la tensión de salida del convertidor, así como transformar la *indicación* entregada por la máquina en una *acción* de control; para ello se presentan más adelante el resto de las secciones que conforman el programa que se ha grabado en el microcontrolador.

III.4.i. Base de Conocimiento

La arquitectura adoptada es la de un controlador proporcional difuso, éste sólo cuenta con una entrada nítida, la tensión de salda del corrector del factor de potencia (en lo sucesivo a la entrada se le referirá simplemente como la *Tensión*) y una salida. En cuanto a esta salida, se observó que para el ajuste manual de la tensión de salida del convertidor,

no es imprescindible conocer el valor actual del tiempo de encendido sino que realizando pequeños incrementos o decrementos (teniendo cuidado de no sobrepasar el máximo) se logra mantener la tensión de salida en un nivel adecuado. De forma que la salida (nítida) de la máquina de razonamiento difuso es el tiempo que ha de añadirse al de encendido actual y por ello, en adelante se le llamará *Tiempo*.

Para llevar a cabo el proceso de inferencia se aplicó el método de inferencia de Mamdani, esto es, para la evaluación de las reglas difusas, se tomó la implicación como el *mínimo* de los grados de pertenencia de las variables difusas conectadas por el operador *AND* en cada regla y la agregación como el *máximo* de los grados de pertenencia asignados a cada variable difusa por distintas reglas. Para realizar la desdifusión se emplea el centro de gravedad *COG*, presentado en la sección II.3.ii. A continuación se abordan las definiciones para los conjuntos difusos de entrada y salida.

Entrada al Controlador: Tensión

La tensión nominal de salida del corrector del factor de potencia que se construyó es de 24[V]; sin embargo, como se presentó en la sección III.2.iii, la tensión de salida es escalada a razón de 8:1, de manera que cuando se presente la tensión nominal, el microcontrolador reciba una tensión de 3[V] como entrada al convertidor analógico a digital. El intervalo de variación de esta tensión es: [0,5] [V], de tal forma que con este acondicionamiento, la tensión de salida del convertidor podría variar en un intervalo de [0,40] [V]; éste es el universo del discurso de la entrada "Tensión".

El universo del discurso de la tensión es muy amplio, sin embargo, el controlador deberá enfocarse a mantener la tensión en su valor nominal, por lo que los conjuntos difusos de entrada deberán localizarse en la vecindad de esta tensión. Por otro lado, para la carga es más grave la tensión alta que baja, entonces se ha *cerrado* más el conjunto correspondiente a la tensión muy alta. En los extremos se emplean funciones de membresía de forma *S* y *Z* de manera que en el núcleo de estos conjuntos la pertenencia sea evaluada como la unidad y por lo tanto el control se mantenga constante en dicho intervalo; el resto de los conjuntos son triángulos. Se definieron en total cinco conjuntos difusos:

1. Tensión *Muy Baja*: conjunto *Z*[16, 21.6] [V], Toda tensión menor a 16[V] (mínima para energizar el circuito de control) pertenece a este conjunto en 1.0, desde donde cae la pertenencia a cero en 21.6[V].

2. Tensión *Baja*: conjunto tipo triángulo, Δ[16, 21.6, 24] [V] (–10%).
3. Tensión *Nominal*: conjunto tipo triángulo, Δ[21.6, 24, 26.4] [V].
4. Tensión *Alta*: conjunto tipo triángulo, Δ[24, 26.4, 30] [V] (+10%).
5. Tensión *Muy Alta*: conjunto *S*[26.4, 30]. Cualquier tensión superior a 30[V] (+25%) pertenece a este conjunto en 1.0.

En la figura III.4.2 se muestran los conjuntos difusos definidos para la entrada *Tensión*, sólo se muestra la zona operativa del universo. Como se observa en la figura, los vértices de los conjuntos se han posicionado de tal forma que el sistema actúe mas rápidamente ante una sobretensión en la salida, a esto se debe la cercanía de los conjuntos *Alta* y *Muy Alta*.

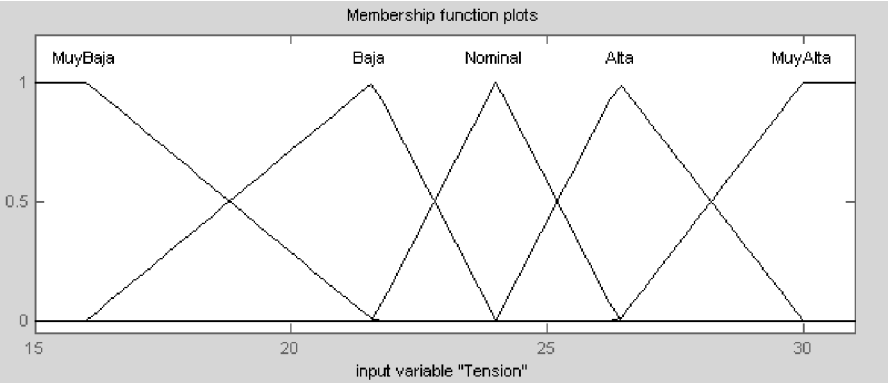


Figura III.4.2. Conjuntos difusos para la entrada "*Tensión*" [V].

Salida del Controlador: Tiempo

Como se mencionó, las acciones de control estarán orientadas a incrementar o disminuir el tiempo de encendido y que una vez que haya sido determinada la variación mediante la máquina de razonamiento difuso, se deberá limitar el intervalo de variación del tiempo de encendido a un rango seguro. En la sección III.1.i, se determinó la ecuación que describe la transferencia de potencia a la carga en función del ciclo de trabajo de la onda de control. La relación se presenta en la ecuación (III.1.6); de la ecuación se puede despejar tiempo de encendido, como:

$$t_{on} = \frac{1}{V_{CA}} \sqrt{\frac{2 P_S L_P}{\eta f_C}} \quad [s] \qquad \text{(III.4.1)}$$

El intervalo de variación de la tensión de entrada para el cual se ha diseñado este corrector del factor de potencia es para [108,145] [V], supóngase que la potencia mínima es de 0.5 [W], mientras que la potencia máxima a entregar es de 10[W], la frecuencia de conmutación se

eligió en 50[kHz], en la sección III.2.i se determinó que el valor de la inductancia del primario debía ser de 1.28 [mH] (ec. (III.2.3)). Con lo anterior se obtiene el intervalo de variación del tiempo de encendido:

$$\begin{aligned} t_{on}(V_{CA},P_S) &= \frac{1}{V_{CA}}\sqrt{\frac{2P_S L_P}{\eta\, f_C}} \\ &= \frac{1}{V_{CA}}\sqrt{\frac{2P_S\left(1.28\times10^{-3}\right)}{(0.9)\left(50\times10^{3}\right)}} \\ &= 238.5\times10^{-6}\frac{\sqrt{P_S}}{V_{CA}} \\ t_{on}(145,0.5) &= 1.163\times10^{-6} \\ t_{on}(108,10) &= 6.984\times10^{-6} \qquad [s] \end{aligned} \tag{III.4.2}$$

Puede apreciarse en la ecuación (III.4.2) que el intervalo de variación es reducido, de manera que un cambio pequeño en el tiempo de encendido se refleja incrementado en la tensión de salida; así, se ha supuesto que un cambio de 0.75 [μs] es suficiente para producir un cambio *significativo* en la tensión de salida, mientras que el doble (1.5 [μs]) representa un cambio *grande*. Como se dijo en la sección II.3.ii, las funciones de membresía que se emplearán para los conjuntos difusos de salida son tipo Singleton, para las cuales sólo se requiere conocer su posición. Se han definido cinco conjuntos difusos para la salida "Tiempo", estos son:

1. Decremento Alto: Singleton localizada en -1.5 [μs].
2. Decremento: Singleton localizada en -0.75 [μs].
3. No Cambio: Singleton localizada en 0.0 [μs].
4. Incremento: Singleton localizada en 75[μs].
5. Incremento Alto: Singleton localizada en 1.5 [μs].

Con base a lo anterior, se presentan en la figura III.4.3 los conjuntos difusos definidos para la salida de la máquina de razonamiento difuso. Al definir estos conjuntos también se está definiendo el intervalo de variación de la cantidad a añadir al tiempo de encendido.

Formato Numérico

Es conveniente comentar en este punto el formato numérico con que se trabajarán estos datos para así mostrar cómo se introducirá esta información en el microcontrolador. Sin embargo la estructura de

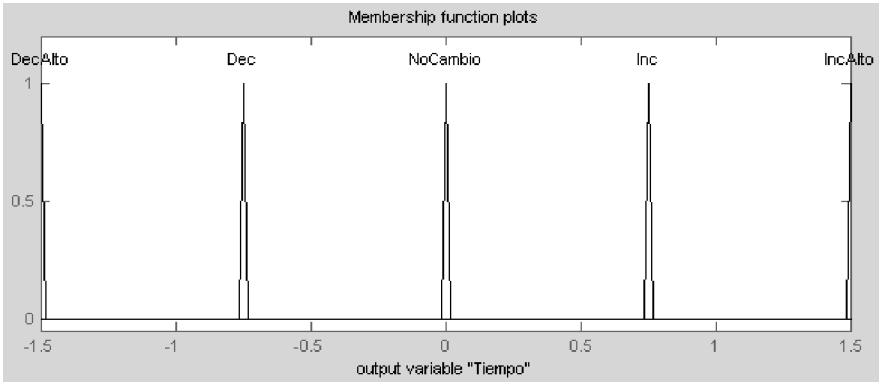


Figura III.4.3. Conjuntos difusos para la salida "*Tiempo*" [µs].

almacenamiento será comentada en detalle más adelante, aquí solamente se presenta la forma de representación de esta información en código hexadecimal.

En cuanto a la entrada, con la finalidad de no perder precisión en la lectura, se mantiene el formato tal como se recibe del convertidor analógico a digital. El convertidor que posee el microcontrolador PIC12F683 es de diez bits, si se ignoran los dos bits menos significativos se obtiene una conversión de 8 bits, donde el resultado de la conversión está dado por:

$$\begin{aligned} ADRES &= Entero\left\{\frac{2^n-1}{V_{\text{Ref}}}V_{Ent}\right\} \\ &= Entero\left\{\frac{2^8-1}{5}V_{Ent}\right\} \\ &= Entero\{51\cdot V_{Ent}\} \end{aligned} \qquad \text{(III.4.3)}$$

Por otro lado, la tensión de entrada al convertidor A/D es el resultado de escalar 8:1 la tensión de salida del convertidor flyback. Así, con base a la ecuación (III.4.3) se obtienen los vértices de las funciones de membresía de los conjuntos de entrada, estos son:

$$\begin{aligned} \text{Muy Baja} &= Ent\left\{51\left(\tfrac{16}{8}\right)\right\} \\ &= 0\times 66 \qquad [Hex] \\ \text{Baja} &= Ent\left\{51\left(\tfrac{21.6}{8}\right)\right\} \\ &= 0\times 8A \qquad [Hex] \\ \text{Nominal} &= Ent\left\{51\left(\tfrac{24}{8}\right)\right\} \\ &= 0\times 99 \qquad [Hex] \\ \text{Alta} &= Ent\left\{51\left(\tfrac{26.4}{8}\right)\right\} \\ &= 0\times A8 \qquad [Hex] \end{aligned} \qquad \text{(III.4.4)}$$

$$\begin{aligned}\text{Muy Alta} &= Ent\left\{51\left(\tfrac{30}{8}\right)\right\} \\ &= 0\times BF \qquad [Hex]\end{aligned}$$

Estos valores se encuentran en un formato numérico Q_0 no signado, lo que significa que no se reservan bits para la parte fraccionaria y los ocho bits representan la magnitud. Con la finalidad de mantener una buena resolución, los grados de verdad (que varían en el rango [0,1]) se representarán en formato Q_7 no signado, que reserva un bit para la parte entera y siete para la parte fraccionaria, por lo que pueden representarse cantidades en el intervalo [0, 1.992] con una resolución de 7.813×10^{-3}; empleando esta representación el '1' es igual a 0×80.

De acuerdo a la forma de representación de las funciones de membresía que se expone en la siguiente sección, se requiere conocer las pendientes de ascenso y descenso de los triángulos. Por otro lado, si se necesita que el formato numérico de los grados de pertenencia sea Q_7 y el formato numérico de la entrada es Q_0, entonces es conveniente que las pendientes estén en formato Q_7, de manera que no se realicen corrimientos adicionales tras haberse realizado la multiplicación. Para obtener la pendiente en dicho formato, habrá que obtenerla de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}M_n &= \frac{1_{Q_7}}{\Delta V_{Q_0}} \\ &= \frac{0\times80}{V_n - V_{n-1}}\end{aligned} \qquad \text{(III.4.5)}$$

Donde V_n es el vértice de cada función de membresía y M_n es la pendiente de ascenso del conjunto #*n*. Si se eligen los conjuntos de manera que se corten en 0.5, las pendientes de descenso son iguales a las de ascenso dado que las pendientes se almacenan en valor absoluto. Con base a lo anterior, las funciones de membresía para los conjuntos de entrada son:

Conjunto	*Vértice*	M_1	M_2
Muy Baja	0×66	0×00	0×03
Baja	0×8*A*	0×03	0×08
Nominal	0×99	0×08	0×08
Alta	0×*A*8	0×08	0×05
Muy Alta	0×*BF*	0×05	0×00

(III.4.6)

Como se verá más adelante, para la frecuencia a la que se operó el microcontrolador y por la configuración empleada para el módulo PWM, se posee una resolución de 125[ns] en el ajuste del tiempo de encendido.

Así, las funciones de membresía de salida (tipo singleton) pueden calcularse como sigue:

$$S_n = Ent\left\{\frac{PS}{0.125\times10^{-9}}\right\} \tag{III.4.7}$$

Donde *PS* es la posición de cada singleton, así los conjuntos difusos para la salida tiempo son:

$$\begin{aligned}
\text{Dec Alto} &= Ent\left\{\frac{-1.5\times10^{-6}}{0.125\times10^{-9}}\right\} \\
&= -0\times0C \qquad [Hex] \\
\text{Dec} &= Ent\left\{\frac{-0.75\times10^{-6}}{0.125\times10^{-9}}\right\} \\
&= -0\times06 \qquad [Hex] \\
\text{No Cambio} &= Ent\left\{\frac{0.0}{0.125\times10^{-9}}\right\} \\
&= 0\times00 \qquad [Hex] \\
\text{Inc} &= Ent\left\{\frac{0.75\times10^{-6}}{0.125\times10^{-9}}\right\} \\
&= 0\times06 \qquad [Hex] \\
\text{Inc Alto} &= Ent\left\{\frac{1.5\times10^{-6}}{0.125\times10^{-9}}\right\} \\
&= 0\times0C \qquad [Hex]
\end{aligned} \tag{III.4.8}$$

El núcleo de razonamiento, esto es, el conjunto de rutinas empleadas para implementar la máquina de razonamiento difuso en el microcontrolador fueron diseñadas para operar con números no signados, de manera que los conjuntos anteriores deberán ser modificados por un desplazamiento, de manera que todos sean positivos. Posterior a la evaluación de la máquina de razonamiento, este desplazamiento podrá ser eliminado y así obtener la salida adecuada. Aplicando un desplazamiento de 0×0C, se obtienen los conjuntos de salida como:

Conjunto	Dec Alto	Dec	No Cambio	Inc	Inc Alto
Singleton	0×00	0×06	0×0*C*	0×12	0×18

(III.4.9)

Reglas Difusas

Una vez conocidas las entradas y salidas difusas, se puede pasar a la presentación de las reglas difusas. Puesto que sólo hay una entrada a la

máquina de razonamiento, el antecedente de las reglas es sencillamente cada una de las variables o entradas difusas, por lo que se tienen 5 reglas, estas se plantearon de forma que el controlador incremente el tiempo de encendido si la tensión es menor a la nominal y lo reduzca si la tensión es más alta a lo deseado. De manera que las reglas son:

1. *If* Tensión *is* Muy Baja *Then* Tiempo *is* Incremento Alto.
2. *If* Tensión *is* Baja *Then* Tiempo *is* Incremento.
3. *If* Tensión *is* Nominal *Then* Tiempo *is* No Cambio.
4. *If* Tensión *is* Alta. *Then* Tiempo *is* Decremento.
5. *If* Tensión *is* Muy Alta *Then* Tiempo *is* Decremento Alto.

Dado que éste se trata de un controlador con una sola entrada, no tiene mucho sentido representar las reglas como una matriz. En la siguiente sección se presenta la forma en que se introduce esta información en el microcontrolador. Ahora que la base de conocimiento que conforma al sistema difuso ha sido definida, se presentan los resultados de la simulación, para dos entradas se obtendría la superficie de control, en este caso se obtiene sólo la curva de transferencia que se obtiene al evaluar la salida realizando un barrido al universo del discurso de la variable de entrada. Este sistema fue simulado empleando MATLAB y el resultado se muestra en la figura III.4.4.

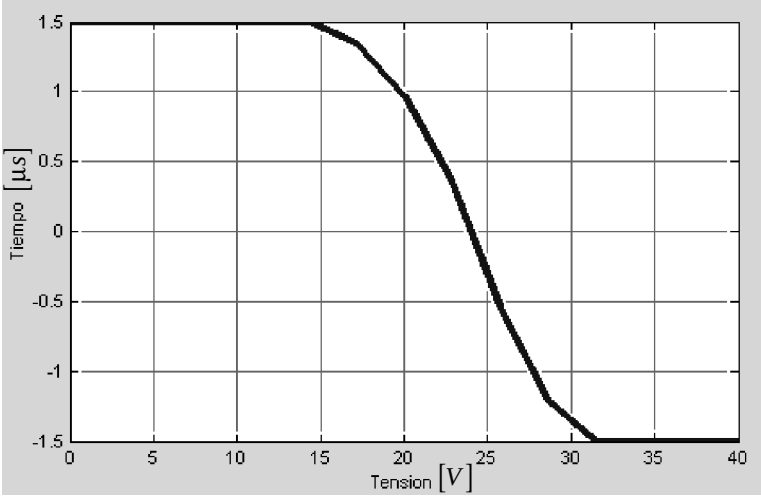


Figura III.4.4. Simulación en MATLAB de la curva de transferencia del controlador difuso.

Puede apreciarse en la figura III.4.4 que el control así implementado no es lineal, sin embargo es clara la *suavidad* del control, pues no existen cambios abruptos en la transferencia del controlador.

III.4.ii. Kernel o Núcleo del Controlador Difuso

Ahora que ha sido definido el controlador, es necesario plasmar aquí la forma en que se llevó la teoría a la práctica, es decir, cómo hace el microcontrolador para realizar el proceso difuso. Para esto se desarrolló un "Kernel" o "Núcleo" de control difuso, éste es un conjunto de rutinas y un bloque de memoria (RAM y ROM) que en conjunto se emplean para llevar a cabo cada una de las etapas del razonamiento. Gracias a la generalidad de este programa, es posible reutilizarlo para otros procesos, de ahí el nombre de núcleo, pues este conjunto de rutinas y memoria es lo que se requiere para implementar un sistema de control difuso. Una discusión detallada sobre las rutinas que conforman al núcleo, está fuera de los objetivos de este documento, se presentará en esta sección la forma en que debe emplearse el núcleo de control difuso además de los diagramas de flujo de las rutinas que lo conforman, sin embargo, con el objetivo de que este material sea completo, se presentan en un apéndice las rutinas comentadas que conforman al núcleo.

Como se dijo en la sección II.3.ii y como se muestra en la figura II.3.8, la máquina de razonamiento difuso (cuya implementación es el núcleo del controlador) está conformada por dos grandes bloques:

- Base de Conocimiento
- Máquina de Inferencia Difusa

Para la descripción de ambas se presenta antes la forma en que se accede a las localidades de memoria RAM, pues se define un bloque se direcciones que serán empleadas únicamente por y para la máquina de razonamiento difuso.

Memoria RAM: Variables de Entrada y Salida

El acceso a la memoria RAM empleada para almacenar los valores que toman las variables nítidas y difusas empleadas por la máquina de razonamiento, será principalmente mediante direccionamiento indirecto, esto es, se accederá a ellas a través del apuntador formado por el par de registros *FSR* (File Select Register, donde se almacena la dirección a acceder) e *INDF* (Indirect File, donde se lee el contenido de la localidad referida por el registro FSR). Las variables definidas son:

1. Entradas Nítidas: *CRISPIN*
2. Salida Nítida: *CRISOUT*

Apuntador	Contenido
CRISPIN	Entrada 1
	j
	Entrada N
CRISOUT	Salida
FUZZOUT	Salida Difusa 1
	j
	Salida Difusa M
FUZZINS	Entrada Difusa E_{11}
	j
	Entrada Difusa E_{1i}
	j
	Entrada Difusa E_{k1}
	j
	Entrada Difusa E_{kj}
Fin Reglas	$0 \times FF$

Tabla III.4.1. Declaración de apuntadores a memoria RAM.

3. Salidas Difusas: *FUZZOUT*
4. Entradas Difusas: *FUZZINS*

Como se muestra en la tabla III.4.1, se define el comienzo de cada bloque de memoria con la etiqueta correspondiente comenzando por las entradas nítidas, seguido de la salida nítida (con este núcleo sólo se puede evaluar una salida), luego las localidades correspondientes a las salidas difusas seguidas de las entradas difusas (se definen de forma consecutiva las localidades correspondientes a los conjuntos difusos de cada entrada). Posterior a la definición de las entradas difusas se encuentra una localidad en es iniciada con el valor 0×FF y está reservada para ser empleada por la rutina de evaluación de reglas (su contenido nunca es alterado). Con esta forma de definición, para acceder a cada una de las entradas y/o salidas nítidas o difusas se suma un desplazamiento al apuntador definido, así por ejemplo *FUZZOUT*+1 corresponde a la dirección de la salida difusa #2 y *FUZZINS*+(i-1) es a la última entrada difusa correspondiente a la primera entrada nítida.

Con esta forma de acceso a las localidades de memoria, el número de funciones de membresía para cada entrada es independiente, como lo es el número se salidas difusas y no se desperdicia memoria en el almacenamiento de funciones de membresía no empleadas (por ejemplo en una arquitectura diseñada para un número fijo de conjuntos por entrada).

Como se dijo, el acceso a estas localidades de memoria será principalmente a través de direccionamiento indirecto. Por ejemplo, la rutina siguiente es empleada por la rutina de evaluación de reglas para almacenar la condición inicial 0×00 a las salidas difusas.

```
            MOVLW       NO_MBFO         ;Inicia contador VAR1 con
            MOVWF       VAR1            ;el número de salidas difusas
            MOVLW       FUZZOUT         ;Carga el apuntador FSR con la
            MOVWF       FSR             ;dirección "salidas difusas"
LIMPIA
            CLRF        INDF            ;Limpia dirección apuntada x FSR
            INCF        FSR       ,F    ;Incrementa el apuntador
            DECFSZ      VAR1      ,F    ;Si VAR1-1=0 termina
            GOTO        LIMPIA          ;Si no, continúa limpiando
```

Memoria ROM: Implementación de la Base de Conocimiento

Ahora se tratará sobre el almacenamiento en memoria ROM, donde se almacena la base de conocimiento. Por su sencillez, se ha elegido emplear triángulos y funciones de forma *S* y *Z* para las funciones de membresía de entrada y Singleton para la salida. En la definición de un Singleton únicamente se almacena en memoria su posición dentro del universo, que estará ajustado a valores entre 0×00 y 0×FF. La forma que se empleó para definir los triángulos es a través de un punto y dos pendientes; esto es, se almacena el vértice del triángulo en el cual se tiene pertenencia igual a la unidad (y es donde cambian las pendientes) y las pendientes de ascenso y descenso de la función, como se muestra en la figura III.4.5. Nuevamente el universo está restringido al intervalo [0×00,0×FF]. La pertenencia unitaria $\mu = 1$ se ajustó a 0×80 (pues como se dijo, se emplea el formato numérico Q_7 no signado).

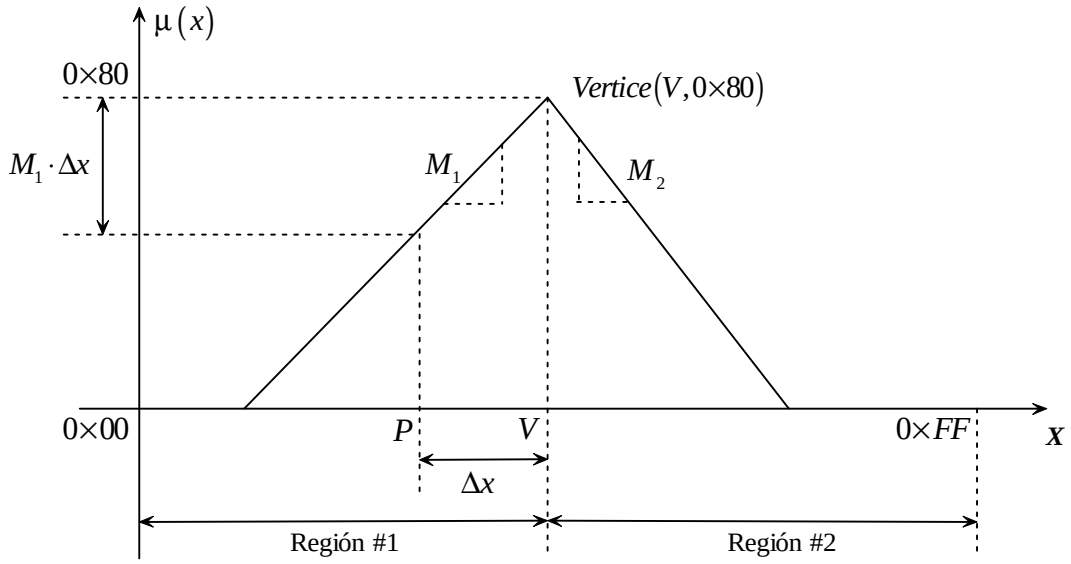


Figura III.4.5. Plantilla para la definición de una función de pertenencia tipo triánulo a partir del vértice y las dos pendientes.

Como puede verse en la figura III.4.5, con esta definición el universo queda dividido en dos regiones y se tiene una pendiente para cada una por lo que únicamente se realizará una sola multiplicación por cada función de membresía. El proceso de difusión es como sigue:

Supóngase que se requiere evaluar la pertenencia del elemento *P*, a un conjunto dado, se calcula la diferencia entre el elemento y el vértice del conjunto como: $\Delta x = P - V$.

- Si $\Delta x < 0$ entonces *P* está en la Región #1; se obtiene el valor absoluto de la diferencia Δx, entonces: $\Delta x = -1 \cdot \Delta x \quad y \quad M = M_1$.
- Si *no* entonces *P* está en la Región #2, así: $M = M_2$.
- Conociendo la diferencia Δx (positiva) y la pendiente M, se calcula la pertenencia al conjunto como: $\mu(P) = 0 \times 80 - M \cdot \Delta x$.
- Si *P* está fuera del soporte del conjunto, es decir, si el elemento que se está analizando *no pertenece* al conjunto, el resultado será negativo. Entonces, hay que limitarlo de manera que: Si $\mu < 0$ entonces: $\mu(P) = 0$.

Como se dijo, sólo se realiza una multiplicación en el proceso de evaluación de la pertenencia (y un complemento: $\Delta x = 0 - \Delta x$) para la región #1. Con esta forma de describir un triángulo, las funciones tipo *S* y *Z* se vuelven casos particulares, pues como se muestra en la figura III.4.6, podrá almacenarse el límite de su núcleo como si se tratase del vértice y hacer cero la pendiente adecuada. Así, para la función *Z* la pendiente $M_{Z1} = 0$, mientras que para la función *S* la pendiente $M_{S2} = 0$. Con lo anterior se posee un método para el empleo de tres de las funciones de pertenencia más empleadas.

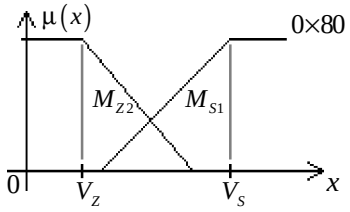


Figura III.4.6. Conjuntos *S* y *Z*.

Entradas Difusas

Es necesario almacenar en la memoria no volátil la información referente a los conjuntos difusos de entrada, como se dijo, será necesario almacenar tres datos por cada conjunto. La estructura del arreglo que se diseñó para almacenar en memoria ROM esta información se muestra en la tabla III.4.2.

Índice	0	1	2	3	4	5	6	...	15	16	17	18	...	22
Contenido	V_1	M_{11}	M_{12}	V_2	M_{21}	M_{22}	V_3	...	*0xFF*	V_1	M_{11}	M_{12}	...	*0xFF*
Significado	Ent1,Conj1			Ent1,Conj2			E...		*Fin Ent1*	Ent2,Conj1				*Fin Ent2*

Tabla III.4.2. Estructura de la tabla en ROM donde se almacenan los conjuntos de entrada.

Se aprecia en la tabla III.4.2 que los tres datos (Vértice y Pendientes de ascenso y descenso) están almacenados en forma consecutiva para todas las funciones de membresía para cada entrada nítida. Al final de cada bloque de información para una entrada nítida, la localidad que correspondería al vértice de la siguiente entrada difusa contiene el dato

0×FF, lo que indica a la rutina de Difusión que las funciones de pertenencia para la entrada actual han terminado y se puede proseguir con la siguiente entrada. De esta manera no se está limitado a mantener el mismo número de funciones de membresía para las entradas y como se dijo antes, tampoco se desperdicia memoria para almacenar funciones de membresía no utilizadas como pasa con una estructura con un número de conjuntos difusos fijo.

Al estar las pendientes en forma consecutiva, una vez que se determinó en que región se encuentra la entrada actual basta con sumar un desplazamiento de una o dos unidades al índice con el que se accedió al vértice para obtener la pendiente indicada y así proceder con la multiplicación.

La forma en que se implementó este arreglo, es como una tabla, o mejor dicho una rutina, con un argumento, el índice (que se muestra en la tabla III.4.2 con fines ilustrativos), en el registro de trabajo *W*, la rutina devuelve en el mismo registro el dato apuntado por el índice. La forma de realizar este tipo de acceso a tablas en ROM con el lenguaje ensamblador de Microchip, es tomar el índice y sumarlo como un desplazamiento al contador de programa; Al desplazarse el contador de programa, encontrará una instrucción de retorno de subrutina con una constante en el registro *W* "*RETLW*", así la implementación de la tabla es en realidad una lista de este tipo de instrucciones, se ha empleado la directiva *DT* (Define Table), que literalmente toma los argumentos y los coloca como se ha descrito. Con lo anterior, la base de conocimiento que se presenta en la ecuación (III.4.6) queda implementada como sigue:

```
. . .
            MOVF        INDICE      ,W    ;Carga W con el índice de acceso
            CALL        MBF_IN            ;Llama la tabla MBF_IN [INDICE]
            MOVWF       DATO              ;Almacena el dato devuelto
. . .

MBF_IN
            ADDWF       PCL         ,F    ;Añade el desplazamiento a PCL
            DT    0x66, 0x00, 0x03        ;Conj. Muy Baja
            DT    0x8A, 0x03, 0x08        ;Conj. Baja
            DT    0x99, 0x08, 0x08        ;Conj. Nominal
            DT    0xA8, 0x08, 0x05        ;Conj. Alta
            DT    0xBF, 0x05, 0x00        ;Conj. Muy Alta
            RETLW       0xFF              ;FIN- Fin de la entrada Tensión
. . .
```

En el código anterior se muestra también un ejemplo de la forma en que se realiza un llamado a la subrutina que contiene la base de conocimiento, en otras palabras, se presenta la forma de realizar un *acceso a tablas*.

Salidas Difusas

Con respecto a las funciones de membresía para las salidas difusas, esto es, la base de conocimiento para la desdifusión, se empleó exactamente la misma estructura que la que se acaba de presentar, con sólo dos diferencias, la primera es evidente, pues al tratarse de funciones Singleton simplemente se almacena su posición. La segunda diferencia, es una particularidad del núcleo de control que se elaboró, pues en este momento únicamente permite una salida así que no se indica en la tabla la terminación de las funciones de membresía, sino que se define una constante *NO_MBFO* con el número de funciones de membresía de la variable de salida. Así, la base de conocimiento que se presenta en la ecuación (III.4.9) queda implementada como sigue:

```
. . .

MBFOUT
            ADDWF       PCL         ,F    ;Añade el desplazamiento a PCL
            DT    0x00, 0x06, 0x0C, 0x12  ;Dec Alto, Dec ,No Cambio, Inc
            DT    0x18                    ;Inc Alto
. . .
```

Reglas Difusas

Ya que se ha presentado la estructura empleada para la memoria RAM empleada por el núcleo de control para realizar el proceso difuso, es posible describir la estructura empleada para el almacenamiento de la base de conocimiento que corresponde a las Reglas. Ésta también es una tabla, en la que se almacenan las direcciones de las variables difusas a acceder. Cada bloque correspondiente a una regla comienza con las direcciones de las entradas difusas (el antecedente), seguidas de la dirección de la salida difusa afectada (el consecuente). Como se presentó en la ecuación (II.3.15), la estructura de las reglas es la siguiente:

$$\mathrm{IF}\left(\mathrm{Ent}_1 \text{ is } \mathrm{Ent}_{1i}\right) AND \left(\mathrm{Ent}_2 \text{ is } \mathrm{Ent}_{2j}\right) AND \; \mathbf{i} \; AND \left(\mathrm{Ent}_N \text{ is } \mathrm{Ent}_{Nk}\right) THEN \left(\mathrm{Sal} \text{ is } \mathrm{Sal}_1\right) \qquad \text{(III.4.10)}$$

Donde *N* es el número de entradas nítidas a la máquina de inferencia difusa; así, en la base de conocimiento para una regla habrá tantas direcciones referidas a entradas difusas como entradas nítidas haya.

En la tabla III.4.3 se muestra el arreglo empleado para almacenar las reglas. Como se puede apreciar, se requieren de *N+1* localidades de memoria por cada regla. Al final de la tabla se encuentra una dirección que apunta a una localidad después de las entradas difusas, que como se

Índice	0	…	2	3	4	…	6	7	..	45
Contenido	Dir. Ent_{11}	…	Dir. Ent_{21}	Dir. Sal_1	Dir. Ent_{12}	…	Dir. Ent_{21}	Dir. Sal_2	...	*Dir. FIN*
Significado	Regla #1				Regla #2				…	*FIN REGLAS*

Tabla III.4.3. Estructura empleada para el almacenamiento en ROM de las Reglas Difusas.

mencionó su contenido es 0×FF. De esta manera cuando la rutina de evaluación de reglas apunta hacia dicha dirección y encuentra 0×FF en su contenido, esto le indica el fin del proceso de evaluación y continúa con la rutina de desdifusión.

En el caso del corrector del factor de potencia, con una sola entrada y cinco conjuntos difusos, sólo se tienen 5 reglas, entonces se requerirán de 11 localidades de memoria. La implementación de la tabla donde se almacenan las reglas es como se muestra a continuación:

```
FUZRUL
            ADDWF       PCL          ,F
            DT    FUZZINS+0, FUZZOUT+4    ;R01 If Muy Baja then Inc Alto
            DT    FUZZINS+1, FUZZOUT+3    ;R02 If Baja     then Inc
            DT    FUZZINS+2, FUZZOUT+2    ;R03 If Nom      then No Cambio
            DT    FUZZINS+3, FUZZOUT+1    ;R04 If Alta     then Dec
            DT    FUZZINS+4, FUZZOUT+0    ;R05 If Muy Alta then Dec Alto
            RETLW FUZZINS+5               ;FINAL DE LAS REGLAS
```

Máquina de Inferencia Difusa

Ahora que se ha tratado la estructura y forma de acceso a la memoria RAM donde se almacenarán los grados de pertenencia de las variables difusas y la estructura y modo de empleo de la base de conocimiento almacenada en memoria ROM, es posible abordar la estructura de cada etapa que conforma la máquina de inferencia difusa para así completar la descripción de la implementación de la Máquina de Razonamiento Difuso. La máquina de inferencia está compuesta por tres bloques:

1. Difusión
2. Evaluación de Reglas
3. Desdifusión

A continuación se tratará cada una de estas etapas con una breve descripción de su funcionamiento y objetivos, apoyándose en su diagrama de flujo. Con el objetivo de no incrementar innecesariamente la extensión del cuerpo de este documento, en este punto no se presentará el código de cada rutina, sin embargo con la finalidad de que esta presentación sea completa el código se incluye en el apéndice A.1 junto con el resto del programa que se grabó en el microcontrolador.

Rutina de Difusión

Al comenzar esta rutina deberán encontrarse en las localidades correspondientes los valores actuales de las entradas nítidas (*CRISPIN*). La rutina de difusión realiza el mapeo o transformación de las entradas nítidas a sus correspondientes conjuntos difusos (*FUZZINS*), mismos que son las entradas al proceso de evaluación de reglas, por lo tanto, al finalizar se encontrarán en las localidades destinadas a este fin, los grados de pertenencia de cada entrada difusa.

En la figura III.4.7 se presenta el diagrama de flujo de esta rutina. Se aprecia que comienza dando valores iniciales a los apuntadores a memoria RAM: *FUZZINS* y *CRISPIN*. Los microcontroladores de la gama media de Microchip (a la cual pertenece el PIC12F683) sólo disponen de un juego de registros de direccionamiento indirecto (*FSR*, *INDF*) por lo que en la práctica es necesario realizar un cambio de apuntadores para acceder a *CRISPIN* en lugar de *FUZZINS*. Por claridad y simplicidad, aquí se le tratará como si se tratase de dos apuntadores independientes. También se inicia el índice de acceso a memoria ROM con el cual se llamará la rutina *MBF_IN* para la obtención de la información de las funciones de membresía para cada entrada. Para detener la rutina, se emplea un contador correspondiente al número de entradas nítidas que han sido procesadas.

Una vez que se tiene el valor de la entrada en la variable "*Entrada*", se procede al mapeo de este valor a cada una de las entradas difusas correspondientes a la entrada nítida actual. Al acceder al vértice de una función de membresía y obtener 0×FF termina el proceso para la entrada actual, se decrementa el contador de entradas y si no es cero se procede con otra entrada incrementando el apuntador a las entradas y el índice de acceso a ROM. Si se encuentra que el contador es cero, entonces se han procesado todas las entradas y termina el proceso de difusión.

Rutina de Evaluación de Reglas

Como entradas para esta rutina, deberán estar actualizados los grados de pertenencia para cada entrada difusa, acción que realiza la rutina de Difusión. El objetivo es evaluar las reglas y con cada una actualizar el grado de pertenencia para cada salida difusa. Al final las salidas difusas tendrán el grado de pertenencia correspondiente a las entradas difusas actuales. Se ha comentado ya la estructura de las reglas, para evaluarlas, la rutina obtiene de la base de conocimiento la dirección de las entradas

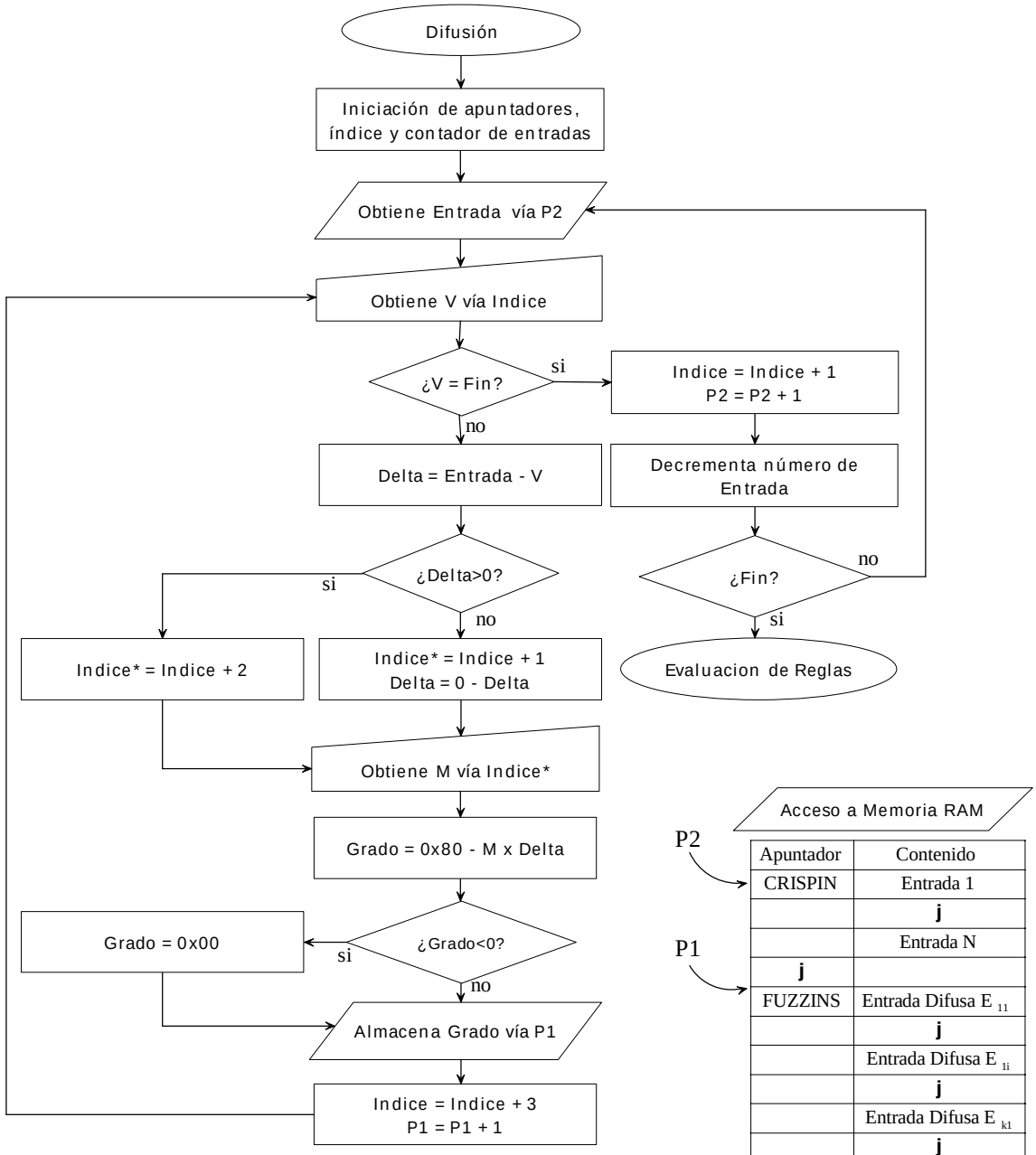


Figura III.4.7. Diagrama de flujo de la rutina de *difusión;* en la práctica, se alterna el acceso a *P1* y *P2* con el mismo juego de registros *FSR* e *INDF*.

y a través de un apuntador obtiene el mínimo (pues se emplea el operador *Min* para la *AND*) de sus grados de pertenencia. Luego este resultado es agregado (empleando el operador *Max*) al contenido de la dirección de salida, también obtenida de la base de conocimiento.

En la figura III.4.8 se muestra el diagrama de flujo de esta rutina. Se aprecia que la rutina comienza iniciando el índice de acceso a la base de conocimiento e iniciando las salidas difusas a cero (la rutina que realiza esta iniciación se presentó como ejemplo del acceso a memoria *RAM*). Como la agregación corresponde al operador *Max*, el antecedente de la primera regla que afecte a cada salida difusa se sobrescribirá en esta condición inicial.

Posteriormente, la rutina comienza iniciando un contador de entradas, empleado para conocer en qué momento se han obtenido todas las entradas para cada regla. También se inicia el antecedente de la regla (almacenado en la variable *Dato*) con 0×FF, este valor será sobrescrito por la primera entrada de la regla, al obtener el *mínimo* entre este valor y el de la entrada. Ambas condiciones iniciales se escriben cada que se comienza la evaluación de una regla.

Para obtener el valor de cada entrada, se carga la dirección obtenida de la base de conocimiento al apuntador *P1* (*FSR*) y accede a su contenido (vía el registro *INDF*). Si el contenido de esta localidad es 0×FF, las reglas han finalizado y continúa con la desdifusión, si no, se obtiene el mínimo entre este valor y el antecedente de la regla (*Dato*). Hecho esto se incrementa el índice de acceso a ROM y se decrementa el contador de entradas restantes, si es cero implica que se han tomado todas las entradas para la regla presente y se continúa con la agregación. Si no es así se repite el proceso para otra entrada.

Cuando se han obtenido todas las entradas de la regla se accede a la base de conocimiento, que devuelve la dirección de la salida difusa afectada por la regla y se incrementa el índice de acceso. Para la agregación se obtiene el *máximo* entre el antecedente de la regla y el contenido de la localidad apuntada por la dirección que se obtuvo de la base de conocimiento. Realizada la agregación se procede a la evaluación de otra regla.

Rutina de Desdifusión

Para ejecutar esta rutina antes habrán de ser evaluadas las salidas difusas, esto es, el proceso de evaluación de reglas debió ejecutarse antes de ejecutar esta rutina. El objetivo es obtener el valor característico o

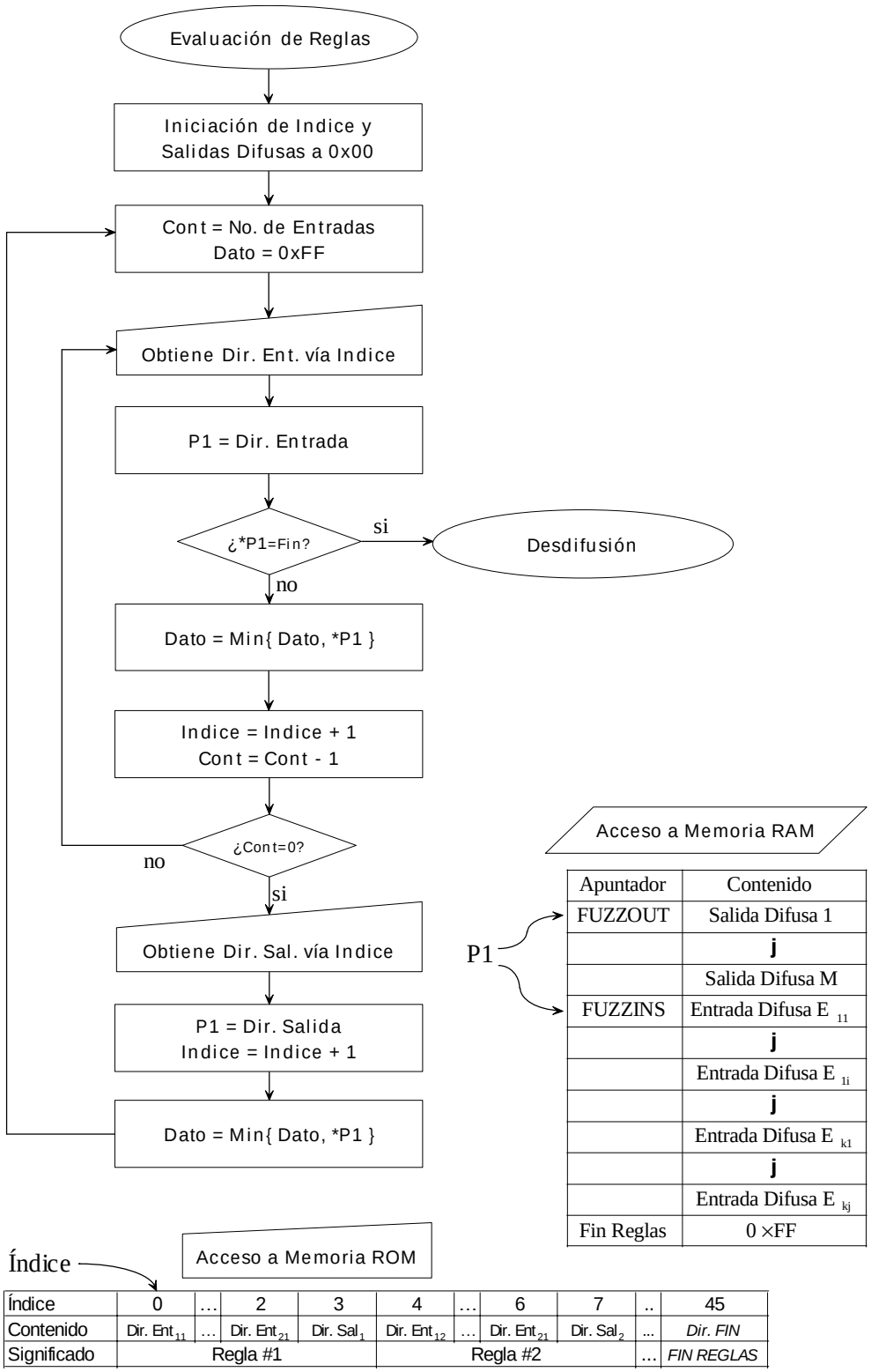


Figura III.4.8. Diagrama de flujo de la rutina de *evaluación de reglas; *P1* se refiere al contenido de la localidad apuntada por *P1* (*FSR*), esto es, **P1 = INDF*.

bien, aquel elemento único del universo del discurso que a represente a las salidas difusas. Este valor es *la salida nítida* de la máquina de razonamiento difuso. Como se ha dicho, el método de desdifusión empleado es el "Centro de Gravedad" o *COG*, para el cual se requiere la evaluación de la siguiente expresión:

$$X^* = \frac{\sum_{i=1}^{N} X_i \mu_i}{\sum_{i=1}^{N} \mu_i} \qquad \text{(III.4.11)}$$

Este método de desdifusión es una forma de evaluar el centroide, de forma discreta; se observa en a ecuación (III.4.11) que el numerador es similar a la ejecución de una instrucción *MAC*, "Multiplica y Acumula" entre las salidas difusas y su grado de pertenencia, mientras que el denominador es sencillamente la suma de los grados de pertenencia para todas las salidas difusas. En la figura III.4.9 se presenta el diagrama de flujo de esta rutina.

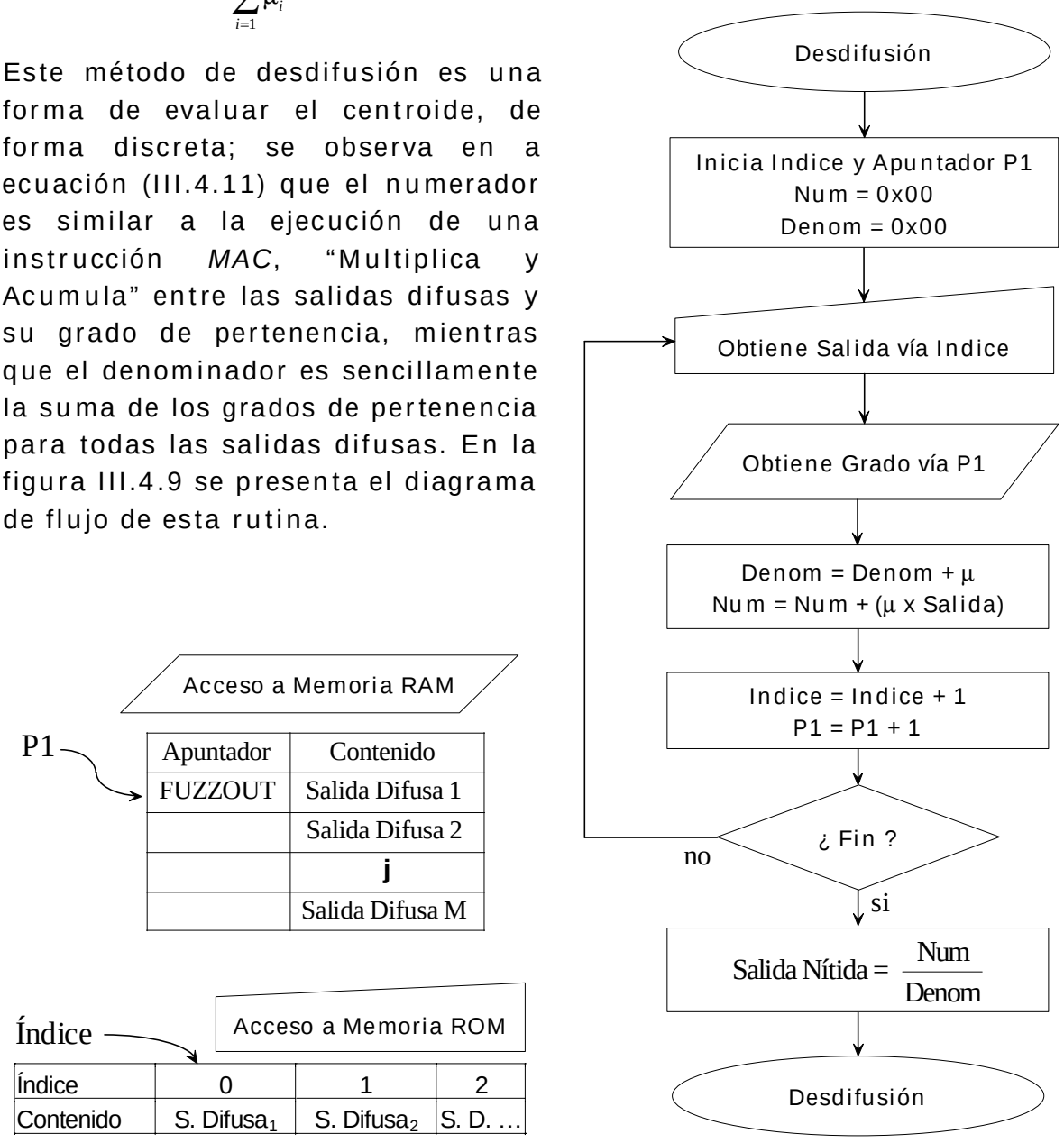


Figura III.4.9. Diagrama de flujo de la rutina de *desdifusión*. Esta rutina emplea el índice como contador para determinar el número de salidas difusas que han sido procesadas.

La rutina comienza iniciando con cero los argumentos de la división, el apuntador *P1* (*FSR*) a *FUZZOUT* y el índice a cero. Hecho esto, se accede a la base de conocimiento para obtener la posición del Singleton correspondiente a la salida actual y a través del registro *INDF* se obtiene su grado de pertenencia, mismo que es sumado al denominador. Se multiplica el Singleton con su grado de pertenencia y con el resultado se realiza una suma de 16 bits para obtener la suma parcial correspondiente al numerador. Se incrementa el índice de acceso a la base de conocimiento y se incrementa el apuntador a los grados de pertenencia. La rutina termina cuando se han procesado todas las salidas difusas, lo que se determina revisando si el índice de acceso es igual al número de salidas, para ello se declara una constante (*NO_MBFO*) con la que se compara el índice.

Al finalizar el ciclo, se llama una rutina de división en punto fijo, cuyos argumentos son dos registros de 8 bits para el numerador y uno para el denominador; el resultado es también de 16 bits y un byte para el residuo, que es ignorado. El resultado (al igual que los conjuntos de salida) siempre estará en el rango [0×00,0×FF], razón por la que también puede ignorarse el byte más significativo del cociente.

De lo anterior se deduce que se emplean dos rutinas auxiliares, una rutina de multiplicación y una rutina de división; estas no se presentarán en este punto, solamente se presentará su código junto con el resto del programa en un apéndice al final de este documento. Con esto se ha concluido con la presentación del Núcleo del controlador o bien la implementación de la Máquina de Razonamiento Difuso. En la siguiente sección se presentará la forma en que se vincula este Núcleo con el convertidor físico, es decir, si lo anterior es el cerebro del controlador, en la siguiente sección se presentará su cuerpo.

III.4.iii. Implementación del Controlador, Cuerpo del Programa

En las dos secciones precedentes se han descrito tanto el sistema difuso como la implementación de la máquina de inferencia difusa, misma que constituye el corazón o núcleo del controlador. La unión de la máquina de inferencia y la base de conocimiento, a lo que en la sección II.3.ii se denominó la máquina de razonamiento difuso, constituyen el cerebro del controlador, en esta sección se aborda el cuerpo del controlador, esto es, las dos conexiones del núcleo con el mundo exterior: la entrada de la realimentación y la salida de la acción de control. El Núcleo de control

que se desarrolló es suficientemente general, como para trasladarse a cualquier microcontrolador de la gama media de Microchip y no es complicado trasladarlo a la gama *mejorada* (los PIC de la familia 18), lo cual puede ser una solución atractiva para problemas de control más elaboradas, pues al trasladar el Núcleo a este ensamblador (y con los recursos del procesador de la gama mejorada), su desempeño mejora mucho. Por esta razón hasta ahora no se ha hecho mucha referencia al microcontrolador en particular que se empleó. En este punto es necesario conocer el microcontrolador en el que se implementó el sistema de control y los recursos con los que cuenta.

No se pretende presentar una descripción detallada de la arquitectura del microcontrolador o del funcionamiento de cada uno de sus periféricos, pues un tratamiento de esta clase está fuera de los objetivos de este documento. Se presentara una breve descripción de los periféricos y recursos empleados, enfatizando la forma en que se emplearon para lograr el objetivo de controlar el corrector del factor de potencia.

Como se mencionó antes, el microcontrolador seleccionado es el PIC12F683, cuya arquitectura interna se muestra en la figura III.4.10, donde los periféricos y terminales sombreados son los que se emplean en el sistema de control.

Se aprecia en la figura III.4.10 que pese a lo reducido de este dispositivo, no se han utilizado todos sus recursos, por lo que aún podría empleársele si se requiriese controlar un sistema más complicado. Se muestra sombreado el bloque del oscilador RC interno, éste no es un periférico, sin embargo se le ha resaltado pues gracias a este recurso, se puede emplear el microcontrolador sin reloj externo, lo que no sólo reduce la cantidad de componentes externos, sino que libera terminales para así poder darles otro uso.

Adquisición y Acondicionamiento de la Tensión de Salida

Como se presentó en la sección III.2.iii, la tensión de salida es escalada mediante un divisor resistivo, para ser llevada a un intervalo adecuado para el convertidor analógico a digital del microcontrolador. En la figura III.4.11 se presenta la estructura interna de este periférico.
Se aprecia que éste es un convertidor con 10 bits de resolución, aunque se ha elegido la “justificación izquierda”, lo que significa que los 8 bits más significativos se encuentran en el registro *ADRESH*, mientras que los dos bits menos significativos de encuentran en los bits *ADRESL<7:6>* con lo que puede tomarse el resultado como si se tratase de un convertidor de

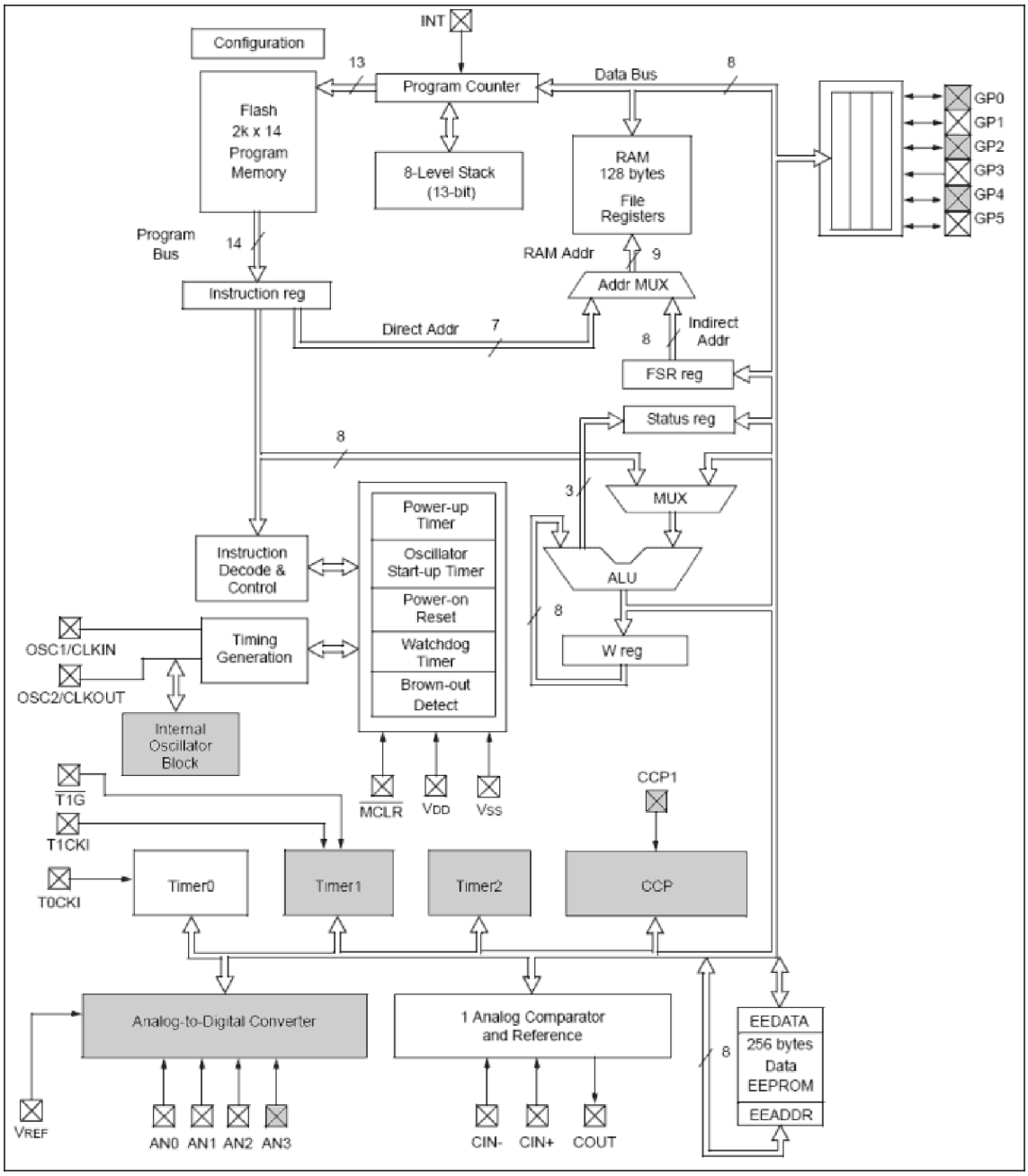


Figura III.4.10. Estructura interna y periféricos del microcontrolador PIC12F683; los recursos que son empleadas se muestran sombreadas.

ocho bits. La terminal empleada en la adquisición es la correspondiente al canal #3 del convertidor (*AN3*) y la referencia de conversión se ha seleccionado como V_{DD}, que es igual a 5[V], de manera que como se mencionó, el convertidor entregará un resultado de 0×FF para 5[V] de entrada. Para la configuración de este periférico es necesario configurar además el puerto *GPIO*. En la tabla III.4.4 se muestran los registros involucrados en la configuración del puerto y del convertidor A/D.

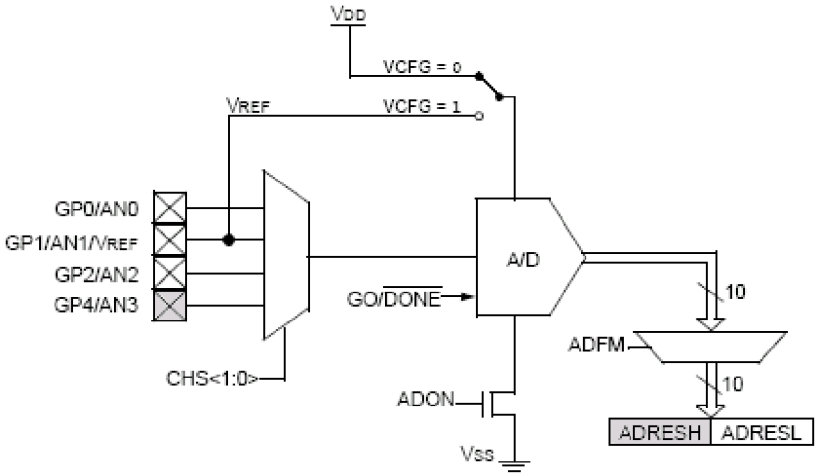


Figura III.4.11. Estructura interna del convertidor analógico a digital.

El registro *TRISIO* configura la dirección del flujo de la terminal correspondiente, es decir, configura cada terminal del puerto como entrada o salida (excepto *GP3* que únicamente puede ser entrada). Para configurar una terminal como entrada analógica es necesario programarla también como entrada pues con ello se activa el estado de alta impedancia, para configurar una terminal como entrada se grabará un '1' en el bit correspondiente. Entonces a este registro se carga el valor 0×18, lo que configura como entradas las terminales *GP3* y *GP4* (*AN3*).

El registro *ANSEL* configura individualmente las terminales que han de emplearse como entradas analógicas (grabando un '1' en cada uno de los bits *ANS<3:0>*) y el reloj de conversión con los bits *ADCS<2:0>*. La frecuencia de operación del microcontrolador, en base al oscilador RC interno es de 8 [MHz], con un valor de 0×05 el tiempo de conversión es $T_{AD} = 16 \cdot T_{OSC}$, esto es, $T_{AD} = 2[\mu s]$ que es el mínimo recomendado por el fabricante. Con esto, al convertidor le llevará aproximadamente $22[\mu s]$ $(11 \cdot T_{AD})$ en realizar una conversión. Así el valor cargado al registro *ANSEL* para habilitar únicamente el canal #3 como entrada analógica es: 0×58. Otro periférico que hace uso de las terminales analógicas es el comparador analógico, dado que éste no será empleado es necesario *apagarlo*. Los bits *CM<2:0>* del registro *CMCON0* configuran el modo de operación del comparador, iniciarlo como 0×07 apaga el periférico.

Registro	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
TRISIO			TRISIO5	TRISIO4	TRISIO3	TRISIO2	TRISIO1	TRISIO0
ANSEL		ADCS2	ADCS1	ADCS0	ANS3	ANS2	ANS1	ANS0
CMCON0		COUT		CINV	CIS	CM2	CM1	CM0
ADCON0	ADFM	VCFG			CHS1	CHS0	GO/$\overline{\text{DONE}}$	ADON

Tabla III.4.4. Registros de configuración del puerto de entrada/salida y el convertidor A/D.

Finalmente, el registro *ADCON0* configura la operación del convertidor. El bit *ADFM* controla la justificación, con '0' se selecciona la justificación izquierda. El bit *VCFG* selecciona la referencia del convertidor, con '1' la referencia es la entrada $AN1/V_{REF}$, con '0' la referencia es la tensión de alimentación. Los bits *CHS<1:0>* seleccionan el canal de entrada *actual*, para seleccionar el canal 3, se graba un valor 0×03. El bit *ADON* enciende el convertidor, mientras que el bit $GO/\overline{DONE}$ comienza una conversión al ser puesto a '1' y vuelve a cero al finalizar la conversión. El valor grabado a este registro es 0×0D.

Como sólo se tiene una entrada y ya está seleccionado el canal, para obtener la tensión de salida habrá que encender el bit *ADCON0<1>* y esperar a que finalice la conversión revisando el mismo bit, o bien mediante la interrupción del CAD, que interrumpe al procesador al finalizar la conversión; ésta última es la estrategia empleada como se presentará más adelante.

La tensión que se mide a la salida del convertidor necesita ser acondicionada, además de ser escalada y filtrada como se mostró en la sección III.2.iii, pues el filtro formado por la resistencia de salida del divisor de tensión con que es escalada y el capacitor de salida de este divisor (figura III.2.14) tienen la finalidad de eliminar el ruido de conmutación que pudiese existir; sin embargo, el rizo de baja frecuencia aun está presente y éste representa ruido que puede afectar al controlador, además la que se desea controlar el la tensión promedio. Con la finalidad de no incrementar la cantidad de componentes externos al microcontrolador (o de incrementar su tamaño innecesariamente) se ha empleado otro filtro para la obtención del valor medio de la tensión de salida, pero éste es un filtro digital conocido como filtro de media móvil o promediador. En la figura III.4.12 se muestra un filtro de este tipo.

Este filtro debe su nombre al hecho de que toma las *N* últimas muestras de la onda a procesar y obtiene su promedio; cada que se toma una nueva muestra se elimina la última, por lo que el promedio se *mueve* en el tiempo. En términos del procesamiento digital de señales, éste es un filtro de respuesta finita al impulso o filtro FIR (del inglés finite impulse response) cuyo orden es igual a la cantidad de muestras a procesar y cuyos coeficientes son todos iguales a $\frac{1}{N}$. La acción de promediado en este caso es equivalente a la convolución de la onda de entrada con la respuesta impulso del filtro, la convolución está dada como:

$$v_S(nT_S) = \sum_{k=0}^{N-1} v_E(kT_S)\, h\left[(n-k)T_S\right] \qquad \text{(III.4.12)}$$

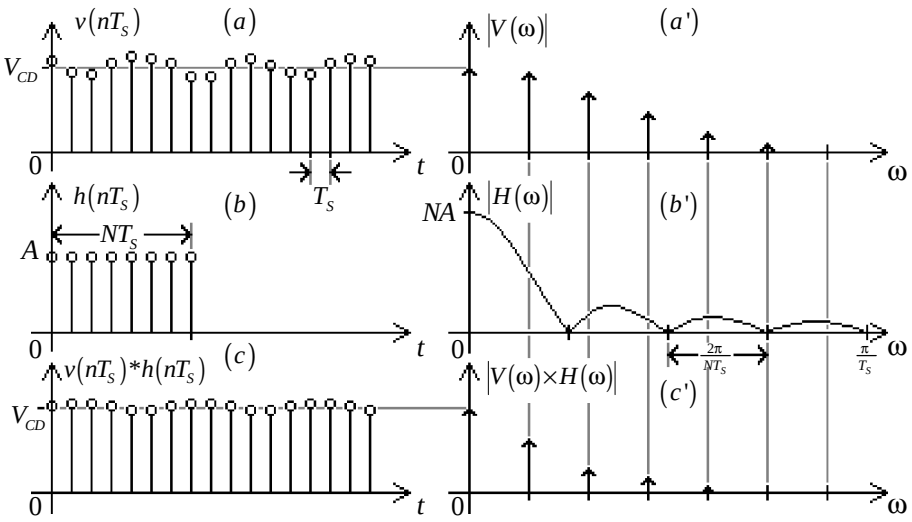


Figura III.4.12. Formas de onda y espectros de frecuencia relacionadas con el empleo de un filtro de media móvil.

La inversión del tiempo (-k) a la que es sometida $h(nT_S)$ equivale a un giro de 180° respecto del eje vertical, pero gracias a que esta secuencia es simétrica, la inversión no tiene efecto práctico. Luego, la suma ponderada de las *N* muestras de la tensión de entrada entregan como resultado el promedio de las *N* muestras, con lo que puede afirmarse que el filtro de media móvil es un filtro FIR cuya respuesta al impulso es un pulso de duración $D = N \cdot T_S$ y amplitud $\frac{1}{N}$, donde T_S es el periodo de muestreo. Esto se muestra en la figura III.4.12(b).

La transformada de Fourier de la función pulso es una función *Sinc* que cruza por cero cada $\frac{1}{D}$. Entonces, la respuesta en frecuencia de este filtro es una función *Sinc* que cursa por cero cada $\frac{1}{N} f_S$, como se presenta en la figura III.4.12(b'). Se muestra además el resultado de la aplicación de un filtro de media móvil, la figura se incluye con fines ilustrativos y resulta claro que no se encuentra a escala.

Se mostró en la sección III.1.i que el rizo que se desea eliminar de la tensión de salida tiene una frecuencia fundamental de 120[Hz], pero no es *exactamente* senoidal. La variación de la energía almacenada en el capacitor de salida del flyback sí es senoidal, pero la tensión de salida está dada por:

$$\begin{aligned} V_S &= \sqrt{\frac{2E_C}{C_S}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_{CD}}{C_S} + \frac{2E_{rizo}}{C_S} \cdot Sen\left(\tfrac{2\pi}{120} t\right)} \quad [V] \end{aligned} \tag{III.4.13}$$

Dado que el rizo de la tensión no es senoidal, poseerá cierto contenido armónico, aunque bajo. Se eligió la frecuencia de muestreo suficientemente alta, como para que la frecuencia de Nyquist $f_{Nq} = \frac{1}{2} f_S$ sea unas cuatro veces mayor a 120[Hz] para incluir la mayor parte de su contenido armónico. Se seleccionó una frecuencia de muestreo de 960[Hz]. Por otro lado, se aprovecha que la respuesta del filtro cae a cero y se ajustarán estas caídas a las frecuencias que se desean eliminar. La frecuencia a eliminar es 120[Hz] y las frecuencias de cruce son $\frac{1}{N} f_S$, entonces:

$$\begin{aligned} N &= \frac{f_S}{f_{\text{eliminar}}} \\ &= \frac{960}{120} \\ &= 8 \end{aligned} \qquad \text{(III.4.14)}$$

En la figura III.4.13 se presenta la respuesta en frecuencia del filtro empleado. Puede apreciarse que con este método, la fundamental del rizo, junto con sus armónicas se verá altamente atenuada, de manera que el rizo será prácticamente eliminado.

Con lo anterior, se tiene que la tensión de salida deberá ser muestreada a una frecuencia de 960[Hz] y promediada con las siete muestras anteriores. Para la generación de la frecuencia de muestreo es necesario interrumpir al procesador cada 1.042[ms]. Esto se logró mediante el empleo del temporizador *TMR1*.

El módulo *TMR1* es un contador/temporizador de 16 bits; puede operar a partir del reloj interno o de una fuente de reloj externa, además posee

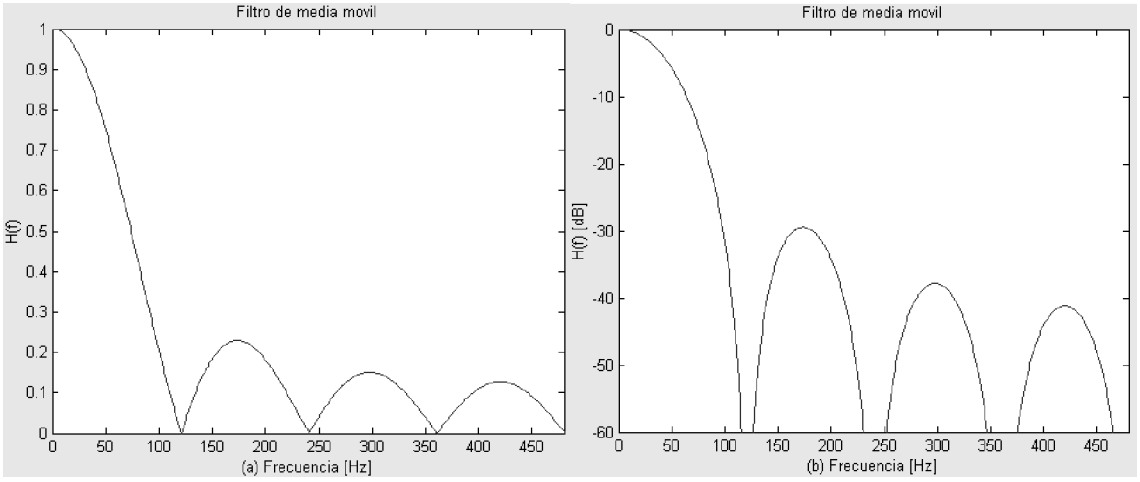


Figura III.4.13. Respuesta en frecuencia de un filtro de media móvil de octavo órden con $f_S = 960[Hz]$ a) Adimencional b)Tranferencia en [dB].

una compuerta (o *gate* que hace las veces de un habilitador) y genera una interrupción al desbordarse de 0×FFFF a 0×0000. La forma en que se empleó es muy sencilla; los registros del temporizador *TMR1H:TMR1L* se inician con un valor adecuado y se deja que siga la cuenta y al desbordarse interrumpirá al procesador. En la rutina de servicio a la interrupción será recargado nuevamente, obteniéndose así una interrupción periódica de la frecuencia deseada.

En la figura III.4.14 se muestra el diagrama de este temporizador, se muestran sombreados los recursos que son empleados y se ha resaltado la trayectoria del reloj. Se aprecia que no se emplea ni el oscilador externo, ni la compuerta (que actúa a manera de habilitador) por lo que la operación es muy básica. En la tabla III.4.5 se muestra el registro de control *T1CON* con que se configura este periférico.

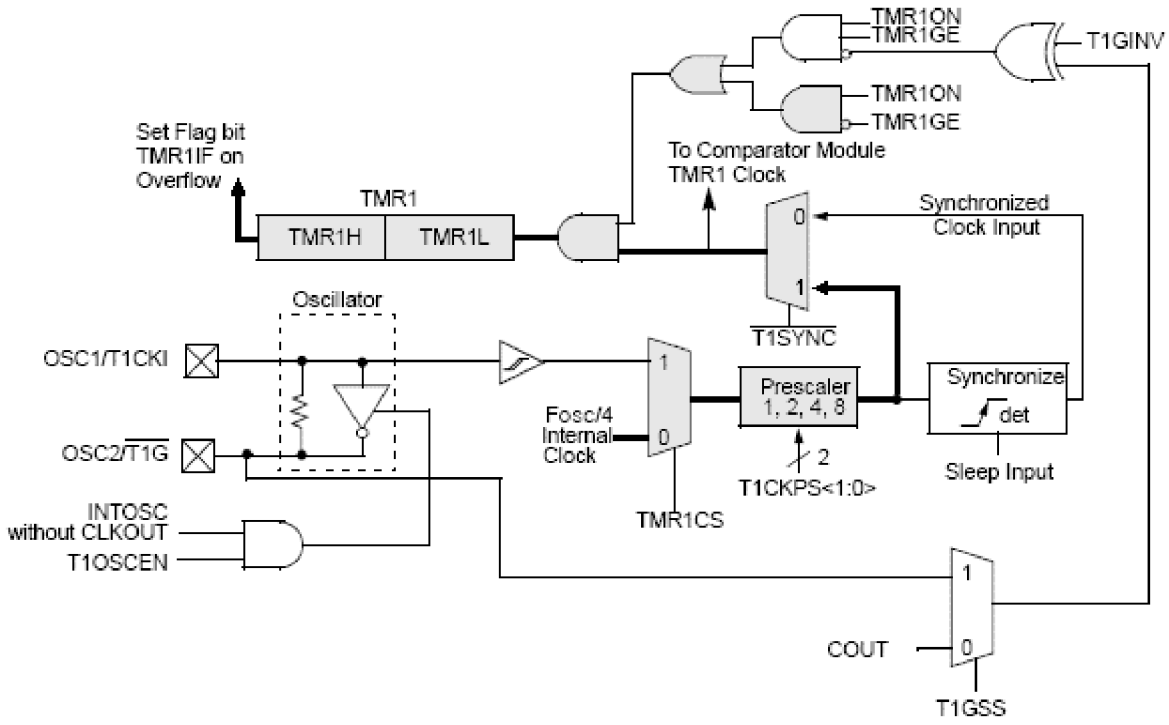


Figura III.4.14. Estructura interna del temporizador / contador TMR1.

Con un ‘0’ en el bit *TMR1GE* se deshabilita el circuito de compuerta. Los bits *T1CKPS<1:0>* configuran el pre-escalador, almacenando un 0×03 se selecciona una escala 1:8. El bit *T1OSCEN* es puesto a ‘0’ para deshabilitar el circuito del oscilador y con el bit *TMR1CS* (también a ‘0’) selecciona la fuente de reloj a partir de oscilador interno, de manera que el registro *T1CON* se inicia con 0×30 y se enciende (*T1MR1ON*) al finalizar la configuración del controlador. Con lo anterior, se obtiene que el reloj del temporizador #1 será:

$$\begin{aligned} T_{TMR1} &= Escala \cdot 4T_{OSC} \\ &= 8 \times 4\left(0.125 \times 10^{-6}\right) \\ &= 4 \times 10^{-6} \qquad [s] \end{aligned} \tag{III.4.15}$$

Entonces, para generar el periodo de muestreo, se tiene:

$$\begin{aligned} N_{T1} &= Ent\left\{\frac{T_S}{T_{TMR1}}\right\} \\ &= Ent\left\{\frac{1.042 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-6}}\right\} \\ &= 260 \qquad [ciclos] \end{aligned} \tag{III.4.16}$$

La cantidad de ciclos obtenidos con la ecuación (III.4.16) son los ciclos que deberán transcurrir antes de que el temporizador se desborde, entonces, el valor de recarga se calcula como:

$$\begin{aligned} \text{REL\_T1} &= 0 \times FFFF - N_{T1} \\ &= 0 \times FFFF - 0 \times 0104 \\ &= 0 \times FEFB \qquad [Hex] \end{aligned} \tag{III.4.17}$$

Con lo anterior se tiene un mecanismo para la generación de la base de tiempos, para hacerlo de forma periódica, como se dijo, se empleó la interrupción de desborde del temporizador. En la figura III.4.15 se muestra la lógica de interrupciones del PIC12F683, sólo se ha simplificado la interrupción por cambio de estado lógico (*IOC*, del inglés interrupt on change) que de forma global se habilita con el bit *GPIE*; se muestran sombreadas las interrupciones que se han empleado.

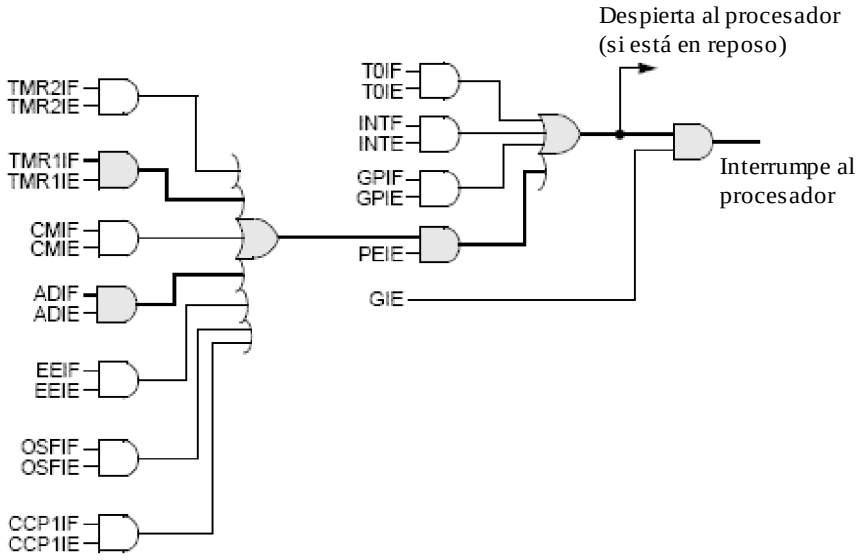


Figura III.4.15. Circuito equivalente de la lógica de interrupciones del PIC12F683.

Registro	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
T1CON	T1GINV	TMR1GE	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	$\overline{\text{T1SYNC}}$	TMR1CS	TMR1ON
INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	GPIE	T0IF	INTF	GPIF
PIE1	EEIE	ADIE	CCP1IE		CMIE	OSFIE	TMR2IE	TMR1IE

Tabla III.4.5. Registros empleados en la configuración de las interrupciones.

En la tabla III.4.5 se muestran el registro de control de interrupciones *INTCON* y el registro de habilitación de interrupciones periféricas #1 *PIE1*. De la figura se deduce que para habilitar las interrupciones de forma global, habrá que encender el bit *GIE* (*INTCON<7>*) y para habilitar las interrupciones periféricas habrá que encender el bit *PEIE* (*INTCON<6>*). Las interrupciones que se emplearon corresponden al temporizador 1 y al convertidor A/D, que se habilitan con los bits *TMR1IE* y *ADIE* que se encuentran en el registro *PIE1*. Entonces, estos registros se cargan con:

$$\begin{aligned} \text{INTCON} &= 0\times 40 \\ \text{PIE1} &= 0\times 41 \end{aligned} \qquad \text{(III.4.18)}$$

El bit *GIE* se enciende independientemente hasta el momento en que se desea que comience el programa, tras haber sido realizada toda la configuración del microcontrolador y las iniciaciones pertinentes. Cada vez que ocurre una interrupción, es necesario almacenar los registros de trabajo de forma temporal, pues los microcontroladores de la gama media de microchip, únicamente almacenan por hardware el contador de programa. Luego es necesario identificar cual de las interrupciones es la que ocurrió verificando las banderas. A continuación se muestra esta sección del código.

```
;-------------------------------------------
;           SERVICIO A INTERRUPCIONES
            ORG         0x04                    ;Vector de interrupción
;-------------------------------------------
            MOVWF       W_TEMP                  ;Almacenamiento temporal
            SWAPF       STATUS      , W         ;de los registros W y
            MOVWF       S_TEMP                  ;STATUS
;----- Identificación de la interrupción
            BTFSC       PIR1        , ADIF
            GOTO        CAD_ISR                 ;¿Fin de conversión A/D?
            BTFSC       PIR1        , TMR1IF
            GOTO        TMR1_ISR                ;¿Interrupción por tiempo?
;----- Fin de la rutina servicio a interrupción
FIN_ISR
            SWAPF       S_TEMP      , W         ;Restauración de los
            MOVWF       STATUS                  ;registros W y STATUS
            SWAPF       W_TEMP      , F
            SWAPF       W_TEMP      , W
            RETFIE                              ;Retorno de Interrupción
;-------------------------------------------
```

Como se dijo, la rutina de servicio a la interrupción por tiempo deberá reiniciar la temporización cargando en los registros correspondientes al temporizador #1 el valor de recarga calculado en la ecuación (III.4.17) e iniciar una conversión analógica. El código que realiza esta operación es el siguiente:

```
;-----------------------------------------
;           INTERRUPCIÓN POR TIEMPO, CADA 1.04[ms]
TMR1_ISR
;-----------------------------------------
            BCF         PIR1        , TMR1IF    ;Limpia bandera de Int.
            MOVLW       REL_T1_H
            MOVWF       TMR1H                   ;Reinicia Temporización
            MOVLW       REL_T1_L                ;TMR1 = REL_T1 (16 bits)
            MOVWF       TMR1L
            BSF         ADCON0      , GO_AD     ;Arranca conversión A/D
            GOTO        FIN_ISR                 ;Fin de rutina de servicio
;-----------------------------------------
```

Con lo anterior, se iniciará una conversión analógica a digital cada 1.04[ms]; dado que se ha habilitado la interrupción del convertidor, cuando éste termine la conversión interrumpirá al procesador y la rutina de identificación dirigirá el programa hacia la rutina de servicio del CAD. Esta rutina toma el resultado de la conversión y realiza el filtrado digital.

Para la implementación del filtro, se ha definido una región de memoria RAM (8 localidades) que inician con la etiqueta *X0*, donde se almacena la entrada actual. Una ventaja enorme del filtro de media móvil, es que en lugar de multiplicar cada muestra de entrada por un coeficiente y sumar los resultados, se puede realizar la suma y luego la multiplicación, pero más aún ésta es una división y si se puede ajustar *N* como una potencia entera de 2, la división se reduce a *M* corrimientos, donde $M = Log_2 N$. Para un filtro de orden 8, serán necesarios 3 corrimientos a la derecha. La localidad de memoria de la salida del filtro (*Y0*) se definió en la misma dirección que *ACUM_L*. Esta rutina determina además si es tiempo de realizar un proceso de inferencia difusa, éste se realiza con una frecuencia de 60[Hz] puesto que el ciclo de trabajo de la onda de control debería permanecer constante a lo largo del ciclo de la línea. Si es tiempo, se enciende una bandera para indicarlo. A continuación se presenta el código de la rutina de servicio a la interrupción de fin de conversión.

```
;-----------------------------------------
;           SERVICIO A INT. CONV. A/D
CAD_ISR
;-----------------------------------------
            BCF         PIR1        , ADIF;Limpia bandera de Interrupción
            MOVF        ADRESH      , W   ;Almacena la Entrada Actual del
            MOVWF       X0                ;Filtro en X0
```

```
;----- Realiza el Filtrado de la Señal
            CLRF        ACUM_H              ;Limpia registros de Acumulación
            CLRF        ACUM_L              ;ACUM_H:ACUM_L = 0x00
            MOVLW       ORDEN               ;Inicia Contador
            MOVWF       CONT_FILTRO         ;i = N
            MOVLW       X0+ORDEN-1          ;Inicia Apuntador al final
            MOVWF       FSR                 ;del vector de entradas X[N-1]
FILTRO_A
            MOVF        INDF        , W     ;W = X[i-1]
            ADDWF       ACUM_L      , F     ;
            BTFSC       STATUS      , C     ;<ACUM_H:ACUM_L> += X[i-1]
            INCF        ACUM_H      , F     ;
            INCF        FSR         , F     ;Recorre el Vector de Datos
            MOVWF       INDF                ;X[i] = X[i-1]
            DECF        FSR         , F     ;Decrementa Apuntador
            DECF        FSR         , F     ;i = i - 1
            DECFSZ      CONT_FILTRO , F     ;¿Fin de la Acumulación?
            GOTO        FILTRO_A            ;No -> Continua con X[i-2]
            MOVLW       Log2_ORDEN          ;Si -> Realiza la División
            MOVWF       CONT_FILTRO         ;Contador = No. de Corrimientos
FILTRO_D
            RRF         ACUM_H      , F     ;Corrimiento a la Derecha de
            RRF         ACUM_L      , F     ;[ACUM_H:ACUM_L]
            DECFSZ      CONT_FILTRO , F     ;¿Fin de la División?
            GOTO        FILTRO_D            ;No -> Continua Recorriendo
;----- Fin del Filtrado   Y0=ACUM_L

;----- Apagado del circuito de Arranque
            MOVLW       0x66                ;Espera a que la Tensión de
            SUBWF       Y0          , W     ;salida cruce por el mínimo
            BTFSC       STATUS      , C     ;para energizar al Circuito-
            BSF         GPIO        , START ;control y apaga Arrancador

;----- ¿Es Tiempo de Realizar el Proceso de Razonamiento Difuso?
            DECFSZ      POST_T1     , F     ;
            GOTO        FIN_ISR             ;
            MOVLW       0x10                ;960[Hz] / 16 = 60 [Hz]
            MOVWF       POST_T1
            BSF         BANDERAS, GO_FUZZY  ;Petición d Proceso Difuso
            GOTO        FIN_ISR             ;Fin de rutina de servicio
;-----------------------------------------
```

Otra acción igualmente importante que realiza esta rutina es la de deshabilitar el circuito de arranque cuando la tensión de salida alcanza por primera vez el valor mínimo para suministrar energía a las fuentes auxiliares. Esto es, cuando la tensión ya filtrada sea mayor al mínimo para poder operar, se enciende la terminal *START* (*GPIO<0>*) que deshabilita la fuente de arranque. Este pin del puerto se inicia a cero al principio del programa y después no es alterado, de manera que una vez encendido permanecerá así hasta que se reinicie el controlador.

Generación de la Onda de Control Modulada en Ancho de Pulso

Se ha presentado ya la forma en que se lleva a cabo la temporización, adquisición y acondicionamiento de la entrada, además del criterio bajo el que se desactiva el circuito de arranque. Con esto se tiene un medio para vincular la entrada del núcleo del controlador con el mundo físico. Hace falta ahora presentar la forma en que se vincula su salida con la planta, o bien (como se ha dicho) la forma en que se transforma la indicación de la máquina de razonamiento en una acción de control.

Para esto se emplean en conjunto dos periféricos, el temporizador #2 y el módulo de comparación, captura y modulación de ancho de pulso (*CCP*) mostrados en la figura III.4.16. El temporizador #2 es un contador de 8 bits con un registro de periodo *PR2*, en este registro se almacena un valor y el contador se reinicia cada que se iguala al contenido de su registro de periodo, con esto se fija la frecuencia de trabajo de este temporizador.

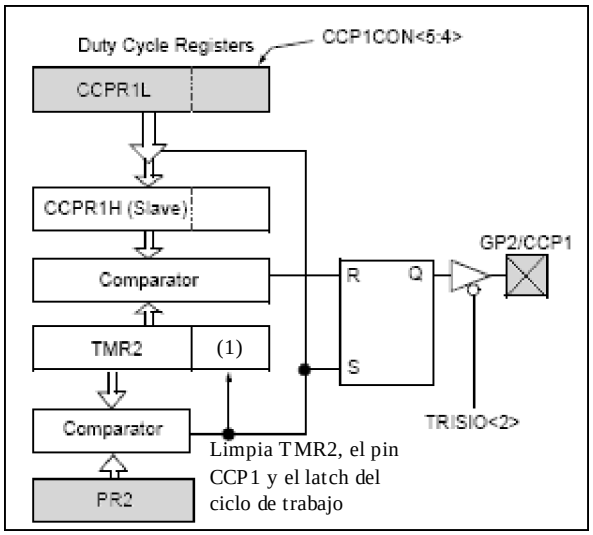


Figura III.4.16. Diagrama del módulo CCP.

(1)A *TMR2* se concatenan 2 bits del preescalador o del reloj interno.

El módulo *CCP* en modo PWM o modulación del ancho de pulso, emplea al temporizador *TMR2* como base de tiempo, de manera que la frecuencia de la onda modulada en ancho de pulso se fija mediante el registro *PR2*. El módulo cuenta también con un registro de ciclo de trabajo (o lo que es lo mismo, el tiempo de encendido) de 10 bits formado por el registro *CCPR1L* y los bits *CCP1CON<5:4>*. Como se dijo, el temporizador es un contador de 8 bits, de manera que a éste se le concatenan los dos bits menos significativos provenientes del pre-escalador (si es que se usa) o del reloj interno del procesador. Así, cada que el temporizador se reinicia la terminal *CCP1* (*GP2*) cambia a estado lógico alto y cuando el temporizador iguala el registro de ciclo de trabajo la salida cambia a estado lógico bajo.

Los registros que configuran la operación del módulo *CCP* se muestran en la tabla III.4.6. Los bits *TOUTPS<3:0>* en el registro *T2CON* configuran un post-escalador con el que se controla el número de ciclos de reinicio del temporizador tras los cuales se generará una interrupción; esta característica no es empleada. Los bits *T2CKPS<1:0>* configuran el pre-

Registro	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
T2CON		TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
CCP1CON			DC1B1	DC1B0	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0

Tabla III.4.6. Registros de configuración de los temporizadores y el módulo CCP.

escalador del temporizador. El bit *TMR2ON* enciende el temporizador. De manera que al iniciar el registro con 0×00, no se emplean ni pre-escalador ni post-escalador; el temporizador es encendido cuando toda la configuración e iniciación ha terminado.

Entonces, al operar *TMR2* sin pre-escalador, su reloj es $T_{TMR2} = 4 \times T_{OSC}$. Para conseguir la frecuencia de conmutación, es necesario conocer el número de ciclos para cada reinicio o lo que es lo mismo el periodo:

$$\begin{aligned} N_{T2} &= \frac{T_C}{4T_{OSC}} \\ &= \frac{20\times10^{-6}}{4\left(0.125\times10^{-6}\right)} \\ &= 40 \end{aligned} \qquad \text{(III.4.19)}$$

De manera que el valor que se cargará al registro *PR2* es 0×28. Los bits *DC1B<1:0>* en el registro *CCP1CON* son los bits menos significativos del ciclo de trabajo. Mientras que los bits *CCPM<3:0>* configuran el modo de operación del módulo *CCP*, para PWM es necesario almacenar un 0×0C a estos bits. Los bits menos significativos son iniciados en cero, de manera que el registro *CCP1CON* se inicia con el valor 0×0C. Con un reloj de $4 \cdot T_{OSC}$ y sin pre-escalador, los dos bits menos significativos son obtenidos del reloj interno, de manera que la resolución con la que podrá variarse el ciclo de trabajo será:

$$\begin{aligned} \Delta\text{C.T.} &= \frac{4T_{OSC}}{2^{\#bits}} \\ &= \frac{4\cdot125\times10^{-9}}{2^2} \\ &= 125\times10^{-9} \quad [s] \end{aligned} \qquad \text{(III.4.20)}$$

El tiempo de encendido no deberá superar el valor de $\bar{T}_{on}$ (ec. (III.2.2)):

$$\begin{aligned} \overline{C.T.} &= \frac{\bar{T}_{on}}{\Delta C.T.} \\ &= \frac{7\times10^{-6}}{125\times10^{-9}} \\ &= 56 \quad [ciclos] \end{aligned} \qquad \text{(III.4.21)}$$

Así, la salida de la máquina de razonamiento, que como se dijo es un incremento (o decremento) se añadirá a un registro auxiliar *CICLO_ACT* en el que se almacenará el ciclo de trabajo y su valor se mantendrá dentro del intervalo [0×00, 0×38]. Para la actualización del ciclo de trabajo, será necesario almacenar los dos bits menos significativos en los bits *DC1B<1:0>* (*CCP1CON<5:4>*) y los ocho bits más significativos en el registro *CCPR1L*.

El programa principal, se encuentra en estado de espera, verificando la bandera *GO_FUZZY* en el registro *BANDERAS*, cuando esta es encendida (como se presentó, esto ocurre cada 16 muestras de la tensión o lo que es lo mismo, con una frecuencia de 60[Hz]) el programa actualiza la entrada nítida a la máquina de razonamiento difuso (*CRISPIN = Y0*) y llama la subrutina *FUZZY*, que corresponde a la rutina de Difusión, donde comienza el núcleo del controlador.

Habiéndose completado el proceso de inferencia difusa, a la salida se le resta el desplazamiento que se empleó para mantener la salida como no signada y se afecta el ciclo de trabajo (en el registro *CICLO_ACT*) con la salida del controlador, tras lo cual su valor se limita al intervalo adecuado.

Con el valor del ciclo de trabajo en el registro auxiliar, se actualiza el ciclo de trabajo en los registros correspondientes al módulo *CCP*. La rutina que conforma la interfaz de salida, se presenta a continuación:

```
;-------------------------------------------
;          Programa Principal - Interfaz de Salida
;-------------------------------------------
ESPERA
            BTFSS       BANDERAS    , GO_FUZZY  ;¿Comenzar Proceso Difuso?
            GOTO        ESPERA                  ;No-> Espera
            BCF         BANDERAS    , GO_FUZZY  ;Si-> Limpia Bandera
;----- Llamada al Núcleo de Inferencia Difusa
            MOVF        Y0          , W         ;Actualiza Entrada
            MOVWF       CRISPIN                 ;
            CALL        FUZZY                   ;Accede a Núcleo d Control
            MOVLW       0x0C
            SUBWF       CRISOUT     , W         ;W = CRISOUT - 12d
            ADDWF       CICLO_ACT   , F         ;W = CICLO_ACT + CRISOUT
;----- Verifica Límite Inferior
            BTFSC       CICLO_ACT   , SIGNO     ;¿Resultado positivo?
            CLRF        CICLO_ACT               ;No-> CICLO_ACT = 0
;----- Verifica Límite Superior                 ;SI->Sigue
            MOVLW       0x39                    ;7[us], Ton Máximo
            SUBWF       CICLO_ACT   , W
            BTFSS       STATUS      , C         ;¿CICLO_ACT > TonMax?
            GOTO        CAMBIA_CICLO            ;NO-> Continua
            MOVLW       0x38                    ;SI-> CICLO_ACT= TonMax
            MOVWF       CICLO_ACT
;----- Hace Efectivo el Ciclo de Trabajo Actualizado
```

```
CAMBIA_CICLO
            MOVF        CICLO_ACT   , W         ;Almacenamiento auxiliar
            MOVWF       VAR1                    ;del ciclo de trabajo
            MOVLW       0xCF
            ANDWF       CCP1CON     , F         ;Limpia DC1B<1:0>
            SWAPF       VAR1        , W
            ANDLW       0x30
            IORWF       CCP1CON     , F         ;Actualiza DC1B<1:0>
            RRF         VAR1        , F
            RRF         VAR1        , F         ;Elimina DC1B<1:0> de la
            MOVLW       0x3F                    ;localidad auxiliar
            ANDWF       VAR1        , W
            MOVWF       CCPR1L                  ;Actualiza 8 bits más
                                                ;significativos del C.T.
            GOTO        ESPERA                  ;Espera siguiente evento
;-----------------------------------------
```

Con lo anterior se completa la presentación de las partes más importantes de las que se conforma el firmware que se grabó en el microcontrolador, desde los conjuntos y reglas que conforman el sistema de control, hasta el funcionamiento, forma de empleo y puesta en marcha del Núcleo de Control que se desarrollo. El código completo se presenta al final de este documento en un apéndice.

Bibliografía

[III.4.1] Macías Pérez, Roberto, *Notas de clase*, Asignatura Sistemas Difusos.

[III.4.2] Sibigtroth, James M., *A graphical introduction lo fuzzy logic*, Embedded Systems Conference, Sta. Clara California 1994.

[III.4.3] Oppenheim, Alan V. y Willsky, Alan S., *Signals and systems*, Prentice Hall, 1983.

[III.4.4] Microchip, *Microcontrolador PIC12F683*, Hoja de especificaciones, 2006.

(ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41211C.pdf)

[III.4.5] Microchip, *Mid-Range Reference Manual*, 1997.

(ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/33023a.pdf)

Capítulo

IV

Resultados

En los capítulos anteriores se presentaron de forma detallada los conceptos relacionados con la corrección del factor de potencia en un sentido práctico. Se presentaron las formas en que puede lograrse el objetivo propuesto y se seleccionó una técnica, en particular, la corrección por operación en modo discontinuo de un convertidor conmutado reductor – elevador aislado o convertidor flyback.

Se presentó el comportamiento y forma de diseño de un convertidor conmutado como el empleado suministrándole una tensión continua. Posteriormente se analizó el mismo convertidor pero al alimentarlo con la tensión alterna de la línea rectificada. En este punto se desarrollaron una serie de expresiones para la descripción del comportamiento del convertidor y con base a dichas expresiones se propuso un método de diseño del corrector del factor de potencia.

Se aplicó el método desarrollado y con base a los parámetros obtenidos en este proceso se seleccionaron los componentes a emplearse en el convertidor y se construyeron otros, como es el caso del transformador flyback y el inductor del filtro de salida. Con éstos se construyó el corrector del factor de potencia.

Es momento de poner a prueba el sistema a fin de demostrar la validez de las ecuaciones que se obtuvieron y con ello, mostrar la utilidad del método que se ha propuesto. Se llevaron a cabo cuatro pruebas, la primera corresponde al convertidor alimentado con corriente directa y manteniendo fijas las condiciones de operación. Luego se repitió la prueba, pero alimentando al sistema con corriente alterna. La tercera prueba se realizó para llevar a cabo la medición de los valores eficaces de las corrientes del primario y secundario del transformador. Finalmente, se presenta el comportamiento del sistema realimentado y con el controlador en operación, con lo que se pone a prueba el desempeño del regulador y corrector del factor de potencia.

IV.1. Puesta a Prueba del Método de Diseño

Una de las dificultades encontradas en el desarrollo de sistemas de conversión de energía conmutados y sobre todo en aquellos que no son operados a partir de corriente continua (como es el caso de la corrección del factor de potencia), es la ausencia de expresiones que describan el comportamiento de dichos sistemas, o bien encontrarse con ecuaciones de las que se omite su procedencia. Por esta razón se presentó en el capítulo III un análisis detallado del convertidor flyback operado en modo discontinuo aplicado a la corrección del factor de potencia y con base a las expresiones derivadas de él se propuso un método de diseño similar al sugerido por Pressman para el diseño de un regulador flyback.

Como parte de dicho análisis se determinó la transferencia de tensión del convertidor y se dimensionaron las corrientes tanto del primario, del secundario y la corriente a la que se denominó *"neta"*; para cada corriente se obtuvo su valor eficaz y promedio (a partir de estos se determina la componente alterna). Ahora es necesario comprobar la validez de dichas ecuaciones comparando los resultados obtenidos a partir de ellas con los resultados obtenidos de la experimentación.

Ahora bien, en sentido estricto el convertidor siempre es operado con corriente directa (CD), sólo que en un caso se alimenta de una tensión continua (CC) y en otro caso de una tensión variable pero siempre positiva, sin embargo, la entrada al corrector del factor de potencia (antes del rectificador de onda completa) sí es alterna, por ello se ha optado por diferenciar ambos modos de operación llamando al primero *operación con CD* y al segundo *operación con CA*.

De los análisis expuestos en la sección II.1.ii (correspondiente al flyback como convertidor CD-CD) y la sección III.1.i (ecuaciones de diseño del flyback como C.F.P.) se encuentran algunas similitudes y diferencias al alimentar al convertidor con corriente directa y alterna. Por esta razón, se llevó a cabo una prueba para cada modo de operación, en esta sección se presentarán las observaciones y resultados derivados de ambas pruebas. Sin embargo, el análisis de tales resultados se presentará de forma conjunta pues resulta más ilustrativo observar así las curvas derivadas de la experimentación que de forma separada.

Finalmente se presentará una prueba realizada con la única finalidad de comprobar la validez de las expresiones para las corrientes eficaces, pues como se verá, la medición de éstas no es directa y por ello se le da un tratamiento *especial*.

IV.1.i. Operación con Corriente Directa

La primera prueba que se realizó tiene por objetivo mostrar la operación del convertidor bajo condiciones "normales", es decir, en el caso de que la tensión de entrada sea una constante y su comportamiento está descrito por las expresiones mostradas en la sección II.1.ii. El principal objetivo de estas pruebas, es la observación del correcto funcionamiento del convertidor y la obtención de algunos de los parámetros de operación más importantes, para lo que se compararán los resultados experimentales con las ecuaciones presentadas por Pressman para la descripción del comportamiento del flyback.

Para la prueba se fijó el tiempo de encendido con la finalidad de averiguar la variación de los parámetros de operación en función de la tensión de entrada $V_{E_{CD}}$. En la figura IV.1.1 se muestra el circuito de la fuente de alimentación que se empleó para la realización de esta prueba, se aprecia que con el transformador de entrada se aísla el circuito de la línea de potencia, protegiendo los instrumentos de medición y además se eleva la tensión de línea aproximadamente en un 10%, luego se emplea un variac (o autotransformador) para variar la tensión alterna que se suministra a un rectificador y el capacitor de la fuente C_F; con esta fuente podrían obtenerse ~197[V] de corriente directa. Por otro lado, para facilitar la comprobación de las ecuaciones, se decidió emplear como carga un elemento lineal; esto es, se eligió una resistencia de valor tal que demande la potencia nominal (10[W]) al aplicarle la tensión nominal de 24[V]:

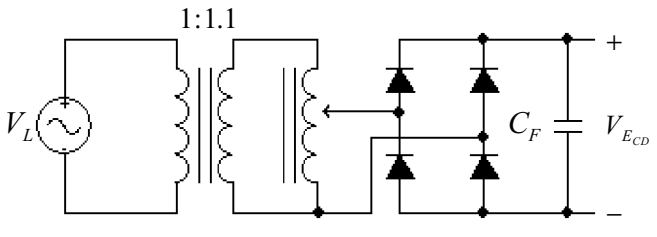


Figura IV.1.1. Fuente de alimentación empleada para llevar a cabo las pruebas al C.F.P.

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_S^2}{P_S} \\ &= \frac{(24)^2}{10} \\ &= 57.6 \quad [\Omega] \end{aligned} \qquad \text{(IV.1.1)}$$

Se empleó un resistor de 56[Ω] con capacidad de disipación de potencia de 10[W], el valor de la resistencia "en caliente" de este componente es:

$$R_L = 57.8 \quad [\Omega] \qquad \text{(IV.1.2)}$$

El tiempo de encendido se eligió de manera que permitiera operar al convertidor de forma segura durante toda la prueba, esto es, que ante la condición de carga elegida, no se sobrepasase la tensión y potencia nominales en todo el intervalo de variación de la tensión de entrada [108, 145] [V]. La tensión de salida será máxima en el límite superior del intervalo, entonces, en base a la ecuación (II.1.28), se obtiene:

$$\begin{aligned} t_{on}\left(\bar{V}_{CD}, P_S\right) &= \frac{1}{V_{CD}}\sqrt{\frac{2P_S L_P}{\eta f_C}} \\ &= \frac{1}{145}\sqrt{\frac{2(10)\left(1.28\times10^{-3}\right)}{(0.9)\left(50\times10^{3}\right)}} \\ &= 5.202\times10^{-6} \qquad [s] \end{aligned} \tag{IV.1.3}$$

En el cálculo del tiempo de encendido de la ecuación (IV.1.3) se ha supuesto una eficiencia del convertidor de 0.9. Se dijo en la sección III.4.iii, que para la forma en que se operó el microcontrolador se tiene una resolución de 125[ns] para la variación del tiempo de encendido, con ello, se fijó el tiempo de encendido como $t_{on} = 5.25[\mu s]$.

En la figura IV.1.2 se presentan las formas de onda observadas en el osciloscopio durante la realización de esta prueba, salvo que en el caso capturado se permitió la operación del controlador, de manera que este ajustase el tiempo de encendido para obtener la tensión nominal de salida; como puede apreciarse, el tiempo de encendido resultó ser $t_{on} \doteq 6.5[\mu s]$. Se aprecia el alto parecido de estas ondas con las presentadas en la figura III.3.5, lo que demuestra la correcta operación del convertidor y del circuito de corrección de forma de onda que se empleó (conformado por el snubber y atenuador de oscilaciones), el sobreimpulso es de ~70[V] y al momento del encendido se han extinguido las oscilaciones en el intervalo de reposo. Se aprecia además en las ondas (3) y (4) de la misma figura, la limpieza y linealidad de las ondas de corriente, aparentando cercanía con lo ideal, salvo que existe un tiempo muerto de aproximadamente 200[ns] entre el pico de la corriente del primario y el pico del secundario. Puede apreciarse en la onda (2) que este intervalo *muerto* corresponde al tiempo en que está operando el snubber al recibir la energía almacenada en la inductancia de fuga, lo que se advierte por la presencia del sobreimpulso.

En la figura IV.1.2(3) se observa que al inicio del intervalo de encendido, está presente un impulso de corriente sobrepuesto a la corriente del primario; ésta es una corriente capacitiva de duración evidentemente muy corta que se debe a la entrega de energía por parte del capacitor del snubber C_{Sn}, así como del propio capacitor de salida del MOSFET C_{DS}.

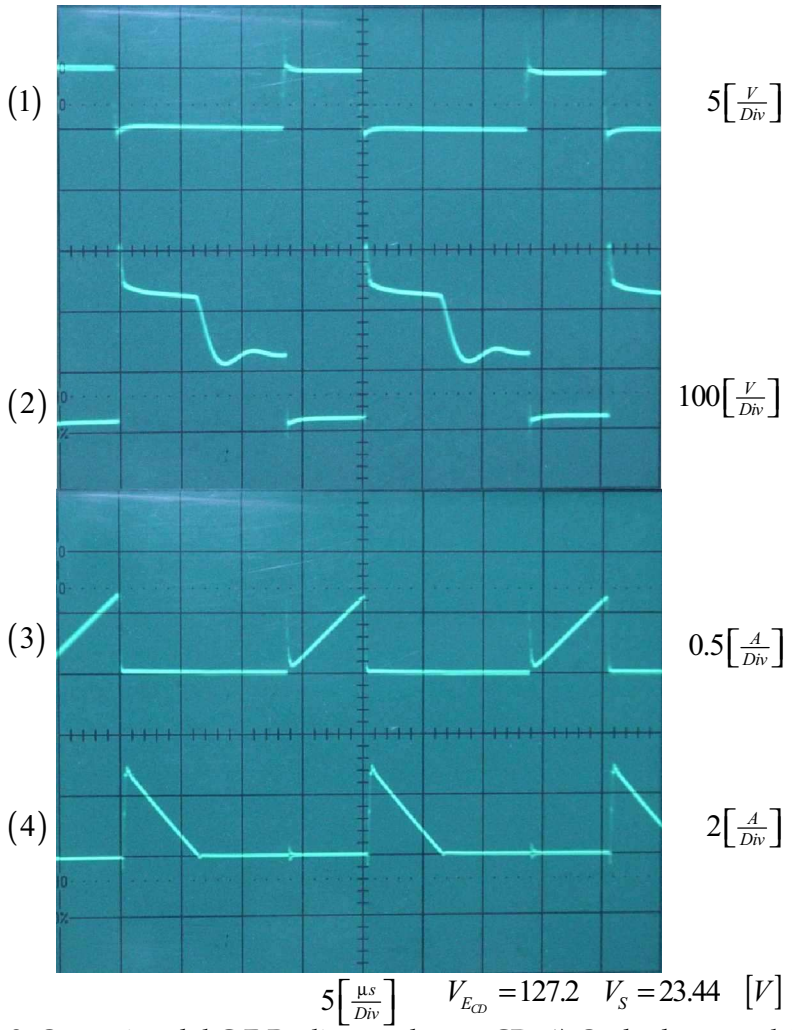


Figura IV.1.2. Operación del C.F.P. alimentado con CD: 1) Onda de control (μCU), 2) Tensión en el drenaje del MOSFET y corrientes en los devanados 3) primario y 4) secundario del transformador.

A partir de estas observaciones puede decirse que la evaluación cualitativa del convertidor construido es bastante buena, sin embargo es necesario llevar a cabo una evaluación cuantitativa detallada con el fin de conocer el desempeño de convertidor y de todo el sistema. Como se dijo, para ello se mantuvo fijo el tiempo de encendido como $t_{on} = 5.25[\mu s]$ y se varió la tensión de entrada (continua). Los parámetros registrados son la tensión de salida, los valores pico y medio de las corrientes del primario y del secundario, la tensión máxima que soporta el MOSFET (incluyendo al sobreimpulso) y la tensión reflejada al primario en el intervalo de recuperación. La medición del valor eficaz de las corrientes, se realizó por separado en una prueba que se presentará en una sección posterior, la razón es que para llevar a cabo esta medición se requiere de un instrumento de medición del valor eficaz verdadero o "True RMS" con un ancho de banda superior a la frecuencia de conmutación (pues ondas

triangulares como las que se muestran en la figura IV.1.2 poseen un contenido armónico muy alto), ello requeriría del uso de un instrumento de al menos 250[kHz] de ancho de banda (hasta la 5ª armónica). El instrumento que se posee tiene un ancho de banda de apenas 1[kHz] y otros instrumentos no tienen un ancho de banda muy superior a éste. Lo anterior impide hacer las mediciones *de forma directa*, pero como se verá, pueden realizarse a través de un paso intermedio. Por esta distinción, las corrientes eficaces se presentan en una sección posterior. Así, en la tabla IV.1.1 se enlistan los resultados de esta prueba.

Dos datos saltan a la vista de la tabla IV.1.1 de forma inmediata. El primero es que la tensión máxima que ha de soportar el transistor bajo estas condiciones de operación es de apenas 320[V], cuando el dispositivo se seleccionó con una capacidad de 600[V], con lo que puede inferirse que de operar de esta forma el transistor difícilmente llegaría a fallar por rebasarse la tensión de ruptura. El segundo dato es la tensión de salida del convertidor pues ésta no alcanza su valor nominal, y de hecho la

$V_{E_{CD}}$ $[V]$	V_S $[V]$	$I_{P_{MED}}$ $[A]$	$I_{S_{MED}}$ $[A]$	I_{P_P} $[A]$	I_{S_P} $[A]$	$V_{DS_{MAX}}$ $[V]$	V_R $[V]$
107.9	15.79	0.060	0.287	0.40	1.90	230.0	72.50
109.8	16.18	0.062	0.296	0.44	2.00	235.0	72.50
111.4	16.42	0.062	0.300	0.44	2.05	240.0	72.50
113.8	16.80	0.064	0.308	0.46	2.10	245.0	75.00
115.8	17.09	0.065	0.315	0.46	2.15	250.0	77.50
117.4	17.42	0.066	0.320	0.48	2.15	255.0	80.00
119.5	17.64	0.067	0.326	0.49	2.20	260.0	80.00
121.4	18.17	0.068	0.328	0.50	2.25	265.0	80.00
123.2	18.26	0.069	0.337	0.50	2.30	265.0	82.50
125.0	18.50	0.070	0.342	0.51	2.30	270.0	82.50
127.2	18.78	0.071	0.346	0.52	2.30	275.0	82.50
128.7	19.03	0.072	0.351	0.52	2.35	280.0	85.00
130.7	19.30	0.073	0.357	0.53	2.40	285.0	85.00
132.7	19.60	0.074	0.363	0.54	2.45	290.0	87.50
134.7	19.88	0.075	0.369	0.54	2.50	290.0	87.50
136.3	20.14	0.076	0.376	0.55	2.50	295.0	90.00
138.6	20.50	0.077	0.380	0.56	2.55	300.0	90.00
140.2	20.66	0.078	0.387	0.56	2.60	305.0	92.50
142.6	21.06	0.079	0.397	0.58	2.60	310.0	92.50
144.6	21.32	0.080	0.401	0.58	2.65	315.0	92.50
146.6	21.66	0.082	0.409	0.59	2.70	320.0	97.50

Tabla IV.1.1. Operación del convertior flyback alimentado con corriente directa.

diferencia es mayor a -2.5%, que es lo especificado. Como se demostrará, esto se debe a que la eficiencia del convertidor es inferior a la supuesta en el diseño ($\eta = 0.9$), pero antes de ello se presentará la operación del convertidor alimentado de la salida del rectificador de onda completa.

IV.1.ii. Operación con Corriente Alterna

Para la realización de esta prueba, únicamente se retiró el rectificador y el capacitor de filtrado de la fuente de alimentación presentado en la figura IV.1.1, esto es, se empleó como fuente de alimentación el arreglo formado por el transformador de aislamiento y el variac. Es necesario aclarar que para todas las pruebas que se presentan en este capítulo, el único "cambio" necesario fue quitar los puentes que se encuentran en paralelo con los resistores de sensado, introduciendo así en la malla correspondiente un resistor de 1[Ω], mediante el cual pueden observarse las corrientes en relación 1:1 con la tensión observada en el osciloscopio. Además de lo anterior, no se realizó modificación alguna al sistema construido, de manera que al decir que se alimenta al convertidor con la salida del rectificador de onda completa, se está haciendo referencia al puente rectificador que es parte del corrector del factor de potencia y el rectificador que se ha eliminado en esta y la siguiente prueba es el puente externo.

El punto de partida para la determinación de las ecuaciones que describen el comportamiento del flyback operado a partir de la onda de tensión pulsante es que es posible considerar la tensión de entrada al convertidor como constante durante todo el ciclo, pero ligeramente diferente de un ciclo a otro, de manera que la tensión de entrada variará desde cero hasta $\sqrt{2}V_{CA}$. Nuevamente se ha mantenido constante el tiempo de encendido de manera que se pueda analizar la transferencia de tensiones. En la figura IV.1.3 se presentan las ondas de tensión y corriente análogas a las presentadas en la figura IV.1.2, pero alimentando al sistema con corriente alterna, para la toma de estas imágenes también se permitió la operación del controlador y se alimentó al sistema con la tensión nominal. En la sección III.1.i se llegó a una conclusión importante; se obtuvo que en cuanto a la transferencia de tensiones, alimentar al convertidor flyback con una onda senoidal rectificada es equivalente a suministrarle al convertidor una tensión continua, de magnitud igual al valor eficaz de la onda alterna, esto es, el convertidor transfiere potencia a la carga como si se suministrase:

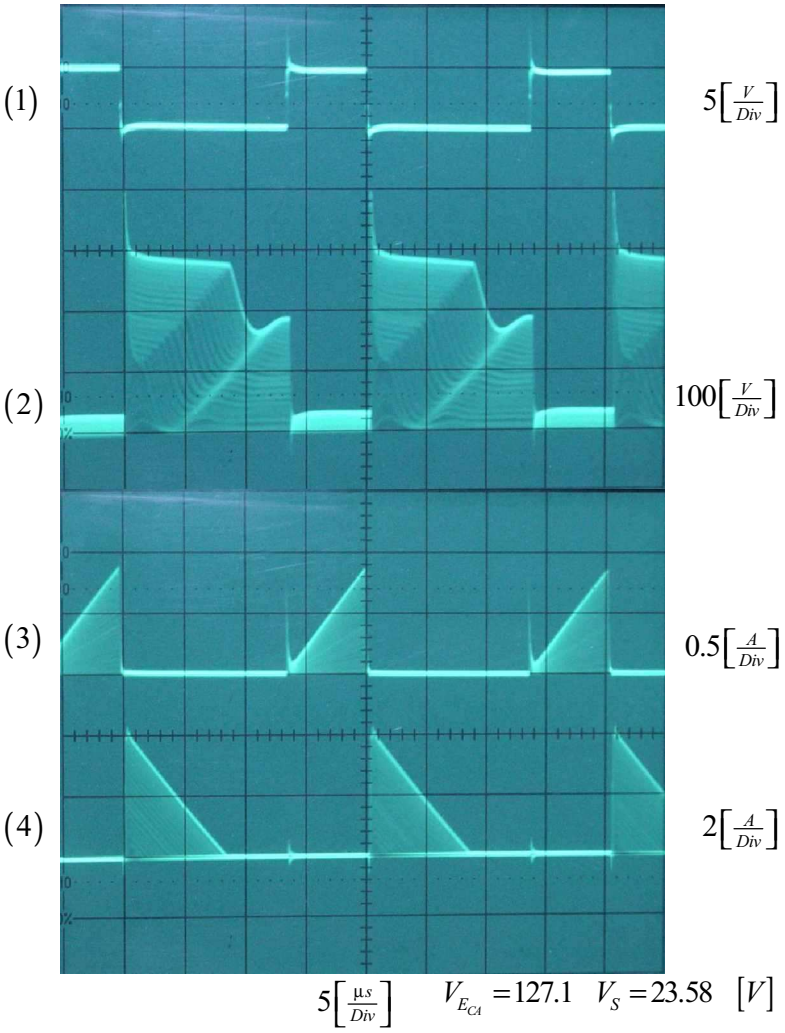
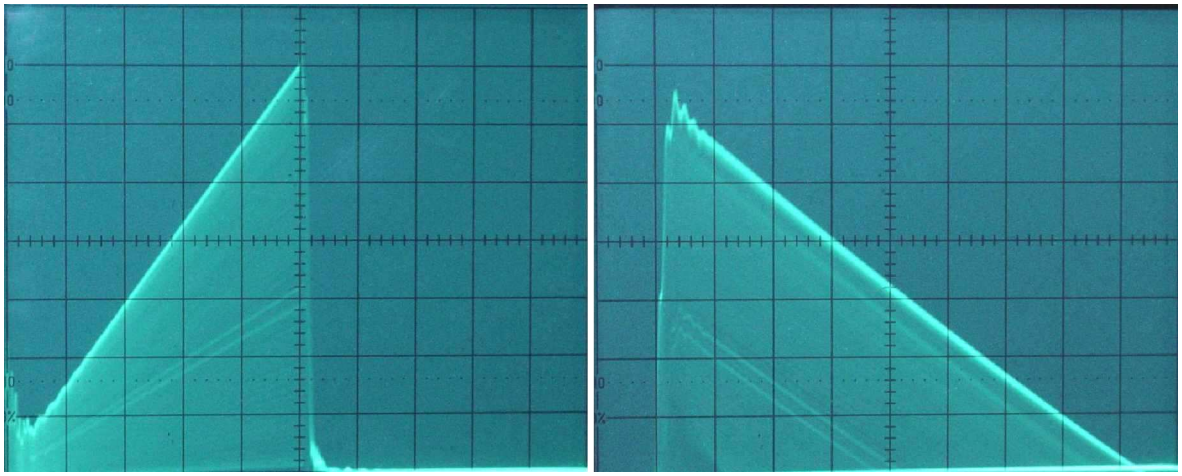


Figura IV.1.3. Operación del C.F.P. alimentado con CA: 1) Onda de control (μCU), 2) Tensión en el drenaje del MOSFET y corrientes de los devanados 3) primario y 4) secundario del transformador.

$$V_{CD} = V_{CA} \quad [V] \tag{IV.1.4}$$

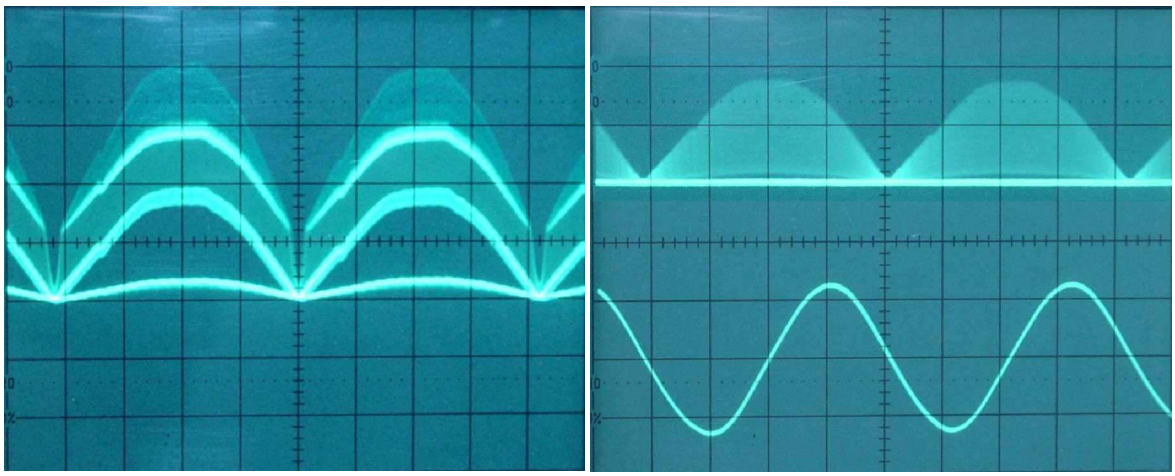
Esta aseveración se puede comprobar de forma cualitativa comparando las figuras IV.1.2 y IV.2.3 puesto que en ambas se suministró una tensión de 127[V] y se obtuvo una tensión muy cercana a la nominal (23.44[V] en un caso y 23.58[V] en el otro) con un tiempo de encendido prácticamente igual a 6.5[μs]. Además, se observa en la figura IV.1.3 que tal como se supuso, el convertidor se comporta como si la tensión fuese continua en cada ciclo pero variable a lo largo del ciclo de la línea, lo que logra apreciarse en la onda de tensión del drenaje del MOSFET como una serie de "*capas*" ocupando todo el lugar geométrico de la onda de tensión al variar V_E. En la figura IV.1.4 se muestran en detalle las corrientes de los devanados del transformador, dentro del lugar geométrico de estas corrientes logran distinguirse algunas ondas individuales. Esto prueba



(a) $0.1\left[\frac{A}{Div}\right]$ (b) $0.5\left[\frac{A}{Div}\right]$ $E_T = 1\left[\frac{\mu s}{Div}\right]$

Figura IV.1.4. Detalle de las corrientes del a)primario y b)secundario del transformador flyback operado con CA; $V_{E_{CA}} = 127[V]$ y $t_{on} = 5.25[\mu s]$.

otra característica empleada en el análisis de la sección III.1.i, las ondas de corriente en el primario tienen pendiente variable, de manera que el área iluminada en la figura IV.1.4(a) está formada por un *abanico* de rectas que parten del mismo punto, mientras que en el secundario la pendiente es constante y lo que varía es la corriente de pico, lo que se aprecia como una serie de rectas paralelas que en conjunto forman el área iluminada de la figura IV.1.4(b). Por otro lado, en la sección III.3.iii se mostró que el periodo de conmutación se divide en tres intervalos: conducción, recuperación y reposo. Cada uno con un nivel de tensión diferente, además se tiene el nivel de tensión debido al sobreimpulso, estos niveles de tensión se aprecian claramente en la figura IV.1.5(a)



(a) $E_{(a)} = 100\left[\frac{V}{Div}\right]$ $E_T = 2\left[\frac{ms}{Div}\right]$ (b) $E_{(b1)} = 0.5\left[\frac{A}{Div}\right]$ $E_{(b2)} = 0.5\left[\frac{V}{Div}\right]$ $E_T = 2\left[\frac{ms}{Div}\right]$

Figura IV.1.5. Tensiones y corrientes del flyback alimentado del rectificador de onda completa: a) Tensión en el drenaje del MOSFET, b1) corriente del priamario y b2) rizo de la tensión de salida; $V_{E_{CA}} = 127.1[V]$ y $V_S = 23.56[V]$.

(debido a la corta duración del sobreimpulso, esta zona se muestra muy tenue). La que se aprecia claramente es la zona correspondiente a la tensión reflejada al primario en el intervalo de recuperación. Se puede apreciar la similitud entre la onda de tensión mostrada en la figura IV.1.5(a) y el resultado de la simulación del snubber de la figura III.3.11, en ésta se predijo que la tensión máxima que tendría que soportar el MOSFET es de ~408[V] (para una entrada de 145[V]). En la figura se aprecia que el máximo es muy cercano a este valor, sólo que la entrada es de 127[V], por lo que puede esperarse que la tensión máxima sea un tanto mayor a la predicha.

En el canal #1 de la figura IV.1.5(b) se presenta la onda de corriente del primario modulada por la tensión del rectificador, puede observarse que la modulación es muy buena y exceptuando una pequeña depresión en el ascenso (presente también en la onda de tensión) la corriente está "copiando" la forma de onda de la tensión de entrada por lo que podrá esperarse una buena corrección del factor de potencia; se muestra además el rizo de la tensión de salida, se comprueba que tiene el doble de la frecuencia de línea y es muy cercano a ser una senoide; en la sección III.1.i se obtuvo la expresión que describe este rizo y se obtuvo que el "*rizo de la energía*" almacenada en el capacitor de salida sí es senoidal, no así el rizo pues $V_C = \sqrt{\frac{2}{C}E + \Delta E}$, pero si este es pequeño puede tratársele de forma diferencial, de modo que:

$$dE_C = CV_C dV_C \quad [J] \tag{IV.1.5}$$

De donde se obtiene:

$$dV_C = \frac{1}{CV_C} dE_C \quad [V] \tag{IV.1.6}$$

Entonces si el rizo de energía dE_C es senoidal, así será para el rizo de tensión dV_C, que es el caso del rizo de la tensión de salida mostrado en el canal #2 de la figura IV.1.5. Ahora que se han presentado las principales observaciones previas a la prueba de operación en CA, puede procederse con la presentación de los resultados del experimento. Debido a que la tensión de línea al hacer la prueba era baja, no se logró llegar a 145[V], pero no se quedó muy lejos la prueba. Se reporta la tensión de salida y el valor pico a pico de su rizo, los valores pico y medio de las corrientes del primario y secundario (la misma dificultad que antes se tiene para la medición del valor eficaz verdadero de la componente de alterna), la tensión máxima que soporta el transistor y el valor eficaz de la corriente de línea. Igual que en el caso de operación con corriente directa, la medición de los valores eficaces de las corrientes de los devanados

primario y secundario se llevaron a cabo aparte; resulta claro que en un sentido estricto, se llevaron a cabo dos pruebas, una para cada modo de operación, sin embargo se les presentará como una sola. En la tabla IV.1.2 se presentan los resultados de esta prueba. Igual que antes, se encuentra que la tensión no llega a su valor nominal con el tiempo de encendido fijo, por lo mismo, la tensión reflejada es baja y la tensión máxima que soporta el transistor es inferior a la estimada, sin embargo es de esperarse que al operar el controlador y elevar el tiempo de encendido se obtenga una salida más cercana a la nominal y por lo tanto las tensiones reflejada y la máxima se incrementen.

$V_{E_{CA}}$ $[V]$	V_S $[V]$	$I_{P_{MED}}$ $[A]$	$I_{S_{MED}}$ $[A]$	I_{P_P} $[A]$	I_{S_P} $[A]$	ΔV_S $[V]$	$V_{DS_{MAX}}$ $[V]$	$I_{E_{RMS}}$ $[A]$
108.2	15.89	0.054	0.289	0.60	2.70	0.82	290.0	0.060
110.1	16.12	0.056	0.295	0.61	2.75	0.84	300.0	0.061
111.8	16.41	0.057	0.302	0.62	2.80	0.86	305.0	0.062
113.8	16.72	0.058	0.307	0.64	2.90	0.88	310.0	0.063
115.5	16.97	0.058	0.313	0.65	2.95	0.88	315.0	0.063
117.6	17.24	0.059	0.320	0.66	3.00	0.90	320.0	0.065
119.4	17.57	0.060	0.325	0.67	3.05	0.92	325.0	0.067
121.4	17.85	0.061	0.333	0.68	3.15	0.94	330.0	0.068
123.3	18.14	0.062	0.336	0.69	3.20	0.94	335.0	0.069
125.0	18.39	0.063	0.342	0.70	3.25	0.96	340.0	0.070
127.0	18.69	0.064	0.349	0.71	3.30	0.96	345.0	0.071
128.8	18.92	0.064	0.350	0.72	3.30	0.98	350.0	0.072
130.8	19.22	0.065	0.361	0.72	3.35	1.00	355.0	0.073
132.8	19.50	0.066	0.363	0.74	3.40	1.00	360.0	0.074
134.6	19.76	0.067	0.366	0.74	3.45	1.02	365.0	0.075
136.5	19.99	0.068	0.373	0.76	3.50	1.04	370.0	0.076
138.4	20.40	0.069	0.380	0.77	3.55	1.06	375.0	0.077
141.5	20.80	0.070	0.388	0.80	3.65	1.08	380.0	0.077

Tabla IV.1.2. Operación del convertior flyback alimentado con el rectificador de onda completa.

IV.1.iii. Análisis de Resultados

Hasta este punto se han obtenido resultados y evaluaciones al sistema de forma cualitativa, en base a observaciones directas del osciloscopio, que si bien son altamente ilustrativas no responden a algunas incógnitas, como el hecho de que el convertidor no alcance la tensión nominal con el tiempo de encendido calculado en la ecuación (IV.1.3), o lo que es más

importante, no ofrecen pruebas de la validez de las ecuaciones con las que se diseñó el sistema. Es momento de realizar un análisis más riguroso sobre el comportamiento del mismo, para cumplir con este objetivo se presentará la información contenida en las tablas IV.1.1 y IV.1.2 en forma gráfica y se realizará la regresión lineal (o cuadrática de ser el caso) para comprobar la validez de las expresiones desarrolladas al comienzo del capítulo III y con ello explicar las variaciones encontradas con respecto a lo diseñado.

Uno de los principales parámetros, cuyo conocimiento es necesario, es el inductor del primario. Ahora bien, de las ecuaciones (II.1.23) y (III.1.9) se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$I_{P_P} = \frac{t_{on}}{L_P} V_{E_{CD}} \quad [A] \tag{IV.1.7}$$

Para el caso de corriente directa y el pico de corriente máximo para el caso de CA es:

$$\overline{I}_{P_P} = \frac{\sqrt{2} t_{on}}{L_P} V_{E_{CA}} \quad [A] \tag{IV.1.8}$$

En las ecuaciones (IV.1.7) y (IV.1.8) se observa la dependencia lineal entre la corriente de pico y la tensión de entrada. En la figura IV.1.6 se presentan los resultados listados en la columna #5 de las tablas IV.1.1 y IV.1.2. Se presentan en la misma figura las rectas que mejor describen el comportamiento o *tendencia* de estas series de datos. Con el error propio de toda medición, se aprecia que el comportamiento es bastante cercano a una recta. La ecuación de la recta mediante la cual se aproximen los

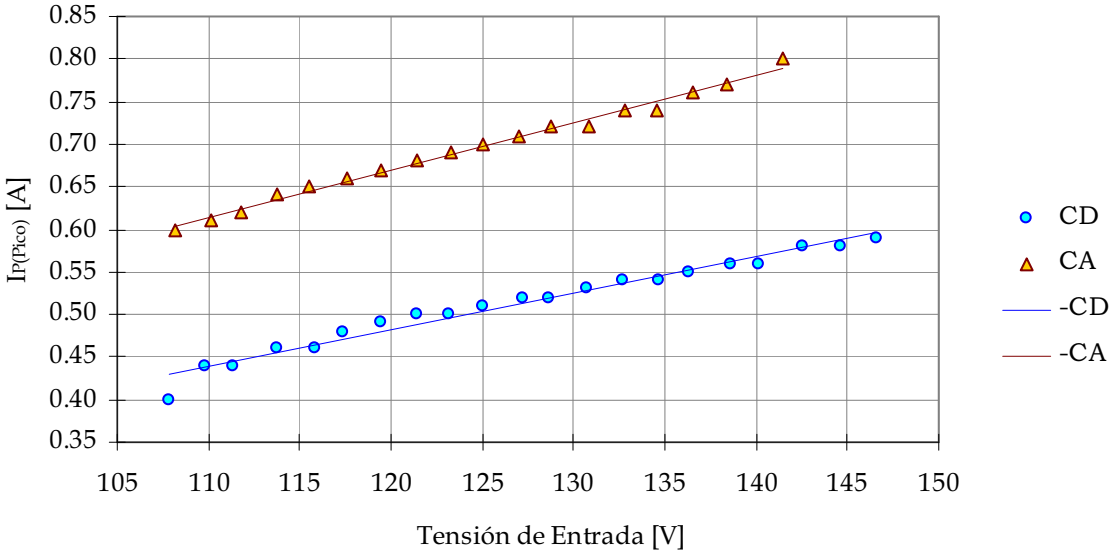


Figura IV.1.6. Corriente de pico del primario.

resultados, se obtiene mediante el método de mínimos cuadrados, forzando la ordenada al origen a cero. Así, la regresión lineal de este conjunto de datos arroja los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{P_P} &= 4.031\times10^{-3}\cdot V_{E_{CD}} \qquad \left(R^2 = 0.99968\right) \\ &= 5.580\times10^{-3}\cdot V_{E_{CA}} \quad [A] \quad \left(R^2 = 0.99940\right) \end{aligned} \tag{IV.1.9}$$

Las ecuaciones (IV.1.7) y (IV.1.8) son proporcionales, con un factor de $\sqrt{2}$, de las ecuaciones (IV.1.9) se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{V_{E_{CA}}}{V_{E_{CD}}} &= \frac{5.580\times10^{-3}}{4.031\times10^{-3}} \\ &= 1.384 \\ &= 0.9788\sqrt{2} \end{aligned} \tag{IV.1.10}$$

Un resultado con una diferencia de tan sólo el 2.117% respecto de lo esperado es un muy buen resultado, por lo que puede darse por buena la aproximación. Ahora bien, de las ecuaciones (IV.1.7) y (IV.1.9) se puede obtener el valor del inductor del primario de forma experimental, como sigue:

$$\begin{aligned} L_P &= t_{on}\left(\frac{V_{E_{CD}}}{I_{P_P}}\right) \\ &= \left(5.25\times10^{-6}\right)\frac{1}{4.031\times10^{-3}} \\ &= 1.302\times10^{-3} \qquad [H] \end{aligned} \tag{IV.1.11}$$

En adelante se tomará este valor de inductancia del primario como el valor real pues es un resultado de la experimentación directa, aunque deberá tenerse en cuenta que no está libre de error. Un parámetro directamente relacionado con la corriente pico del primario y que involucra otro parámetro importante del transformador es la corriente pico del secundario, ésta se obtiene mediante la reflexión de la corriente del primario, como sigue:

$$I_{S_P} = \tfrac{N_P}{N_S} I_{P_P} \quad [A] \tag{IV.1.12}$$

De manera que si las corrientes son proporcionales, entonces la relación entre la corriente de pico del secundario y la tensión de entrada también es lineal. En la figura IV.1.7 se presenta de forma gráfica la columna #6 de las tablas IV.1.1 y IV.1.2. Nuevamente se aprecia que la relación (con algunos errores de redondeo resultado de realizar las mediciones en el osciloscopio) es bastante cercana a ser lineal. El resultado de la aproximación a estas series de datos es el siguiente:

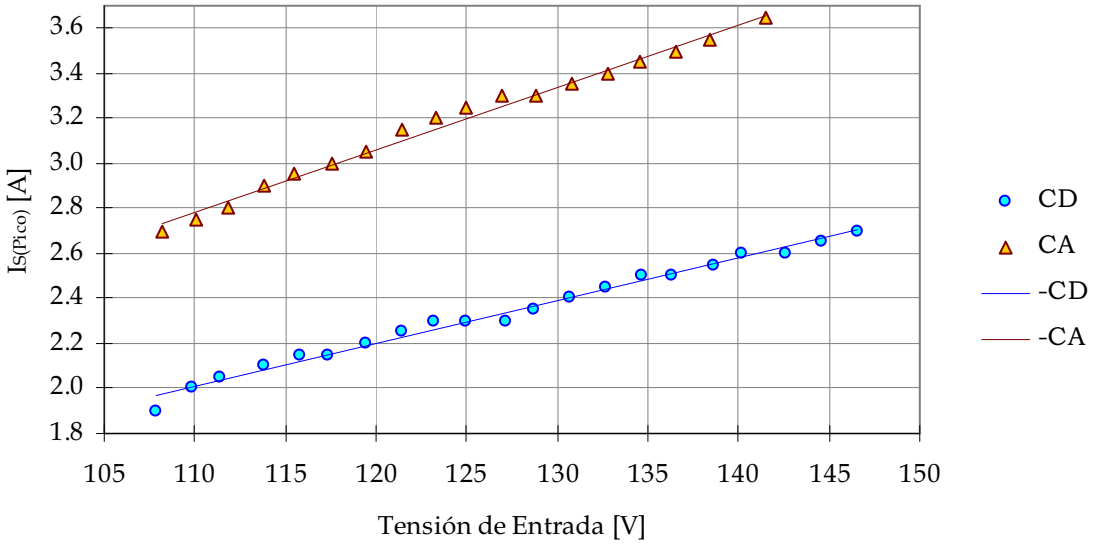


Figura IV.1.7. Corriente de pico del secundario.

$$\begin{aligned} \overline{I}_{S_P} &= 18.37\times10^{-3}\cdot V_{E_{CD}} \quad \left(R^2 = 0.99989\right) \\ &= 25.61\times10^{-3}\cdot V_{E_{CA}} \quad [A] \quad \left(R^2 = 0.99987\right) \end{aligned} \tag{IV.1.13}$$

Al igual que en la ecuación (IV.1.10), se tiene que:

$$\begin{aligned} \frac{V_{E_{CA}}}{V_{E_{CD}}} &= \frac{25.61\times10^{-3}}{18.37\times10^{-3}} \\ &= 1.394 \\ &= 0.9858\sqrt{2} \end{aligned} \tag{IV.1.14}$$

Este resultado tiene un error de 1.421%, que es aún menor al encontrado anteriormente. De las ecuaciones (IV.1.12), (IV.1.9) y (IV.1.13) se obtiene la relación de transformación experimental como:

$$\begin{aligned} \frac{N_P}{N_S} &= \frac{I_{S_P}}{I_{P_P}} \\ &= \frac{18.37\times10^{-3}\cdot V_{E_{CD}}}{4.031\times10^{-3}\cdot V_{E_{CD}}} \\ &= 4.557 \end{aligned} \tag{IV.1.15}$$

Se diseñó para obtener una relación de transformación de 4.96, lo que representa un error de 8.121%. El error de redondeo presente en la medición de la corriente de pico también está presente en esta medición, sin embargo la variación es alta y se volverá a este punto más adelante puesto que el resultado de otra prueba arroja luz sobre esta desviación. Con lo anterior puede pasarse al análisis de uno de los parámetros más

importantes y el primero de los propuestos en esta tesis: la transferencia de tensiones. En la ecuación (II.1.28) se presentó la transferencia de un convertidor flyback alimentado con CD, mientras que en la ecuación (III.1.7), se determinó la transferencia del convertidor flyback operado con CA, estas ecuaciones pueden reescribirse como:

$$\begin{aligned} V_S &= \left(t_{on} \sqrt{\eta \frac{f_C R_L}{2L_P}} \right) V_{E_{CD}} \\ &= \left(t_{on} \sqrt{\eta \frac{f_C R_L}{2L_P}} \right) V_{E_{CA}} \quad [V] \end{aligned} \tag{IV.1.16}$$

Se aprecia que la relación de transferencia también es lineal y es necesario comprobar que efectivamente la transferencia es igual en operación con CD que con CA. En la figura IV.1.8 se presenta de forma gráfica la columna #2 de las tablas IV.1.1 y IV.1.2. La regresión lineal con mínimos cuadrados da por resultado:

$$\begin{aligned} V_S &= \left(147.7\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CD}} \qquad \left(R^2 = 0.99999\right) \\ &= \left(146.9\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CA}} \quad [V] \quad \left(R^2 = 1.00000\right) \end{aligned} \tag{IV.1.17}$$

La aproximación mediante una recta que cruza por el origen es muy buena en este caso, tal como se anticipaba de forma cualitativa. Además, el porcentaje de error entre una aproximación y la otra es de apenas el 0.544%, con lo que queda comprobada y fundamentada la hipótesis propuesta al principio del capítulo III. Ahora bien, la transferencia de tensión es función de la eficiencia del convertidor, entonces, a partir del resultado experimental expresado en la ecuación (IV.1.17) y la

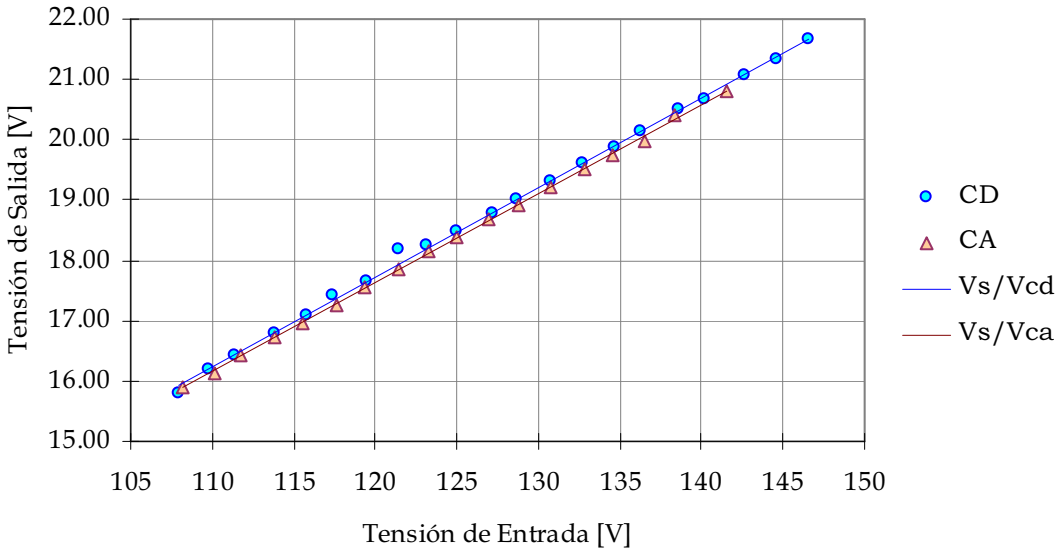


Figura IV.1.8. Transferencia de tensiones.

transferencia en (IV.1.16), se obtiene:

$$\begin{aligned}\eta &= \left(\frac{2T_C L_P}{t_{on}^2 R_L}\right)\cdot\left(\frac{V_S}{V_{E_{CD}}}\right)^2 \\ &= \left(\frac{2\cdot 20\times10^{-6}\cdot 1.302\times10^{-3}}{\left(5.25\times10^{-6}\right)^2(57.8)}\right)\left(147.7\times10^{-3}\right)^2 \\ &= 0.7134\end{aligned} \qquad \text{(IV.1.18)}$$

Ésta es la razón por la que el sistema no alcanzó la tensión nominal durante las pruebas. En el diseño se supuso una eficiencia de 0.9 que es en un sentido práctico muy superior a la que se acaba se determinar y por ello se requiere de mayor suministro de energía al primario para compensar la pérdida y esto supone el empleo de un tiempo de encendido mayor. Otro parámetro directamente relacionado con este resultado, y que se considera conveniente tratar en este punto, es la corriente eficaz de entrada o corriente de línea puesto que su expresión también es fundamento del desarrollo de las ecuaciones de diseño del C.F.P. y de la corrección del factor de potencia en sí. En la ecuación (III.1.4) se presentó la siguiente expresión:

$$I_{E_{RMS}} = \left(\frac{t_{on}^2}{2T_C L_P}\right) V_{E_{CA}} \quad [A] \qquad \text{(IV.1.19)}$$

Como en los casos anteriores, se ha reordenado la ecuación para enfatizar la relación entre el parámetro de interés y la tensión de entrada, que nuevamente se trata de una relación lineal. En la figura IV.1.9 se presenta de forma gráfica la columna #9 de la tabla IV.1.2, donde se aprecia que salvo algunos puntos, la aproximación lineal es bastante buena. La regresión lineal para esta serie de datos da por resultado:

$$I_{E_{RMS}} = \left(555.8\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CA}} \quad [A] \quad \left(R^2 = 0.99993\right) \qquad \text{(IV.1.20)}$$

Se conocen ya todos los parámetros involucrados en esta expresión, pero resulta ilustrativo emplear esta prueba para determinar el valor del inductor responsable de este comportamiento para compararlo con el obtenido en la ecuación (IV.1.11). Así, se obtiene:

$$\begin{aligned}L_P &= \left(\frac{t_{on}^2}{2T_C}\right)\left(\frac{V_{E_{CA}}}{I_{E_{RMS}}}\right) \\ &= \frac{\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}{2\cdot 20\times10^{-6}}\left(\frac{1}{555.8\times10^{-6}}\right) \\ &= 1.240\times10^{-3} \quad [H]\end{aligned} \qquad \text{(IV.1.21)}$$

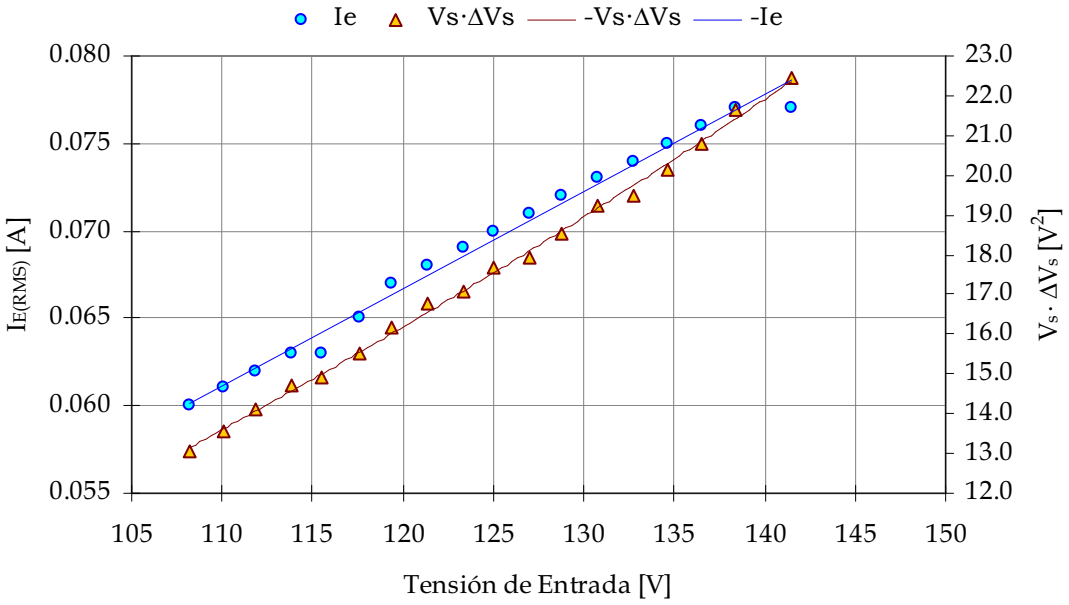


Figura IV.1.9. Parámetros de operación del C.F.P.

El resultado obtenido en la ecuación (IV.1.21) tiene una diferencia de 3.143% respecto del inductor que se diseñó (1.28[mH]) y 4.81% respecto del obtenido en la ecuación (IV.1.11), a esto se hacía referencia cuando se dijo que estos resultados no están libres de errores, pues este valor es tan válido como el de la ecuación (IV.1.11) y emplearle como referencia llevará a resultaos ligeramente diferentes. Por otro lado, lo que sí se puede validar es la ecuación (III.1.4), pues sea cual sea el valor del inductor, una variación de 4.81% entre uno y otro es suficientemente baja. Los resultados anteriores son de los más importantes, pues habiendo probado y validado las ecuaciones (III.1.4) y (III.1.7), queda fundamentada la base del método de diseño propuesto en el capítulo III.

En la figura IV.1.9 se muestra también el producto del valor pico a pico del rizo de salida ΔV_S (columna #7 de la tabla IV.1.2) y la tensión de salida V_S (columna #2 de la misma tabla). Esto se empleará para comprobar la expresión para el rizo de salida. En la sección III.1.i se presentó un desarrollo que culmina con la ecuación (III.1.46), misma que permite conocer dicho parámetro, esta es:

$$\Delta V_S = \eta \frac{f_C \left(V_{CA} t_{on}\right)^2}{4\pi f_L L_P C_S V_S} \quad [V] \qquad \text{(IV.1.22)}$$

Se observa que la dependencia respecto de la tensión de entrada en este caso es cuadrática, además, el rizo depende de la magnitud de la tensión de salida (que también es función de la tensión de entrada); entonces, es necesario reagrupar la ecuación como sigue:

$$\left(V_S \cdot \Delta V_S\right) = \left(\frac{\eta f_C t_{on}^2}{4\pi f_L L_P C_S}\right)\left(V_{E_{CA}}^2\right) \quad \left[V^2\right] \tag{IV.1.23}$$

Se aprecia en la ecuación (IV.1.23) que la relación entre las variables auxiliares $y = V_S \cdot \Delta V_S$ y $x = V_{E_{CA}}^2$, sí es lineal de manera que puede aplicarse de forma normal el método de mínimos cuadrados, con lo que se obtiene:

$$V_S \cdot \Delta V_S \quad = \left(1.121\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CA}}^2 \quad \left[V^2\right] \quad \left(R^2 = 0.99994\right) \tag{IV.1.24}$$

Este comportamiento cuadrático puede apreciarse en la figura IV.1.9, aunque la curvatura es bastante baja. Para comprobar la validez de esta ecuación, se obtendrá con base a este resultado la eficiencia del convertidor y se cotejará con la obtenida en la ecuación (IV.1.18). Entonces, con base a las ecuaciones (IV.1.23) y (IV.1.24) se obtiene:

$$\begin{aligned} \eta \quad &= \left(\frac{4\pi f_L L_P C_S}{f_C t_{on}^2}\right)\left(\frac{V_S \cdot \Delta V_S}{V_{E_{CA}}^2}\right) \\ &= \frac{4\pi \cdot 60 \cdot 1.302\times10^{-3} \cdot 940\times10^{-6}}{50\times10^{3}\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}\left(1.121\times10^{-3}\right) \\ &= 0.7508 \end{aligned} \tag{IV.1.25}$$

La diferencia entre esta eficiencia y la obtenida en la ecuación (IV.1.18) es de 4.99%, que es baja tratándose de dos pruebas distintas, con base a parámetros distintos y afectada por errores propios de la experimentación. Cabe hacer la aclaración de que estos dos resultados se refieren a la eficiencia del convertidor como una unidad pues ambas comparan la potencia que se entrega a la carga con la potencia que entra al sistema.

Parte importante del método y ecuaciones de diseño que se propone en esta tesis son las expresiones para el cálculo de los valores promedio y eficaz de las corrientes del transformador. Sin embargo, los valores eficaces serán tratados en la siguiente sección. A continuación se presentarán pruebas experimentales para validar las ecuaciones que se refieren a la componente de CD de las corrientes. El valor medio de una corriente triangular como las mostradas en la figura IV.1.4 está dado como:

$$\begin{aligned} I_{MED} \quad &= \frac{1}{T_C}\int_{T_C} i(t)\,dt \\ &= \frac{1}{T_C}\frac{t_d \cdot I_P}{2} \qquad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.26}$$

Donde T_C es el periodo de conmutación y t_d es la *duración* del intervalo de conducción de dicha corriente. Entonces, con base a la ecuación (II.1.23), para el caso de la corriente del primario del transformador flyback operado con CD la ecuación (IV.1.26) se convierte en:

$$\begin{aligned} I_{P_{MED}} &= \frac{1}{T_C}\frac{t_{on}\cdot I_{P_P}}{2} \\ &= \frac{1}{T_C}\frac{t_{on}\cdot\left(\frac{V_{E_{CD}}t_{on}}{L_P}\right)}{2} \\ &= \left(\frac{f_C t_{on}^2}{2L_P}\right)\cdot V_{E_{CD}} \qquad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.27}$$

Se observa en la ecuación (IV.1.27) que la relación entre la tensión continua de entrada al convertidor y la corriente promedio del primario es lineal. Por otro lado, en la sección III.1.i se obtuvo en la ecuación (III.1.17) una expresión que permite conocer la corriente promedio del primario de un transformador flyback operado a partir de un rectificador de onda completa; si ésta se reescribe para enfatizar la dependencia respecto de la tensión de entrada, se obtiene:

$$I_{P_{MED}} = \left(\frac{k_M t_{on}^2}{L_P}\right) V_{E_{CA}} \quad [A] \tag{IV.1.28}$$

En la figura IV.1.10 se presenta de forma gráfica la columna #3 de las tablas IV.1.1 y IV.1.2. Aplicando el método de mínimos cuadrados para aproximar linealmente esta serie de datos, se obtiene:

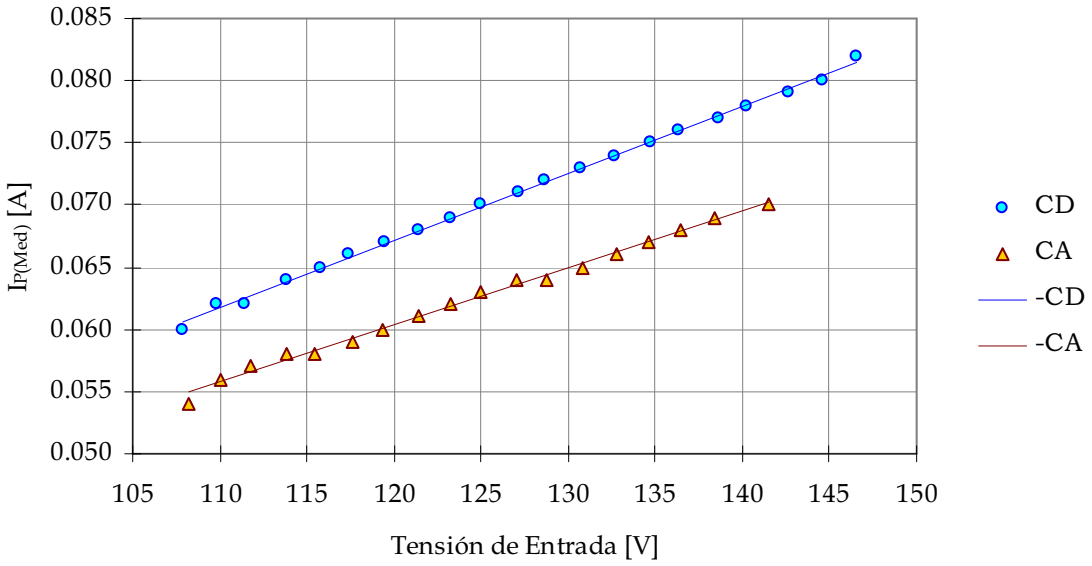


Figura IV.1.10. Corriente promedio del primario.

$$\begin{aligned} I_{P_{MED}} &= \left(558.3\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CD}} \qquad \left(R^2=0.99998\right) \\ &= \left(501.0\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CA}} \quad [A] \quad \left(R^2=0.99993\right) \end{aligned} \tag{IV.1.29}$$

De este resultado, así como de la observación de la figura IV.1.10 se obtiene que el comportamiento es en sí muy cercano al predicho. Además se aprecia claramente la diferencia entre los dos modos de operación, esto es, al operar el convertidor a partir de la salida del rectificador de onda completa, la corriente promedio que entra es mayor que si se suministra una tensión continua. De la regresión lineal de la serie de datos para el convertidor operado con CD y la ecuación (IV.1.27), se puede obtener el inductor del primario como:

$$\begin{aligned} L_P &= \left(\frac{f_C t_{on}^2}{2}\right)\cdot\left(\frac{V_{E_{CD}}}{I_{P_{MED}}}\right) \\ &= \frac{50\times10^3\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}{2}\cdot\left(\frac{1}{558.3\times10^{-6}}\right) \\ &= 1.234\times10^{-3} \qquad [H] \end{aligned} \tag{IV.1.30}$$

Este resultado, aunque bajo es muy cercano (0.483%) al obtenido en la ecuación (IV.1.21). Ahora, de las ecuaciones (IV.1.28) y (IV.1.29) se puede obtener el valor experimental de la constante k_M como:

$$\begin{aligned} k_M &= \frac{L_P}{t_{on}^2}\left(\frac{I_{P_{MED}}}{V_{E_{CA}}}\right) \\ &= \frac{1.302\times10^{-3}}{\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}\left(501.0\times10^{-6}\right) \\ &= 23.67\times10^3 \qquad \left[s^{-1}\right] \end{aligned} \tag{IV.1.31}$$

Para 60[Hz] de frecuencia de línea y 50[kHz] de frecuencia de conmutación, se obtiene de la tabla III.1.1:

$$k_M = 22.472\times10^3 \quad \left[s^{-1}\right] \tag{IV.1.32}$$

La variación entre el valor teórico y el experimental es de 5.347%. Esta aproximación es bastante buena (cabe hacer notar, que si se emplea en el cálculo el inductor recién obtenido en la ecuación (IV.1.30), entonces el error se reduce a 0.185%), con ello puede darse por comprobada la validez de la ecuación (III.1.17).

Con base a la ecuación (IV.1.26) puede obtenerse la corriente promedio del secundario del transformador, al suministrarle al convertidor una tensión constante, como:

$$I_{S_{MED}} = \frac{\left(V_{E_{CD}} t_{on}\right)^2}{2T_C V_S L_P} \quad [A] \tag{IV.1.33}$$

De manera similar al caso del rizo de salida, ésta se trata de una dependencia cuadrática respecto de la tensión de entrada, además de que también está involucrada la tensión de salida, entonces se puede realizar un cambio de variables, como sigue:

$$\left(I_{S_{MED}} \cdot V_S\right) = \frac{t_{on}^2}{2T_C L_P}\left(V_{E_{CD}}^2\right) \quad [VA] \tag{IV.1.34}$$

En la figura IV.1.11 se presenta de forma gráfica el producto $I_{S_{MED}} \cdot V_S$, contra la tensión de entrada, puede apreciarse la curvatura de las gráficas, aunque nuevamente ésta es muy baja e incluso podrían parecer líneas rectas. La regresión lineal para la serie de datos graficada en la figura IV.1.11 entrega los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} \cdot V_S &= \left(405.1\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CD}}^2 \qquad \left(R^2 = 0.99988\right) \\ &= \left(400.8\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CA}}^2 \quad [VA] \quad \left(R^2 = 0.99993\right) \end{aligned} \tag{IV.1.35}$$

Sin embargo, si se sustituyen valores en la ecuación (IV.1.34), se encuentra lo siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{I_{S_{MED}} \cdot V_S}{V_{E_{CD}}^2} &= \frac{t_{on}^2}{2T_C L_P} \\ &= \frac{\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}{2\cdot 20\times10^{-6}\cdot 1.302\times10^{-3}} \\ &= 529.1\times10^{-6} \qquad \left[\Omega^{-1}\right] \end{aligned} \tag{IV.1.36}$$

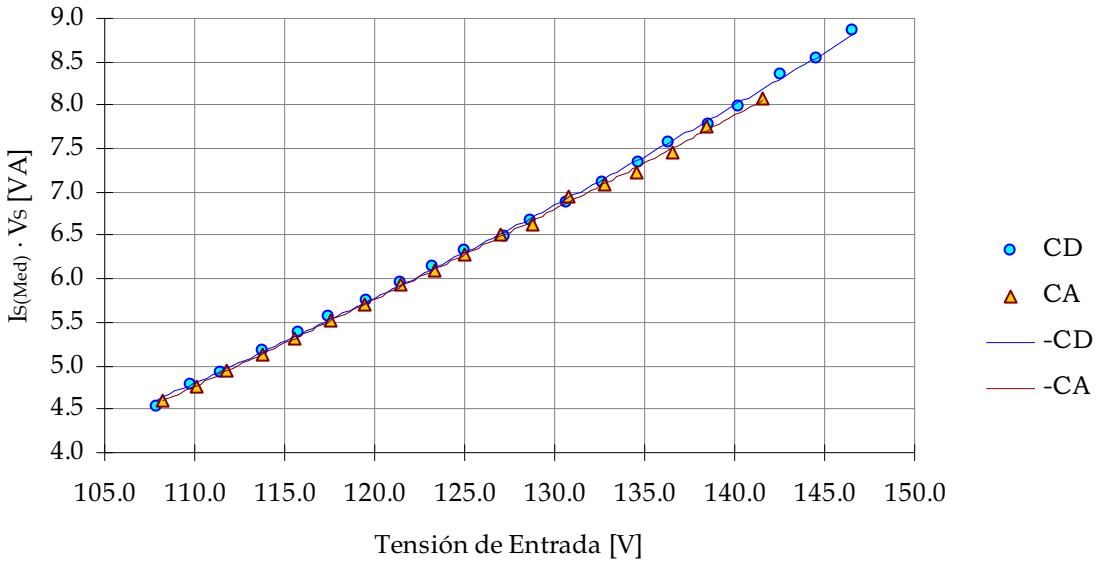


Figura IV.1.11. Corriente promedio del secundario.

El valor encontrado experimentalmente presenta una variación del 23.44% del valor teórico. Un error tan grande, de ser producto de la experimentación, pondría en entredicho todos los resultados sin embargo, el haber obtenido buenos resultados de los mismos experimentos, supone un problema en el planteamiento de la expresión analizada; por esta razón se le dedicó tiempo a encontrar y resolver el problema.

La solución es la siguiente: tanto en la determinación de la transferencia de tensiones, como en la determinación del rizo de salida, al tratarse de transferencias de potencia en un caso (ecuaciones (III.1.5) y (III.1.6)) o energía en el otro (ecuaciones (III.1.33) y (III.1.34)) resulta natural incluir la *eficiencia* con que es transferida dicha potencia o energía, sin embargo en el caso presente al tratarse de corrientes (o más propiamente dicho de *transferencia de corrientes*) la energía queda *enmascarada*, pero ello no significa que no se esté transfiriendo energía, por el contrario, se dijo en la sección II.1.ii que la conducción alternada de un devanado y otro se debe precisamente a la transferencia de energía de un arrollamiento al otro. Entonces, el error detectado a partir de la discrepancia entre los resultados de las ecuaciones (IV.1.35) y (IV.1.36) se debe a que no se tomó en cuenta la *eficiencia del transformador* en la determinación de la corriente promedio del devanado secundario.

A continuación se mostrará el efecto de la eficiencia en la transferencia de corrientes. La energía almacenada en forma de campo magnético en un inductor está dada como $E=\frac{1}{2}LI^2$; entonces, la energía almacenada en el inductor primario al finalizar el intervalo de conducción está dada por la siguiente ecuación:

$$E_P=\tfrac{1}{2}L_P I_{P_P}^2 \quad [J] \tag{IV.1.37}$$

Mientras que la energía transferida al devanado secundario al comienzo del intervalo de recuperación está dada por:

$$E_S=\tfrac{1}{2}L_S I_{S_P}^2 \quad [J] \tag{IV.1.38}$$

Pero dado que el transformador no es ideal, la energía transferida es menor a la energía almacenada en el primario, esto es, no toda la energía es captada por el secundario; así, se tiene que:

$$E_S=\eta_T E_P \quad [J] \tag{IV.1.39}$$

Ahora, si se sustituyen las ecuaciones (IV.1.37) y (IV.1.38) en (IV.1.39) y recordando que $L_S=\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_P$, se obtiene:

$$\begin{aligned} \tfrac{1}{2} L_P I_{P_P}^2 &= \eta_T \left[\tfrac{1}{2} L_S I_{S_P}^2 \right] \\ &= \tfrac{1}{2} \eta_T \left(\tfrac{N_S}{N_P} \right)^2 L_P I_{S_P}^2 \quad [J] \end{aligned} \tag{IV.1.40}$$

Simplificando los términos iguales en la ecuación (IV.1.40) y reacomodando se obtiene:

$$I_{P_P}^2 = \eta_T \left(\tfrac{N_S}{N_P} I_{S_P} \right)^2 \quad \left[A^2 \right]$$

O bien: (IV.1.41)

$$I_{S_P} = \sqrt{\eta_T} \tfrac{N_P}{N_S} I_{P_P} \quad [A]$$

Lo anterior demuestra que la transferencia de corrientes está afectada por la eficiencia del transformador en el momento de la conmutación, sin embargo, tal como se aprecia en la figura IV.1.4(b), la corriente en todo el intervalo de recuperación (cuando conduce el secundario) depende directamente del valor de pico que se transfiere del primario, entonces si el pico de corriente es reducido en un factor $\sqrt{\eta_T}$, se *escalará* en el mismo factor la corriente del secundario en *todo el intervalo*, de manera que la ecuación (IV.1.41) puede generalizarse como:

$$I_S = \sqrt{\eta_T} \tfrac{N_P}{N_S} I_P \quad [A] \tag{IV.1.42}$$

Lo anterior implica que si se mide la relación de transformación a partir de las corrientes, se estará midiendo la relación de transformación *efectiva* mas no la *real* que deberá obtenerse conociendo la eficiencia, o bien a partir de la magnitud de las inductancias.

Es necesario ahora probar que éste es el efecto que produjo la variación de resultados y realizar las correcciones pertinentes. Con base a la ecuación (IV.1.26) para el devanado secundario, se tiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{1}{T_C} \frac{t_r \cdot I_{S_P}}{2} \\ &= \frac{\left(\dfrac{I_{S_P}}{m_S} \right) \cdot I_{S_P}}{2T_C} \\ &= \frac{1}{m_S} \cdot \frac{I_{S_P}^2}{2T_C} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.43}$$

Donde t_r es el tiempo de recuperación y m_S es la pendiente de caída de la corriente del secundario, que de acuerdo a la ecuación (III.1.19) está dada por:

$$m_S = \left(\tfrac{N_P}{N_S} \right)^2 \cdot \frac{V_S}{L_P} \quad \left[\tfrac{A}{s} \right] \tag{IV.1.44}$$

Combinando las ecuaciones (IV.1.43), (IV.1.44), (IV.1.42) se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{MED}} &= \frac{L_P}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 V_S} \cdot \frac{\left(\sqrt{\eta_T}\,\frac{N_P}{N_S} I_{P_P}\right)^2}{2T_C} \\ &= \frac{L_P}{V_S} \cdot \frac{\eta_T}{2T_C}\left(\frac{V_{E_{CD}} t_{on}}{L_P}\right)^2 \\ &= (\eta_T)\frac{\left(V_{E_{CD}} t_{on}\right)^2}{2T_C V_S L_P} \qquad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.45}$$

Entonces, a partir de las ecuaciones (IV.1.45) y (IV.1.35) se obtiene:

$$\begin{aligned} \eta_T &= \frac{2T_C L_P}{t_{on}^2}\left(\frac{I_{S_{MED}} \cdot V_S}{V_{E_{CD}}^2}\right) \\ &= \frac{2 \cdot 20\times10^{-6} \cdot 1.302\times10^{-3}}{\left(5.25\times10^{-6}\right)^2}\left(405.1\times10^{-6}\right) \\ &= 0.7657 \end{aligned} \tag{IV.1.46}$$

La eficiencia calculada con la ecuación (IV.1.46) es 7.331% más alta que la que se obtuvo en la ecuación (IV.1.18), aunque como se dijo, ésta se refiere a todo el convertidor, mientras que la que se acaba de obtener es la eficiencia únicamente del transformador, por lo que resulta lógico que sea mayor. Lo anterior explica la variación de los resultados experimentales respecto de lo esperado, sin embargo es necesario demostrar que esta suposición es correcta. Para ello se obtendrá la relación de transformación *real* del transformador flyback y se obtendrá su eficiencia en comparándola con la relación de transformación que se obtuvo en base a la transferencia de corrientes en la ecuación (IV.1.15).

Para la medición de la relación de transformación real deben conocerse las inductancias del primario y secundario. La inductancia del primario se determinó de forma experimental y se ha tomado su valor como 1.302[mH]. Para obtener la inductancia del secundario se alimentó al convertidor con CD y se ajustó la tensión de salida (variando la tensión de entrada y sin emplear el controlador) a un valor *fácil* de medir, de manera que con base a la tensión de salida y midiendo la pendiente de caída puede conocerse la inductancia del secundario como:

$$L_S = \frac{V_S}{m_S} \quad [H] \tag{IV.1.47}$$

En la figura IV.1.12 se muestran los oscilogramas de las ondas observadas para realizar esta medición; se ha marcado con una flecha la

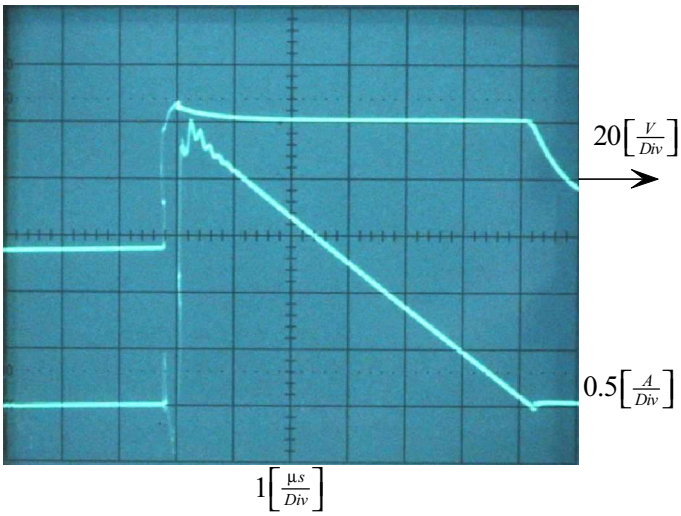


Figura IV.1.12. Detalle de la tensión y corriente del secundario del transformador flyback.

referencia (o tierra) del canal #1; entonces, se observa que se ajustó la tensión de salida a 20[V] (para lo que fue necesario suministrar 132.9[V] de CD, de la figura IV.1.12 se obtiene que la pendiente es de $\sim 0.4\left[\frac{A}{\mu s}\right]$; así, se tiene que:

$$\begin{aligned} L_S &= \frac{V_S}{m_S} \\ &= \frac{20}{0.4} \\ &= 50 \quad [\mu H] \end{aligned} \tag{IV.1.48}$$

Con este valor de inductancia del secundario y la inductancia del primario determinada en la ecuación (IV.1.11) puede obtenerse la relación de transformación real del transformador flyback como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{N_P}{N_S} &= \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \\ &= \sqrt{\frac{1.302\times10^{-3}}{50\times10^{-6}}} \\ &= 5.104 \end{aligned} \tag{IV.1.49}$$

Este resultado es muy cercano al parámetro de diseño, con una diferencia de 2.882%, que puede deberse tanto a errores de la medición, como a la construcción en sí misma del transformador. Ahora bien, con este resultado, la relación de transformación obtenida en la ecuación (IV.1.15) y en base a la ecuación (IV.1.42), se obtiene la eficiencia del transformador como:

$$\begin{aligned} \eta_T &= \left[\frac{1}{\frac{N_P}{N_S}}\cdot\left(\frac{I_S}{I_P}\right)\right]^2 \\ &= \left[\frac{1}{5.104}(4.557)\right]^2 \\ &= 0.7971 \end{aligned} \tag{IV.1.50}$$

Esta eficiencia tiene una variación respecto de la obtenida en la ecuación (IV.1.46) de 3.945% que es suficientemente bajo para dar por demostrada la suposición hecha. Con lo que se valida la corrección realizada en la ecuación (IV.1.45). Por otro lado, es coherente que la eficiencia del

transformador sea más alta que la eficiencia de todo el convertidor, pues ésta incluye las pérdidas en los conmutadores y los filtros de línea y de salida, de manera que si esta eficiencia se da por buena, la eficiencia de todo el sistema (excluyendo al transformador) puede estimarse como:

$$\begin{aligned}\eta_S &= \frac{\eta_C}{\eta_T} \\ &= \frac{0.7134}{0.7971} \\ &= 0.8950\end{aligned} \qquad \text{(IV.1.51)}$$

Donde η_C es la eficiencia del convertidor que se obtuvo en la ecuación (IV.1.18). El resultado de la ecuación (IV.1.51) muestra que el resto del sistema posee una eficiencia bastante alta, o lo que es más importante, implica que el transformador (junto con el snubber, que es el que disipa una buena parte de la energía que el transformador *pierde*) es el dispositivo que mayor efecto tiene en la reducción de la eficiencia total del corrector del factor de potencia.

Ahora que se ha demostrado que la corrección es válida, es necesario propagarla a las ecuaciones de diseño que así lo requieran. La primera de ellas es la ecuación (III.1.18), que se refiere precisamente a la reflexión de corrientes, que es corregida como:

$$I_{S_P}(\theta) = \left(\sqrt{\eta_T}\right)\frac{N_P}{N_S}\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{L_P}\cdot Sen(\theta) \quad [A] \qquad \text{(IV.1.52)}$$

Luego, al modificarse la corriente de pico del secundario, se modificará también el tiempo de recuperación presentado en la ecuación (III.1.20) como sigue:

$$\begin{aligned}t_r &= \frac{I_{S_P}}{m_S} \\ &= \frac{\left(\sqrt{\eta_T}\right)\frac{N_P}{N_S}\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{L_P}\cdot Sen(\theta)}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2\frac{V_S}{L_P}} \\ &= \left(\sqrt{\eta_T}\right)\frac{\sqrt{2}V_{CA}t_{on}}{\frac{N_P}{N_S}V_S}\cdot Sen(\theta) \qquad [s]\end{aligned} \qquad \text{(IV.1.53)}$$

No se pretende repetir la determinación de las ecuaciones de diseño en este punto, solamente se presentarán de forma breve las correcciones que son necesarias. Se encontró que para propagar la corrección, basta con emplear la definición del tiempo de recuperación obtenida en la ecuación

(IV.1.53); por otro lado, la corrección afecta únicamente a las ecuaciones de diseño para el cálculo de la corriente del secundario. Así, el valor eficaz de la corriente del secundario dado en la ecuación (III.1.23), queda corregido como:

$$I_{S_{RMS}} = \left(\eta_T^{\frac{3}{4}}\right) k_S \frac{V_{CA} t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P} \cdot \sqrt{\frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_{CA}}{V_S}} \quad [A] \tag{IV.1.54}$$

La definición de la constante k_S no sufre cambios. La corriente promedio del secundario presentada en la ecuación (III.1.28) se corrige como sigue:

$$I_{S_{MED}} = \tfrac{3}{2}(\eta_T) k_P^2 \frac{\left(V_{CA} t_{on}\right)^2}{V_S L_P} \quad [A] \tag{IV.1.55}$$

Comparando las ecuaciones (IV.1.55) y (IV.1.45) se aprecia que la corrección es coherente, pues ambos valores promedio, al operarse con CD o CA son afectados linealmente por la eficiencia del transformador. La reflexión de la corriente del secundario al primario, para la obtención de las componentes de la corriente *neta* también es afectada, de manera que el valor eficaz de la corriente *neta* dado en la ecuación (III.1.30), se corrige como sigue:

$$I_{L_{RMS}} = \sqrt{I_{P_{RMS}}^2 + \left(\frac{I_{S_{RMS}}}{\sqrt{\eta_T} \frac{N_P}{N_S}} \right)^2} \quad [A] \tag{IV.1.56}$$

Y el valor promedio de la corriente neta, equivalente a la que circularía por un solo inductor, presentada en la ecuación (III.1.32) se corrige como:

$$I_{L_{MED}} = I_{P_{MED}} + \frac{I_{S_{MED}}}{\sqrt{\eta_T} \frac{N_P}{N_S}} \quad [A] \tag{IV.1.57}$$

Con lo anterior quedan corregidas las ecuaciones de diseño. Como medio de comprobación, se empleará la ecuación (III.1.50), correspondiente al valor medio de la corriente del secundario; suponiendo que la eficiencia del transformador es la obtenida en la ecuación (IV.1.46) y en base a la regresión lineal de la ecuación (IV.1.35), se obtiene la constante k_P:

$$\begin{aligned} k_P &= \sqrt{\frac{L_P}{\frac{3}{2}\eta_T t_{on}^2} \left(\frac{I_{S_{MED}} \cdot V_S}{V_{E_{CA}}^2} \right)} \\ &= \sqrt{\frac{1.302 \times 10^{-3}}{\frac{3}{2}(0.7657)\left(5.25 \times 10^{-6}\right)^2} \left(400.8 \times 10^{-6}\right)} \\ &= 128.4124 \qquad \left[s^{-\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \tag{IV.1.58}$$

Para 60[Hz] de frecuencia de línea y 50[kHz] de frecuencia de conmutación, de la tabla III.1.1 se obtiene:

$$k_P = 128.994 \quad \left[s^{-\frac{1}{2}} \right] \tag{IV.1.59}$$

La variación del valor experimental respecto del teórico es de apenas el 0.4508%, que es una aproximación bastante buena; con lo anterior puede asegurarse que las ecuaciones empleadas para la determinación de los valores medios de las corrientes son válidas. Además, la constante k_P se definió para el cálculo de la corriente eficaz del primario, lo que es un indicio adicional de que el método empleado y con ello el resto de las ecuaciones son correctas, pero las corrientes eficaces se mostrarán en la siguiente sección.

Para averiguar lo que sucede con la relación de transformación *de tensiones*, se registró la tensión reflejada durante la prueba con CD. En la figura IV.1.13 se presenta la variación de la tensión reflejada respecto de la tensión de entrada. La regresión lineal de esta serie de datos arroja los siguientes resultados:

$$V_R = \left(657.9\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CD}} \quad [V] \quad \left(R^2 = 0.99988\right) \tag{IV.1.60}$$

Ahora bien, con base a este resultado y la expresión experimental obtenida para la transferencia de tensiones operando al sistema con CD, en la ecuación (IV.1.17), se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{N_P}{N_S} &= \frac{V_R}{V_S} \\ &= \frac{\left(657.9\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CD}}}{\left(147.7\times10^{-3}\right)\cdot V_{E_{CD}}} \\ &= 4.454 \end{aligned} \tag{IV.1.61}$$

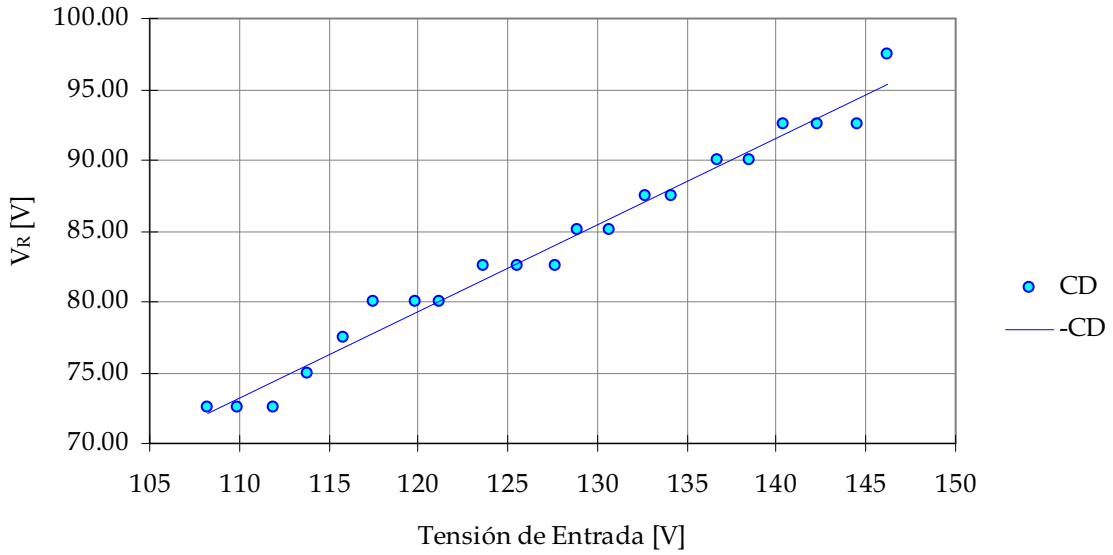


Figura IV.1.13. Tensión de salida, reflejada al primario.

Este valor es muy cercano (con una diferencia de 2.254%) a la relación de transformación efectiva de corrientes, lo que significa que en apariencia la relación de transformación es afectada por la eficiencia de forma generalizada, excepto la propia relación de magnitud de las inductancias.

Finalmente, se presenta en la figura IV.1.14 el comportamiento de la tensión máxima que soporta el transistor, se aprecia que el comportamiento es también lineal, pues depende de la entrada propiamente, de la salida (que es proporcional a la entrada de acuerdo a la ecuación (II.1.7)) y el sobreimpulso, que es proporcional a la corriente de pico del primario, que a su vez es proporcional a la entrada. Esto es, la tensión máxima es una combinación lineal de una serie de parámetros proporcionales a la tensión de entrada, por lo que no resulta extraño que la relación también resulte lineal. La correlación es:

$$\begin{aligned} V_{DS_{MAX}} &= (2.167)\cdot V_{E_{CD}} \quad \left(R^2 = 0.99996\right) \\ &= (2.714)\cdot V_{E_{CA}} \quad [V] \quad \left(R^2 = 0.99998\right) \end{aligned} \tag{IV.1.62}$$

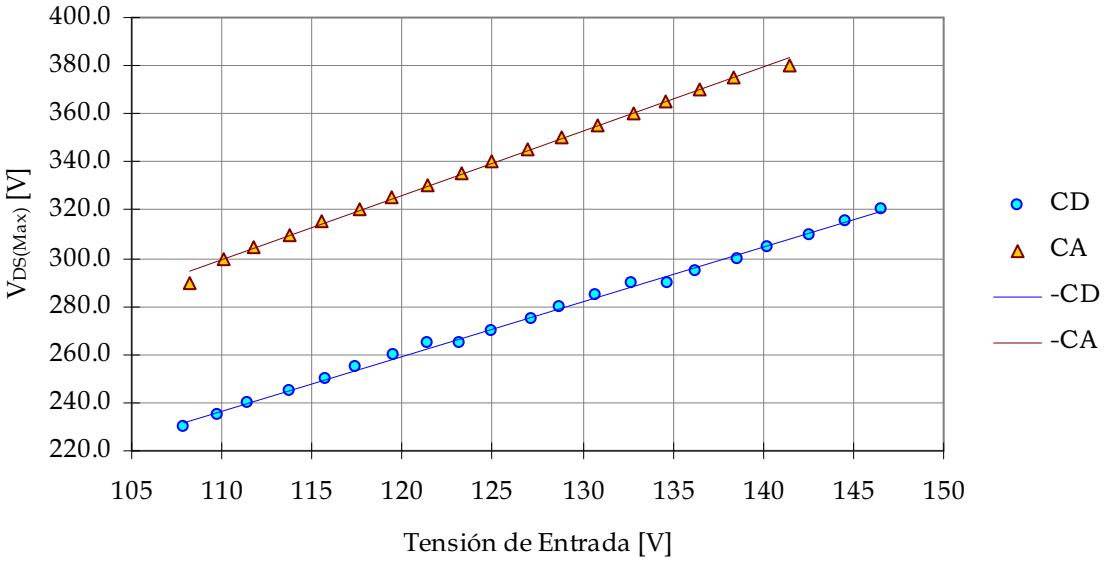


Figura IV.1.14. Tensión máxima en el MOSFET.

IV.1.iv. Medición del Valor Eficaz o RMS Verdadero

La medición del valor eficaz no es tan simple como la medición del valor promedio de una onda de tensión; éste último corresponde a la componente de CD de la onda, de manera que con un buen filtro paso bajas que bloquee toda componente de alterna, podrá medirse el valor promedio de una onda de tensión. Por otra parte, el valor eficaz incluye el aporte de energía de todas las componentes espectrales de la onda en

cuestión. Así, se ha dicho que el valor eficaz verdadero de una onda puede expresarse como:

$$V_{RMS} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \cdots} \quad [V] \tag{IV.1.63}$$

La medición del valor eficaz de una onda, basada en esta definición requeriría de la medición del valor eficaz de la componente de directa (V_0), la fundamental (V_1) y cuando menos aquellas armónicas que mayor aporte tengan a la energía total de la onda. Entonces, el ancho de banda requerido para la realización de esta medición es bastante mayor a la frecuencia de la fundamental. Para la realización de mediciones, cuando la frecuencia fundamental es la de la línea (60[Hz]), con un ancho de banda de 1-2[kHz] es suficientes para medir con precisión la mayor parte de las ondas que se presenten. Por esta razón es que la mayor parte de los instrumentos de medición capaces de medir el valor eficaz verdadero están especificados con un ancho de banda similar a éste.

El valor eficaz, en términos generales se define como la magnitud de una tensión continua que genere los mismos efectos sobre una carga patrón que la onda analizada. En términos simples, puede decirse que el valor eficaz es "la tensión continua" que produzca el mismo calentamiento en una resistencia conocida que la onda analizada. La implementación directa de la definición es el método implementado originalmente por la compañía Fluke, conocido como el método de conversión de valor eficaz verdadero a corriente directa *térmico* y se muestra en la figura IV.1.15. Se aprecia que en este método una muestra proporcional a la onda de entrada es aplicada a una resistencia y el levantamiento de temperatura es sensado, mientras que a una segunda resistencia de igual magnitud se le aplica una tensión continua, misma que es ajustada hasta que la diferencia de temperaturas en ambos resistores es cero, con ello se tiene directamente el valor eficaz verdadero a la salida del convertidor. En teoría este método es uno de los más simples, pero también uno de los

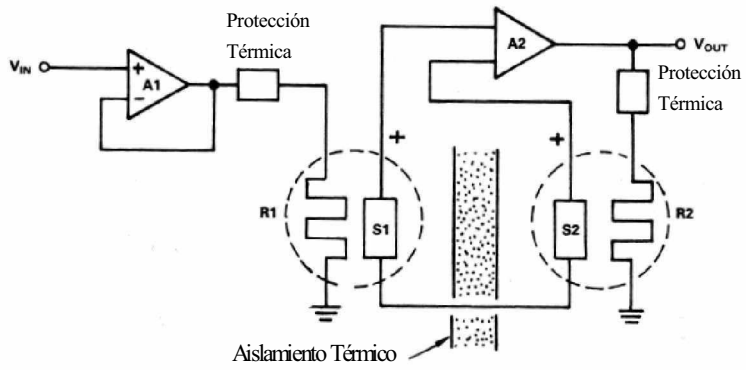


Figura IV.1.15. Implementación del método térmico de conversión de RMS a CD.

más costosos y de implementación más complicada en la práctica. Por fortuna éste no es el único método de medición del valor eficaz, o dicho en otros términos, no es el único método de conversión de valor eficaz a corriente continua (RMS-CD). En los análisis presentados en el capítulo III, no se empleó la ecuación (IV.1.63) para conocer el valor eficaz, en cambio se utilizó la siguiente definición:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt} \quad [V] \tag{IV.1.64}$$

Literalmente, el valor eficaz o *RMS* no es sino el *valor medio cuadrático* de la onda analizada. Se comentó que el *valor medio* puede medirse a través de un filtro paso bajas, entonces la ecuación (IV.1.64) puede reescribirse como:

$$V_{RMS} = \sqrt{Med\left[v^2(t)\right]} \quad [V] \tag{IV.1.65}$$

Entonces, si se cuenta con un medio para la obtención del cuadrado de la onda de entrada, filtrarla y obtener la raíz cuadrada se obtendrá el valor eficaz verdadero. Tal método se conoce como el método de cálculo del valor eficaz *explícito* o *directo* y se muestra en la figura IV.1.16(a). La implementación de un multiplicador analógico se logra mediante el uso de amplificadores logarítmicos, entonces este método puede de hecho implementarse con electrónica analógica.

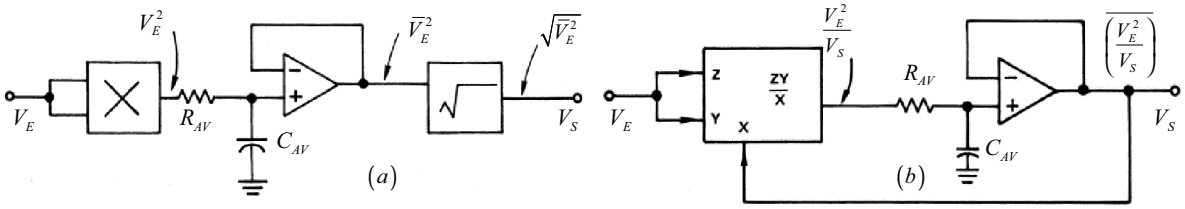


Figura IV.1.16. Métodos de cálculo del valor eficaz con electrónica analógica, implementación a)directa y b)implícita.

En la figura IV.1.16(b) se muestra el método de cálculo implícito, se observa que éste es un esquema realimentado que emplea el mismo multiplicador para la obtención del cuadrado de la entrada, pero además divide el cuadrado de la entrada sobre la salida y es éste el valor del cual se obtiene el promedio. Una vez alcanzado el estado estable, la salida del convertidor es una tensión continua, entonces:

$$\begin{aligned} V_S &= \overline{\left(\frac{V_E^2}{V_S}\right)} \\ &= \frac{\bar{V}_E^2}{V_S} \quad [V] \end{aligned} \tag{IV.1.66}$$

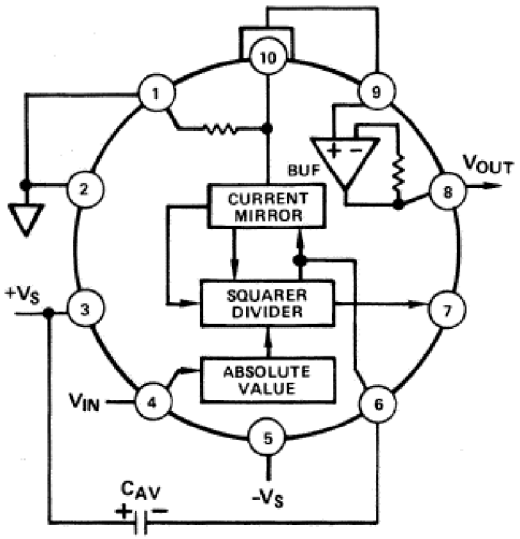


Figura IV.1.17. Diagrama interno del con_ vertidor de RMS-CD AD536A.

De donde se obtiene:

$$V_S = \sqrt{\overline{V_E^2}} \quad [V] \tag{IV.1.67}$$

Un circuito que realiza el cálculo implícito es el *Convertidor de RMS-CD* AD536A del fabricante Analog Devices, cuyo diagrama se muestra en la figura IV.1.17. Este dispositivo, obtiene el valor absoluto de la tensión de entrada antes de entregarla al bloque que obtiene el cuadrado de la entrada y lo divide sobre la salida. La salida de este dispositivo es una corriente, de manera que la realimentación se realiza a través de un espejo de corriente. En la figura IV.1.17 se aprecia que el capacitor de filtrado C_{AV} es un componente externo que ha de elegirse para fijar la constante de tiempo del filtro. La corriente de salida pasa por una resistencia interna para generar la tensión de salida, que atraviesa un amplificador de ganancia unitaria (o buffer en inglés) para entregar la tensión con una impedancia de salida baja.

Esta discusión se ha centrado en la determinación del valor eficaz de una onda de tensión, sin embargo se desea obtener el valor eficaz de dos corrientes. Pero esto no supone ningún problema puesto que la impedancia de entrada del convertidor es alta de manera que no afecta perceptiblemente a la corriente que atraviesa por las resistencias de sensado de las corrientes del primario y del secundario $(R_{SIP}$ y $R_{SIS})$; así:

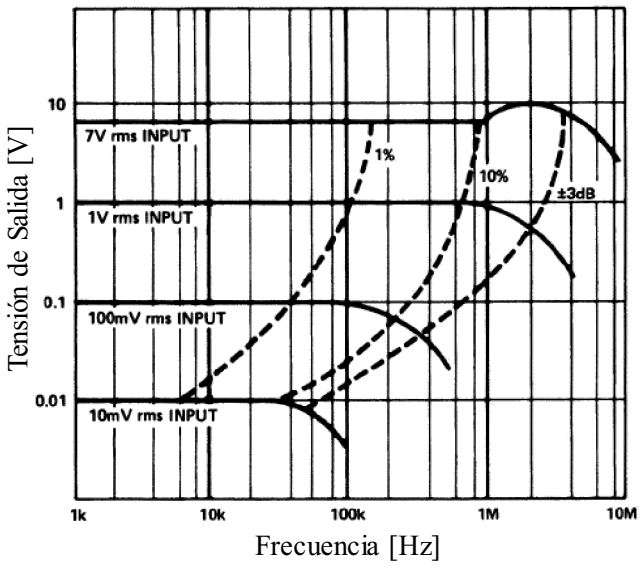


Figura IV.1.18. Respuesta en frecuencia del AD536A.

$$V_{SI} = R_{SI} \cdot I \quad [V] \tag{IV.1.68}$$

En la figura IV.1.18 se presenta la respuesta en frecuencia de este circuito, ésta es función del nivel de la tensión eficaz de entrada (que se expresa también en términos de la tensión de CD de salida). Antes se mencionó que era necesario tener en

cuenta las componentes espectrales de la corriente, así que con base al nivel de la corriente eficaz y la figura IV.1.18 podrá obtenerse el ancho de banda del convertidor para diferentes niveles de precisión.

Así por ejemplo, para un nivel de 1[V] eficaz de entrada al convertidor y un error de 1% se tiene un ancho de banda de ~100[kHz], pero se observa también que bajo estas condiciones el error para una frecuencia de 250[kHz] no es muy superior al 1%. Se menciona este nivel de corriente, pues en la sección III.2.i, se obtuvo en la ecuación (III.2.7) que la corriente máxima del secundario es 1.04[A]. El nivel máximo de la corriente eficaz del primario es de aproximadamente 0.2[A] (0.2[V] de entrada al convertidor) para el que el ancho de banda a de 1% de error es ~60[kHz] y a 250[kHz] el error no es muy lejano al 10%, por lo que puede esperarse un error un tanto mayor en la medición de la corriente eficaz del primario. Por otro lado, en la sección II.2.i se obtuvieron también los picos de corriente, con base a los cuales puede obtenerse el factor de cresta (que es una medida del nivel de distorsión de la onda analizada); así por ejemplo, en base a las ecuaciones (III.2.7) y (III.2.14) se tiene para la corriente del secundario:

$$\begin{aligned} F.C._S &= \frac{I_{S_P}}{I_{S_{RMS}}} \\ &= \frac{4.143}{1.04} \\ &= 3.984 \end{aligned} \qquad \text{(IV.1.69)}$$

El AD536A está diseñado para realizar la conversión del valor eficaz verdadero a su correspondiente valor de corriente directa con un error inferior al 1% para factores de cresta F.C. = 7, por lo que este parámetro no representa un problema en este caso.

Con todo lo anterior, se elimina el impedimento en la medición de los valores eficaces de las corrientes del primario y secundario, con lo que se complementan las pruebas presentadas en las secciones precedentes.

Entonces, se realizaron dos pruebas, una para operación con CD y la otra para operación con CA; en ambos casos se registraron las corrientes eficaces del primario y secundario, además de las tensiones de entrada y salida. En la tabla IV.1.3 se enlistan los resultados de estas dos pruebas.

A continuación se analizarán los resultados presentados en la tabla IV.1.3, con la finalidad de completar la demostración de la validez de las ecuaciones que se desarrollaron al principio del capítulo III (incluyendo las correcciones realizadas en la sección anterior a las corrientes del secundario del transformador).

Operación con C.D.				Operación con C.A.			
$V_{E_{CD}}$ $[V]$	V_S $[V]$	$I_{P_{RMS}}$ $[A]$	$I_{S_{RMS}}$ $[A]$	$V_{E_{CA}}$ $[V]$	V_S $[V]$	$I_{P_{RMS}}$ $[A]$	$I_{S_{RMS}}$ $[A]$
108.1	16.02	0.133	0.673	108.0	15.85	0.131	0.726
109.9	16.27	0.135	0.686	109.7	16.10	0.134	0.737
111.7	16.58	0.137	0.696	111.8	16.37	0.136	0.750
113.8	16.89	0.140	0.710	113.9	16.70	0.139	0.763
115.7	17.22	0.142	0.720	115.6	16.98	0.141	0.774
117.6	17.48	0.144	0.732	117.7	17.39	0.144	0.787
119.4	17.79	0.147	0.743	119.5	17.59	0.146	0.800
121.3	18.13	0.150	0.757	121.2	17.92	0.148	0.811
123.1	18.36	0.151	0.765	123.2	18.23	0.151	0.823
125.1	18.62	0.153	0.775	125.2	18.40	0.153	0.837
127.1	18.87	0.155	0.787	127.0	18.76	0.155	0.847
128.4	19.09	0.157	0.795	128.9	18.95	0.157	0.851
130.7	19.43	0.159	0.806	130.8	19.31	0.159	0.869
132.7	19.74	0.162	0.818	132.5	19.45	0.161	0.879
134.5	20.00	0.164	0.828	134.8	19.84	0.163	0.894
136.7	20.29	0.166	0.841	136.7	20.15	0.166	0.907
138.3	20.58	0.169	0.853	138.6	20.35	0.168	0.919
140.4	20.79	0.171	0.864	140.1	20.63	0.170	0.928
142.6	21.17	0.174	0.876	142.4	20.97	0.173	0.942
144.7	21.49	0.176	0.888				
146.1	21.71	0.178	0.898				

Tabla IV.1.3. Medición de las corrientes eficaces, bajo operación con CD y CA.

El valor eficaz de una corriente con forma de diente de sierra como las mostradas en la figura IV.1.2, de manera análoga a la ecuación (IV.1.26), puede expresarse en términos de su valor pico y su tiempo de duración como:

$$\begin{aligned} I_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T_C}\int_{T_C} i^2(t)\,dt} \\ &= \frac{I_P}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{t_d}{T_C}} \qquad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.70}$$

Con base a la ecuación (IV.1.70), se tiene entonces que en el caso de la corriente del primario de un transformador flyback al que se le suministra una tensión continua, su valor eficaz está dado por:

$$\begin{aligned} I_{P_{RMS}} &= \frac{I_{P_P}}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{t_{on}}{T_C}} \\ &= \left(\frac{V_{E_{CD}} t_{on}}{L_P}\right)\sqrt{\frac{f_C \cdot t_{on}}{3}} \\ &= \left(\sqrt{\frac{f_C}{3}} \cdot \frac{t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}\right) \cdot V_{E_{CD}} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.71}$$

Por otro lado, en la sección III.1.i, se obtuvo el valor eficaz de la corriente del primario del transformador al ser operado con una onda senoidal rectificada, ésta se presentó en la ecuación (III.1.14) y es:

$$I_{P_{RMS}} = \left(k_P \frac{t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}\right) \cdot V_{E_{CA}} \quad [A] \tag{IV.1.72}$$

Se observa que en ambos casos, la relación entre la corriente eficaz del primario y la tensión de alimentación es lineal. En la figura IV.1.19 se presentan de forma gráfica las columnas #3 y #7 de la tabla IV.1.3, correspondientes al valor eficaz del primario del transformador para ambos modos de operación. El resultado de la aproximación lineal de estas series de datos es el siguiente:

$$\begin{aligned} I_{P_{RMS}} &= \left(1.222\times10^{-3}\right) \cdot V_{E_{CD}} \qquad \left(R^2 = 0.99998\right) \\ &= \left(1.217\times10^{-3}\right) \cdot V_{E_{CA}} \quad [V] \quad \left(R^2 = 0.99999\right) \end{aligned} \tag{IV.1.73}$$

Tanto en la figura IV.1.19, como en los resultados presentados en la ecuación (IV.1.73) se observa no sólo que la aproximación lineal es

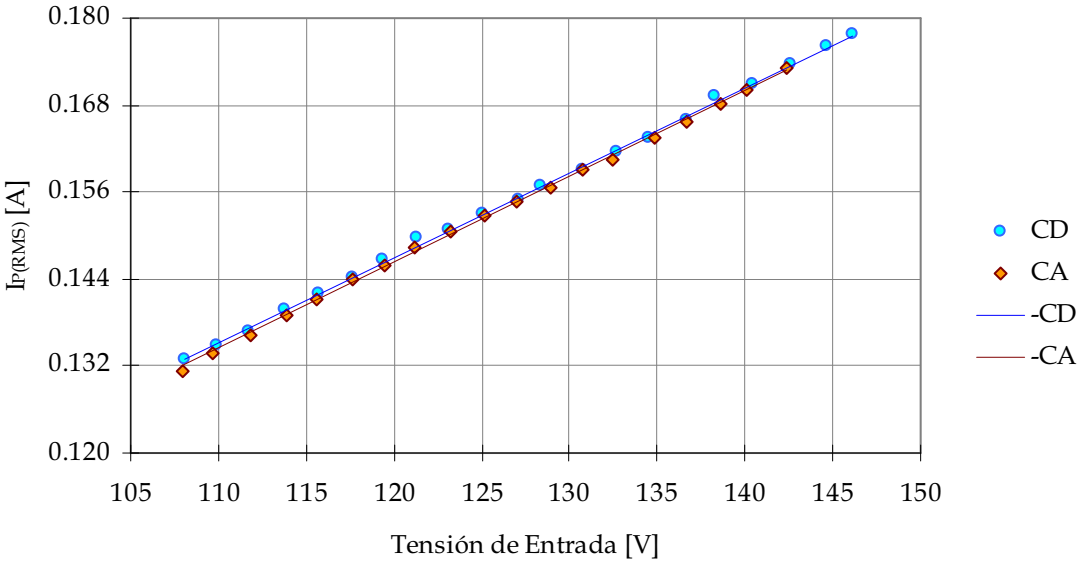


Figura IV.1.19. Corriente eficaz del primario.

bastante buena, sino que la diferencia entre un modo de operación y otro es muy pequeña. Con base a las ecuaciones (IV.1.71) y (IV.1.73) puede obtenerse el valor del inductor primario resultante de esta prueba.

$$\begin{aligned} L_P &= \left(\sqrt{\frac{f_C}{3}}\cdot t_{on}^{\frac{3}{2}}\right)\cdot\left(\frac{V_{E_{CD}}}{I_{P_{RMS}}}\right) \\ &= \left[\sqrt{\frac{50\times10^3}{3}}\left(5.25\times10^{-6}\right)^{\frac{3}{2}}\right]\left(\frac{1}{1.222\times10^{-3}}\right) \\ &= 1.271\times10^{-3} \qquad [H] \end{aligned} \tag{IV.1.74}$$

Este resultado presenta una variación del 2.393% respecto del valor de inductancia que se ha tomado como referencia (1.302[mH]). La variación es suficientemente baja, como para concluir que el método de medición es adecuado y los resultados que se obtengan de la prueba son válidos. En lo que respecta a la operación con CA, de las ecuaciones (IV.1.72) y (IV.1.73) puede obtenerse el valor experimental de la constante k_P como sigue:

$$\begin{aligned} k_P &= \frac{L_P}{t_{on}^{\frac{3}{2}}}\left(\frac{I_{P_{RMS}}}{V_{E_{CA}}}\right) \\ &= \frac{1.302\times10^{-3}}{\left(5.25\times10^{-6}\right)^{\frac{3}{2}}}\left(1.217\times10^{-3}\right) \\ &= 131.72 \qquad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \end{aligned} \tag{IV.1.75}$$

La diferencia entre este resultado y el presentado en la ecuación (IV.1.59) es de 2.116% que es en sí un buen resultado, además cabe hacer notar, que si en el cálculo se emplease el valor del inductor recién obtenido, el error es de apenas 0.3278%. Este resultado confirma la validez de la ecuación desarrollada para el cálculo de la corriente eficaz del primario del transformador, tal como se anticipaba en la sección anterior al evaluar la validez de la ecuación (una vez corregida) para el valor medio de la corriente del secundario. En el caso del secundario, su corriente eficaz bajo operación con CD, se obtiene a partir de la ecuación (IV.1.70), sustituyendo la corriente de pico de este devanado y el tiempo de recuperación, como sigue:

$$\begin{aligned} I_{S_{RMS}} &= \frac{I_{S_P}}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{t_r}{T_C}} \\ &= I_{S_P}\sqrt{\frac{f_C}{3}\cdot\frac{I_{S_P}}{m_S}} \\ &= I_{S_P}^{\frac{3}{2}}\sqrt{\frac{f_C}{3}\cdot\frac{1}{m_S}} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.76}$$

Ahora, reflejando la corriente del primario al secundario, con base a la ecuación (IV.1.42) y con la pendiente de descenso dada en la ecuación (IV.1.44), se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{S_{RMS}} &= \left[\sqrt{\eta_T}\,\tfrac{N_P}{N_S} I_{P_P}\right]^{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{f_C}{3}\cdot\frac{L_P}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 V_S}} \\ &= \left(\eta_T^{\frac{3}{4}}\right)\left(\frac{V_{E_{CD}} t_{on}}{L_P}\right)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{N_P}{N_S}\cdot\frac{f_C}{3}\cdot\frac{L_P}{V_S}} \\ &= \left(\eta_T^{\frac{3}{4}}\right)\frac{\left(V_{E_{CD}} t_{on}\right)^{\frac{3}{2}}}{L_P} \sqrt{\frac{N_P}{N_S}\cdot\frac{f_C}{3}\cdot\frac{1}{V_S}} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.1.77}$$

La ecuación (IV.1.77) proporciona la forma de obtener el valor eficaz de la corriente del secundario, sin embargo, se aprecia que la relación además de no ser lineal, depende de la tensión de salida (razón por la que se registró este parámetro en las pruebas que se presentan en la tabla IV.1.3). Ahora, elevando al cuadrado la ecuación (IV.1.77) y reagrupando, se obtiene:

$$I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S = \left[\left(\eta_T^{\frac{3}{2}}\right)\tfrac{N_P}{N_S}\frac{f_C t_{on}^3}{3L_P^2}\right] V_{E_{CD}}^3 \quad \left[VA^2\right] \tag{IV.1.78}$$

De manera que puede aplicarse el método de mínimos cuadrados, tal como antes, con simplemente realizar un cambio de variables. En la ecuación (IV.1.54) se presentó la corrección a la ecuación para el cálculo de la corriente eficaz del secundario en operación con CA, elevando esta ecuación al cuadrado y reagrupando como con la ecuación (IV.1.78), se tiene:

$$I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S = \left[\left(\eta_T^{\frac{3}{2}}\right)\tfrac{N_P}{N_S} k_S^2 \frac{t_{on}^3}{L_P^2}\right] \cdot V_{E_{CA}}^3 \quad \left[VA^2\right] \tag{IV.1.79}$$

Se aprecia que la dependencia del término $I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S$ respecto de la tensión de entrada es cúbica, lo que puede observarse en la figura IV.1.20, donde se presenta de forma gráfica este término, obtenido a partir de los datos en la tabla IV.1.3.

Los resultados de la regresión lineal de estas series de datos (realizando el cambio de variables mencionado) es el que se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S &= \left(5.666\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CD}}^3 \qquad \left(R^2 = 0.99987\right) \\ &= \left(5.509\times10^{-6}\right)\cdot V_{E_{CA}}^3 \quad [V] \quad \left(R^2 = 0.99989\right) \end{aligned} \tag{IV.1.80}$$

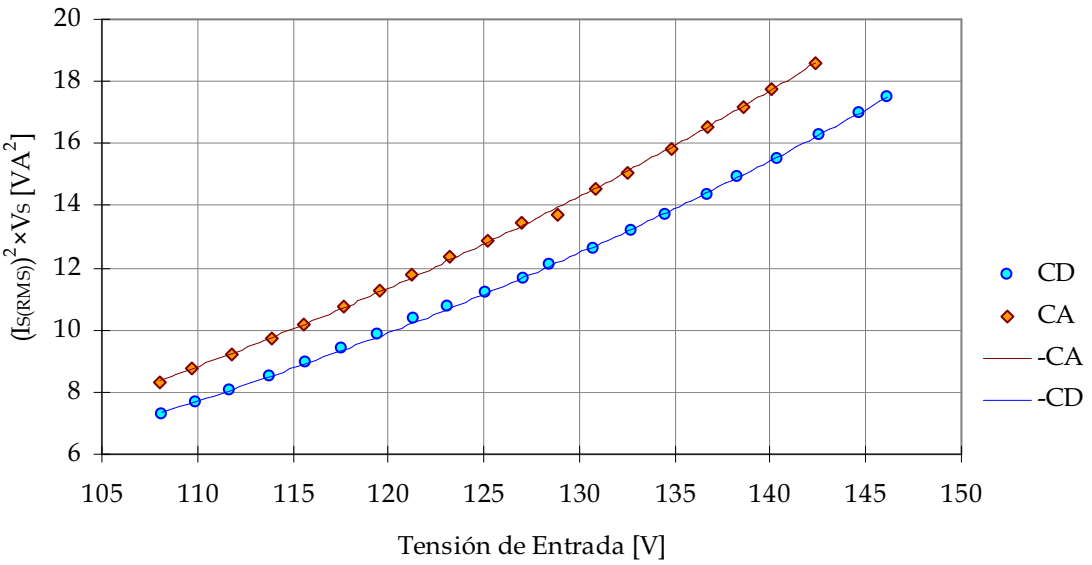


Figura IV.1.20. Corriente eficaz del secundario.

Con base a estos resultados y sustituyendo valores en la ecuación (IV.1.78) (la relación de transformación real se obtuvo en la ecuación (IV.1.49)) se obtiene la eficiencia del transformador como:

$$\begin{aligned}\eta_T &= \left[\frac{3L_P^2}{\frac{N_P}{N_S} f_C t_{on}^3}\left(\frac{I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S}{V_{E_{CD}}^3}\right)\right]^{\frac{2}{3}} \\ &= \left[\frac{3\left(1.302\times10^{-3}\right)^2}{\left(5.104\right)\left(50\times10^3\right)\left(5.25\times10^{-6}\right)^3}\left(5.666\times10^{-6}\right)\right]^{\frac{2}{3}} \\ &= 0.8476\end{aligned} \qquad \text{(IV.1.81)}$$

Esta eficiencia es 6.325% más alta que la obtenida a partir de las relaciones de transformación en la ecuación (IV.1.50), la diferencia es suficientemente baja para validar el resultado, pues como se vio, con el empleo de los parámetros que se tomaron como referencia, se incrementa el error; nuevamente, cabe hacer notar que se sigue el procedimiento anterior, pero empleando la inductancia obtenida en la ecuación (IV.1.74) (también para la relación de transformación real) se obtiene que la eficiencia es superior a la obtenida en la ecuación (IV.1.50) en un 3.808%. Lo anterior no sólo implica que los resultados anteriores son válidos, sino que la eficiencia del transformador puede en efecto ser superior a 0.79, que es un muy buen resultado.

Con base al resultado de la ecuación (IV.1.81) y las ecuaciones (IV.1.79) y (IV.1.80), puede determinarse el valor experimental de la constante para el cálculo de la corriente eficaz del secundario, como:

$$k_S = \sqrt{\frac{L_P^2}{\eta_T^{\frac{3}{2}} \frac{N_P}{N_S} t_{on}^3} \left(\frac{I_{S_{RMS}}^2 \cdot V_S}{V_{E_{CA}}^3} \right)}$$

$$= \sqrt{\frac{\left(1.302\times10^{-3}\right)^2}{(0.8476)^{\frac{3}{2}}(5.104)\left(5.25\times10^{-6}\right)^3}\left(5.509\times10^{-6}\right)} \qquad \text{(IV.1.82)}$$

$$= 127.298 \qquad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right]$$

Para 60[Hz] de frecuencia de línea y 50[kHz] de frecuencia de conmutación, de la tabla III.1.1 se obtiene que el valor de la constante k_S bajo estas condiciones es:

$$k_S = 141.328 \quad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \qquad \text{(IV.1.83)}$$

La variación del resultado experimental con el esperado es en este caso de 9.927%, que es un error más alto que el resto de los obtenidos, sin embargo no lo es tanto como para indicar algún error en el planteamiento de las ecuaciones ni mucho menos invalidar el método de diseño.

Por otra parte, este resultado muestra la autenticidad de los datos presentados, es decir, este error prueba que no ha habido manipulación alguna de los resultados experimentales para ajustar a lo que se había predicho. Con lo anterior, puede darse por mostrada la validez de las ecuaciones desarrolladas en el capítulo III, lo mismo que las correcciones realizadas en la sección anterior.

Ahora bien, quizá la hipótesis más importante en la que se basa el método de diseño que se propuso en el capítulo III es que el convertidor flyback presenta el mismo comportamiento al suministrársele una tensión continua que una tensión alterna rectificada. En la figura IV.1.8 se presentó la transferencia del convertidor y se demostró con base a los resultados experimentales que esta hipótesis es correcta. Sin embargo, en lo que se refiere a las corrientes, se hizo mención de que en principio, estas son diferentes al operar el convertidor con CD o con CA. Ahora bien, a lo largo del presente capítulo se han encontrado algunas similitudes entre ellas y no se considera pertinente ignorar esta observación. En la tabla IV.1.4, se resumen las ecuaciones más importantes en el cálculo de las corrientes del transformador para ambos modos de operación, enfatizando la similitud entre ellas.

Las cuatro expresiones presentadas en la columna #3 de la tabla IV.1.4 han sido probadas experimentalmente y sus resultados fueron satisfactorios; como parte de esta comprobación se obtuvieron de forma

Corriente	Operación con CD	Operación con CA	Aproximación
$I_{P_{MED}}$	$\left(\frac{f_C}{2}\right)\frac{V_{E_{CD}}t_{on}^2}{L_P}$	$k_M\frac{V_{E_{CA}}t_{on}^2}{L_P}$	$k_M=\frac{f_C}{2}$
$I_{P_{RMS}}$	$\left(\sqrt{\frac{f_C}{3}}\right)\frac{V_{E_{CD}}t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}$	$k_P\frac{V_{E_{CA}}t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}$	$k_P=\sqrt{\frac{f_C}{3}}$
$I_{S_{MED}}$	$\eta_T\left(\frac{f_C}{2}\right)\frac{\left(V_{E_{CD}}t_{on}\right)^2}{V_S L_P}$	$\eta_T\left(\frac{3}{2}k_P^2\right)\frac{\left(V_{E_{CA}}t_{on}\right)^2}{V_S L_P}$	$k_P=\sqrt{\frac{f_C}{3}}$
$I_{S_{RMS}}$	$\eta_T^{\frac{3}{4}}\left(\sqrt{\frac{f_C}{3}\cdot\frac{N_P}{N_S}}\right)\frac{\left(V_{E_{CD}}t_{on}\right)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{V_S}L_P}$	$\eta_T^{\frac{3}{4}}\left(k_S\sqrt{\frac{N_P}{N_S}}\right)\frac{\left(V_{E_{CA}}t_{on}\right)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{V_S}L_P}$	$k_S=\sqrt{\frac{f_C}{3}}$

Tabla IV.1.4. Resumen y comparación de las ecuaciones para el cálculo de las corrientes del transformador flyback operado con CD y CA.

experimental los valores de las constantes k_M, k_P y k_S y sus valores resultaron ser muy cercanos a los esperados.

Se encontró que existen diferencias en cuanto a las magnitudes de las corrientes al operar el convertidor con CD o CA, como puede observarse en las figuras IV.1.10 y IV.1.20, referidas a la corriente promedio del primario y la corriente eficaz del secundario respectivamente. Sin embargo, de las figuras IV.1.11, IV.1.19 correspondientes al valor medio de la corriente del secundario y el valor eficaz de la corriente del primario se aprecia una enorme similitud entre un modo de operación y el otro.

Como resultado de esta observación, se realizó la analogía entre las expresiones listadas en las columnas #2 y #3 de la tabla IV.1.4 y suponiendo que fuesen iguales, se obtuvo el valor de las constantes k_M, k_P y k_S en función de la frecuencia de conmutación. La aproximación así obtenida se muestra en la columna #4 de la misma tabla. En la figura IV.1.21 se muestra el comportamiento de las constantes al variar la frecuencia de conmutación para 60[Hz] de frecuencia de línea (cada uno de estos puntos fueron listados en la tabla III.1.1); se presentan también con una línea continua las aproximaciones presentadas en la columna #4 de la tabla IV.1.4.

Se aprecia en la figura IV.1.21 que la aproximación para el cálculo de k_P parece ser bastante buena, razón que explica el hecho de que la corriente

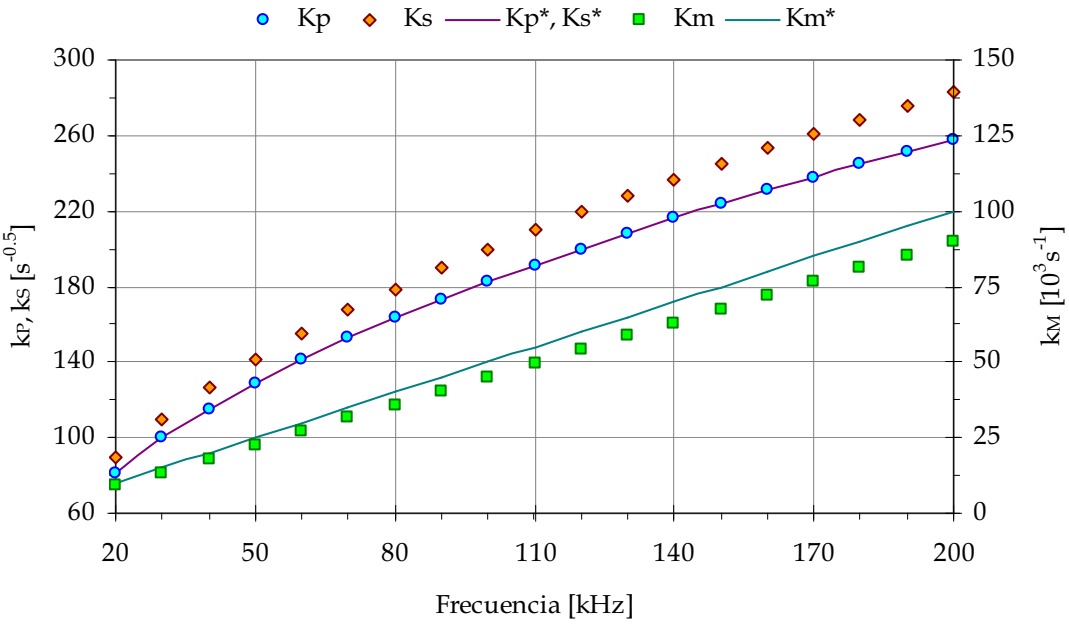


Figura IV.1.21. Aproximaciones a k_P, k_S y k_M.

eficaz del primario y la corriente promedio del secundario se mantengan prácticamente iguales al cambiar de modo de operación. En cambio, no pasa lo mismo con las constantes k_M y k_S, que sí presentan variación al pasar de operación con CD a CA.

En la figura IV.1.22 se presentan los tres errores de aproximación de forma porcentual; se aprecia que éstos son prácticamente constantes. Así, para la constante k_P la aproximación entrega un valor en promedio 0.033% más alto que el calculado de acuerdo a la definición presentada en la ecuación (III.1.14). La aproximación para el cálculo de la constante k_M entrega un valor en promedio 11.140% más alto al dado por la

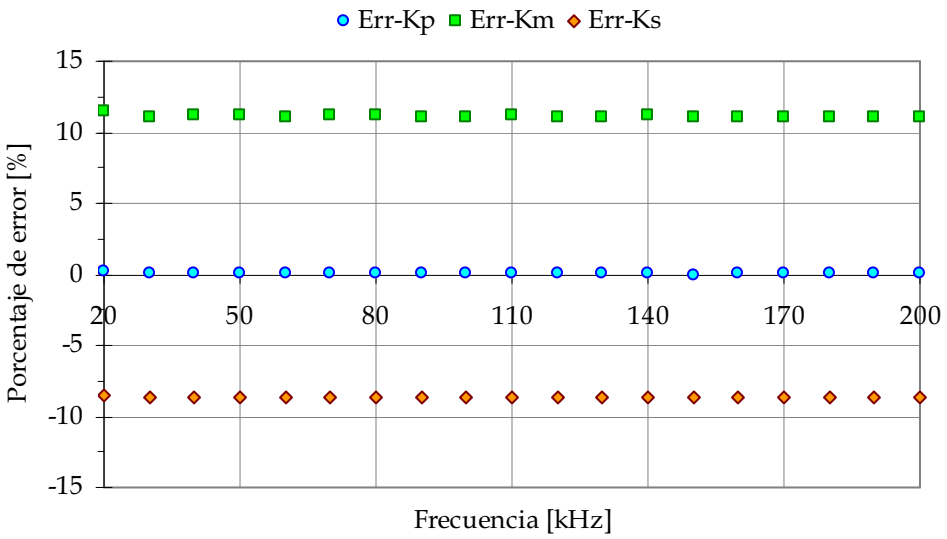


Figura IV.1.22. Errores de aproximación.

ecuación (III.1.17). Esto se comprueba experimentalmente, puesto que la variación en el comportamiento respecto de los dos modos de operación fue de tan sólo 0.5350% y 0.4108% para la corriente promedio del secundario y la corriente eficaz del primario (ambas función de k_P) y la variación en el caso de la corriente promedio del primario (que es función de k_M) es de 11.44%, resultado que concuerda con la variación prevista en la figura IV.1.22.

Por otro lado, se aprecia que la aproximación para k_S, empleada en el cálculo del valor eficaz del devanado secundario, es en promedio 8.699% inferior al valor que se obtiene de la definición presentada en la ecuación (III.1.23); la medición experimental de este parámetro es la que presentó mayor error, por lo que no puede concluirse con la misma certeza que en los casos anteriores, sin embargo dado que aquellas fueron comprobadas y el método seguido pata su definición es el mismo, se supone válida la definición de este parámetro.

Gracias a que el error es prácticamente constante, las aproximaciones pueden "*escalarse*" un porcentaje adecuado para así llevar el error a ser más cercano a cero. Así, se ha obtenido que las constantes k_P, k_M y k_S pueden calcularse de una forma mucho más sencilla y rápida, con base a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} k_P &= \sqrt{\frac{f_C}{3}} \quad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \\ k_M &= 0.45 \cdot f_C \quad \left[s^{-1}\right] \\ k_S &= \sqrt{0.4 \cdot f_C} \quad \left[s^{-\frac{1}{2}}\right] \end{aligned} \tag{IV.1.84}$$

Con lo anterior se simplifica mucho el cálculo de estas constantes y junto con las ecuaciones que se resumen en la tabla IV.1.4 se complementa el método de diseño propuesto en la primera sección del capítulo III, mismo que ha sido probado satisfactoriamente.

Bibliografía

[IV.1.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, Ed. McGraw-Hill. Segunda Edición, 1997.

[IV.1.2] Micro Linear, *ML4813 - Flyback power factor controller*, Hoja de especificaciones, 1997.

(http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/L/4/8/ML4813.shtml)

[IV.1.3] Analog Devices, *AD535A Integrated circuit true RMS-to-DC converter*, Hoja de especificaciones, 1999.

(http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD536A.pdf)

[IV.1.4] Kitchin y Counts, *RMS-to-DC Conversion Application Guide,* Segunda Edición, Analog Devices, 1986.

(http://www.analog.com/)

[IV.1.5] Fluke, *¿Porqué verdadero valor eficaz?*, Publicación.

(http://fluke.informationstore.net/efulfillment.asp?publication=10047-spa)

IV.2. Puesta a Prueba del Corrector del Factor de Potencia

Se han presentado ya los resultados de una serie de pruebas realizadas con el objetivo de probar que el método con base al cual se diseñó el corrector del factor de potencia es correcto; pero aun más importante es el hecho de que se analizaron estos resultados y se presentaron las pruebas de la validez del conjunto de ecuaciones que describen el comportamiento del sistema. Se encontraron diferencias entre la propuesta y los resultados de la experimentación y pudo deducirse la raíz de esta variación, con lo que fue corregida y probada una parte del conjunto de ecuaciones.

Lo anterior es un punto muy importante en el cumplimiento de los objetivos de esta tesis pues se han comprobado las predicciones hechas sobre la operación del convertidor conmutado. Ahora es momento de presentar una serie de resultados igualmente importantes, pues representan el objetivo principal del documento, esto es, se averiguará ahora lo referente a la corrección del factor de potencia.

Para la puesta a prueba se ha empleado como carga la lámpara de estado sólido para la que se diseñó el corrector del factor de potencia en la sección III.2.i y se ha permitido la operación del controlador difuso; por ello se ha considerado conveniente presentar en este punto, previo a los resultados experimentales, la carga que se empleó y el comportamiento real del controlador.

Una vez que haya sido presentado el controlador y la carga, se procederá con la prueba experimental al corrector del factor de potencia como tal. Se varió la tensión de entrada en el intervalo para el que se diseñó el corrector y se registraron los parámetros de entrada y salida del sistema.

IV.2.i. Controlador Difuso

En la sección III.4.i se presentó la base de conocimiento con base a la cual se realiza el razonamiento difuso; posteriormente se presentó una simulación en MATLAB de la curva de transferencia del controlador. Luego, en la sección III.4.ii se presentó la forma de llevar esta información, así como el proceso de razonamiento, al microcontrolador (lo que se detalla en un apéndice). Sin embargo, aun es necesario conocer la forma real en que reaccionará el microcontrolador, es decir, éste no posee las mismas capacidades matemáticas que una computadora de escritorio

ni tampoco su velocidad. Para ello se realizó una simulación en el entorno de desarrollo de Microchip, MPLAB, haciendo uso del controlador de estímulos, que es la inetrfaz de este programa para la simulación de entradas o salidas, además de permitir la observación del contenido de los registros, ésta es la característica que se empleó y se denomina *"rastreo de registros"* (del inglés *register trace*). El rastreo de registros permite exportar el contenido de un registro a un archivo de texto cada que el contador de programa "pasa" por una etiqueta definida por el usuario. De manera que es posible exportar del simulador un archivo hexadecimal con el contenido del registro *CRISOUT* cada vez que sea llamada la máquina de razonamiento y hacer un barrido (en un programa de prueba) de 0×00 a 0×FF para la entrada *CRISPIN*. Este archivo se importó en Ms Excel y tras ser transformado de hexadecimal a decimal con la función HEX.A.DEC() se le restó el desplazamiento (tal como realiza en el firmware del controlador). Con lo anterior se consiguió una columna con 256 números enteros correspondientes a las salidas del controlador. Con base a la ecuación (III.4.3) se obtiene el nivel de tensión al cual corresponde cada salida como:

$$V_{Ent} = \frac{N}{51} \quad [V] \tag{IV.2.1}$$

Por otro lado, se dijo en la sección III.4.iii que por la frecuencia a la que se opera el microcontrolador (8[MHz]) se tiene una resolución para el cambio del ciclo de trabajo de la onda de control (salida del módulo *CCP*) de 125[ns]. Manejando estas escalas se obtuvo la curva de transferencia mostrada en la figura IV.2.1. La importancia de la obtención de esta curva, y la razón por la que se le ha incluido en esta sección, reside en el hecho de que ésta se trata de la transferencia *real* del controlador pues fue obtenida emulando al propio microcontrolador, con todas sus *"limitantes"* matemáticas y siguiendo exactamente el mismo algoritmo que trabajará en el sistema real. Por ello es que se puede apreciar la cuantización (forma escalonada) de la curva resultado de la resolución y redondeos que realiza el microcontrolador. Pese a ello se aprecia claramente la similitud entre esta curva y la mostrada en la figura III.4.4 por lo que puede anticiparse que el controlador operará correctamente, de acuerdo a la base de conocimiento que se almacene en el microcontrolador. Con lo anterior queda validada la operación del Kernel o Núcleo de control difuso que se desarrolló, se describe en la sección III.4.ii y se presenta en detalle en el apéndice A.1.

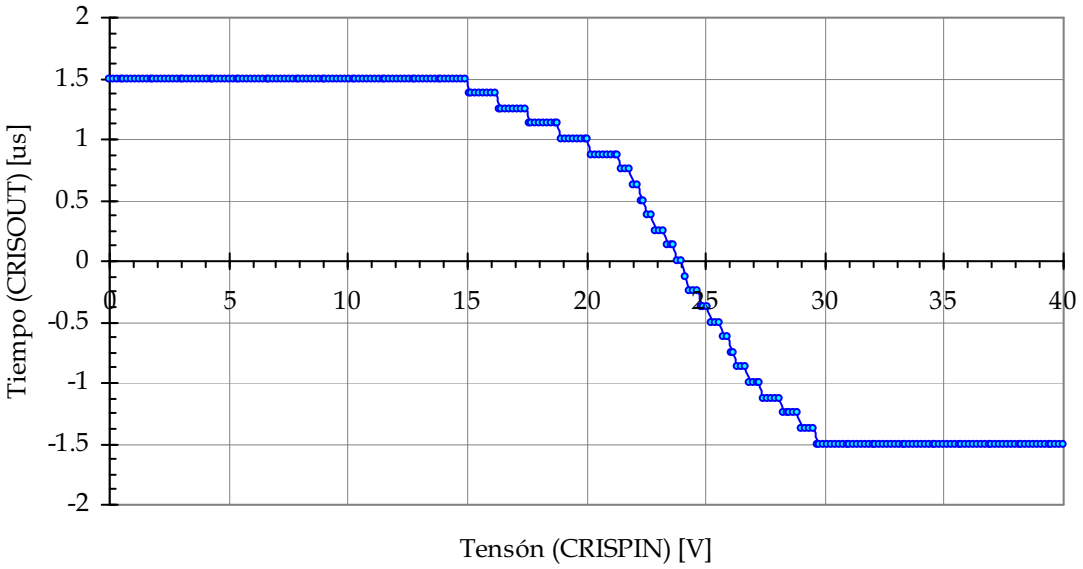


Figura IV.2.1. Transferencia del controlador difuso.

IV.2.ii. Carga: Lámpara de Estado Sólido

Los diodos emisores de luminosidad y potencia alta están ganando terreno en la iluminación de interiores y exteriores. Hoy no es difícil encontrar semáforos, entre otras señales de transito (figura IV.2.2), construidas con matrices de LED's, se les está empleando en la industria automotriz, tanto para los faros traseros (alto y direccionales), como (de forma reciente) para los faros principales.

La iluminación de exteriores (artística y comercial) está haciendo uso de la amplia gama de colores que se pueden obtener con estos dispositivos. Recientemente, fabricantes como Osram ha presentado dispositivos como el "*Ostar LED*" que es un dispositivo especificado para un consumo de 10[W] y 700[mA]. Como comparación, un *LED ultra brillante* convencional



Figura IV.2.2. Aplicaciones de diodos emisores de alta luminosidad. Izquierda:señales construidas con LED's. Derecha: Ostar LED de Osram de 10[W].

está especificado para un consumo máximo de ~100[mW] con una corriente de 20[mA]. Lamentablemente, aun es difícil para un particular conseguir este tipo de dispositivos y así poder experimentar con ellos, por otro lado, de forma similar a como ocurre con los núcleos ferromagnéticos, es muy común que para aquellos dispositivos que se pueden conseguir, se carezca de sus especificaciones por no conocer el fabricante.

Pero esto no impide la experimentación, aunque ésta no arroje resultados tan satisfactorios como los que se podría esperar si se contase con los dispositivos adecuados. Con esta idea, se caracterizó un diodo emisor de alta luminosidad, de los llamados ultra brillantes (aunque esta caracterización es parcial pues varía de un dispositivo a otro por su propia tolerancia), además, con base a datos de algunos fabricantes se conoce que la mayor parte de los diodos emisores de luz en encapsulado de 5[mm] de diámetro están especificados para un consumo nominal de 20[mA] y 30[mA] como máximo. Seleccionando en el osciloscopio el modo de operación X-Y y sensando con el canal 1 (X) la tensión en el dispositivo y en el canal 2 (Y) su corriente (a través de una resistencia de 1[Ω]) mientras se le aplica una tensión alterna de magnitud baja para evitar dañar al dispositivo, se obtiene la curva mostrada en la figura IV.2.3; por claridad, en ésta se han resaltado los ejes de referencia. Suponiendo una corriente nominal de 20[mA], de la curva característica se obtiene que la resistencia dinámica del diodo, para la corriente nominal es de aproximadamente 25[Ω] y la tensión para la cual se tiene esta corriente es de 3.3[V]. Entonces, aproximando su comportamiento

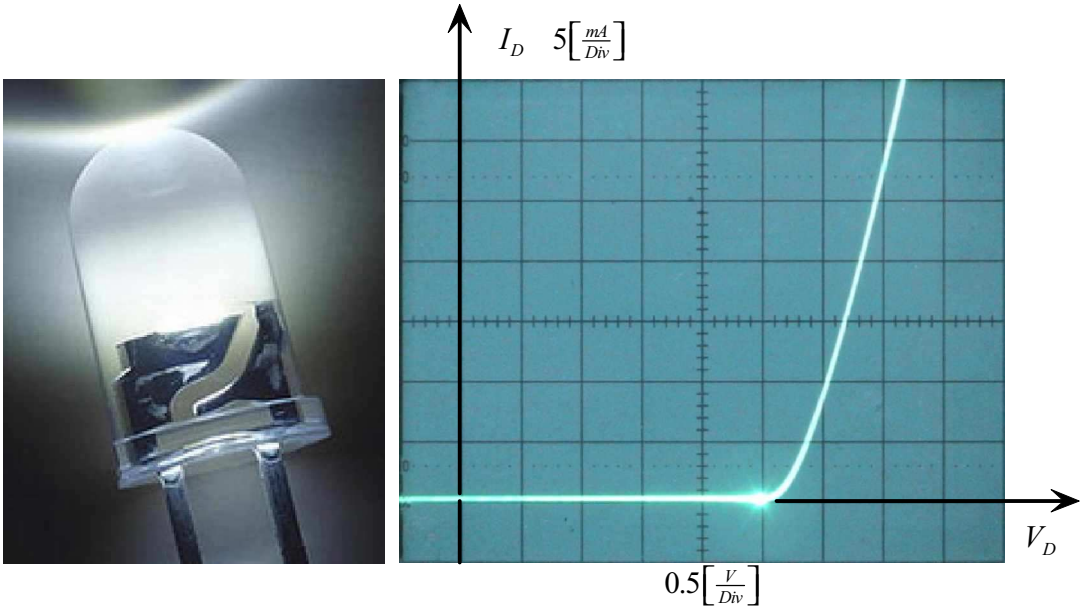


Figura IV.2.3. Diodo emisor de luz de alta intensidad (ultrabrillante), blanco de 5mm y su curva característica.

como si fuese lineal, se tiene:

$$\begin{aligned} V_D &= r_D \cdot I_D + V_{D_0} \\ &= 25 \cdot I_D + 2.8 \quad [V] \end{aligned} \tag{IV.2.2}$$

Como se dijo en la sección III.2.i, se emplearon siete de estos dispositivos en serie para ser alimentados con una tensión de 24[V]. Si todos los dispositivos fuesen como el analizado en la figura IV.2.3, se tendría una corriente de:

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{\frac{1}{7}V_S - V_{D_0}}{r_D} \\ &= \frac{\frac{1}{7}(24) - 2.8}{25} \\ &= 25.14 \times 10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.2.3}$$

Este es un valor de corriente superior al nominal pero seguro (suponiendo que el dispositivo puede conducir 30[mA]), aunque es de esperarse que debido a las variaciones de un dispositivo a otro la corriente sea ligeramente diferente de este valor. Para la construcción de la lámpara se emplearon 19 arreglos como el de la figura III.2.1 en paralelo, llegando al nominal de 380[mA] para el que se diseñó el corrector del factor de potencia. En la figura IV.2.4 se presenta el circuito

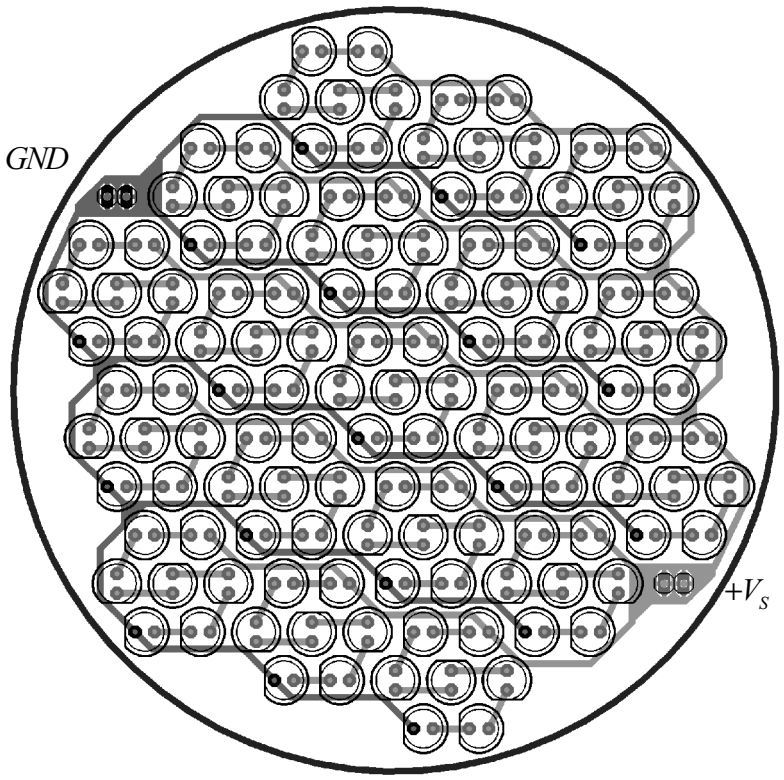


Figura IV.2.4. Circuito impreso con que se implementó la lámpara de diodos emisores de luz.

impreso diseñado para construir la lámpara de estado sólido; se ha resaltado la pista correspondiente a la tierra, para facilitar la ilustración de la forma en que se consiguió la conexión en paralelo de todas las "*celdas*" hexagonales formando hexágonos cada vez mayores. Se observa que con esta forma de construcción el arreglo básico estaría formado de una sola celda, luego un arreglo con 7 celdas formando un hexágono de dos celdas en cada lado. El arreglo que se construyó consta de 19 arreglos formando un hexágono de tres celdas en cada lado. Completando una capa más se requeriría de 37 celdas, formando un hexágono de 4 arreglos por lado y 259 diodos en total.

Para conocer el comportamiento de la lámpara se realizó exactamente la misma prueba que con un solo diodo, aunque desde luego, con mayor tensión. El resultado se muestra en la figura IV.2.5 en la que puede apreciarse la enorme similitud entre el comportamiento de la lámpara con el comportamiento de un diodo. Por ello podría tratársele como si se tratase de un solo diodo de alta potencia, cuya corriente nominal es de ~400[mA], que se alcanza suministrándole 22[V] y su suponiendo su comportamiento como lineal, éste puede aproximarse mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} V_{Lmp} &= r_{Lmp} \cdot I_{Lmp} + V_{Lmp_0} \\ &= 6.0 \cdot I_{Lmp} + 19.6 \quad [V] \end{aligned} \tag{IV.2.4}$$

Con base a la ecuación (IV.2.4) se obtiene la corriente que demandará la lámpara al suministrarle 24[V]:

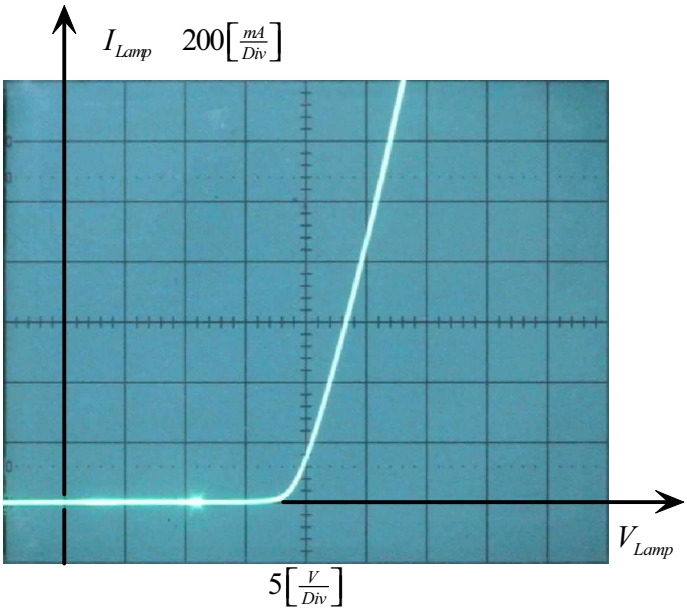


Figura IV.2.5. Curva característica de la lámpara que se empleó como carga para el C.F.P.

$$\begin{aligned} I_{Lmp} &= \frac{V_S - V_{Lmp_0}}{r_{Lmp}} \\ &= \frac{24 - 19.6}{6} \\ &= 733.33 \times 10^{-3} \quad [A] \end{aligned} \tag{IV.2.5}$$

Suponiendo que la corriente se distribuya uniformemente en los 19 arreglos, el resultado de la ecuación (IV.2.5) implica que cada diodo estará conduciendo ~38.6[mA] que es superior al máximo supuesto como seguro, así que es necesario limitar esta corriente. Se optó por operar a la lámpara

un 15% arriba del supuesto nominal, esto es: 437[mA] (23[mA] por celda). Así, de la ecuación (IV.2.4) se tiene que la tensión que necesita suministrarse a la lámpara es de:

$$\begin{aligned} V_{Lamp} &= r_{Lmp} \cdot I_{Lmp} + V_{Lmp_0} \\ &= (6)\left(437 \times 10^{-3}\right) + 19.6 \\ &= 22.22 \qquad [V] \end{aligned} \tag{IV.2.6}$$

Por otro lado, de la recta de carga de la malla formada por la fuente de alimentación, la resistencia limitadora y la lámpara, se tiene:

$$\begin{aligned} R_{Lim} &= \frac{V_S - V_{Lmp_0}}{I_{Lmp_0}} \\ &= \frac{24 - 22.22}{437 \times 10^{-3}} \\ &= 4.069 \qquad [\Omega] \end{aligned} \tag{IV.2.7}$$

Se empleó una resistencia de carbón de 3.9[Ω] capaz de disipar 1[W] (pues se requiere disipar 777[mW] para el nivel de corriente elegido). Cabe aclarar que esta potencia no se considera como pérdida del corrector del factor de potencia, sino como parte de la lámpara. Como dato adicional, en la construcción de la lámpara se debe permitir la ventilación de los diodos (dejándolos separados de la tarjeta de circuito impreso) pues se detectó que si se soldan sin dejar espacio entre la tarjeta y el dispositivo, el calor generado por todo el conjunto de diodos sobrecalienta rápidamente la tarjeta y a los mismos dispositivos y bajo esta condición la vida útil de los LED´s se reduce drásticamente. Al permitir la ventilación este problema queda eliminado.

IV.2.iii. Corrección del Factor de Potencia

Ahora que se conoce la forma en que reaccionará el controlador y la carga a la que se suministrará energía, es posible presentar la prueba que se realizó al sistema corrector del factor de potencia como una unidad. Se dijo en la sección II.2.i, que el medio a través del cual se logra la corrección del factor de potencia operando un convertidor conmutado en modo discontinuo es modulando la amplitud de su corriente de entrada con una senoide. En la figura IV.2.6 se muestra el resultado de una simulación en el programa PSpice de ORCAD del convertidor operado con CA; para mejorar su observación, la onda de corriente ya filtrada (que se muestra en tono obscuro) se ha ampliado 2.5 veces.

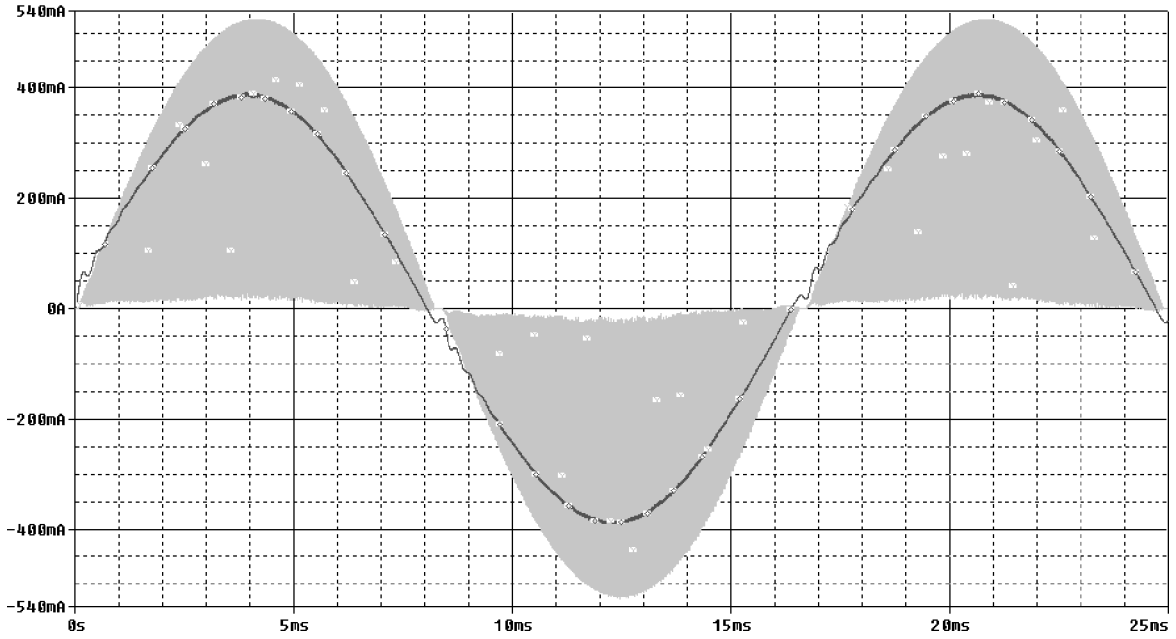


Figura IV.2.6. Onda de corriente en la línea, antes (tono claro) y después (tono obscuro 2.5:1) del filtrado.

Se observa en la figura IV.2.6 cómo a la entrada del rectificador de onda completa la corriente pulsante (la corriente de forma triangular modulada) cambia de polaridad junto con la tensión de línea. La corriente de línea (ya filtrada) se encuentra libre de ruido, aunque con una pequeña distorsión en el cruce por cero y con un defasamiento producido por el filtro de línea. Como la corriente se adelanta a la tensión, puede reducirse el defasamiento reduciendo el capacitor del filtro o bien incrementando el inductor, pero esto podría incrementar el volumen del filtro o reducir su desempeño (si se reduce C_{FL}) innecesariamente, pues como se verá el defasamiento no es significativo. En la figura IV.2.7 se presenta el espectro en frecuencia de las mismas dos ondas de corriente. Se aprecian dos regiones con contenido energético, la primera corresponde a la fundamental de corriente (a 60[Hz]) y sus armónicas mientras que la segunda corresponde a la onda de conmutación (a 50[kHz]) y sus armónicas. Con un trazo más oscuro se presenta la corriente de línea, para la cual, todo el rizo de alta frecuencia ha sido atenuado a más de ~49.3[dB]. También se aprecia que las armónicas de la corriente prácticamente no son alteradas, de manera que si la tensión de la línea (la moduladora) está distorsionada, sus armónicas estarán igualmente presentes en la corriente. En esta simulación la tercera armónica tiene un nivel ~34.5[dB] más abajo que la fundamental.

En la sección III.3.ii se diseñó el filtro de línea y se permitió un pico de resonancia en 4[kHz], como se muestra en la figura III.3.4. En la figura

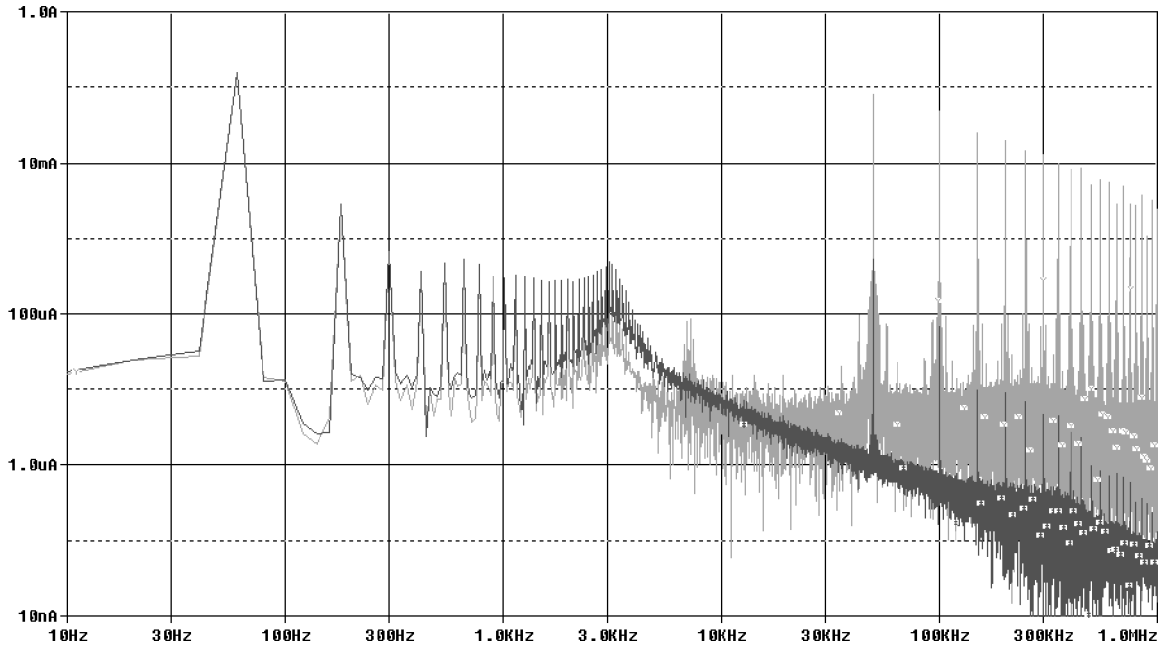


Figura IV.2.7. Espectro de la corriente en la línea, antes (trazo claro) y después (trazo obscuro) del filtrado.

IV.2.7 se aprecia que esta resonancia refuerza el contenido armónico de la corriente de línea en la vecindad de dicha frecuencia, sin embargo en la práctica la energía más allá de la novena armónica (540[Hz]) suele ser muy pequeña y despreciarse.

Para la realización del experimento, se utilizó la misma fuente que en las pruebas presentadas en la sección anterior, esto es, se empleó un transformador para elevar la tensión y aislar eléctricamente al circuito de la línea y con un autotransformador se varió la tensión de entrada en todo el rango para el que se diseñó. Se registraron tensión y corriente tanto en la entrada como en la carga. Se anotó también el defasamiento entre la tensión y la corriente a la entrada del corrector del factor de potencia. En la figura IV.2.8 se muestra la mesa de trabajo al realizar esta prueba.

En la imagen mostrada en la figura IV.2.8 se aplicó la tensión nominal al corrector del factor de potencia, la diferencia con lo dicho es que no se tiene la resistencia limitadora. La tensión de salida en este caso fue de 22.23[V] y la corriente de carga 519[mA] (si no se limita el consumo de la lámpara, la tensión de salida no llega a su valor nominal en todo el rango de tensión de entrada puesto que la potencia es mayor a la que se especificó y la eficiencia es más baja (como se vio en la sección anterior) lo que provoca que no se llegue a la tensión nominal (pues el tiempo de encendido se limitó por software a 7[µs]).

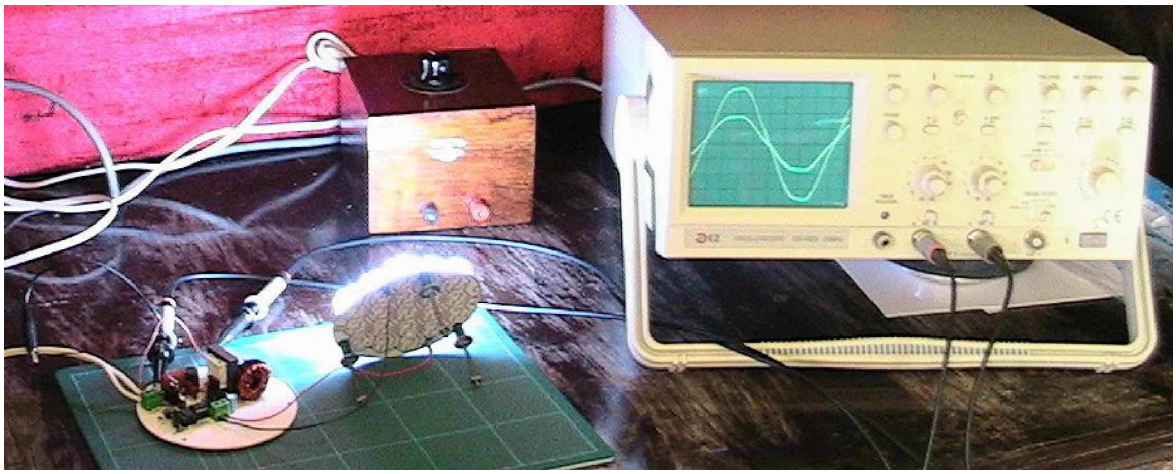
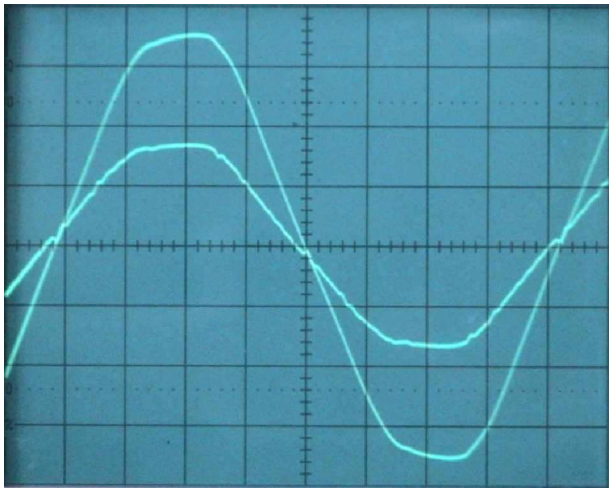


Figura IV.2.8. Mesa de trabajo al realizar las pruebas al corrector del factor de potencia con la lámpara de estado sólido como carga.

En la figura IV.2.9 se muestran en detalle las ondas de tensión y corriente en la línea, bajo las condiciones descritas. El valor eficaz de la corriente que demanda el C.F.P. es 121[mA]. Puede apreciarse en la figura que la distorsión armónica de la corriente es prácticamente igual a la de la tensión, salvo por la presencia de un rizo casi imperceptible, además de la distorsión en el cruce por cero, anticipada en la figura IV.2.6. Como se dijo en la sección II.2, el factor de potencia depende tanto del ángulo de fase como de la distorsión armónica total de la corriente THD_I. No se posee un medidor capaz de medir la distorsión armónica, ni un analizador de espectros con el cual medir la magnitud de las componentes espectrales de la corriente. Por ello se recurrió a un método indirecto; la distorsión armónica es una medida del porcentaje de energía de las armónicas en referencia a la fundamental, sin embargo para calcularla basta con conocer el valor eficaz de la onda bajo análisis y el valor eficaz de la fundamental. De la ecuación (IV.1.63) se obtiene:



$E_1 = 50\left[\frac{V}{Div}\right]$ $E_2 = 100\left[\frac{mA}{Div}\right]$ $E_T = 2\left[\frac{ms}{Div}\right]$

Figura IV.2.9. Ondas de tensión y corriente a la entrada del C.F.P.

$$I_{Arm} = \sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2} \quad [A] \qquad \text{(IV.2.8)}$$

Entonces, puede calcularse la distorsión armónica como sigue:

$$THD_I = \frac{I_{Arm}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad [1] \qquad \text{(IV.2.9)}$$

Para la observación y medición de una componente espectral en específico, basta con filtrar la onda de corriente con un filtro con un ancho de banda tal que permita el paso únicamente de la componente deseada. Por esta razón se diseñó e implementó un filtro paso banda tipo Chebyshev de orden 6 con frecuencia central igual a 60[Hz], 0.1[dB] de rizo en la banda de paso y ancho de banda de 9[Hz]. Para ello se emplearon tres filtros activos con esquema de realimentación múltiple conectados en cascada. El diagrama de este filtro se presenta en la figura IV.2.10. Se emplearon únicamente resistores de precisión (con tolerancia del ±1%). Luego del filtro se empleó un amplificador adicional para calibrar la ganancia total del arreglo y eliminar la inversión de la onda de salida, puesto que el esquema de realimentación múltiple es un inversor.

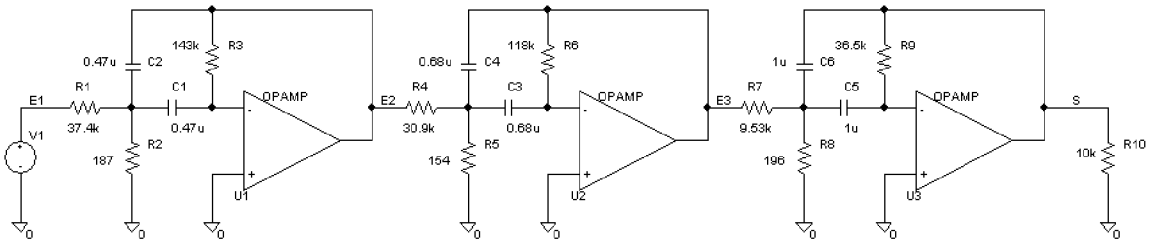


Figura IV.2.10. Esquema del circuito implementado para filtrar la fundamental de corriente.

En la figura IV.2.11 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro implementado, se puede apreciar la forma en que se conjugan las respuestas individuales de cada etapa para *construir* la respuesta total deseada. En la figura IV.2.12 se muestran las formas de onda de la corriente demandada a la línea de potencia por parte del corrector del factor de potencia y su componente fundamental, extraída mediante el filtro de la figura IV.2.10. Existe una pequeña diferencia de fases, introducida por el mismo filtro, pero ésta no es importante pues lo que se medirá es la magnitud del valor eficaz de las ondas. En el caso que se muestra en la figura IV.2.12, la medición resultó ser:

$$\begin{aligned} I_{L_{RMS}} &= 131.1 \quad [mA] \\ I_{L_1} &= 129.8 \quad [mA] \end{aligned} \tag{IV.2.10}$$

De la ecuación (IV.2.9), se obtiene la distorsión armónica total como:

$$\begin{aligned} THD_I &= \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_1}\right)^2 - 1} \\ &= \sqrt{\left(\frac{131.1}{129.8}\right)^2 - 1} \\ &= 0.1419 \end{aligned} \tag{IV.2.11}$$

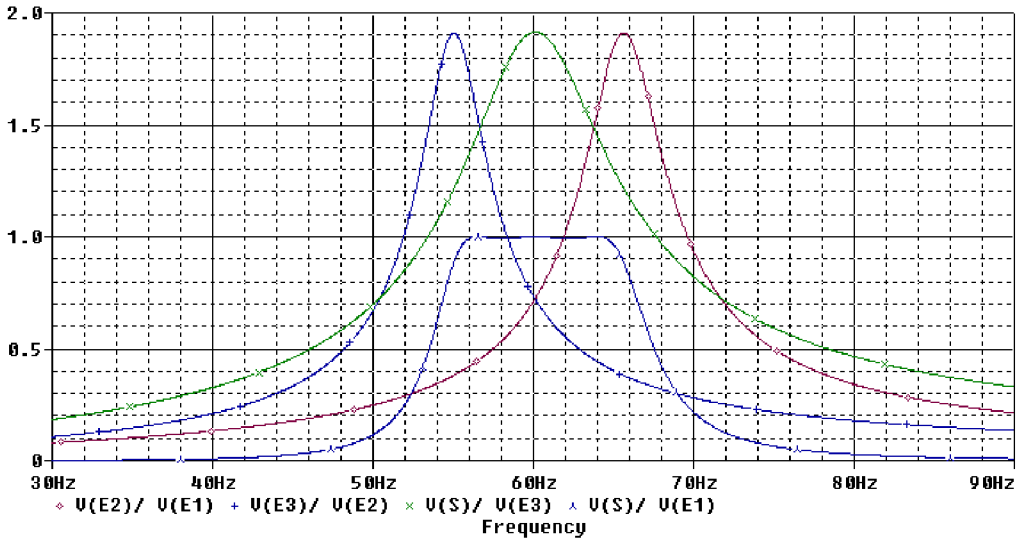
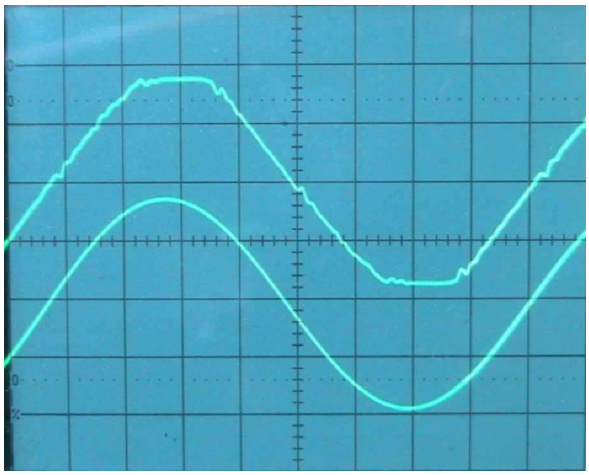


Figura IV.2.11. Respuesta en frecuencia total (y de cada una de las etapas) del filtro.

La distorsión armónica de la corriente no es tan baja como podría esperarse, sin embargo, comparando las figuras IV.2.9 y IV.2.12 se aprecia que una buena parte de la distorsión de la corriente se debe a la propia distorsión de la tensión de la línea; bajo estas condiciones, el factor de potencia puede expresarse como:

$$\begin{aligned} F.P._{\sim 14\%} &= Cos(\theta)\cdot\frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} \\ &= Cos(\theta)\cdot\frac{1}{\sqrt{1+(0.1419)^2}} \\ &= Cos(\theta)\cdot(0.9901) \end{aligned} \qquad \text{(IV.2.12)}$$



$E_1 = 100\left[\frac{mA}{Div}\right]$ $E_2 = 100\left[\frac{mA}{Div}\right]$ $E_T = 2\left[\frac{ms}{Div}\right]$

Figura IV.2.12. Corriente en la línea de CA y su componente fundamental.

En la tabla IV.2.1 se muestran los resultados de la prueba. El factor de potencia se ha calculado con base a la ecuación (IV.2.12) y la eficiencia se ha tomado con base a la potencia eficaz que es consumida en el sistema, calculada como: $P_E = V_E \cdot I_E \cdot F.P.$ y con base a ésta se ha calculado la eficiencia total del sistema. Así, en la figura IV.2.13 se presenta lo correspondiente a la entrada del corrector del factor de potencia; se muestra el comportamiento de la potencia y la corriente de entrada.

$V_{E_{CA}}$ $[V]$	$I_{E_{RMS}}$ $[A]$	t_{Ad} $[ms]$	θ_{Ad} $[°]$	$F.P._{14\%}$	V_S $[V]$	I_S $[A]$	P_E $[W]$	P_S $[W]$	η
108.0	0.100	0.30	6.48	0.984	22.90	0.356	10.62	8.15	0.767
109.9	0.102	0.30	6.48	0.984	23.01	0.365	11.03	8.40	0.762
111.7	0.104	0.30	6.48	0.984	23.09	0.376	11.43	8.68	0.760
113.8	0.106	0.30	6.48	0.984	23.18	0.389	11.87	9.02	0.760
115.9	0.108	0.30	6.48	0.984	23.34	0.403	12.31	9.41	0.764
117.5	0.110	0.30	6.48	0.984	23.46	0.415	12.72	9.74	0.766
119.6	0.111	0.31	6.70	0.983	23.58	0.429	13.05	10.12	0.775
121.3	0.111	0.31	6.70	0.983	23.55	0.426	13.24	10.03	0.758
123.3	0.109	0.32	6.91	0.983	23.52	0.425	13.21	10.00	0.757
125.1	0.107	0.33	7.13	0.982	23.50	0.426	13.15	10.01	0.761
127.0	0.106	0.34	7.34	0.982	23.60	0.431	13.22	10.17	0.769
128.9	0.105	0.34	7.34	0.982	23.59	0.430	13.29	10.14	0.763
130.9	0.102	0.36	7.78	0.981	23.57	0.428	13.10	10.09	0.770
132.8	0.101	0.37	7.99	0.980	23.53	0.425	13.15	10.00	0.760
134.7	0.101	0.38	8.21	0.980	23.63	0.436	13.33	10.30	0.773
136.6	0.099	0.38	8.21	0.980	23.58	0.430	13.25	10.14	0.765
138.5	0.097	0.40	8.64	0.979	23.55	0.428	13.15	10.08	0.766
140.5	0.096	0.41	8.86	0.978	23.52	0.423	13.20	9.95	0.754
141.2	0.094	0.42	9.07	0.978	23.54	0.425	12.98	10.00	0.771

Tabla IV.2.1. Puesta a prueba del corrector del factor de potencia.

En la sección anterior se encontró que la eficiencia del sistema es baja y por esa razón, la tensión de salida resultó más baja de lo esperado. Dicho efecto se presenta nuevamente pues se aprecia en la figura IV.2.13 que no es sino hasta que se llega a ~120[V] que comienza a operar el controlador, esto es, por debajo de esta tensión, no se logra suministrar

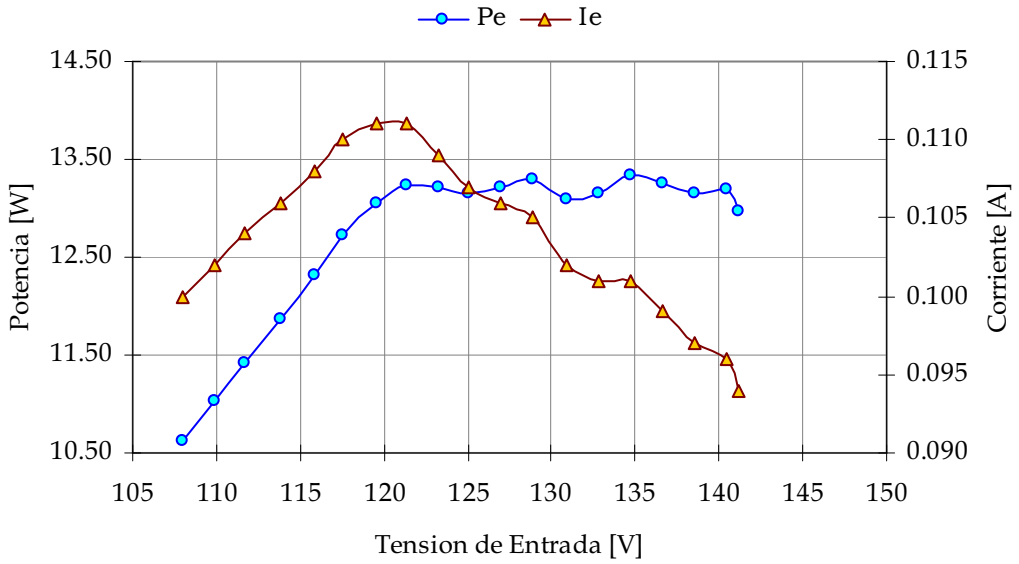


Figura IV.2.13. Entrada del C.F.P.

la potencia nominal, esto se delata por el incremento de la potencia de entrada hasta llegar a un punto donde se mantiene aproximadamente constante. Una vez que ha comenzado a operar el controlador, un ascenso en la tensión se traduce en un descenso en la corriente demandada, de tal forma que la potencia de entrada se mantiene prácticamente constante.

En promedio, la potencia de entrada (para el intervalo en que opera el controlador) es de 13.19[W]. La desviación respecto del promedio puede deberse tanto a pequeños errores en la medición, como variaciones en la tensión de entrada al momento de la medición, como a la resolución finita del controlador.

En la figura IV.2.14 se presentan los parámetros de operación correspondientes a la salida de la fuente de alimentación de CD, cuyo factor de potencia se está corrigiendo, esto es, se muestra la transferencia de tensión y la potencia de salida. En la figura se aprecia aun con mayor claridad el efecto de la eficiencia sobre el control, esto es, se distinguen claramente las dos regiones, con y sin control. Aun cuando no alcanza la tensión “de control”, se observa que la tensión de salida es siempre cercana a la nominal, esto se debe a que al disminuir la potencia suministrada a la carga (reducción de la corriente de carga) el punto de operación de la lámpara se mueve hacia la zona de alta impedancia (figura IV.2.5) incrementándose la impedancia de la carga. Ahora bien, se determinó que la tensión de salida es dependiente de la resistencia de carga y un incremento en la resistencia de carga se refleja en una elevación en la tensión de salida, de manera que la tensión en la salida disminuye mas lentamente que la corriente (y potencia) suministrada a la lámpara al reducir la tensión de entrada.

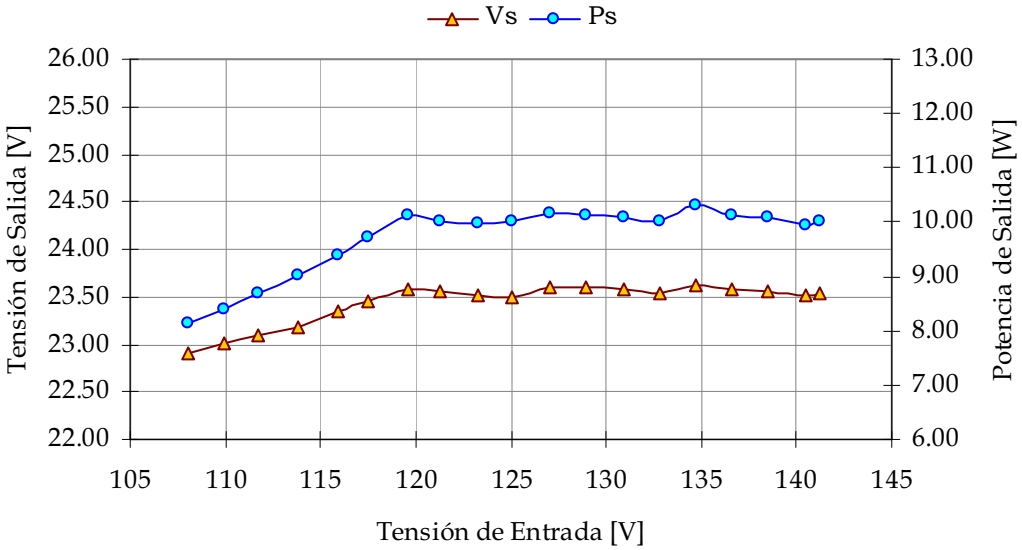


Figura IV.2.14. Salida del C.F.P.

Una vez que el controlador entra en operación, mantiene prácticamente constante la tensión de salida, en promedio 23.56[V]. Lo mismo ocurre con la potencia en la lámpara, que en promedio es 10.08[W]. Con base a ésta y la potencia promedio de entrada, se obtiene una eficiencia promedio de $\bar{\eta} = 0.7642$. La tensión de salida es ligeramente menor a la nominal (1.833%). La variación de la tensión de salida respecto de la tensión de diseño es suficientemente baja como para suponer que se debe a la tolerancia de las resistencias empleadas en el divisor con el que se realimenta la tensión de salida o bien incluso a la precisión de la tensión de alimentación del microcontrolador V_{DD}, puesto que internamente ésta es la referencia para el convertidor analógico a digital. De ser necesario, una variación tan baja como la que se observa podría ser compensada insertando un potenciómetro de precisión en el divisor de tensión.

En la figura IV.2.15, bajo la designación de "*figuras de mérito*", se presentan los que quizá sean los dos parámetros más importantes con base a los cuales se ha de evaluar el desempeño del corrector del factor de potencia que se ha puesto a prueba, estos son el factor de potencia de entrada y la eficiencia total del sistema. En la figura se aprecia que conforme se incrementa la tensión de entrada, se reduce (aunque ligeramente) el factor de potencia; este efecto resulta natural, pues al incrementarse la tensión de entrada, se incrementa la corriente que circula por la malla formada por la fuente de alterna (la línea), el inductor y el capacitor del filtro, mientras que la corriente demandada por la carga disminuye. Lo anterior se refleja en un incremento del defasamiento entre tensión y corriente. Sin embargo, con todo y que se

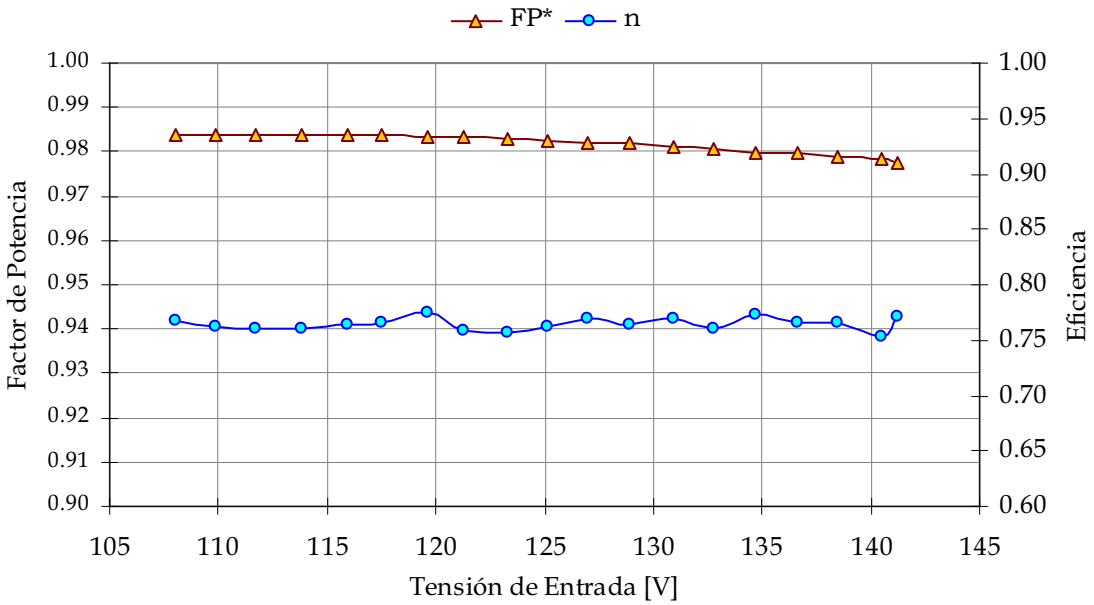


Figura IV.2.15. Figuras de mérito.

reduce, el factor de potencia se mantiene siempre entre 0.97 y 0.99, siendo su promedio igual a:

$$F.P._{MED} = 0.9818 \qquad \text{(IV.2.13)}$$

El factor de potencia obtenido es suficientemente alto como para considerar cumplido el objetivo de la corrección del factor de potencia de la fuente de alimentación de CD que se construyó.

Por otro lado, se observa que la eficiencia (tal cual debe ser) es independiente de si el sistema controlador está operando o no pues se mantiene prácticamente igual durante toda la prueba, siendo su valor medio:

$$\eta_{MED} = 0.7643 \qquad \text{(IV.2.14)}$$

Este valor es muy cercano al valor calculado en las ecuaciones (IV.1.18) y (IV.1.25), que resultaron ser: 0.7134, 0.7508 respectivamente. Recordando, la primera se obtuvo de la expresión para la transferencia de tensiones y la segunda de la expresión para el rizo de la tensión de salida; estos tres parámetros se refieren a la eficiencia del convertidor corrector del factor de potencia como una unidad y aunque han sido obtenidas con base a diferentes pruebas experimentales son muy cercanas la una a la otra, lo que refuerza los resultados obtenidos en ésta y las pruebas realizadas en la sección anterior.

Bibliografía

[IV.2.1] Pressman, Abraham I., *Switching power supply design*, Ed. McGraw-Hill. Segunda Edición, 1997.

[IV.2.2] Tse, Chi K., *Circuit theory of power factor correction in switching converters*, International journal of circuit theory and applications.

(http://cktse.eie.polyu.edu.hk/pdf-paper/ijcta-0303.pdf)

[IV.2.3] Osram – Opto Semiconductors

(http://www.osram-os.com)

[IV.2.4] SunLED

(http://www.us.sunled.com/)

IV.3. Conclusiones

La distorsión armónica que presenta la onda de tensión en la línea de potencia provocada por la enorme cantidad de cargas no lineales que se alimentan del sistema eléctrico y que demandan una corriente altamente distorsionada no es una característica del suministro eléctrico que deba ignorarse. Sin embargo, dado que en buena medida este problema tiene su origen en las cargas, es importante buscar una solución desde el punto de vista de éstas.

Por otro lado, una de las cargas más abundantes cuyos efectos en el sistema eléctrico son cada vez más visibles, son las fuentes de alimentación de corriente directa. Por tales motivos el objetivo principal de esta tesis fue el de diseñar y construir un sistema corrector del factor de potencia autónomo que mejore las características de entrada de una fuente de alimentación de corriente directa cuyo suministro sea el sistema eléctrico.

Para ello se presentaron los principios de operación de los convertidores conmutados básicos, así como un método de análisis de los mismos, lo que permitió comprender las características de cada uno de los convertidores básicos al ser operados en modo de conducción continuo. Una vez presentados los convertidores, incluido el convertidor Flyback, de especial interés en esta tesis, se expusieron algunos de los métodos más importantes empleados en la corrección del factor de potencia mediante el empleo de este tipo de sistemas y en especial el método de corrección por operación en modo discontinuo, mismo que se analizó y fundamentó en la segunda sección del segundo capítulo de este documento.

Con base a la teoría antes presentada se presentó el análisis de uno de los convertidores más empleados en las fuentes conmutadas, el Flyback. Asimismo, se desarrolló un método de diseño de un corrector del factor de potencia en base a este convertidor operado en modo discontinuo.

Cada una de las *ecuaciones de diseño* fueron luego comprobadas experimentalmente con los resultados presentados en este mismo capítulo. Además de comprobar la validez de dichas expresiones, un aspecto muy importante fue el encontrarse con un grupo de ecuaciones que requerían ser corregidas al incluir en el planteamiento la eficiencia con que se transfiere energía del primario al secundario del transformador flyback. Más allá de ignorar esta discrepancia se analizó el

$P_S = \eta_{CFP}\left(\frac{1}{2} f_C\right)\frac{\left(V_{E_{CA}} t_{on}\right)^2}{L_P}$ $[W]$	$V_S = V_{E_{CA}} D\sqrt{\frac{\eta_{CFP} R_L}{2 f_C L_P}}$ $[V]$	$\Delta V_S = \eta_{CFP}\left(\frac{f_C}{4\pi f_L C_S}\right)\frac{\left(V_{E_{CA}} t_{on}\right)^2}{V_S L_P}$ $[V]$
$I_{P_P} = \left(\sqrt{2}\right)\frac{V_{E_{CA}} t_{on}}{L_P}$ $[A]$	$I_{S_P} = \sqrt{2\eta_T}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)\frac{V_{E_{CA}} t_{on}}{L_P}$ $[A]$	$I_{L_P} = I_{P_P}$ $[A]$
$I_{P_{MED}} = \left(0.45 \cdot f_C\right)\frac{V_{E_{CA}} t_{on}^2}{L_P}$ $[A]$	$I_{S_{MED}} = \eta_T\left(\frac{1}{2} f_C\right)\frac{\left(V_{E_{CA}} t_{on}\right)^2}{V_S L_P}$ $[A]$	$I_{L_{MED}} = I_{P_{MED}} + \frac{I_{S_{MED}}}{\sqrt{\eta_T}\frac{N_P}{N_S}}$ $[A]$
$I_{P_{RMS}} = \left(\sqrt{\frac{1}{3} f_C}\right)\frac{V_{E_{CA}} t_{on}^{\frac{3}{2}}}{L_P}$ $[A]$	$I_{S_{RMS}} = \eta_T^{\frac{3}{4}}\left(\sqrt{0.4\frac{N_P}{N_S} \cdot f_C}\right)\frac{\left(V_{E_{CA}} t_{on}\right)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{V_S} L_P}$ $[A]$	$I_{L_{RMS}} = \sqrt{I_{P_{RMS}}^2 + \left(\frac{I_{S_{RMS}}}{\sqrt{\eta_T}\frac{N_P}{N_S}}\right)^2}$ $[A]$
$\frac{N_p}{N_S} = \frac{0.54\overline{V}_{DS} - \sqrt{2}\overline{V}_{E_{CA}}}{V_S}$	$\overline{T}_{on} = \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} V_S}{\sqrt{2}V_{E_{CA}} + \frac{N_P}{N_S} V_S}\right) \cdot \left(0.8 T_C\right)$ $[s]$	$L_P = \eta_{CFP}\left(\frac{1}{2} f_C\right)\frac{\left(V_{E_{CA}} \overline{T}_{on}\right)^2}{P_S}$ $[H]$

Tabla IV.3.1. Resumen de las ecuaciones de diseño de un convertidor Flyback como corrector del factor de potencia operado en modo de conducción discontinua.

problema para identificar su origen y tomarlo en cuenta en las ecuaciones, dándoles así mayor solidez.

Con base a estas correcciones y las observaciones realizadas, se obtuvieron aproximaciones para el cálculo de una serie de constantes necesarias para la obtención de las corrientes del transformador. Tomando en cuenta todos estos cambios, se presenta en la tabla IV.3.1 un resumen de las ecuaciones más importantes utilizadas en el diseño del convertidor flyback empleado en la corrección del factor de potencia; con base a éstas podrá seguirse el método propuesto en la sección III.1.ii y esperarse resultados satisfactorios, pues todas estas expresiones, aparte de poseer fundamento teórico fueron comprobadas de forma experimental.

Una forma mucho más sencilla en la que pudo haberse propuesto el método de diseño era sencillamente extender la hipótesis de que el convertidor se comporta igual, al ser operado con una tensión continua que al ser operado a partir de la salida de un rectificador de onda completa. En tal caso, se comprobaría experimentalmente que el comportamiento sigue la tendencia predicha, aunque con algunas variaciones, que podrían haberse *ajustado* con una serie de *valores empíricos* o *experimentales*. Sin embargo ello habría enmascarado por completo la aparición de la eficiencia del transformador en las expresiones para las corrientes del secundario. Entonces, el procedimiento empleado, aunque más largo y complejo no solamente es más ilustrativo, sino que proporciona fundamentos más sólidos a las expresiones obtenidas, permite una mayor comprensión de la operación

del convertidor, al mismo tiempo que posibilitó ampliar el aprendizaje al encontrarse con una variación entre los resultados esperados y los experimentales.

Como se presentó, uno de los mayores obstáculos que pueden encontrarse en el desarrollo de fuentes conmutadas (y en general en la experimentación con la electrónica de potencia) es la carencia de información adecuada en torno al diseño de dispositivos magnéticos pues esta es información de interés *muy específico* y no muchos autores van más allá de referirse a algún fabricante en particular. Esta representa la otra cara del problema, aun cuando se encuentre utilidad en un método de diseño, todavía falta conseguir los materiales magnéticos más adecuados y éstos pueden no ser accesibles, o cuando menos no para alguien con el interés por experimentar por su cuenta y no posea grandes recursos.

Los métodos basados en información directa de algún fabricante pueden resultar útiles sobre todo por su simplicidad y rapidez de aplicación. Por esta razón se incluyó el método presentado por Pressman, que es uno de los autores más representativos en lo que se refiere al diseño de fuentes conmutadas. Por otro lado, la simplicidad de este método lo hace susceptible de ser aplicado a componentes magnéticos a los que se tenga acceso y cuyas características puede determinarse tal como se mostró en la sección III.2.ii.

McLyman es uno de los autores que tratan el diseño de componentes magnéticos con mayor profundidad y seriedad. Con el objetivo de hacer accesibles sus métodos se les ha dedicado una buena parte de la cuarta sección del capítulo II. Este material no es únicamente una traducción de la obra de McLyman, se ha condensado para facilitar su comprensión, sin quitarle seriedad o formalidad y se han reuniendo observaciones, consejos o explicaciones de dos de sus libros más importantes. En ocasiones se han ampliado las explicaciones o alguna información que el autor da por entendido, para así facilitar la comprensión o aplicación de los conceptos, tal es el caso por ejemplo del hecho de tomar como punto de partida un circuito magnético básico en el desarrollo que concluye con la obtención de la expresión que relaciona el producto de áreas (A_P) de un núcleo ferromagnético con su capacidad de almacenamiento de energía (Ec. (II.4.49)), que es una de las más importantes en el método de McLyman. O bien la tabla II.4.4 (características físicas y eléctricas del alambre magneto), donde se añadió la columna #14, que proporciona de forma directa la frecuencia máxima con que puede emplearse cada calibre minimizando el efecto Kelvin.

Con lo anterior se ha pretendido hacer accesible la información referente al diseño de dispositivos magnéticos y realizar una aportación en la labor de facilitar la implementación de este tipo de componentes, posibilitando así la experimentación con la tecnología de conversión conmutada de la energía eléctrica, con lo que se cumple con el objetivo planteado en el desarrollo de este trabajo referente a la presentación y aplicación de estas técnicas.

Sin embargo la mayor utilidad de los métodos de Pressman y McLyman se logra cuando se posee la información de diversos núcleos concentrada en forma de tablas, y desde luego tales núcleos son accesibles. De manera que como labor posterior a este trabajo podrían caracterizarse los materiales a los que se puede tener acceso y tabular dicha información, lo que posibilitaría luego seleccionar los núcleos más adecuados y disponibles para una aplicación dada. Uno de los materiales más fácilmente accesibles es el llamado *acero al silicio*, que difícilmente podría emplearse a frecuencias superiores a las audibles, sin embargo, en una buena cantidad de aplicaciones de electrónica de potencia en las que se opera a la frecuencia de la línea sí serían útiles.

Por otro lado, en este documento solamente se ha presentado el diseño de inductores operados con una componente de CD; éstos representan sólo una parte del material que presenta McLyman en sus libro "*Transformer and Inductor Design Handbook*", su trabajo incluye además el diseño de inductores en los que la componente de CD es nula, a los que denomina *inductores de CA* y toda una gama de transformadores, dispositivos que bien podrían tratarse en otros documentos.

Una vez que se ha diseñado y construido el convertidor, es necesario emplear un controlador, en esta tesis se han presentado las bases de uno de los métodos más importantes del área de la *Inteligencia artificial*, el *Control Difuso*. Se hizo énfasis en la simplicidad de diseño de un controlador de esta naturaleza y en el hecho de que no se requiere conocer el modelo de la planta para poder controlarla satisfactoriamente. Una de las mayores dificultades con que puede encontrarse (cuando menos la primera vez) al implementarse en hardware este tipo de métodos puede ser la aparente dificultad de programación de las rutinas necesarias para la realización del proceso de razonamiento difuso. Por tal motivo se presentó completamente la forma en que se llevó a cabo esta implementación. Cada rutina fue comentada, se presentó su diagrama de flujo y el código íntegro que la compone (en el apéndice anexo al final del documento). Se presentó además la forma en que puede emplearse este *Núcleo de control*, con lo que se pretende simplificar la labor de

implementación de este tipo de controladores o bien servir como ejemplo para la implementación de controladores en otros procesadores.

En los resultados se encontró que el comportamiento del controlador es adecuado, sin embargo no se conoce el comportamiento transitorio, por ejemplo al retirar o insertar la carga. Una manera en que puede conocerse este comportamiento, y con base a la cual podría cambiarse o ajustarse la base de conocimiento del controlador, es mediante la emulación por firmware de un transmisor serial asíncrono (o empleando un microcontrolador que posea un puerto serial asíncrono USART implementado en hardware). Si se transmite la tensión muestreada en *tiempo real*, es decir a la frecuencia de muestreo (960[Hz]) una taza de transmisión de 9600 bits por segundo es más que suficiente, de manera que con un optoacoplador y un acondicionador de nivel podrían mandarse las muestras de la tensión de salida a una computadora personal mediante el puerto serie RS-232 y analizar el comportamiento transitorio de la tensión de salida ante variaciones de la carga.

Los resultados presentados en la segunda sección del presente capítulo demuestran la eficacia del método de corrección del factor de potencia que se construyó. Se comprobó que el ángulo de fase existente entre la tensión y la corriente de línea no sólo es bajo, sino que se debe principalmente al filtro de línea y con un buen diseño de éste, podrá reducirse al mínimo dicha diferencia de fases. Por otro lado, se comprobó que la distorsión armónica de la corriente es bastante baja, pero además ésta se debe en buena medida a la propia distorsión de la tensión, de tal manera que si se mejora la onda de tensión, lo mismo ocurrirá con la corriente de línea.

En general el sistema construido mostró tener un comportamiento satisfactorio, siendo altamente eficaz al lograr un factor de potencia promedio de 0.98. El único problema hallado en las pruebas es la eficiencia, que resultó ser un tanto baja (0.76) debido principalmente a la eficiencia del transformador. Con el objetivo de mejorar esta figura de mérito, deberá reducirse al mínimo la inductancia de fuga y reducirse las pérdidas en el snubber. Para ello es necesario profundizar el estudio de la *construcción* del transformador, (tema también tratado por McLyman) y probar algún tipo de snubber no *disipador* (en inglés llamados *lossless snubber*).

Con todo lo anterior puede concluirse que los objetivos de esta tesis se han alcanzado satisfactoriamente.

A

Apéndice

En este apartado se presentan dos temas considerados de suficiente importancia como para ser incluídos en el documento, pero cuya inclusión en el cuerpo de la tesis no es adecuado.

La primera parte corresponde al programa completo que conforma el firmware del corrector del factor de poptencia, que presenta de forma clara la forma en que se implementa un controlador en base al *núcleo de control* que se desarrolló.

La segunda parte de este apéndice corresponde al circuito impreso, para la presentación del cual era necesario haber presentado antes todas las partes que conforman al sistema que se desarrolló.

A.1. Firmware del Controlador

Con el objetivo de no hacer innecesariamente denso el cuerpo de esta tesis, en el apartado III.4 dedicado a la implementación del controlador difuso se omitieron algunas partes del programa que finalmente se grabó en el microcontrolador. Sin embargo se considera de particular importancia la presentación de las rutinas que finalmente componen el Núcleo de control difuso. Además, con el objetivo de complementar dicha sección, se presentará ahora de forma íntegra el programa que constituye el Firmware del controlador que se empleó en el corrector del factor de potencia.

El código que se presenta está comentado para facilitar su seguimiento y comprensión, los comentarios se muestran en letras cursivas y en negritas se han resaltado las *secciones* que conforman al programa o bien para resaltar comentarios o datos importantes. En el caso de las rutinas que componen el cuerpo del Núcleo de control difuso, se presenta de forma previa una breve descripción de las variables y parámetros empleados por cada rutina. La descripción del funcionamiento de cada algoritmo se presentó en la sección III.4 y no se repetirá aquí.

En cuanto a la configuración del dispositivo, se hizo mención de que se operaría el microcontrolador con un oscilador interno y no se requiere salida del reloj para sincronizar con otros dispositivos _INTRC_OSC_NOCLKOUT. Al operar con el oscilador interno no hay posibilidad de alternar la operación entre oscilador interno y externo (Internal External Switchover) _IESO_OFF; por la misma razón no tiene sentido verificar fallas del oscilador externo (Fail Safe Clock Monitor) _FCMEN_OFF. No se protegerá contra lectura ni el código de programa, ni la memoria de datos no volátil (*EEPROM*) _CP_OFF y _CPD_OFF. No se emplearon la terminal de reset maestro (*MCLR*) ni el reset por desborde del temporizador perro guardián (*WDT*) _MCLRE_OFF y _WDT_OFF. Sí se empleó el reset por baja tensión Brown-out (*BOD*) y el temporizador de inicio, que obliga al dispositivo a esperar hasta que la tensión de alimentación se ha estabilizado _BOD_ON y _PWRTE_ON. A continuación se presenta el código del programa (aunque aquí se presenta en dos, la configuración es un solo renglón, tras la directiva __*CONFIG*).

```
LIST        p=12F683
RADIX       HEX
#INCLUDE    <p12f683.inc>

__CONFIG    _FCMEN_OFF&_IESO_OFF&_BOD_ON&_CPD_OFF&_CP_OFF
            &_MCLRE_OFF&_PWRTE_ON&_WDT_OFF&_INTRC_OSC_NOCLKOUT
```

```
;-------------------------------------------
;           Definición de Variables y Equivalentes
;-------------------------------------------
;-------    Constantes
PERIODO     EQU         0x28        ;Periodo de Conmutación: Tc = 20 [us]
REL_T1_H    EQU         0xFE        ;Frecuencia de Muestreo
REL_T1_L    EQU         0xFB        ;Fs=960[Hz]
;-------    Constantes Para el Filtro de Entrada
ORDEN       EQU         0x08
Log2_ORDEN  EQU         0x03
;-------    Constantes Para el Sistema Difuso
NO_INP      EQU         0x01
NO_MBFO     EQU         0x05
;-------    Bits
GO_AD       EQU         0x01
GO_FUZZY    EQU         0x07
START       EQU         0x00
SIGNO       EQU         0x07
;-------    Variables del Cuerpo del Programa
CICLO_ACT   EQU         0x20
W_TEMP      EQU         0x21
S_TEMP      EQU         0x22
POST_T1     EQU         0x23
BANDERAS    EQU         0x24
;-------    Variables de la Multiplicación
MULPLR      EQU         0x25
H_MRES      EQU         0x26
L_MRES      EQU         0x27
;-------    Variables de la División
NUM_H       EQU         0x28
NUM_L       EQU         0x29
DENOM       EQU         0x2A
RESIDUO     EQU         0x2B
;-------    Variables del Núcleo de Control Difuso
VAR1        EQU         0x2C
VAR2        EQU         0x2D
INDICE1     EQU         0x2E
INDICE2     EQU         0x2F
ENTRADA     EQU         0x30
CONT        EQU         0x31
;-------    Variables del Filtro de Entrada
CONT_FILTRO EQU         0x32
X0          EQU         0x33
ACUM_H      EQU         X0+ORDEN+1
ACUM_L      EQU         ACUM_H+1
Y0          EQU         ACUM_L
;-------    RAM Del Núcleo de Inferencia Difuso
FUZ_RAM     EQU         ACUM_L+1
CRISPIN     EQU         FUZ_RAM
CRISOUT     EQU         FUZ_RAM+NO_INP
FUZZOUT     EQU         CRISOUT+1
FUZZINS     EQU         FUZZOUT+NO_MBFO
;-------------------------------------------
```

```
;-------------------------------------------
;           VECTOR DE RESET
            ORG         0x00                    ;Vector de RESET
;-------------------------------------------
            CLRF        STATUS                  ;Limpia registro STATUS
            CLRF        GPIO                    ;Limpia Puerto
            CLRF        INTCON                  ;Deshabilita Int.
            GOTO        CONFIG                  ; -> Configuración
;-------------------------------------------
;           SERVICIO A INTERRUPCIONES
            ORG         0x04                    ;Vector de interrupción
;-------------------------------------------
            MOVWF       W_TEMP                  ;Almacenamiento temporal
            SWAPF       STATUS      , W         ;de los registros W y
            MOVWF       S_TEMP                  ;STATUS
;----- Identificación de la interrupción
            BTFSC       PIR1        , ADIF
            GOTO        CAD_ISR                 ;¿Fin de conversión A/D?
            BTFSC       PIR1        , TMR1IF
            GOTO        TMR1_ISR                ;¿Interrupción por tiempo?
;----- Fin de la rutina servicio a interrupción
FIN_ISR
            SWAPF       S_TEMP      , W         ;Restauración de los
            MOVWF       STATUS                  ;registros W y STATUS
            SWAPF       W_TEMP      , F
            SWAPF       W_TEMP      , W
            RETFIE                              ;Retorno de Interrupción
;-------------------------------------------
;           INTERRUPCIÓN POR TIEMPO, CADA 1.04[ms]
TMR1_ISR
;-------------------------------------------
            BCF         PIR1        , TMR1IF    ;Limpia bandera de Int.
            MOVLW       REL_T1_H
            MOVWF       TMR1H                   ;Reinicia Temporización
            MOVLW       REL_T1_L                ;TMR1 = REL_T1 (16 bits)
            MOVWF       TMR1L
            BSF         ADCON0      , GO_AD     ;Arranca conversión A/D
            GOTO        FIN_ISR                 ;Fin de rutina de servicio
;-------------------------------------------
;           SERVICIO A INT. CONV. A/D
CAD_ISR
;-------------------------------------------
            BCF         PIR1        , ADIF;Limpia bandera de Interrupción
            MOVF        ADRESH      , W   ;Almacena la Entrada Actual del
            MOVWF       X0                ;Filtro en X0
;----- Realiza el Filtrado de la Señal
            CLRF        ACUM_H            ;Limpia registros de Acumulación
            CLRF        ACUM_L            ;ACUM_H:ACUM_L = 0x00
            MOVLW       ORDEN             ;Inicia Contador
            MOVWF       CONT_FILTRO       ;i = N
            MOVLW       X0+ORDEN-1        ;Inicia Apuntador al final
            MOVWF       FSR               ;del vector de entradas X[N-1]
FILTRO_A
            MOVF        INDF        , W   ;W = X[i-1]
            ADDWF       ACUM_L      , F   ;
            BTFSC       STATUS      , C   ;<ACUM_H:ACUM_L> += X[i-1]
            INCF        ACUM_H      , F   ;
```

```
            INCF        FSR         , F   ;Recorre el Vector de Datos
            MOVWF       INDF              ;X[i] = X[i-1]
            DECF        FSR         , F   ;Decrementa Apuntador
            DECF        FSR         , F   ;i = i - 1
            DECFSZ      CONT_FILTRO , F   ;¿Fin de la Acumulación?
            GOTO        FILTRO_A          ;No -> Continua con X[i-2]
            MOVLW       Log2_ORDEN        ;Si -> Realiza la División
            MOVWF       CONT_FILTRO       ;Contador = No. de Corrimientos
FILTRO_D
            RRF         ACUM_H      , F   ;Corrimiento a la Derecha de
            RRF         ACUM_L      , F   ;[ACUM_H:ACUM_L]
            DECFSZ      CONT_FILTRO , F   ;¿Fin de la División?
            GOTO        FILTRO_D          ;No -> Continua Recorriendo
;----- Fin del Filtrado   Y0=ACUM_L
;----- Apagado del circuito de Arranque
            MOVLW       0x99                ;Espera a que la Tensión de
            SUBWF       Y0          , W     ;salida cruce por su valor
            BTFSC       STATUS      , C     ;Nominal, y entonces
            BSF         GPIO        , START ;apaga el Arrancador

;----- ¿Es Tiempo de Realizar el Proceso de Razonamiento Difuso?
            DECFSZ      POST_T1     , F     ;
            GOTO        FIN_ISR             ;
            MOVLW       0x10                ;960[Hz] / 16 = 60 [Hz]
            MOVWF       POST_T1
            BSF         BANDERAS, GO_FUZZY  ;Petición del Proceso Difuso
            GOTO        FIN_ISR             ;Fin de rutina de servicio
;-------------------------------------------
;           BASE DE CONOCIMIENTO
MBFOUT
;-------------------------------------------
            ADDWF       PCL         ,F    ;Añade el desplazamiento a PCL
            DT    0x00, 0x06, 0x0C, 0x12  ;Dec Alto, Dec ,No Cambio, Inc
            DT    0x18                    ;Inc Alto
MBF_IN
;-------------------------------------------
            ADDWF       PCL         ,F    ;Añade el desplazamiento a PCL
            DT    0x39, 0x00, 0x02        ;Conj. Muy Baja
            DT    0x79, 0x02, 0x04        ;Conj. Baja
            DT    0x99, 0x04, 0x08        ;Conj. Nominal
            DT    0xA9, 0x08, 0x04        ;Conj. Alta
            DT    0xC9, 0x04, 0x00        ;Conj. Muy Alta
            RETLW       0xFF              ;FIN- Fin de la entrada Tensión
FUZRUL
;-------------------------------------------
            ADDWF       PCL         ,F
            DT    FUZZINS+0, FUZZOUT+4    ;R01 If Muy Baja then Inc Alto
            DT    FUZZINS+1, FUZZOUT+3    ;R02 If Baja     then Inc
            DT    FUZZINS+2, FUZZOUT+2    ;R03 If Nom      then No Cambio
            DT    FUZZINS+3, FUZZOUT+1    ;R04 If Alta     then Dec
            DT    FUZZINS+4, FUZZOUT+0    ;R05 If Muy Alta then Dec Alto
            RETLW FUZZINS+5               ;FINAL DE LAS REGLAS
;-------------------------------------------
```

```
;-----------------------------------------
;           RUTINA DE MULTIPLICACIÓN
MUL         MACRO       BIT
            BTFSC       MULPLR      , BIT
            ADDWF       H_MRES      , F
            RRF         H_MRES      , F
            RRF         L_MRES      , F
            ENDM
MULT
;-----------------------------------------
            CLRF        H_MRES
            CLRF        L_MRES
            BCF         STATUS      , C
            MUL         0
            MUL         1
            MUL         2
            MUL         3
            MUL         4
            MUL         5
            MUL         6
            MUL         7
            MOVF        L_MRES      , W
            RETURN
;-----------------------------------------
;           RUTINA DE DIVISION
DIV
;-----------------------------------------
            CLRF        RESIDUO
            CLRF        CONT
            BSF         CONT        ,0x04
CICLOD
            RLF         NUM_L       ,F
            RLF         NUM_H       ,F
            RLF         RESIDUO     ,F
            MOVF        DENOM       ,W
            BTFSS       STATUS      ,C
            GOTO        NO_CARRY
            SUBWF       RESIDUO     ,F
            BSF         STATUS      ,C
            GOTO        NO_SUB
NO_CARRY
            SUBWF       RESIDUO     ,W
            BTFSC       STATUS      ,C
            MOVWF       RESIDUO
NO_SUB
            DECFSZ      CONT        ,F
            GOTO        CICLOD
            RLF         NUM_L       ,F
            RLF         NUM_H       ,F
            RETURN
;-----------------------------------------
```

```
;-----------------------------------------
;           CONFIGURACIÓN DEL MICROCONTROLADOR
CONFIG.                                 ;Inicio de la configuración
;-----------------------------------------
            BSF         STATUS      , RP0 ;Selecciona Banco#1 de Mem. RAM
            MOVLW       0x40              ;Habilita Int's Periféricas,
            MOVWF       INTCON            ;Int de Convertidor A/D y la
            MOVLW       0x41              ;Int desborde de TMR1
            MOVWF       PIE1              ;
            MOVLW       0x18              ;Sólo GP3 y GP4 son Entradas
            MOVWF       TRISIO            ;
            MOVLW       0x58              ;Reloj de Conversión 500[khz]
            MOVWF       ANSEL             ;Entrada Analógica en AN3
            MOVLW       PERIODO           ;PR2 = PERIODO (50 [kHz])
            MOVWF       PR2               ;
            BSF         OSCCON      , 0x04;Selecciona operación a 8 [MHz]
            BCF         STATUS      , RP0 ;Selecciona Banco#0 de Mem. RAM
            MOVLW       0x0D              ;Just-Izq,Vref=Vdd, Enciende CAD
            MOVWF       ADCON0            ;y selecciona Canal 3
            MOVLW       0x07              ;Deshabilita Comp. Analógico
            MOVWF       CMCON0            ;
            MOVLW       0x30              ;Preescalador Tmr1 es 1:8,
            MOVWF       T1CON             ;reloj interno (Fosc/4)
            CLRF        T2CON             ;No escaladores en TMR2
            MOVLW       0x0C              ;Modulo CCP1 en modo PWM
            MOVWF       CCP1CON           ;
            CLRF        BANDERAS          ;Limpia el registro de Banderas
;------ Inicia las muestras de la entrada X[0]-X[N-1]
            MOVLW       X0                ;Inicia Apuntador FSR
            MOVWF       FSR               ;Con la Dirección de X_Inicial
            MOVLW       ORDEN             ;Inicia Conteo con el número de
            MOVWF       CONT_FILTRO       ;localidades de memoria
FILTRO_I
            CLRF        INDF              ;Inicia localidades de RAM
            INCF        FSR         , F   ;correspondientes al Filtro
            DECFSZ      CONT_FILTRO , F   ;¿Fin de la Iniciación?
            GOTO        FILTRO_I          ;No -> Siguiente localidad
;------ Si -> Continua con la iniciación
            MOVLW       0xFF              ;Inicia indicador de Fin
            MOVWF       FUZZINS+0x05      ;de Reglas Difusas
            MOVLW       0x0A
            MOVWF       CCPR1L            ;Salida inicial del Sistema
            MOVLW       0x28              ;Tiempo de encendido 5[us]
            MOVWF       CICLO_ACT
;------ Finaliza iniciación, enciende temporizadores y habilita
;           interrupciones para comenzar con el programa.
            BSF         T1CON       , TMR1ON;Comienza temporización
            BSF         T2CON       , TMR2ON;Comienza salida PWM
            CLRF        PIR1              ;Limpia Peticiones de Int.
            BSF         INTCON      , GIE ;Comienza programa
;-----------------------------------------
```

```
;-------------------------------------------
;           PROGRAMA PRINCIPAL - INTERFAZ DE SALIDA
;-------------------------------------------
ESPERA
            BTFSS       BANDERAS    , GO_FUZZY  ;¿Comenzar Proceso Difuso?
            GOTO        ESPERA                  ;No-> Espera
            BCF         BANDERAS    , GO_FUZZY  ;Si-> Limpia Bandera
;----- Llamada al Núcleo de Inferencia Difusa
            MOVF        Y0          , W         ;Actualiza Entrada
            MOVWF       CRISPIN                 ;
            CALL        FUZZY                   ;Accede a Núcleo d Control
            MOVLW       0x0C
            SUBWF       CRISOUT     , W         ;W = CRISOUT - 12d
            ADDWF       CICLO_ACT   , F         ;W = CICLO_ACT + CRISOUT
;----- Verifica Límite Inferior
            BTFSC       CICLO_ACT   , SIGNO     ;¿Resultado positivo?
            CLRF        CICLO_ACT               ;No-> CICLO_ACT = 0
;----- Verifica Límite Superior                 ;SI->Sigue
            MOVLW       0x39                    ;7[us], Ton Máximo
            SUBWF       CICLO_ACT   , W
            BTFSS       STATUS      , C         ;¿CICLO_ACT > TonMax?
            GOTO        CAMBIA_CICLO            ;NO-> Continua
            MOVLW       0x38                    ;SI-> CICLO_ACT= TonMax
            MOVWF       CICLO_ACT
;----- Hace Efectivo el Ciclo de Trabajo Actualizado
CAMBIA_CICLO
            MOVF        CICLO_ACT   , W         ;Almacenamiento auxiliar
            MOVWF       VAR1                    ;del ciclo de trabajo
            MOVLW       0xCF
            ANDWF       CCP1CON     , F         ;Limpia DC1B<1:0>
            SWAPF       VAR1        , W
            ANDLW       0x30
            IORWF       CCP1CON     , F         ;Actualiza DC1B<1:0>
            RRF         VAR1        , F
            RRF         VAR1        , F         ;Elimina DC1B<1:0> de la
            MOVLW       0x3F                    ;localidad auxiliar
            ANDWF       VAR1        , W
            MOVWF       CCPR1L                  ;Actualiza 8 bits más
                                                ;significativos del C.T.
            GOTO        ESPERA                  ;Espera siguiente evento
;-------------------------------------------
```

```
;-----------------------------------------
;           NÚCLEO DE INFERENCIA DIFUSA
;           RUTINA DE DIFUSION
;
;   El proceso de razonamiento difuso se inicia al llamar la rutina de
;difusión, lo que se hace al realizar un llamado a subrutina a la
;etiqueta FUZZY. No hay retorno de subrutina al finalizar, sino que sigue
;directamente con la rutina de evaluación de reglas. Para su
;funcionamiento, la rutina de difusión hace uso de:
;
;  -Constantes:
;
;NO_INP : Constante que indica el numero de entradas nítidas.
;
;  -Rutinas:
;
;MULT : Rutina de Multiplicación
;MBF_IN  : Tabla con la base de conocimiento de los conjuntos de entrada.
;
;  -Apuntadores:
;
;CRISPIN  : Dirección de la primera localidad de memoria donde se
;almacenan las entradas Nítidas.
;FUZZINS  : Dirección de la primera localidad de memoria donde se
;almacenan las entradas difusas.
;
;  -Variables:
;
;VAR1 : Contador de entradas procesadas, VAR1 = 0 Indica que han sido
;procesadas todas las entradas y finaliza la rutina de difusión.
;VAR2 : Es empleada como variable temporal donde se almacena el apuntador
;P1 cuando es necesario emplear el apuntador P2.
;INDICE1 : Índice de acceso a la base de conocimiento.
;INDICE2  : Apuntador P2, a través del cual se acceden las entradas
;nítidas.
;ENTRADA : Variable que contiene la entrada nítida a procesar.
;FSR-INDF : Apuntador P1 a las entradas difusas.
;W : Registro de Trabajo
;
```

FUZZY

```
;-----------------------------------------
            CLRF        INDICE1           ;INDICE1 = 0 : Acceso a ROM
            MOVLW       FUZZINS
            MOVWF       FSR               ;FSR = FUZZINS : P1
            MOVLW       CRISPIN
            MOVWF       INDICE2           ;INDICE2 = CRISPIN : P2
            MOVLW       NO_INP
            MOVWF       VAR1              ;VAR1 = NO_INP : Cont. D Ent's
CICLO1
            MOVF        FSR         ,W    ;Almacenamiento temporal de P1
            MOVWF       VAR2              ;VAR2 = FSR
            MOVF        INDICE2     ,W    ;Carga P2
            MOVWF       FSR               ;FSR = INDICE2
            MOVF        INDF        ,W    ;Obtiene Entrada Nítida
            MOVWF       ENTRADA           ;ENTRADA = INDF (*P2)
            MOVF        VAR2        ,W    ;Restaura P1
            MOVWF       FSR               ;  FSR = VAR2
CICLO2
            MOVF        INDICE1     ,W    ;Carga W = INDICE1
            CALL        MBF_IN            ;Accede a ROM, obtiene 'V'
            ADDLW       0x01              ;¿V = 0xFF?
            BTFSC       STATUS      ,Z
            GOTO        SIGUE             ;Si -> Fin entrada Actual
            ADDLW       0xFF              ;No -> Restaura 'V'
            SUBWF       ENTRADA     ,W    ;W = Entrada – V, Delta
            BTFSC       STATUS      ,C    ;¿Resultado Positivo?
            GOTO        CASO2
            CLRF        MULPLR            ;No -> Región #1
            SUBWF       MULPLR      ,F    ;MULPLR = 0 – Delta (W)
            MOVLW       0x01              ;W(Desplazamiento) = 1, M1
            GOTO        MAPEO
CASO2                                     ;Si -> Región #2
            MOVWF       MULPLR            ;MULPLR = Delta (W)
            MOVLW       0x02              ;W(Desplazamiento) = 2, M2
MAPEO
            ADDWF       INDICE1     ,W    ;W = W(Desplazamiento) + INDICE1
            CALL        MBF_IN            ;Accede a ROM, obtiene Pendiente
            CALL        MULT              ;W = LSB [MULPLR * W], Delta*M
            MOVF        H_MRES      ,F
            BTFSS       STATUS      ,Z    ;¿MSB[MULPLR*W]=0?,¿Delta*M ≤ 1?
            GOTO        CERO              ;No -> CERO
            SUBLW       0x80              ;Si -> W = 0x80 – W , Grado
            BTFSS       STATUS      ,C    ;¿Resultado Negativo?
CERO
            CLRW                          ;Si -> W = 0, Grado = 0x00
            MOVWF       INDF              ;No -> INDF = W, *P1 = Grado
            INCF        FSR         ,F    ;FSR = FSR +1, P1++
            MOVLW       0x03              ;INDICE1= INDICE1+ 3, Incrementa
            ADDWF       INDICE1     ,F    ; índice para Sigte. MBF
            GOTO        CICLO2            ;Salta a procesar Siguiente MBF
SIGUE                                     ;Fin entrada Actual
            INCF        INDICE1     ,F    ;Incrementa índice, Sigte. MBF
            INCF        INDICE2     ,F    ;Incrementa P2, Sigte. Entrada
            DECFSZ      VAR1        ,F    ;¿Contador de entradas – 1 = 0?
            GOTO        CICLO1            ;No-> continua Sig. Ent.
;---------------------------------------;Si-> Fin de la Difusión
```

```
;-------------------------------------------
;           RUTINA DE EVALUACIÓN DE REGLAS
;
;  La rutina de evaluación de reglas es ejecutada después de la difusión,
;obtiene de la base de conocimiento las direcciones de las entradas y la
;salida de cada regla, esta dirección es accedida mediante
;direccionamiento indirecto. Al finalizar la rutina se llama la rutina de
;desdifusión, haciendo un llamado a la etiqueta COG. Para su
:funcionamiento, la rutina de evaluación de reglas hace uso de:
;
;  -Constantes:
;
;NO_INP: Número de entradas nítidas = # Entradas a cada regla.
;NO_MBFO: Número se salidas difusas, empleada para la iniciación.
;
;  -Rutinas:
;
;FUZRUL: Tabla que contiene la base de conocimiento para las reglas.
;
;  -Apuntadores:
;
;FUZZINS: Apuntador a la primera localidad destinada al almacenamiento de
;las entradas difusas.
;FUZZOUT: Apuntador a la primera localidad destinada al almacenamiento de
;las salidas difusas.
;
;  -Variables:
;
;VAR1: Contador de entradas difusas a cada regla, se inicia con el valor
;de NO_INP.
;VAR2: Variable temporal donde se almacena el grado de verdad del
antecedente de la regla. Luego es empleado en la agregación.
;INDICE1: Índice de acceso a memoria ROM para la obtención de las reglas.
;FSR-INDF: Apuntador P1 mediante el que se accede a las entradas y
;salidas difusas.
;W: Registro de trabajo
;
```

EVALRUL

```
;-----------------------------------------
            CLRF        INDICE1             ;INDICE1 = 0x00, Acceso a ROM
            MOVLW       NO_MBFO             ;Rutina para iniciar las salidas
            MOVWF       VAR1                ;VAR1 = NO_MBFO, No. Salidas
            MOVLW       FUZZOUT
            MOVWF       FSR                 ;FSR = FUZZOUT, P1= Dir. Salidas
LIMPIA
            CLRF        INDF                ;INDF = 0x00, *P1 = 0x00
            INCF        FSR         ,F      ;FSR = FSR +1, P1++
            DECFSZ      VAR1        ,F      ;¿VAR1 – 1 = 0x00?
            GOTO        LIMPIA              ;No -> Continua con otra Salida
REGLA                                       ;Si -> Iniciación completa
            MOVLW       NO_INP
            MOVWF       VAR1                ;VAR1= NO_INP, Contador Entradas
            MOVLW       0xFF                ;Carga valor inicial Implicación
            MOVWF       VAR2                ;VAR2= 0xFF
OTRA_EN
            MOVF        INDICE1     ,W      ;W = INDICE1, Acceso a Base de
            CALL        FUZRUL              ;conocimiento: Obtención de Dir.
            MOVWF       FSR                 ;FSR = W, P1= Dir. Entrada Act.
            INCF        INDF        ,W
            BTFSC       STATUS      ,Z      ;¿INDF=0xFF?, ¿*P1 = FIN?
            GOTO        COG                 ;Si -> FIN, Salta a Desdifusión
            MOVF        VAR2        ,W      ;No -> Implicación
            SUBWF       INDF        ,W      ;W = INDF-VAR2, *P1 – Imp. Ant.
            BTFSC       STATUS      ,C      ;¿Resultado Negativo?,Dato>*P1?
            GOTO        IMPLICA
            MOVF        INDF        ,W      ;Si -> Actualiza Implicación
            MOVWF       VAR2                ;VAR2 = INDF, Dato = *P1
IMPLICA                                     ;No -> Dato (VAR2) no se altera
            INCF        INDICE1     ,F      ;INDICE1 = INDICE1 + 1
            DECFSZ      VAR1        ,F      ;¿VAR1-1=0?, Fin Implicación?
            GOTO        OTRA_EN             ;No -> Continua Sig. Entrada
            MOVF        INDICE1     ,W      ;Si -> Agregación
            CALL        FUZRUL              ;Acceso a Base de C. vía Índice
            MOVWF       FSR                 ;FSR = W, P1 = Dir. Salida
            INCF        INDICE1     ,F      ;INDICE1 = INDICE1+1
            MOVF        VAR2        ,W      ;W = VAR2, Res. Implicación
            SUBWF       INDF        ,W      ;W = INDF-W, *P1 - Implicación
            BTFSC       STATUS      ,C      ;¿Resultado Negativo?,Dato>*P1
            GOTO        REGLA               ;No -> *P1 inalterado,otra regla
            MOVF        VAR2        ,W      ;Si -> Actualiza *P1
            MOVWF       INDF                ;INDF = VAR2, *P1=Implicación
            GOTO        REGLA               ;Salta Evaluación sigte. regla
;-----------------------------------------
```

```
;-----------------------------------------
;           RUTINA DE DESDIFUSIÓN
;
;   La rutina de desdifusión, es llamada mediante la etiqueta COG tras
;haberse realizado el proceso de evaluación de reglas. Calcula el valor
;característico de salida mediante el método "centro de gravedad". Al
;finalizar carga la salida en la localidad CRISOUT y encuentra un retorno
;de subrutina, de manera que al hacer un llamado a la rutina FUZZY, al
;regresar al programa principal se habrá realizado todo el proceso de
;inferencia. Para su funcionamiento, la rutina de desdifusión hace uso
;de:
;
;  -Constantes:
;
;NO_MBFO: Constante que indica el número se salidas difusas.
;
;  -Rutinas:
;
;MBFOUT: Tabla que contiene la base de conocimiento con las funciones de
;membresía para las salidas difusas.
;MULT: Rutina de multiplicación.
;DIV: Rutina de división.
;
;  -Apuntadores:
;
;FUZZOUT: Apuntador a la primera localidad  de memoria dedicada a  las
;salidas difusas.
;
;  -Variables:
;
;NUMH, NUML: Numerador (16 bits), argumento de la rutina de División.
;DENOM: Denominador, argumento de la rutina de División
;MULPLR: Multiplicador, argumento de la rutina de Multiplicación.
;H_MRES, L_MRES: Resultado de la multiplicación (16 bits).
;INDICE1: Índice de acceso a la base de conocimiento.
;FSR-INDF: P1, apuntador empleado para acceder a las salidas difusas.
;W: Registro de trabajo.
;
```

COG

```
;-----------------------------------------
            CLRF        NUM_H               ;Inicia Numerador con 0x0000
            CLRF        NUM_L
            CLRF        DENOM               ;Inicia Denominador con 0x00
            CLRF        INDICE1             ;Inicia INDICE con 0x00
            MOVLW       FUZZOUT
            MOVWF       FSR                 ;FSR = FUZZOUT, Inicia P1
ACUMULA
            MOVF        INDICE1     ,W      ;Acceso a base de conocimiento
            CALL        MBFOUT              ;Obtiene Singleton
            MOVWF       MULPLR              ;MULPLR = W, Multiplicador = Xi
            MOVF        INDF        ,W      ;W = INDF, *P1->Grado de Verdad
            ADDWF       DENOM       ,F      ;DENOM = DENOM + GRADO
            CALL        MULT                ;M_RES = Xi*Grado (16 bits)
            ADDWF       NUM_L       ,F      ;Realiza la suma de los LSB's
            BTFSC       STATUS      ,C      ;¿Hubo acarreo?
            INCF        NUM_H       ,F      ;Si -> Incrementa el MSB
            MOVF        H_MRES      ,W      ;No -> No hay incremento
            ADDWF       NUM_H       ,F      ;Realiza la suma de los MSB's
            INCF        INDICE1     ,F      ;INDICE1 = INDICE1+1
            INCF        FSR         ,F      ;FSR = FSR + 1, P1++
            MOVF        INDICE1     ,W
            SUBLW       NO_MBFO             ;W = NO_MBFO – INDICE1
            BTFSS       STATUS      ,Z      ;¿Resultado es cero?
            GOTO        ACUMULA             ;No -> Siguiente Salida
            CALL        DIV                 ;Si -> Fin Acumulación, Realiza
            MOVF        NUM_L       ,W      ;División
            MOVWF       CRISOUT             ;CRISOUT = LSB [DIVISIÓN]
;-----------------------------------------
;           FIN DEL NÚCLEO DE INFERENCIA DIFUSA
            RETURN                          ;Regresa al programa principal
;-----------------------------------------
;           FIN DEL PROGRAMA
            END
;-----------------------------------------
```

El programa que se acaba de presentar ocupa en total 334 localidades de memoria ROM (334 x 14bits ≈ 0.57 KB) de 2048 disponibles, lo que resalta el hecho de que con un microcontrolador como el empleado se tiene un potencial muy alto.

Bibliografía

[A.1.1] Macías Pérez, Roberto, *Notas de clase*, Asignatura Sistemas Difusos.

[A.1.2] Sibigtroth, James M., *A graphical introduction lo fuzzy logic*, Embedded Systems Conference, Sta. Clara California 1994.

[A.1.3] Microcip, *Microcontrolador PIC12F683*, Hoja de especificaciones, 2006.

(ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41211C.pdf)

[A.1.4] Microchip, *Mid-Range Reference Manual*, 1997.

(ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/33023a.pdf)

A.2. Circuito Impreso

La presentación del sistema que se desarrolló no estaría completa si se omitiese la implementación definitiva del circuito en su tarjeta de circuito impreso, sin embargo, para presentar el circuito impreso era necesario antes cubrir la totalidad del sistema y resulta impráctico presentar la tarjeta "en partes" a lo largo del documento. Por ellos se ha condensado en este apéndice la implementación final del corrector del factor de potencia.

El diseño de circuitos impresos es un tema muy amplio y no se pretende profundizar mucho en este respecto. Se presentarán las bases y recomendaciones más importantes que se colectaron de la literatura y a la par se presentará el circuito impreso que se fabricó resaltando las secciones que lo conforman. Para diseñar un circuito impreso que ha de ser empleado en un convertidor conmutado es necesario tener en cuenta principalmente tres aspectos:

1. Lazos de corriente.
2. Sistema de tierras.
3. Diferencias de potencial y corrientes máximas.

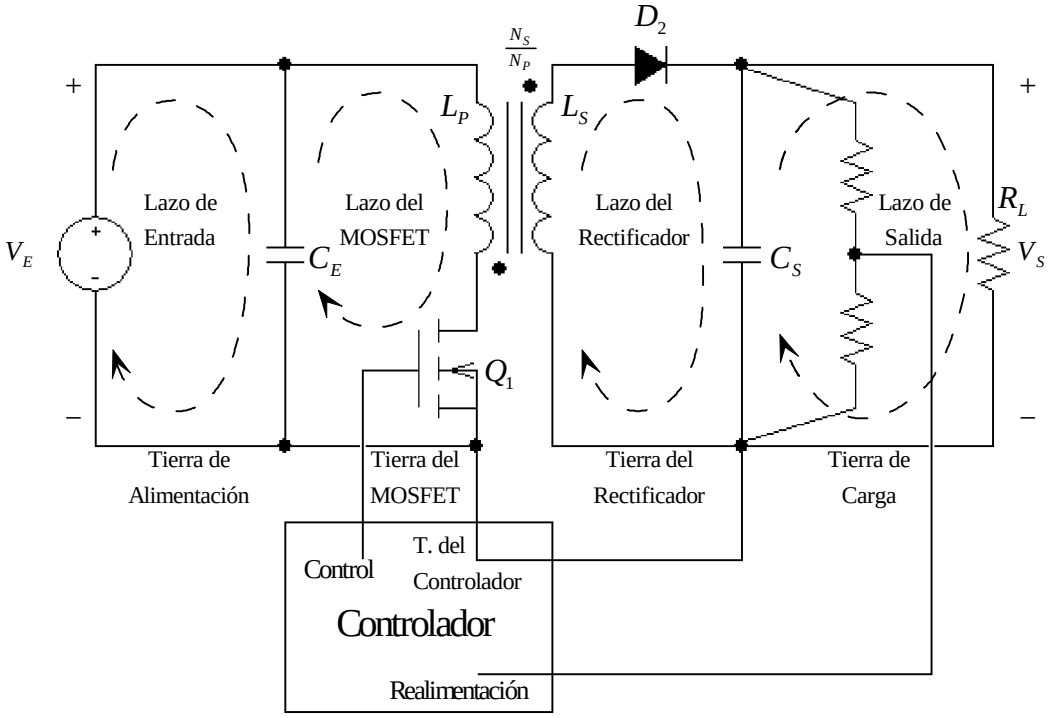


Figura A.2.1. Diagrama simplificado de un convertidor conmutado flyback mostrando los principales lazos de corriente y sus retornos o tierras.

Es necesario identificar los lazos de corriente alterna, pues con ello se pueden localizar las pistas (y componentes que mayor aporte tienen a la emisión de ruido a los alrededores). En la figura A.2.1 se muestra el diagrama simplificado del convertidor flyback mostrando los lazos de corriente; como se muestra, hay cuatro principales lazos de corriente, éstos se enlistan a continuación en orden de importancia en cuanto a su aporte a la emisión de ruido:

1. Lazo del conmutador principal (MOSFET). La corriente que conduce este lazo posee un alto contenido armónico, pues su corriente está formada por ondas triangulares con un alto valor de pico.
2. Lazo del conmutador secundario (Rectificador de salida). El contenido armónico de la corriente que circula en este lazo es tan alto como el del lazo del MOSFET. Si la relación de transformación es alta (como ocurre en el caso del convertidor presentado) la corriente en este lazo es mayor a la del primario, elevándose la prioridad de este lazo sobre la del lazo del conmutador principal.
3. Lazo de entrada. En términos generales, este lazo presenta pocos problemas pues la corriente que éste conduce se compone principalmente de corriente directa. Este puede no ser el caso para un convertidor empleado en la corrección del factor de potencia, pues el capacitor C_E es pequeño y su finalidad es únicamente la de reducir el contenido armónico de la corriente de entrada, no de suministrar toda esta corriente, por lo que como se presentó en la sección II.2.i, prácticamente toda la componente de alterna es suministrada por el filtro de línea. En tal caso, la prioridad de este lazo es tan alta como la del lazo del MOSFET.
4. Lazo de salida. Este lazo no presenta problemas, pues el objetivo es entregar una diferencia de potencial de CD, por lo que la corriente en este lazo está conformada principalmente por corriente directa.

Entonces, para el corrector del factor de potencia diseñado, la prioridad es la siguiente: lazo del rectificador, lazo del MOSFET-lazo de entrada y finalmente el lazo de salida. Cada uno de estos lazos de corriente deben mantenerse *aislados entre si*, esto es, la localización física de los componentes debe ser tal que un lazo no se cruce con otros dentro de lo posible y se recomienda que sean las terminales de los capacitores los únicos puntos donde se unan las pistas que forman a cada lazo. Además, los componentes de cada lazo deberán posicionarse lo más cercanos entre sí, de manera que se minimice el espacio en el que circulan estas corrientes y con ello se reduzca o por lo menos se localice la emisión de ruido.

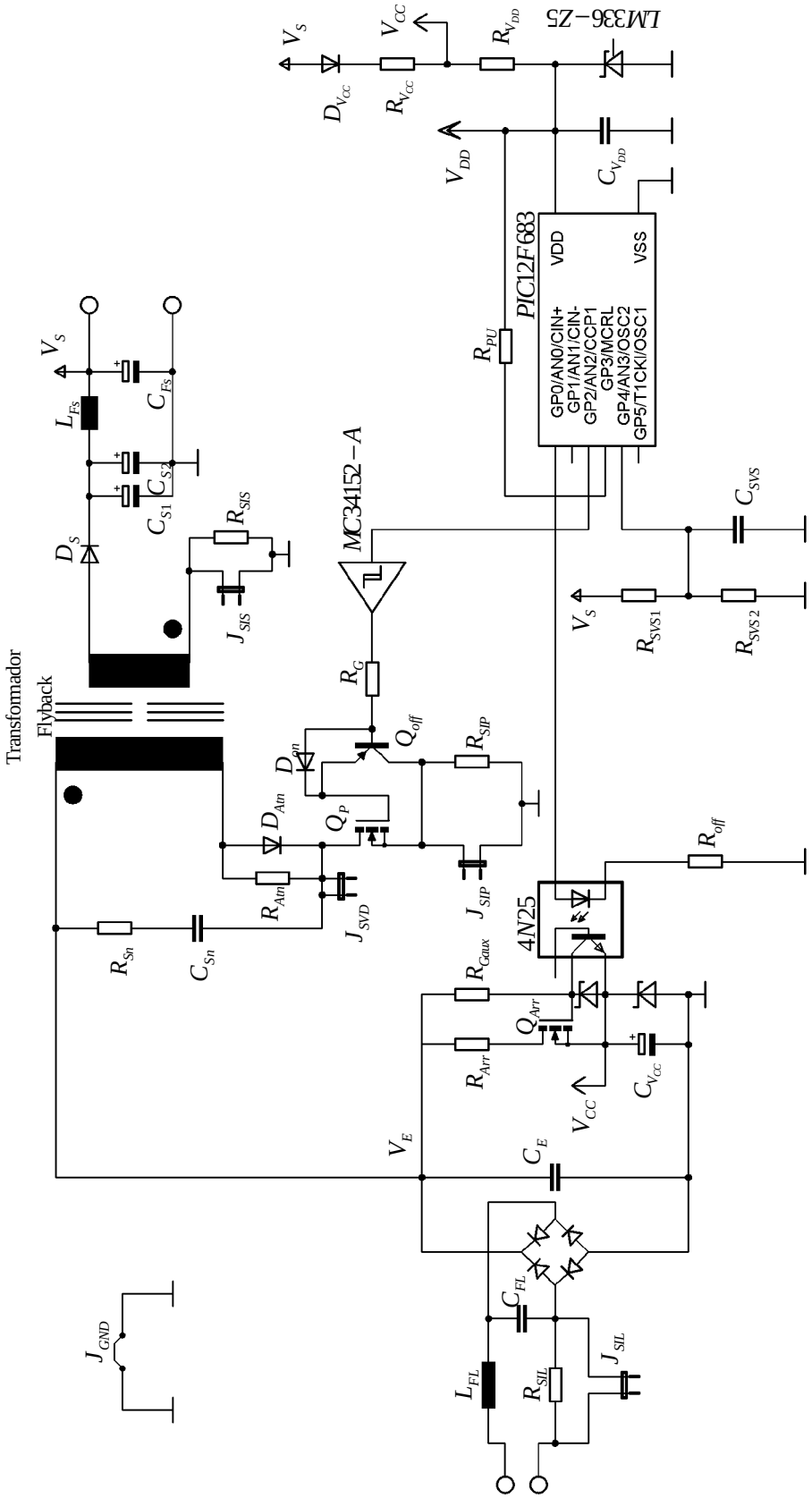
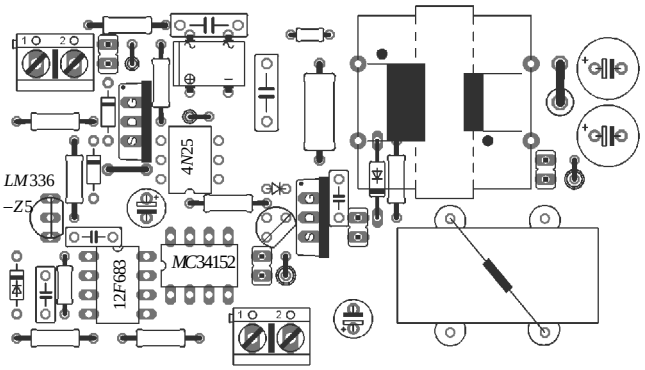


Figura A.2.2. Esquema completo del circuito empleado para la corrección del factor de potencia de una fuente de alimentación de CD.

Con el mismo objetivo, es decir, para evitar la conducción de corrientes de un lazo por todo el circuito, es necesario identificar y "*separar*" los retornos o tierras que conforman al circuito. En la figura A.2.1 se muestra el sistema de tierras que forman al circuito C.F.P. estas tierras deben unirse en un solo punto, de preferencia en las terminales de los capacitores. En el desarrollo de este circuito se observó que es de vital importancia la separación de la tierra del circuito de control, pues la introducción de corrientes "ruidosas" en este circuito afectan a su desempeño, alterando la tensión que se sensa de la salida (afectando al control), o bien llegando incluso a reiniciar al microcontrolador.

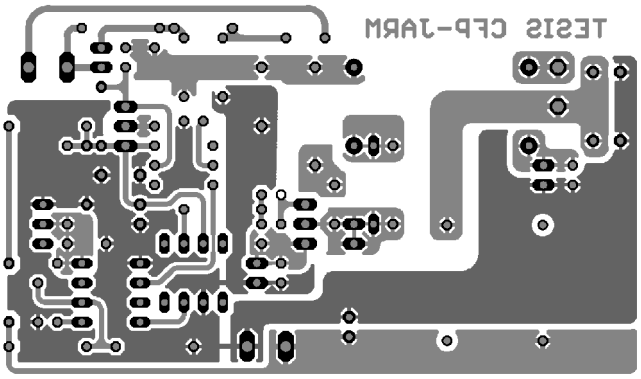
En la figura A.2.2 se presenta el diagrama esquemático completo del circuito impreso. Puede apreciarse que se añadieron algunos "jumpers" o puentes, éstos son componentes de sensado, pues si se les cierra pasan desapercibidos para el circuito, mientras que si se les abre, se inserta una resistencia (1[Ω]) mediante la cual se puede medir la corriente en el lazo en que fueron insertadas. Este esquema se extrajo del programa de CadSoft: EAGLE Layout Editor, con el que se realizó el diseño de la tarjeta de circuito impreso. En la figura A.2.3 se presenta este circuito impreso. En la parte inferior izquierda se localiza el circuito de control, puede apreciarse en la figura A.2.3(b) (correspondiente a las pistas de la tarjeta) el circuito de control. Se ha resaltado en color más oscuro el sistema de tierras, donde puede apreciarse claramente los nodos a través

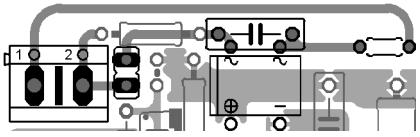
Figura A.2.3. Conformación final del circuito impreso del C.F.P.



(a) Posicionamiento de componentes.

(b) Pistas del circuito y sistema de tieras (tono más obscuro).





(c) Detalle del filtro de línea.

de los cuales se une la tierra del circuito de control con las otras tierras. Por claridad, en la figura A.2.3(a) no se han colocado los nombres de cada componente, sin embargo, al presentar cada sección del circuito, la identidad de cada componentes se hará evidente. Por ejemplo, en la figura A.2.3(c) se presenta el detalle de la sección de entrada, en ella se han resaltado los componentes principales, correspondientes al filtro de línea C_{FL} y L_{FL}, así como el puente rectificador y el puente de sensado de la corriente de línea J_{SIL} (que como se muestra en la figura A.2.2, está en paralelo con la resistencia de sensado de la corriente de línea R_{SIL}).

Las diferencias de potencial, corrientes máximas y componentes parásitos en la tarjeta, como son la inductancia de las pistas o la capacitancia entre ellas están íntimamente relacionados, pues todos ellos tienen que ver con el espesor de las pistas y la separación entre ellas. Para pistas que conducen corrientes elevadas y de alto contenido armónico la recomendación suele ser "hacer estas pistas tan cortas y anchas como sea posible" con el objetivo de reducir al máximo la resistencia de la pista, su inductancia y minimizar los lazos de corriente y con ello la emisión de ruido. En cuanto a la separación de las pistas, se presenta en la tabla A.2.1 la distancia mínima permisible para distintos niveles de tensión (esta tabla se extrajo del libro *Printed Circuit Handbook* de Clyde Coombs [A.2.2]). La separación mínima depende de la altura (pues la presión atmosférica influye en la rigidez dieléctrica del aire) y si la tarjeta tiene cubierta aislante o no (máscara antisoldante).

A la tarjeta que se fabricó se le aplicó máscara antisoldante y se obtuvo que la tensión máxima en el drenaje del transistor está en el rango de

Tarjetas sin cubrimiento, del nivel del mar a 3,000 [m]		Tarjetas sin cubrimiento, a más de 3,000[m] y tarjetas con cubrimiento		
			Separación mínima [mil]	
Tensión entre conductores CD o pico de CA [V]	Separación mínima [mil]	Tensión entre conductores CD o pico de CA [V]	>3000[m] sin cubrimiento	Con cubrimiento, todas las altitudes
0-150	25	0-50	25	10
151-300	50	51-100	60	15
301-500	100	101-170	125	20
>500	$0.2\left[\frac{mil}{V}\right]$	171-250	250	30
		251-500	500	60
		>500	$1.0\left[\frac{mil}{V}\right]$	$0.12\left[\frac{mil}{V}\right]$

Tabla A.2.1. Separación mínima entre conductores a diferentes niveles de tensión.

250 – 500[V], de manera que en las pistas que conectan directamente esta terminal y el arreglo de corrección de formas de onda (snubber y atenuador de oscilaciones) se ha empleado una separación de 56 milésimas de pulgada. Por otro lado, el nivel de tensión de entrada (alterna y la tensión de salida del puente rectificador) está en el rango de 170 – 250[V] por lo que se ha empleado una separación de 32 milésimas de pulgada. Tanto la sección de salida como el circuito de control podrían realizarse con una separación mínima entre pistas de 10 [mil], sin embargo esto no es práctico para una tarjeta que será fabricada "*a mano*", por ello se empleó una separación de 20 [mil]. Así, en la figura A.2.4 se muestran los principales lazos de corriente en el circuito impreso.

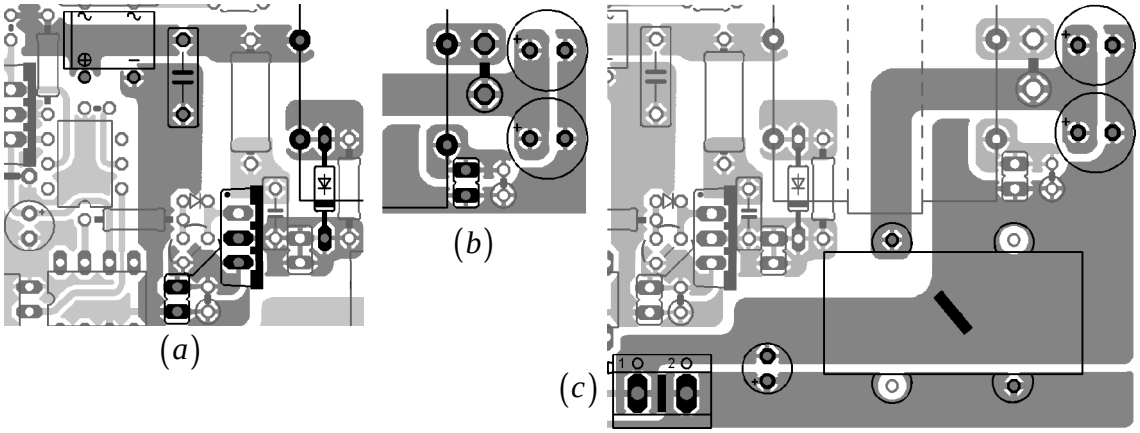


Figura A.2.4. Principales lazos de corriente en el circuito impreso del corrector del factor de potencia: (a) entrada, (b) del rectificador de salida y (c) lazo de salida.

En la figura A.2.4(a) se muestra el lazo de entrada – MOSFET. Se han resaltado los principales componentes, que son el puente rectificador (entrada) el capacitor de entrada C_E, el primario del transformador L_P, el diodo del atenuador de oscilaciones D_{Atn} (este dispositivo es parte del arreglo de corrección de forma de onda, pero se le muestra pues conduce la corriente del primario), el conmutador principal Q_P y el puente de sensado de la corriente del primario J_{SIP}. La malla se cierra a través de la *tierra del MOSFET.* Se aprecian en segundo plano los componentes del corrector de forma de onda.

En la figura A.2.4(b) se muestra el lazo del rectificador. Como se dijo, en este caso, esta malla tiene la más alta prioridad, por lo que se le dio más importancia a minimizarla. Nuevamente se han resaltado los principales componentes, que ahora son el secundario del transformador L_S, el conmutador secundario (o rectificador de salida) D_S. En la sección III.2.i

se dijo que se emplearía un arreglo paralelo de dos capacitores para el capacitor de salida; de acuerdo a una recomendación de Marty Brown [A.2.1], un arreglo de este tipo debe ser colocado de forma *radial* al cátodo del rectificador, de manera que la corriente que éste entrega se distribuya uniformemente en los componentes en paralelo y así evitar que uno de ellos conduzca mayor corriente y con ello disipe más energía en su resistencia serie equivalente (ESR), estos capacitores (C_{S1} y C_{S2}) se muestran la figuras A.2.4(b), la malla se cierra a través de la tierra del rectificador y el puente de sensado de la corriente del secundario J_{SIS} (que está en paralelo con la resistencia de sensado de la corriente del secundario R_{SIS}).

En la figura A.2.4(c) se muestra el lazo de salida. El puerto de salida es el menos problemático pues éste demanda corriente directa y como una medida para asegurarse de que esto sea así se emplea el filtro de salida, que se ha incluido como parte de esta sección del circuito. Así, en la figura se muestran los componentes que forman parte de esta sección, comenzando por los capacitores de salida (C_{S1} y C_{S2}) y el filtro de salida, formado por los componentes L_{FS} y C_{FS}. El lazo se cierra a través de la tierra de salida, que se ha ampliado para cubrir una zona amplia de la tarjeta.

Puede apreciarse en la figura A.2.4 que en este diseño las tierras se han fusionado en dos grandes tierras, una para la entrada y el primario del transformador y otra para el secundario y el circuito de salida. Sin embargo no hay conexión entre ellas salvo dos vínculos (a propósito pequeños) entre estos dos subsistemas y el circuito de control. En la sección III.2.iii se presentaron las dos secciones que conforman lo que aquí se ha denominado como “sección de control”, esto es, se presento el circuito de control propiamente dicho y las fuentes auxiliares empleadas para suministrar energía al circuito de control. En la figura A.2.5(a) se presentan en detalle los componentes que forman parte del circuito de control; se ha resaltado el microcontrolador y el circuito divisor de tensión (y filtrado) formado por los componentes R_{SVS1}, R_{SVS2} y C_{SVS} conectados a la terminal #3 (*AN3*) del microcontrolador, se ha resaltado también el circuito manejador de compuerta formado por el integrado MC34152, la resistencia de compuerta R_G, el transistor PNP de apagado Q_{off} y el diodo de encendido D_{on}. Este circuito se cierra a través del puente de sensado de la corriente del primario J_{SIP} y el vínculo entre las tierras de control y del MOSFET (por claridad no se han resaltado las tierras, éstas se muestran en detalle en la figura A.2.3(b)).

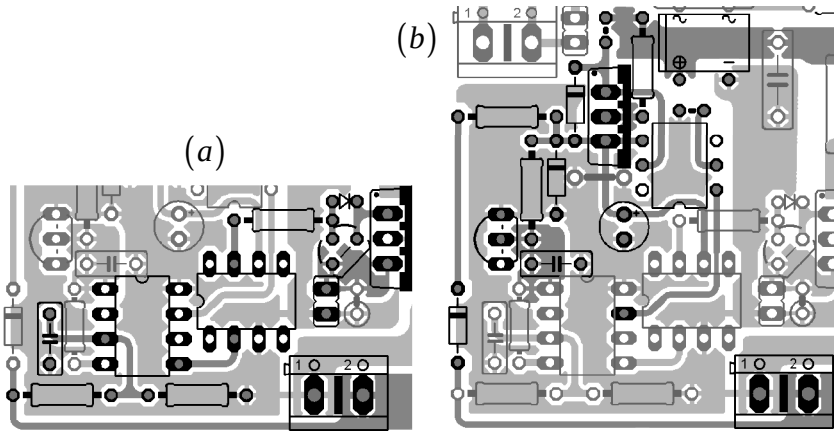


Figura A.2.5. Detalle de la sección de control de la tarjeta de circuito impreso: (a) ciruito de control y (b) fuentes auxiliares.

En la figura A.2.5(b) se muestran en detalle las fuentes auxiliares. Entre el nodo de salida del puente rectificador y la compuerta del transistor de arranque Q_{Arr}, se encuentra la resistencia auxiliar de compuerta R_{Gaux} (en posición vertical). Se aprecia claramente la derivación de potencia a partir de la salida por el circuito serie del diodo $D_{V_{CC}}$ y la resistencia $R_{V_{CC}}$. Se ha resaltado también la pista que enlaza al microcontrolador (terminal #7 *GP0*) con el circuito de apagado de la fuente de arranque (en posición vertical está la resistencia de apagado R_{off} entre el cátodo del diodo emisor del 4N25 y la tierra de control).

Con lo anterior, concluye la presentación del circuito impreso que se diseñó y construyó para implementar el corrector del factor de potencia. Finalmente, en la figura A.2.6 se muestra el producto final de la tarjeta de circuito impreso que se llevó a término.

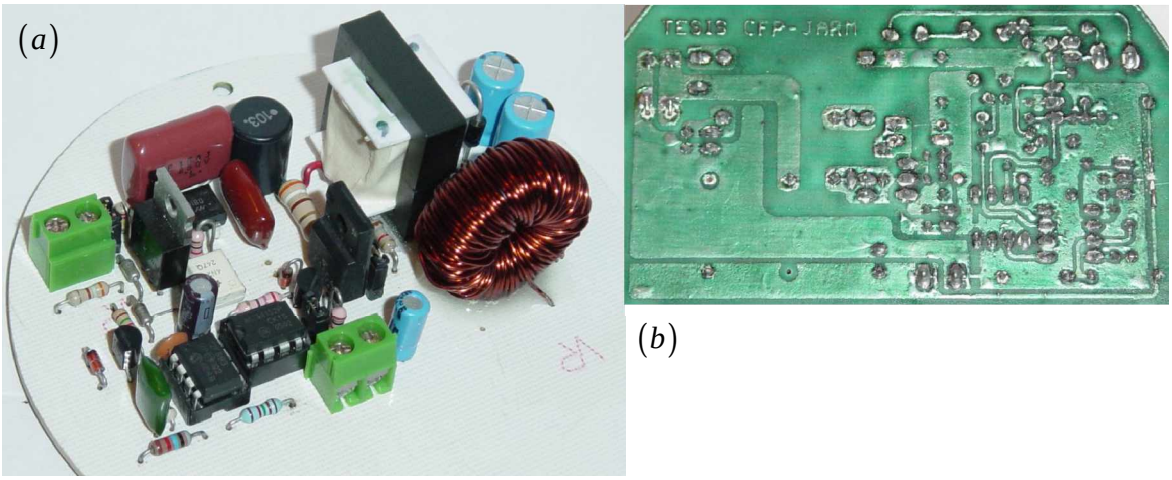


Figura A.2.6. Tarjeta de circuito impreso que se construyó para la implementación del corrector del factor de potencia: (a) detalle de las pistas y (b) localización de los componentes.

Bibliografía

[A.2.1] Brown, Marty, *Power Supply Cookbook*, Newnes, Segunda Edición 2001.

[A.2.2] Coombs , Clyde F., *Printed circuits handbook*, McGraw-Hill, Tercera edición, 1988.

[A.2.3] PCB design and fab, *PCB design gidelines*

(www.pcbdesignandfab.com/guidelines.htm)