



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Microinversor Fotovoltaico con Aislamiento en Alta
Frecuencia con Modulación SPWM mediante Nueva
Estrategia de Conmutación

presentada por

Juan Gerardo Flores Castro

como requisito para la obtención del grado de
**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel

Codirector de tesis

Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Diciembre de 2023.

Cuernavaca, Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

24/noviembre/2023
DIE/091/2023
Aceptación de documentos de tesis

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del C. **Juan Gerardo Flores Castro**, con número de control **M21CE078** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Microinversor Fotovoltaico con Aislamiento en Alta Frecuencia con Modulación SPWM mediante Nueva Estrategia de Conmutación"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jaime Eugenio Arias Roffel
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9884229

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 1

Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7676050

REVISOR 2

Dra. Susana Estefanía De León Aldaco
Doctora en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 10458245

Dr. M.J.L. María Elena Gomez Torres (Ma del Departamento de Servicios Escolares)
Estudiante
IMM/Amem

Cuernavaca, Mor., 27/noviembre/2023
No. De Oficio: SAC/189/2023
Asunto: Autorización de impresión de tesis

JUAN GERARDO FLORES CASTRO
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Microinversor Fotovoltaico con Aislamiento en Alta Frecuencia con Modulación SPWM mediante Nueva Estrategia de Conmutación", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, recibe un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica
Conocimiento y tecnología al servicio



Handwritten signature of Carlos Manuel Astorga Zaragoza

CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

C. O. p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz

Resumen

Los dispositivos magnéticos de un circuito electrónico de potencia son los elementos que ocupan las mayores dimensiones de volumen y peso de todo el sistema. Para aplicaciones de microinversores es importante contar, ya sea por normativa o por seguridad hacia el usuario, con un transformador de aislamiento galvánico cuyo volumen y peso sean lo más reducido posible debido a que para aplicaciones fotovoltaicas, el microinversor comúnmente se instala adosado a los paneles fotovoltaicos.

En la literatura existen dos familias de soluciones enfocadas en incrementar la frecuencia de operación del transformador de aislamiento con la finalidad de poder reducir su tamaño. De manera general existen dos familias de soluciones: CD+CD y CD+CA. No obstante, las soluciones presentan desventajas en cuanto a la cantidad de interruptores, número de etapas y/o una mayor complejidad en el control.

En esta tesis se presenta una topología de microinversor con aislamiento que permite hacer que el transformador opere en alta frecuencia y al mismo tiempo la modulación SPWM no pierda la función de reducir el contenido armónico.

La topología propuesta permite, además de operar en alta frecuencia al transformador, utilizar pocos dispositivos de conmutación y a su vez, poder simplificar de cierta manera, el control de los interruptores.

Abstract

The magnetic devices of a power electronic circuit are the elements that occupy the largest volume and weight dimensions of the entire system. For microinverter applications, it is important to have an isolation transformer whose dimensions are as small as possible, either for regulatory reasons or for user safety, because for photovoltaic applications, the microinverter is commonly installed attached to the photovoltaic panels.

In the literature there are two different families of solutions focused on increasing the operating frequency of the isolation transformer to reduce its size. In general, there are two families of solutions: DC+DC and DC+AC. However, the solutions have disadvantages in terms of number of switches, number of stages and/or higher control complexity.

This work presents a microinverter topology with isolation that allows the transformer to operate at high frequency levels and at the same time the PWM modulation does not lose the function of reducing the harmonic content.

The proposed topology allows, in addition to having a high operating frequency of the transformer, to have few switching devices and in turn, to simplify in a certain way, the control of the switches.

Dedicatoria

A mi familia, amigos y a Tixtla de Guerrero.

Agradecimientos

Al pueblo mexicano, que a través del Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) pude obtener el apoyo económico durante mis estudios de posgrado.

Al CENIDET/TECNM por abrirme las puertas para continuar con mis estudios de posgrado.

Al Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, al Dr. Carlos Aguilar Castillo y al Mtro. Dante Miraglia Núñez, quienes estuvieron brindando su apoyo durante para el desarrollo de este trabajo y me ayudaron a mejorar personal y profesionalmente.

A mis revisores, el Dr. Abraham Claudio Sánchez y la Dra. Susana Estefany De León Aldaco, quienes con los comentarios se tuvieron buenas contribuciones en este trabajo.

Contenido

Índice de figuras	iv
Índice de Tablas	viii
Símbolos y acrónimos	1
Capítulo 1. Introducción.....	4
1.1 Contexto del trabajo de investigación	4
1.1.1 Arquitecturas de conexión de paneles	4
1.2 Ubicación del problema.....	7
1.3 Objetivos	8
1.3.1 Objetivo general.....	8
1.3.2 Objetivos particulares	9
1.4 Justificación.....	9
1.5 Alcances	10
1.6 Organización del documento.....	10
Capítulo 2. Marco teórico y resumen del estado del arte	11
2.1 Diseño magnético	11
2.1.1 Propiedades magnéticas.....	12
2.1.2 Magnetización y desmagnetización de un núcleo magnético	14
2.1.3 Geometrías de núcleos	17
2.1.4 El método del Producto de áreas para el diseño de un transformador	19
2.1.5 Inversor de potencia.....	20
2.1.6 Modulación senoidal triangular (SPWM).....	21
2.2 Estado del arte	23
2.2.1 Inversor fotovoltaico con cicloconvertidor para interconectarse a la red...	23

2.2.2 Inversor basado en PWM de portadora múltiple	24
2.2.3 Convertidor multinivel CA/CA para un inversor monofásico	25
2.2.4 Esquema simple de modulación para el enlace monofásico de alta frecuencia	26
2.2.5 Inversores conectados a la red basados en transformadores de alta frecuencia	27
2.2.6 Resumen del estado del arte.....	29
Capítulo 3. Propuesta de solución.....	32
3.1 Estrategia de conmutación para microinversor fotovoltaico	32
3.2 Descripción del funcionamiento del microinversor	36
3.2.1 Modos de operación.....	37
3.2.2 Opciones para reconstruir la modulación SPWM en el Rectificador Selectivo	39
3.2.3 Formas de onda del microinversor.....	41
Capítulo 4. Validación y resultados	43
4.1 Diseño de microinversor.....	43
4.1.1 Diseño del transformador.....	44
4.1.2 Formación de la estrategia de modulación	46
4.1.3 Desempeño de la estrategia de modulación en el puente inversor con aislamiento	47
4.1.4 Desempeño de microinversor	49
4.2 Comparación de modulación propuesta vs inversor con modulación tradicional	53
4.3 Comparación vs familias de soluciones disponibles en la literatura	55
Capítulo 5. Conclusiones y trabajos futuros	57

5.1 Conclusiones	57
5.2 Trabajos futuros.....	58
Bibliografía	59
Anexo A. Diseño de transformador en UO-M2T	64

Índice de figuras

Figura 1.1. Arquitecturas de paneles fotovoltaicos.....	6
Figura 1.2. Comportamiento de la modulación PWM y corriente magnetizante en un inversor tradicional.....	8
Figura 2.1. Campo magnético a través de un devanado.....	13
Figura 2.2. Relación entre B y H.....	13
Figura 2.3. Núcleo magnético desmagnetizado.....	14
Figura 2.4. Núcleo magnético parcialmente magnetizado.....	15
Figura 2.5. Núcleo magnético saturado.....	15
Figura 2.6. Ciclo de histéresis de un material magnético.....	16
Figura 2.7. Geometría de núcleo tipo C.....	17
Figura 2.8. Geometría de núcleo tipo E.....	18
Figura 2.9. Geometría de núcleo ETD.....	18
Figura 2.10. Geometría de núcleo Pot.....	19
Figura 2.11. Geometría de núcleo toroidal.....	19
Figura 2.12. Área de ventana W_a y área transversal A_c de un núcleo magnético tipo EE.....	20
Figura 2.13. Diagrama a bloques de un inversor fotovoltaico.....	21
Figura 2.14. Modulación SPWM en una rama de un inversor medio puente.....	22
Figura 2.15. Topología propuesta en [22].....	24
Figura 2.16. Formas de onda en a) salida del transformador, b) salida del cicloconvertidor y c) salida del filtro reportadas en [22].....	24
Figura 2.17. Topología propuesta en [23].....	25
Figura 2.18. Diferentes formas de ondas del convertidor propuesto en [23].....	25
Figura 2.19. Topología y modelo de conmutación equivalente propuesta en [24].....	26
Figura 2.20. Forma de onda de la señal de salida generada utilizando la topología de [24].....	26

Figura 2.21. a) Topología, b) circuito equivalente y c) formas de onda del circuito equivalente [25].....	27
Figura 2.22. Topología propuesta en [26].	28
Figura 2.23. Formas de onda generadas en topología propuesta en [25].	28
Figura 2.24. Diagrama a bloques de arquitectura modular con etapas CD/CD + CD/CA.	29
Figura 2.25. Diagrama a bloques de arquitectura modular con etapas CD/CA + CA/CA.	30
Figura 3.1 Esquema eléctrico de puente inversor con aislamiento.	33
Figura 3.2. Evolución de la tensión aplicada y corriente de magnetización del transformador en un inversor fotovoltaico, para a) una técnica de modulación PWM y b) la estrategia de modulación propuesta.	34
Figura 3.3 Formas de onda de a) la modulación PWM tradicional y b) estrategia de modulación propuesta.	35
Figura 3.4. Topología de microinversor para la estrategia de modulación propuesta.	36
Figura 3.5. Modos de operación correspondientes al semiciclo positivo.	38
Figura 3.6. Modos de operación correspondientes al semiciclo negativo.....	39
Figura 3.7. Opciones para conseguir bidireccional en rectificador selectivo.	41
Figura 3.8. Formas de onda de las señales de control de a) Puente Inversor y b) Rectificador Selectivo.	41
Figura 3.9. Formas de onda de a) señal SPWM tradicional, b) tensión V_p y c) tensión de salida.....	42
Figura 4.1. Topología propuesta del microinversor.....	44
Figura 4.2. Comparación de señales y señal SPWM en Matlab.	46
Figura 4.3. Formas de onda de señales de control para los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$. $f_c = 600Hz$	47
Figura 4.4. Esquema eléctrico de puente inversor con transformador de aislamiento y carga resistiva.....	48

Figura 4.5. Formas de onda del puente inversor con frecuencia de conmutación a 600 Hz. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador y 4) V_s de salida del devanado secundario.....	48
Figura 4.6. Formas de onda de puente inversor con frecuencia de conmutación a 6 kHz. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador y 4) V_s de salida del devanado secundario.....	49
Figura 4.7. Formas de onda de microinversor con frecuencia de conmutación a 600Hz . 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador, 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada.	50
Figura 4.8. Formas de onda de microinversor con frecuencia de conmutación a 6 kHz . 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador, 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada. .	51
Figura 4.9. Formas de onda de microinversor con frecuencia de conmutación a 15 kHz . 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador, 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada.	51
Figura 4.10. Formas de onda de 1) la tensión en los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ del Puente Inversor, 2) tensión en el devanado primario del transformador, 3) corriente magnetizante en el núcleo, 4) tensión en los interruptores S_A, D y S_B, C del rectificador selectivo y 5) tensión de salida en el Rectificador Selectivo, a una frecuencia de conmutación de 15 kHz	52
Figura 4.11. Comparación de modulación SPWM tradicional vs estrategia de conmutación propuesta con frecuencia de conmutación de 600 Hz.	54

Figura A. 1. Interfaz del software UO-M2T.....	64
Figura A. 2. Interfaz de la herramienta LibEdit de OU-M2T.....	65
Figura A. 3. Diseño de modelo de transformador en UO-M2T.....	66
Figura A. 4. Generación del modelo OU-M2T.	67
Figura A. 5. Modelo del transformador UO-M2T en PSpice.....	67

Índice de Tablas

Tabla 4.1. parámetros de diseño del microinversor.....	43
Tabla 4.2. Parámetros de diseño del transformador.	45
Tabla 4.3. Características del núcleo ETD39/20/13.....	45
Tabla 4.4. Resumen de desempeño de microinversor a diferentes frecuencias de conmutación.....	52
Tabla 4.5. Tiempo de balance de flujo de la corriente magnetizante a determinada frecuencia de conmutación.....	53
Tabla 4.6. comparación de AP para la técnica SPWM tradicional y la estrategia de modulación propuesta.	55
Tabla 4.7. comparación de topologías reportadas en la literatura vs topología utilizando pulsos divididos.....	56

Símbolos y acrónimos

CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna
MPPT	Maximum Power Point Tracker
CD/CD	Corriente directa a corriente directa
CD/CA	Corriente directa a corriente alterna
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Senoidal Pulse Width Modulation
HF	High frequency
SSR	Solid State Relay
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
BiDFET	Bi-Directional Field Effect Transistor
F	Fuerza magnetomotriz
Φ	Flujo magnético
H	Intensidad de campo magnético
S	Superficie abierta por donde pasa el flujo magnético
N	Numero de vueltas
i	Corriente
l	Longitud de cable
A_c	Sección transversal del núcleo magnético
W_a	Área de ventana
AP	Producto de área
l_e	Longitud efectiva
A_e	Área efectiva
m	Masa del núcleo
MLT	Longitud media por vuelta
P_{in}	Potencia de entrada

Introducción

P_o	Potencia de salida
K	Constante de acoplamiento
B	Densidad de flujo
μ_0	Permeabilidad
ΔB	Densidad de flujo de operación
B_{max}	Densidad de flujo máximo
f	Frecuencia de operación
V_{CD}	Voltaje de corriente directa
V_{CA}	Voltaje en corriente alterna
V_{in}	Voltaje de entrada
V_o	Voltaje de salida
V_{rms}	Voltaje RMS
I_{max}	Corriente máxima
I_o	Corriente de salida
f_c	Frecuencia de conmutación
R	Carga resistiva
η	Eficiencia
m_a	Índice de modulación
$v_{control}$	Voltaje de señal de control
$v_{triangular}$	Voltaje de señal triangular
f_a	Índice de frecuencia
$f_{control}$	Frecuencia de la señal de control
$f_{triangular}$	Frecuencia de la señal triangular
I_t	Corriente magnetizante del transformador
t	tiempo
t_p	Tiempo de pulso
t_a	Tiempo de encendido
t_a	Tiempo de apagado

Introducción

t_{mid}	Mitad del tiempo de pulso
t_{max_t}	Tiempo en el que se cumple el balance de flujo
$S_{1,2,3,4}$	Interruptores de puente inversor
$S_{a,b,c,d}$	Interruptores de rectificador selectivo
n/d	No disponible

Capítulo 1. Introducción

El objetivo de este capítulo es ubicar el contexto e identificar la problemática, lo cual lleva a plantear los objetivos de esta tesis. También se presentan la justificación, alcances y la organización de este documento de tesis.

1.1 Contexto del trabajo de investigación

Hoy en día, la mayor demanda de la energía depende de combustibles fósiles. Los principales problemas de estos combustibles son la escasez, la contaminación y altos costos. Ante esos problemas, surge la necesidad del uso de energías renovables [1, 2].

Los sistemas fotovoltaicos están basados en la energía solar, siendo esta una fuente de energía gratuita y limpia [3, 4]. Los sistemas fotovoltaicos son una fuente de generación de energía que no contribuyen a la emisión de gases tóxicos, además de que la energía solar puede ser aprovechada, ya sea para aplicaciones de uso doméstico o usos en plantas de energía solar a gran escala [5].

1.1.1 Arquitecturas de conexión de paneles

Existen dos conceptos de eficiencia muy importantes en los sistemas fotovoltaicos. El primero se refiere a la eficiencia en la cosecha la energía, en donde se involucra la estructura de conexión de los paneles solares para asegurar la mayor capacidad de recolección de energía; en función de la estructura de conexión de los paneles, la capacidad de cosecha puede ser sensible a fenómenos naturales como la nubosidad que puede provocar sombreado en algunos paneles, suciedad o eventual mal funcionamiento de los paneles [6]. El otro concepto de eficiencia se refiere a la eficiencia en la conversión de la energía del sistema, y se relaciona con el desempeño del convertidor electrónico de potencia utilizado para poder tratar la energía y esta

Introducción

pueda ser utilizada por el usuario. Estos dos conceptos pueden ser aprovechados dependiendo la forma de conectar los paneles fotovoltaicos, así como de las estrategias que permitan incrementar la eficiencia del convertidor electrónico involucrado.

La energía solar se convierte en energía eléctrica a través de módulos fotovoltaicos o paneles solares y dependiendo la aplicación, los paneles solares pueden conectarse en serie y/o paralelo para lograr tener cierto nivel de voltaje que requiera el sistema o las cargas.

De manera general, existen cuatro arquitecturas de conexión de los paneles fotovoltaicos: arquitectura centralizada, arquitectura en cadena o multicadena y arquitectura modular [7, 8].

La arquitectura centralizada (ver Figura 1.1a) recibe ese nombre debido a que solo un inversor se encarga de convertir y distribuir toda la potencia recibida de los paneles fotovoltaicos, por lo que se convierte en una arquitectura con buena eficiencia de conversión de la energía. Los paneles se agrupan (haciendo arreglos serie-paralelo) de tal forma que se tiene un solo enlace de CD de tensión y corriente requerida para después ser distribuida. En esta arquitectura no se puede asegurar tener el seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracker, MPPT) para cada uno de los paneles del arreglo y el rendimiento del sistema se puede ver afecto si un panel se encuentra sombreado, con suciedad o en mal estado, por lo que se clasifica como la arquitectura con la peor eficiencia en la cosecha de la energía.

En la arquitectura en cadena (ver Figura 1.1b), los paneles son agrupados en serie para sumar las tensiones de los paneles y obtener un solo enlace de corriente directa CD necesario por ejemplo para la conexión a red. Esta arquitectura permite tener tensiones más elevadas que permiten que el convertidor electrónico de potencia, no requiera tener una capacidad de elevación de voltaje. La arquitectura en multicadena (ver Figura 1.1c) consiste en tener varios arreglos en cadena conectados en paralelo con el objeto de incrementar la potencia del sistema y por cada agrupación, se utiliza un convertidor CD/CD los cuales se conectan de manera paralela a un mismo enlace de corriente

Introducción

directa de CD. En la etapa de salida del sistema, se utiliza un convertidor CD/CA para realizar la distribución de la energía en CA. Tanto en el arreglo en cadena y multicadena, aún puede existir el problema de la baja eficiencia en la cosecha de energía si un panel solar se encuentra sombreado, sucio o en mal estado.

Para reducir los problemas de las perturbaciones que pueden afectar la eficiencia en la cosecha de la energía se introdujo el concepto de microinversor, lo cual es utilizado en la arquitectura modular (ver Figura 1.1d). Esta arquitectura utiliza un inversor instalado en la parte posterior de cada panel existente en la instalación [9], permitiendo una mayor efectividad en la cosecha de la energía y confiabilidad en el sistema ya que se tiene un convertidor de potencia conectado a cada panel, asegurándose con esto el MPPT individual de cada panel, sin embargo, la eficiencia para procesar la energía se ve afectada debido a que el sistema en su conjunto puede incluir más convertidores en caso de querer conectar varios microinversores para tener una mayor potencia de salida.

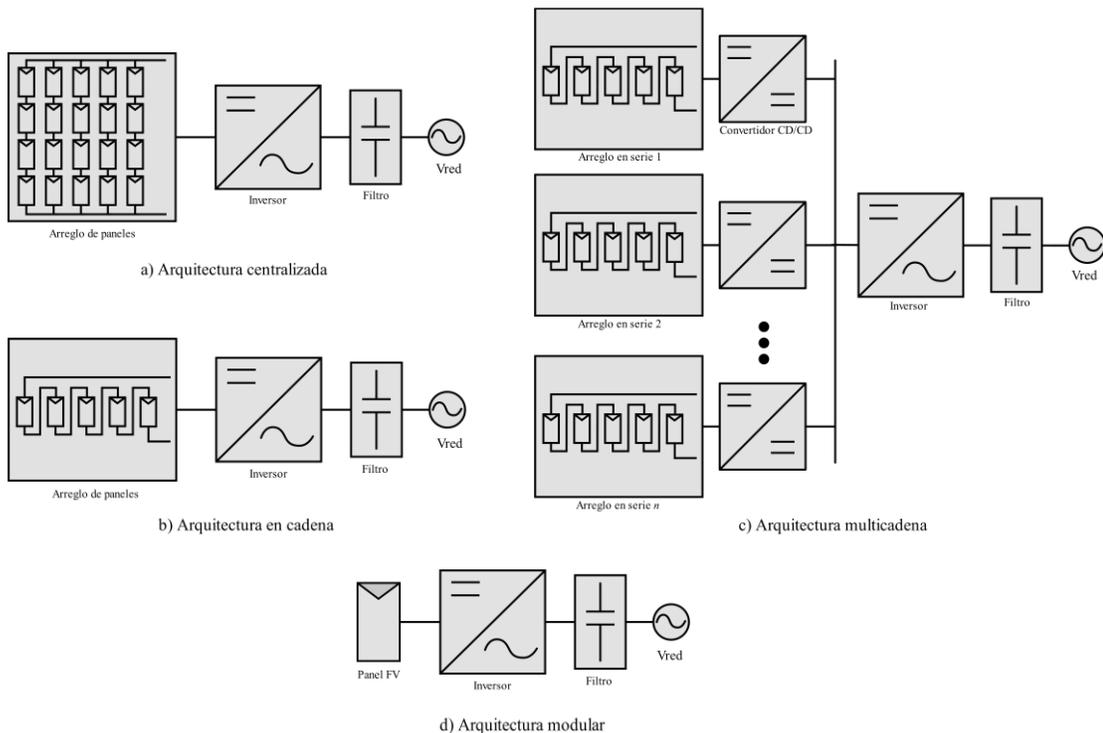


Figura 1.1. Arquitecturas de paneles fotovoltaicos.

Introducción

Dado el crecimiento de instalaciones fotovoltaicas domésticas y de baja potencia, se tiene un gran interés por el estudio de microinversores, los cuales resultan ser una opción más rentable para incrementar la eficiencia en la cosecha de energía en contraste con otras topologías o arquitecturas de interconexión de los paneles fotovoltaicos, por ello, algunos proveedores ofrecen kits de paneles integrando el microinversor adosado al panel fotovoltaico. Por tal motivo, es importante que el circuito electrónico de potencia que conforma el Microinversor, tenga un reducido volumen y peso.

1.2 Ubicación del problema

Dentro de las aplicaciones de un sistema fotovoltaico es importante contar con un inversor de potencia que permita procesar y controlar el flujo de energía eléctrica de una forma óptima tal, que pueda ser aprovechada por distintas cargas.

Para generar una señal de corriente alterna (CA) en baja potencia como salida de un inversor convencional, se recurre a métodos de modulación PWM que permitan reducir la cantidad de armónicos no deseados en la señal de CA, logrando también reducir con esto el tamaño del filtro de armónicos que se conecta normalmente a la salida del inversor PWM.

Por otro lado, resulta importante ofrecer aislamiento galvánico que brinde seguridad al usuario, independientemente de que en ocasiones es además obligatorio por la normativa requerida en la instalación fotovoltaica.

Es importante resaltar que cuando hablamos de un inversor PWM aislado, independiente de la frecuencia de la señal portadora para la modulación PWM, el diseño del transformador tiene que realizarse a la frecuencia de la señal de salida que se quiere sintetizar, lo cual es un inconveniente importante ya que esto no permite una mayor reducción del volumen y peso del transformador. Todo esto ocurre porque el

Introducción

balance del flujo de la corriente magnetizante del transformador se cumple a 60Hz (Figura 1.2b).

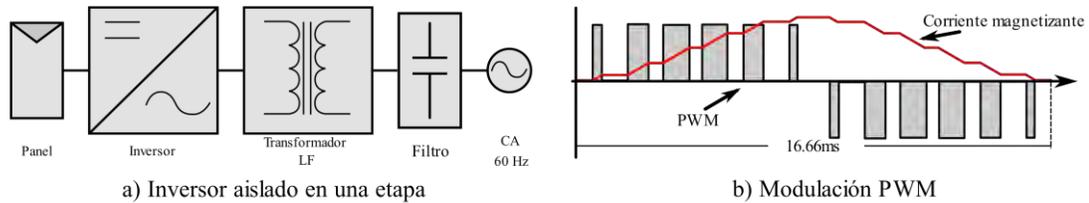


Figura 1.2. Comportamiento de la modulación PWM y corriente magnetizante en un inversor tradicional.

Para aplicaciones de microinversores que requieren contar con dicho aislamiento galvánico, resulta importante contar con nuevas topologías de convertidores electrónicos de potencia o técnicas de modulación, que permitan asegurar tener todos los beneficios de la modulación PWM y conseguir reducir el volumen y peso del transformador, que es lo que en este tema de tesis se trata de resolver.

1.3 Objetivos

A partir del planteamiento del problema mencionado hasta el momento, los objetivos general y particulares de la tesis se mencionan a continuación:

1.3.1 Objetivo general

Validar mediante simulación una nueva propuesta de un convertidor CD/CA con aislamiento galvánico para aplicaciones de microinversores PWM fotovoltaicos, utilizando una nueva estrategia de modulación PWM, que permita reducir el tamaño y peso del transformador.

1.3.2 Objetivos particulares

- Comprender las estrategias disponibles en la literatura que buscan conseguir aislamiento galvánico en media o alta frecuencia en inversores fotovoltaicos.
- Validar mediante simulación una nueva estrategia de modulación, para aplicarse en técnicas de modulación PWM, que permita aumentar la frecuencia de operación del transformador de un microinversor aislado galvánicamente.
- Comparación de resultados de la solución propuesta con otras alternativas de la literatura.

1.4 Justificación

El uso sistemas modulares para aplicaciones fotovoltaicas ha tenido una buena demanda ya que este tipo de arquitectura permite que se tenga una buena cosecha de la energía. No obstante, el dispositivo electrónico encargado de realizar la conversión de la energía es instalado adosado al módulo fotovoltaico, por lo cual resulta interesante contar con un dispositivo electrónico ligero, de volumen reducido y que cuente con aislamiento que brinde seguridad al usuario. Estas características representan un reto interesante ya que las alternativas existentes en la literatura para aumentar la frecuencia de operación del transformador de aislamiento podrían calificarse como complejas tanto desde el punto de vista de su implementación, control y cantidad de componentes y es por ello que alrededor de este objetivo se centra la presente investigación.

Resolver esta problemática, sienta un precedente importante para los objetivos de reducir el volumen y peso de los sistemas de cosecha de energía fotovoltaica con estructura modular, también conocidos como microinversores.

1.5 Alcances

Como parte de este proyecto de investigación se espera tener un análisis teórico, y verificación mediante simulación en PSpice, el funcionamiento de un microinversor fotovoltaico utilizando estrategia de conmutación propuesta.

1.6 Organización del documento

El presente trabajo de investigación se divide en 5 capítulos, lo cual se describen a continuación:

Capítulo 2: Presenta el marco teórico que sustenta el desarrollo de este proyecto. Así mismo, se describe el estado del arte como punto de partida para el planteamiento de la hipótesis.

Capítulo 3: Se describe el funcionamiento de la topología de microinversor utilizando la estrategia de conmutación propuesta.

Capítulo 4: Se muestran los resultados del funcionamiento del microinversor, así como los resultados de comparación al utilizar la estrategia de conmutación vs utilizando una técnica de modulación tradicional. Se presenta también la comparación con otras alternativas reportadas en la literatura.

Capítulo 5: Se presentan las conclusiones obtenidas sobre la solución propuesta y los trabajos futuros.

Referencias: Se presentan las referencias bibliográficas utilizadas para la elaboración de este proyecto.

Anexo A: se muestra el diseño de modelo de transformador en la plataforma UO-M²T.

Capítulo 2. Marco teórico y resumen del estado del arte

En este capítulo se presenta el marco teórico que sustenta el desarrollo de este proyecto de tesis, y un resumen de las estrategias de solución al problema planteado en la tesis, disponibles en el estado del arte.

En la sección 2.1 se abordan las características básicas de propiedades magnéticas de un material, se presentan las geometrías de núcleo magnéticos más comunes y se describe el método de producto de áreas para el diseño de un transformador.

La sección 2.2 se introducen con el concepto de inversor y la modulación PWM, lo cual dan lugar a las diferentes soluciones reportadas en la literatura que intentan resolver el problema para hacer operar al transformador de aislamiento de un microinversor aislado, a frecuencias mucho mayores que la frecuencia de la red eléctrica.

2.1 Diseño magnético

Los elementos magnéticos son dispositivos importantes en un circuito eléctrico de potencia, sin embargo, son componentes que ocupan mayor volumen, peso y costo en un circuito eléctrico [10, 11].

La principal característica de un transformador es transferir energía [12] a través de devanados acoplados aislados eléctricamente, y enrollados alrededor de un núcleo de material ferromagnético. La transferencia de la energía depende de factores como la frecuencia de operación, densidad de flujo máximo, temperatura, entre otros.

Un transformador es un dispositivo que es diseñado para una determinada aplicación y tiene la capacidad de incrementar o reducir tensiones y corrientes variantes en el tiempo. El transformador no puede manejar tensión en CD, por lo cual la frecuencia de diseño depende de la frecuencia en la que se logre completar el proceso de

magnetización/desmagnetización del transformador. En un sistema electrónico de potencia su adecuado diseño se refleja en condiciones favorables de su eficiencia, peso y costo del sistema global.

2.1.1 Propiedades magnéticas

Antes de dar lugar al diseño de un transformador es importante tener claro los principios básicos del diseño magnético.

En un circuito eléctrico se produce un campo magnético circulatorio a través del conductor, cuya intensidad de este campo es proporcional a la magnitud de la corriente.

Resulta útil pensar que el campo magnético consiste en líneas de flujo, la Figura 2.1 muestra las líneas del campo magnético generado a través de un devanado de cable en un circuito en CA. Cuando una corriente CA pasa a través de un devanado de cable se genera una fuerza denominada fuerza magnetomotriz [13]. La fuerza magnetomotriz está dada por el producto del número de vueltas N y la corriente i [A] que pasa a través del cable.

$$\mathcal{F} = Ni \text{ [A*(n vueltas)]} \quad (2.1)$$

La intensidad de campo magnético H esta dado por:

$$H = \frac{\mathcal{F}}{l} = \frac{Ni}{l} \text{ [A/m]} \quad (2.2)$$

En siendo N el número de vueltas y l [m] la longitud del cable.

La densidad de flujo magnético B [T], o también llamada inducción, está dada por:

$$B = \frac{\Phi}{S} \text{ [T]} \quad (2.3)$$

Donde Φ [Wb] es el flujo magnético y S es la superficie, teniendo un área A_c , por donde pasa el flujo magnético.

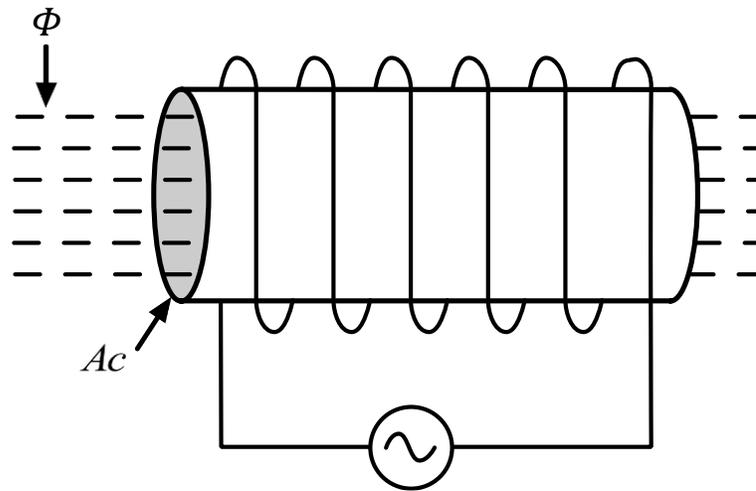


Figura 2.1. Campo magnético a través de un devanado.

La relación dada entre B y H está dada por la permeabilidad:

$$B = \mu_0 H \quad [\text{T}] \quad (2.4)$$

La Figura 2.2 muestra el comportamiento ideal entre B y H, sin embargo, en la práctica, el comportamiento depende del material del núcleo magnético, la densidad de flujo, polarización en corriente continua, la temperatura y la frecuencia.

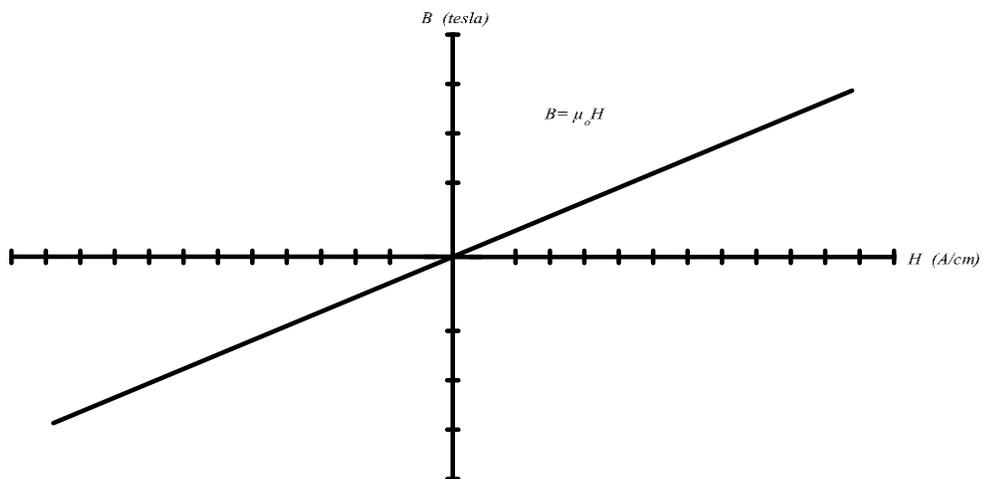


Figura 2.2. Relación entre B y H.

2.1.2 Magnetización y desmagnetización de un núcleo magnético

Muchos materiales son malos conductores magnéticos debido a la baja permeabilidad. Los materiales no magnéticos, tales como el papel, el cobre y el aire, tienen permeabilidad en el orden de unidades. Para tener una mejora de la permeabilidad en una bobina con un núcleo de aire, se puede utilizar un núcleo con materiales magnéticos capaces de tener un rango de cientos de miles de unidades [13] como se muestra en la Figura 2.3. Al momento de aplicar un campo H , el camino del flujo magnético se ve alineado como se muestra en la Figura 2.4, hasta llegar a la saturación como lo muestra la Figura 2.5.

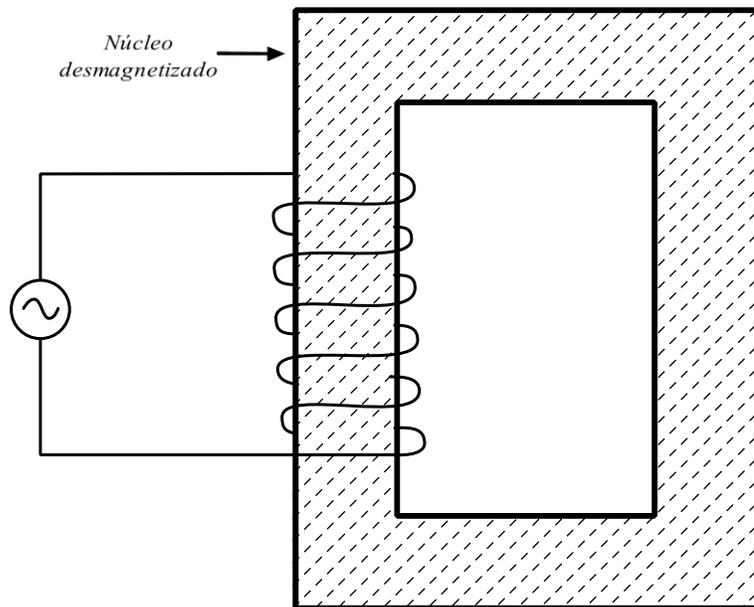


Figura 2.3. Núcleo magnético desmagnetizado.

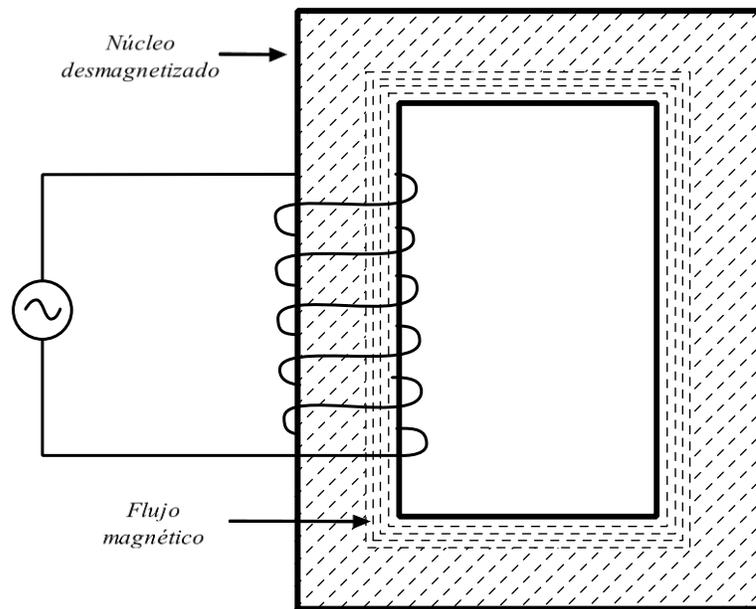


Figura 2.4. Núcleo magnético parcialmente magnetizado.

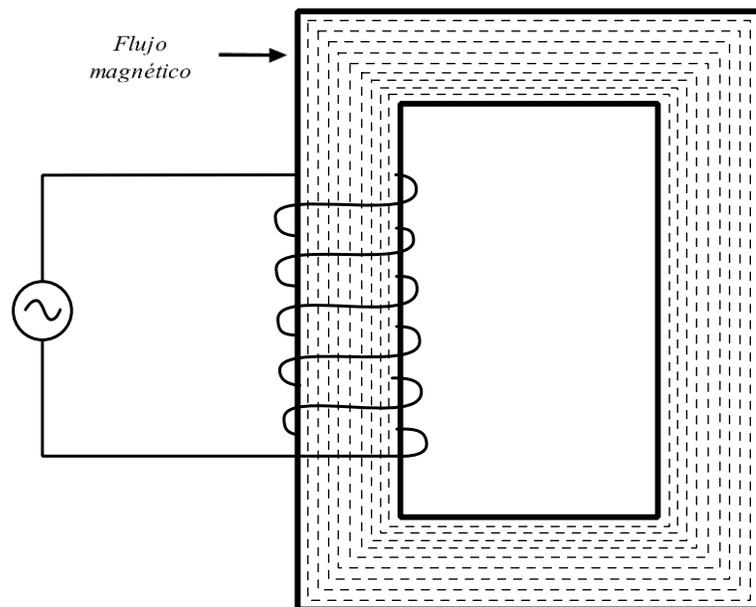


Figura 2.5. Núcleo magnético saturado.

La Figura 2.6 ilustra el ciclo de magnetización y desmagnetización en un núcleo magnético, este ciclo también es llamado ciclo de histéresis. Este ciclo de histéresis

describe el comportamiento que tiene un material magnético ante las alteraciones en el campo H.

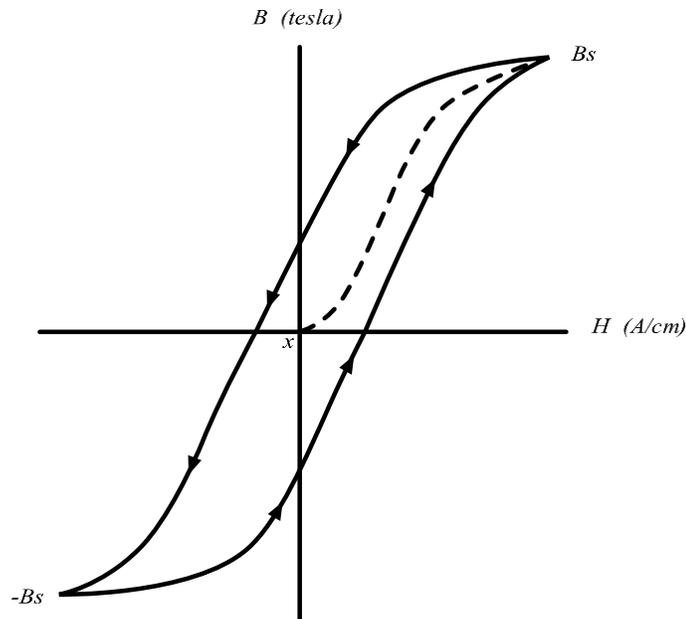


Figura 2.6. Ciclo de histéresis de un material magnético.

Existen diferentes tipos de materiales utilizados en el diseño de núcleos magnéticos; el uso de una densidad de flujo de alta operación conduce a un tamaño, peso y costo reducidos [14].

El acero de silicio y materiales similares pueden tener una densidad de saturación entre 1.5 a 2 T. No obstante, estos materiales pueden presentar altas pérdidas en el núcleo debido a corrientes, por ello suelen utilizarse para aplicaciones de transformadores de baja frecuencia. Para la construcción de un núcleo de este material se utilizan láminas o cintas delgadas para ayudar a reducir pérdidas.

Existen aleaciones de materiales como hierro, níquel, y cobalto, lo cual, son materiales con altas permeabilidades. Esos materiales suelen ser utilizados en núcleos comerciales ya que ofrecen pérdidas en el núcleo más bajas.

En algunas aleaciones de hierro se puede emplear núcleos en polvo cuyas partículas lo suficientemente pequeñas que ayuden a reducir las pérdidas en comparación que un

núcleo laminado. Este material puede llegar a alcanzar una densidad de saturación entre 0.6 a 1.5 T y puede utilizarse para aplicaciones de transformadores cuya frecuencia de operación alcance unos cuantos kHz.

Los núcleos de ferritas son materiales de cerámica que ofrecen una saturación entre 0.25 a 0.5 T. lo cual son materiales de bajo costo, y ofrecen menores pérdidas y mayor permeabilidad [15]. Los núcleos de ferrita de manganeso-zinc suelen emplearse para aplicaciones de transformadores cuya frecuencia de operación alcance entre 10kHz a hasta 1 MHz. Mientras que los núcleos de ferrita con níquel-zinc pueden alcanzar frecuencias aún más altas, lo cual lleva a un aumento en la demanda de este tipo de núcleo.

2.1.3 Geometrías de núcleos

Así mismo, existe una gran variedad de tamaños y geometrías de núcleos magnéticos, dentro de las principales geometrías se tienen el núcleo tipo C, núcleo IE, núcleo Pot, y núcleo toroidal. Sin embargo, la selección de un núcleo depende de la aplicación.

La geometría del núcleo tipo C es mostrada en la Figura 2.7, en donde W_a es el área de ventana y A_c es la sección transversal (área de la pierna) en donde el cable conductor es enrollado para formar el embobinado. Generalmente este tipo de geometrías tienen esquinas redondeadas. Debido a la geometría se puede tener un alto factor de llenado.

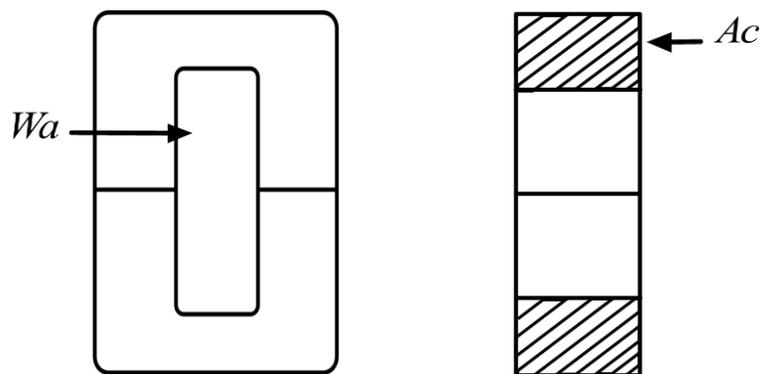


Figura 2.7. Geometría de núcleo tipo C.

El núcleo tipo EE es uno de los núcleos más utilizados. Este núcleo consiste en unir dos núcleos tipo E. Este tipo de geometrías permite trabajar con niveles de potencia alrededor de hasta 10 kW [11]. El cable conductor se enrolla en la pierna central, la cual puede ser de forma rectangular (ver Figura 2.8). o redonda (ver Figura 2.9)., cuya área de cruce (A_c) puede ser el doble del área de las piernas exteriores. Cabe mencionar que el núcleo tipo ETD, suelen ser una opción económica para transformadores o inductores [16], lo cual ofrecen una buena eficiencia para aplicaciones de potencia.

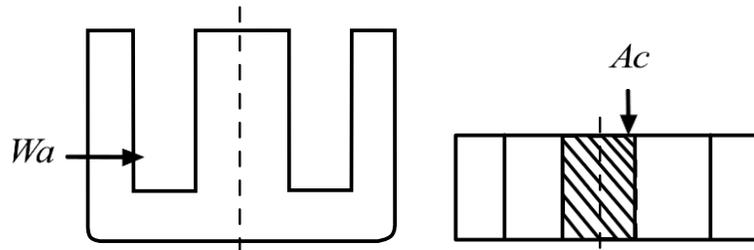


Figura 2.8. Geometría de núcleo tipo E.

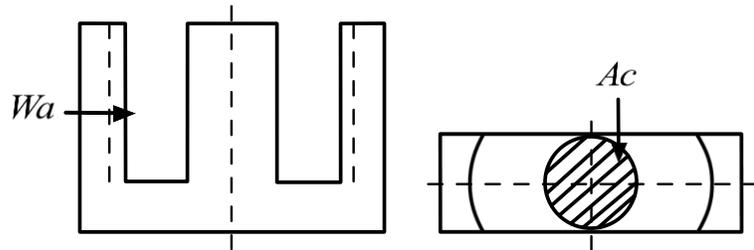


Figura 2.9. Geometría de núcleo ETD.

La geometría del núcleo tipo Pot es mostrada en la Figura 2.10. Este tipo de geometría es utilizado para aplicaciones de inductores y transformadores cuyas aplicaciones son de muy altas frecuencias y bajos niveles de corriente y potencia (alrededor de 125 W). Los núcleos tipo Pot ayudan a proteger la bobina de la captación de EMI (interferencia electromagnética) de fuentes externas. Este tipo de geometría puede o no tener entrehierro (GAP), el cual permite soportar mayores corrientes sin saturarse.

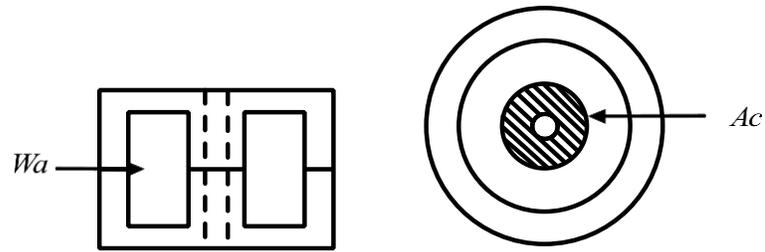


Figura 2.10. Geometría de núcleo Pot.

La geometría de núcleo toroidal es mostrada en la Figura 2.11. Esta geometría permite tener un transformador o inductor de pequeñas dimensiones. Esta geometría permite tener un flujo magnético cerrado, lo cual permite que el flujo se canalice dentro del material magnético.

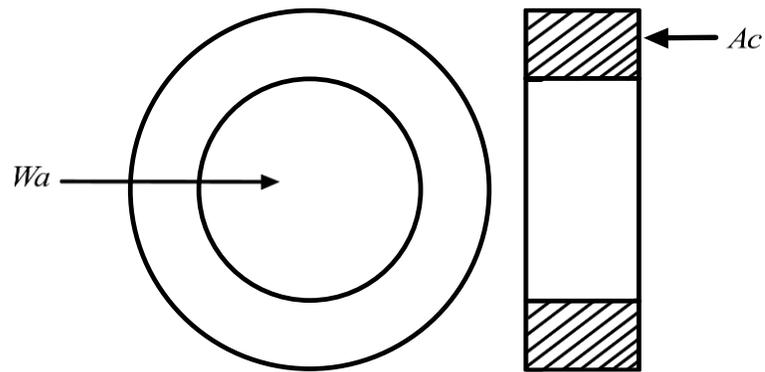


Figura 2.11. Geometría de núcleo toroidal.

2.1.4 El método del Producto de áreas para el diseño de un transformador

En un sistema electrónico de potencia aislado galvánicamente es importante que el transformador de aislamiento su adecuado diseño ya que es un factor importante para mejorar la eficiencia, peso y costo del sistema global. El método del producto de áreas es un método basado en el producto de áreas que existe entre el área de ventana W_a disponible para el enrollamiento del devanado y la sección transversal A_c del núcleo [17]. La Figura 2.12 muestra el área de ventana W_a y área trasversal A_c en un núcleo tipo EE.

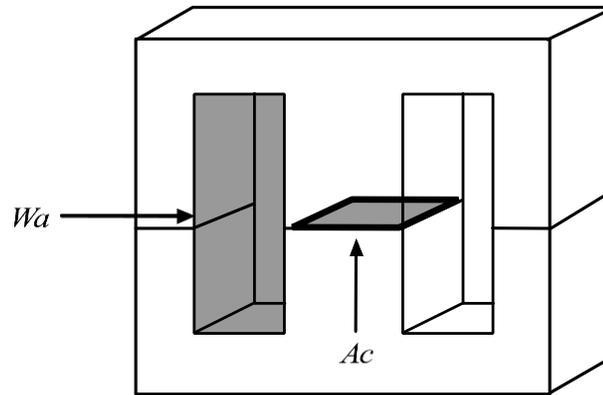


Figura 2.12. Área de ventana W_a y área transversal A_c de un núcleo magnético tipo EE.

En la ecuación 2.5 en la que se calcula el producto de áreas, P_o [W] es la potencia de salida, ΔB [T] es la variación en la densidad de flujo del material magnético utilizado, f [Hz] es la frecuencia de operación del transformador y k es una constante de acoplamiento que depende del convertidor utilizado (0.014 para forward y 0.017 para medio puente y puente completo).

$$A_p = W_a * A_c = \left(\frac{P_o}{K * \Delta B * f} \right)^{\frac{3}{4}} \quad [cm^4] \quad (2.5)$$

Como puede notarse, el volumen y por consecuencia, el peso de un transformador depende de la densidad de flujo de operación del material del núcleo magnético, así como de la potencia y frecuencia de operación del transformador. Al incrementarse la frecuencia de trabajo del transformador se puede tener una mejor utilización del núcleo magnético y por lo tanto reducir el tamaño y peso del transformador.

2.1.5 Inversor de potencia

Un inversor es un circuito electrónico de potencia que convierte la potencia desde una fuente de corriente directa a una de corriente alterna [18], es decir, a partir de un voltaje de entrada de CD se tiene un voltaje de salida de CA de magnitud y frecuencia deseadas, usando interruptores basados en semiconductores de potencia [19]. La Figura 2.13 muestra el diagrama a bloques de inversor fotovoltaico.

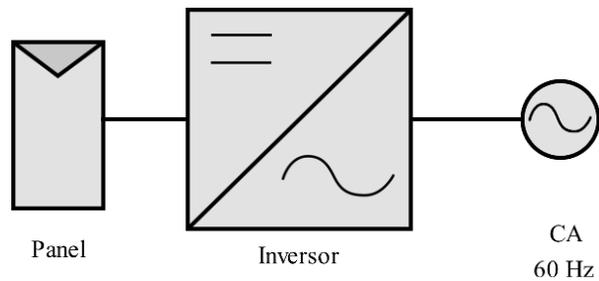


Figura 2.13. Diagrama a bloques de un inversor fotovoltaico.

El esquema de conmutación más sencillo de un inversor es donde la tensión de salida es de forma de onda cuadrada. Esto se logra haciendo conmutaciones con un ciclo de trabajo del 50% entre interruptores (dependiendo la topología utilizada). Debido a la forma de onda obtenida, el contenido armónico que la compone es alto, debido a que no se trata de una forma de onda senoidal pura, por lo cual es necesario (en caso de requerir una forma de onda senoidal pura), incorporar un filtro a la salida que resulta de gran tamaño.

Para evitar el problema del contenido armónico, y dado que el objetivo del inversor es utilizar una fuente de tensión continua para alimentar a una carga que requiera corriente alterna, resulta útil obtener señales cuya frecuencia fundamental y los armónicos estén muy separados de tal forma que se tenga un tamaño de filtro reducido y se evite que haya alguna influencia sobre la fundamental [20]. Para ello se utilizan tradicionalmente las denominadas técnicas de modulación PWM.

Dentro de las técnicas de modulación PWM, una de las utilizadas en un inversor tradicional, consiste en comparar dos señales, tomando como referencia la senoidal de 60 Hz.

2.1.6 Modulación senoidal triangular (SPWM)

Una de las técnicas de modulación PWM más utilizadas para controlar la salida del inversor es la técnica de modulación Senoidal-Triangular unipolar (o Sinusoidal pulse width modulation, SPWM). Esta técnica se basa en comparar dos señales, una señal de

referencia llamada moduladora (generalmente una señal senoidal) y una señal portadora triangular. La señal senoidal determina la frecuencia fundamental de la tensión de salida, mientras que la señal triangular establece la frecuencia de conmutación del inversor, y esta refleja el número de pulsos en un periodo de la frecuencia fundamental.

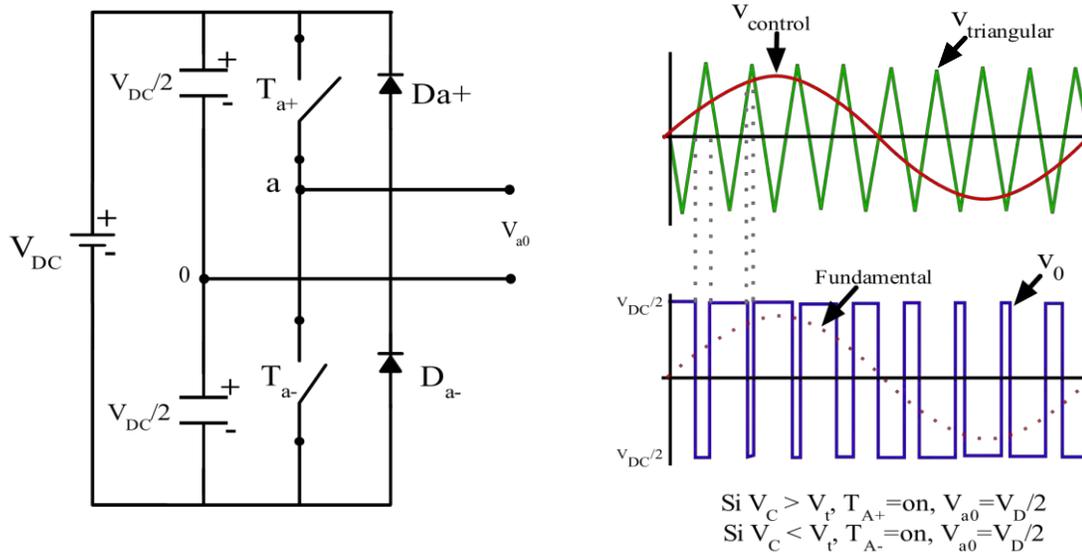


Figura 2.14. Modulación SPWM en una rama de un inversor medio puente.

La Figura 2.14 muestra la generación de una señal SPWM a partir de la comparación de la señal triangular y senoidal, donde puede verse que mientras la tensión de la señal de control sea mayor a la tensión de la señal triangular, a la salida de la rama se tendrá una tensión equivalente a V_{DC} . En caso contrario, se tendrá una tensión igual a $-V_{DC}$.

La relación que existe entre la tensión pico de la señal de control y la señal triangular se denomina índice de modulación en amplitud, ecuación 2.6.

$$m_a = \frac{v_{control}}{v_{triangular}} \quad (2.6)$$

La relación que existe entre las frecuencias de la señal de control y la señal triangular se le denomina índice de modulación en frecuencia (ecuación 2.7). Esta relación es importante al momento de considerar el control de un inversor modulado [21].

$$f_a = \frac{f_{control}}{f_{triangular}} \quad (2.7)$$

Resulta interesante cómo la técnica de modulación SPWM ayuda a tener un menor contenido armónico.

2.2 Estado del arte

Para determinadas aplicaciones, es necesario utilizar transformador de aislamiento que brinde seguridad al usuario y/o que cumpla ciertos requerimientos de normativa. Para aplicaciones de microinversores es importante que los elementos magnéticos, tales como el transformador de aislamiento y el filtro de armónicos tengan un volumen reducido.

A continuación, se presentan las principales referencias bibliográficas que fueron consultadas en esta tesis, a partir de identificación del problema de encontrar estrategias para conseguir que se incremente la frecuencia de operación del transformador de un microinversor aislado galvánicamente.

2.2.1 Inversor fotovoltaico con cicloconvertidor para interconectarse a la red

En [22] se propone un inversor fotovoltaico de dos etapas (Figura 2.15): la primera conformada con un puente completo conmutando a alta frecuencia haciendo operar al transformador de aislamiento a una frecuencia de 15.6 kHz . La segunda etapa conformada por un cicloconvertidor encargado de reconstruir la señal de salida del transformador. Las formas de onda en la salida del transformador, salida del cicloconvertidor y filtro de salida son mostradas en la Figura 2.16. Esta topología no utiliza dispositivos bidireccionales e implementa un circuito de amortiguamiento (snubber) para mejorar las pérdidas de conmutación y por lo tanto, la eficiencia.

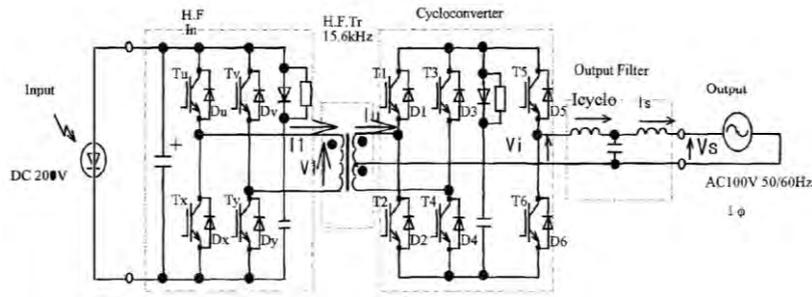


Figura 2.15. Topología propuesta en [22].

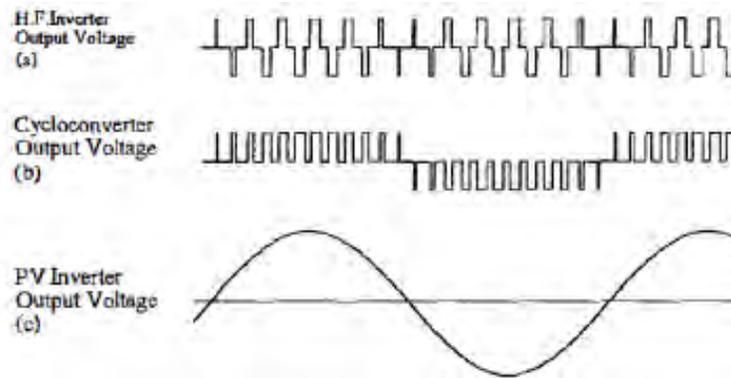


Figura 2.16. Formas de onda en a) salida del transformador, b) salida del cicloconvertidor y c) salida del filtro reportadas en [22].

2.2.2 Inversor basado en PWM de portadora múltiple

En [23] se utiliza una topología de dos etapas (Figura 2.17), en la cual la primera consiste en un inversor puente completo que proporciona aislamiento en alta frecuencia y la segunda etapa es un cicloconvertidor. El objetivo del artículo es demostrar que la implementación de técnicas PWM de portadora múltiple en el cicloconvertidor, permiten que el inversor opere a alta frecuencia en comparación con las técnicas PWM convencionales. Esto se logra haciendo conmutar el inversor puente completo a una frecuencia elevada, y con la ayuda del uso de dichas técnicas en el cicloconvertidor poder tener una señal apropiada para el filtro de salida. Las diferentes formas de onda utilizadas son mostradas en la Figura 2.18.

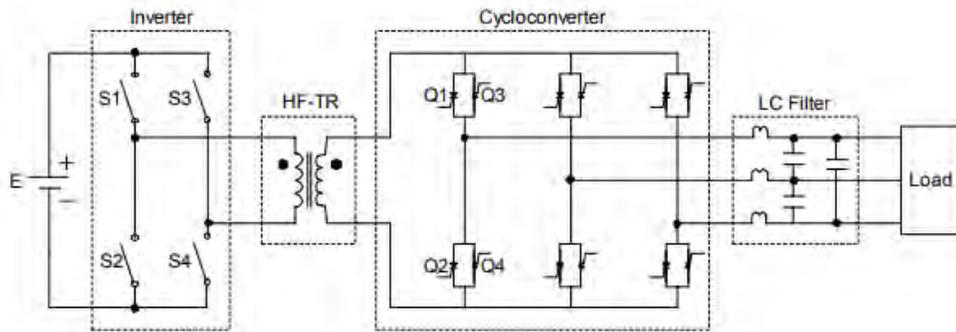


Figura 2.17. Topología propuesta en [23].

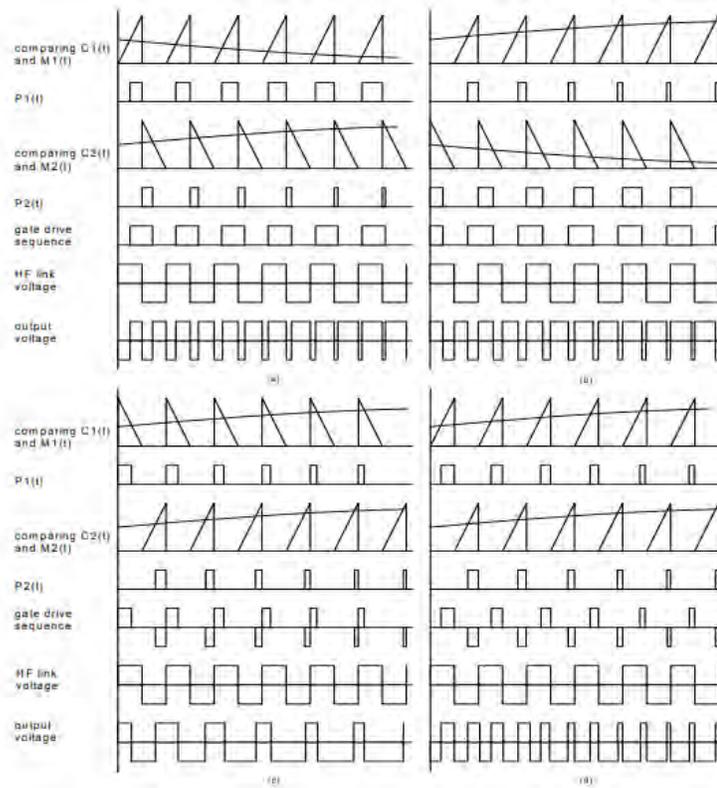


Figura 2.18. Diferentes formas de ondas del convertidor propuesto en [23].

2.2.3 Convertidor multinivel CA/CA para un inversor monofásico

En [24] se presenta un convertidor multinivel CA/CA para un inversor monofásico con aislamiento de alta frecuencia y capacidad de flujo de potencia bidireccional. En la

Marco teórico y resumen del estado del arte

primera etapa se utiliza un puente completo encargado de hacer operar al transformador de aislamiento a una frecuencia mayor a 60 Hz , mediante el control de interruptores se acciona uno de los diferentes devanados (Figura 2.19) con la finalidad de tener múltiples niveles de tensión a la salida del convertidor y así tener una forma de onda con menor contenido armónico (Figura 2.20), funcionando de alguna manera como inversor multinivel lo que permite la reducción de armónicos y simplificación del filtro de salida.

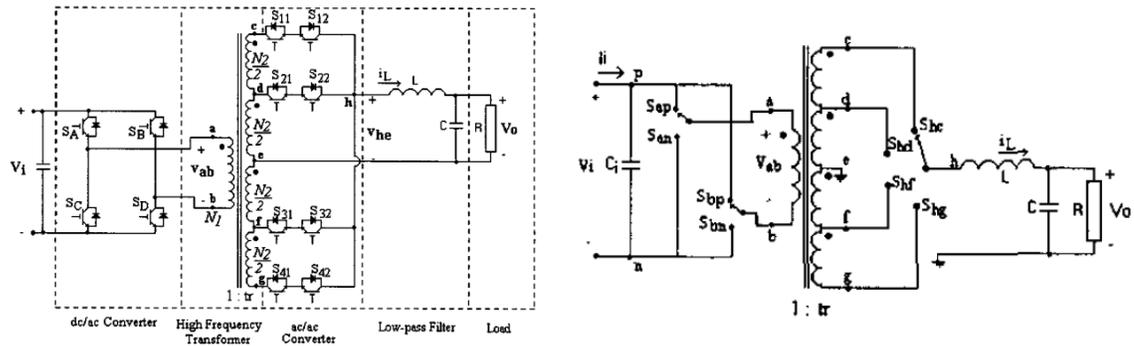


Figura 2.19. Topología y modelo de conmutación equivalente propuesta en [24].

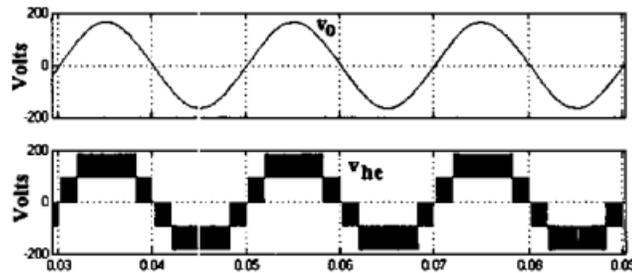


Figura 2.20. Forma de onda de la señal de salida generada utilizando la topología de [24].

2.2.4 Esquema simple de modulación para el enlace monofásico de alta frecuencia

En [25] se propone un sencillo esquema de modulación de potencia instantánea que requiere un bajo esfuerzo computacional en comparación con otros esquemas de modulación. A pesar de que el trabajo está enfocado en la modulación, la topología utilizada, mostrada en la Figura 2.21a, está conformada de pocos elementos de

conmutación y el transformador opera a 50 kHz , sin embargo, esta implementación está pensada para aplicaciones de baja potencia. En la primera etapa se consigue trabajar al transformador de aislamiento a alta frecuencia con ayuda de un convertidor puente completo. La técnica de modulación PWM (Figura 2.21c) resulta a partir del circuito equivalente del convertidor mostrado en la Figura 2.21b.

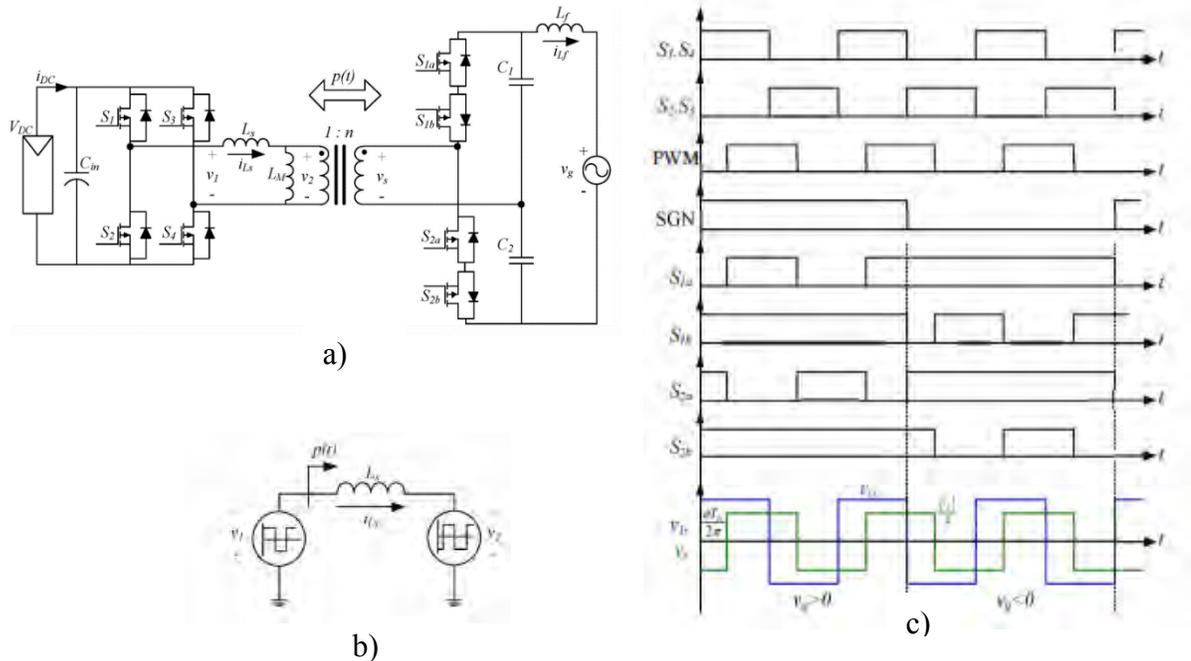


Figura 2.21. a) Topología, b) circuito equivalente y c) formas de onda del circuito equivalente [25].

2.2.5 Inversores conectados a la red basados en transformadores de alta frecuencia

La topología propuesta en [26] consiste en 2 etapas (Figura 2.22), la primera compuesta por un puente completa con aislamiento galvánico en alta frecuencia y un puente rectificador, y la segunda por un convertidor CD/CA.

La corriente en CD extraída del panel pasa por el puente completo cuyos interruptores están operando en alta frecuencia, el transformador de aislamiento es operado a 20 kHz . A la salida del transformador se tiene el puente rectificador para que la señal

Marco teórico y resumen del estado del arte

rectificada, mediante el control de los interruptores del inversor, se tenga la señal para alimentar al filtro de salida. Las formas de onda son mostradas en la Figura 2.23.

Esta topología también implementa una red de amortiguamiento sin pérdidas para reducir la tensión de pico en los de los interruptores, sin embargo, se tienen varias etapas de conversión y demasiados interruptores.

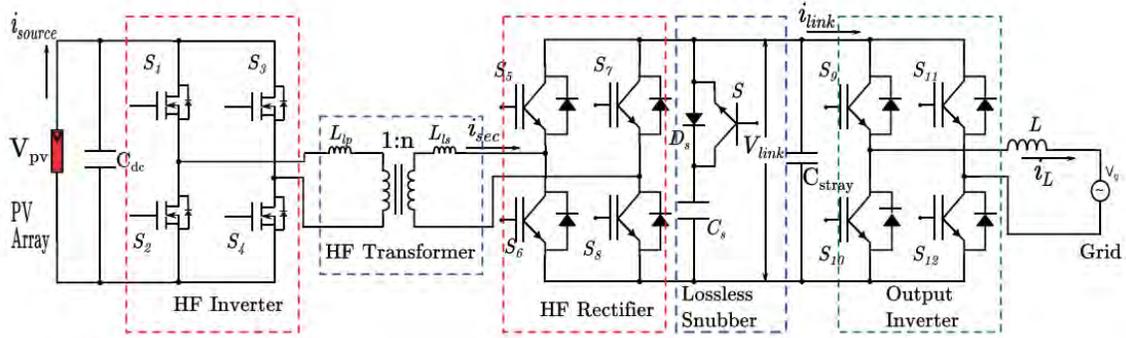


Figura 2.22. Topología propuesta en [26].

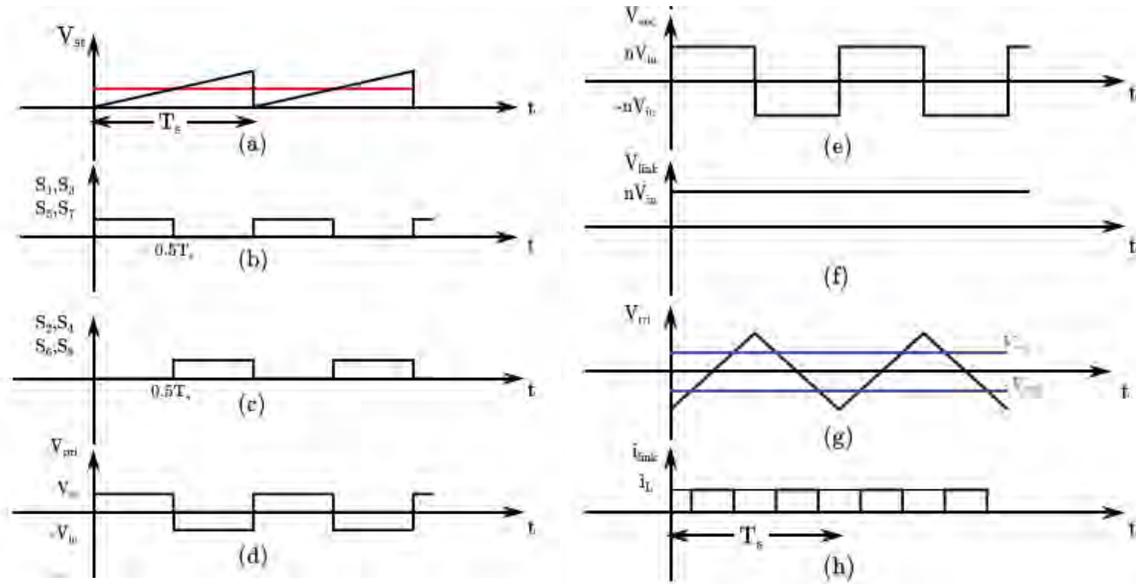


Figura 2.23. Formas de onda generadas en topología propuesta en [26].

2.2.6 Resumen del estado del arte

Dentro de la literatura, se tienen diferentes soluciones que buscan atender la problemática. Estas soluciones se agrupan en dos tipos:

Soluciones con un convertidor CD/CD + un convertidor CD/CA

Este tipo de soluciones cuentan con una etapa CD/CD que generalmente incorpora el aislamiento galvánico en alta frecuencia, siendo normalmente un convertidor del tipo Puente Completo (consiguiendo así reducir el volumen y peso del transformador); de esta manera esta etapa se puede enfocar en el MPPT del módulo fotovoltaico.

La segunda etapa, que generalmente se conforma por una etapa de conversión CD/CA, suele utilizarse para reducir el contenido armónico mediante el uso de técnicas de modulación PWM, permitiendo así simplificar el filtro del contenido armónico que permite tener una señal senoidal más limpia.

En este grupo de soluciones se tiene la desventaja de requerir de varias etapas de control para conseguir por un lado el aislamiento en alta frecuencia, además de mantener la regulación de la tensión de salida y con la modulación PWM simplificar el filtro de salida de armónicos; además, dado el número de etapas de conversión de la energía, la eficiencia puede verse afectada. La Figura 2.24 muestra el diagrama a bloques de una solución con etapas CD/CD + CD/CA.

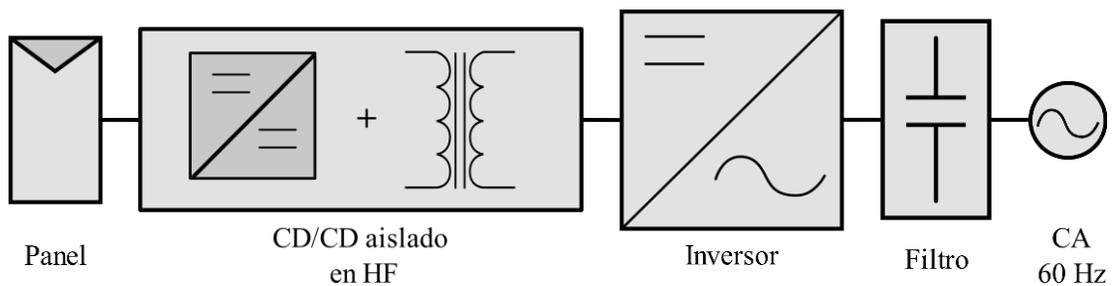


Figura 2.24. Diagrama a bloques de arquitectura modular con etapas CD/CD + CD/CA.

Soluciones con convertidor CD/CA + CA/CA

El segundo grupo de soluciones presenta estructuras de solución que se conforman de un convertidor CD/CA en el que se busca tener el aislamiento galvánico a media frecuencia (10-15 kHz), seguido de un convertidor CA/CA encargado de conformar la tensión de salida lo más parecida a una senoidal.

El convertidor CD/CA que incorpora el aislamiento busca simplificar el número de etapas en comparación de la primera familia de soluciones, sin embargo, dependiendo de la solución, se requiere de un convertidor CA/CA adicional para convertir la salida de la primera etapa, directamente en la salida senoidal a la frecuencia requerida en la aplicación (regularmente 60Hz).

La principal desventaja de esta familia de soluciones es que, dado que no utiliza una técnica de modulación específica debido a que no se parte de un nivel de CD a la salida del transformador, suelen utilizarse muchos dispositivos de conmutación, que provocan una mayor complejidad en el control de los mismos. La Figura 2.25 muestra el diagrama a bloques de una solución con etapas CD/CA + CA/CA.

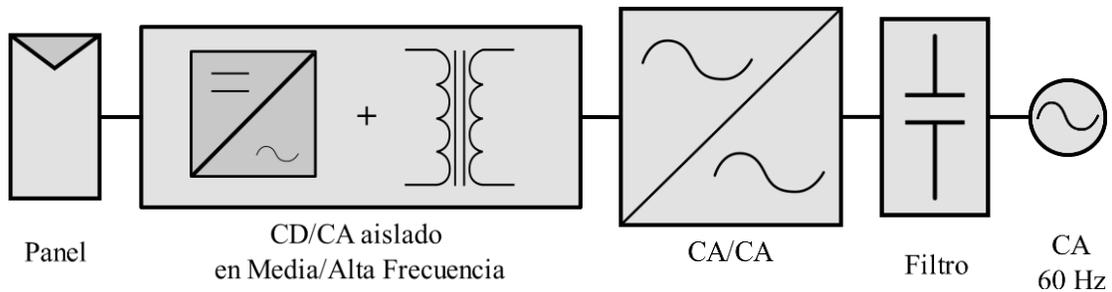


Figura 2.25. Diagrama a bloques de arquitectura modular con etapas CD/CA + CA/CA.

De acuerdo con lo anterior, las dos familias de soluciones presentan la ventaja de incrementar la frecuencia de operación del transformador de aislamiento, permitiendo así reducir el volumen y peso, sin embargo, también se tienen desventajas tales como una mayor cantidad de etapas y/o interruptores, así como también se requieren dos circuitos de control independientes. Por ello, es importante contar, por una parte, una estrategia de modulación que permita además de reducir el contenido armónico, poder operar el transformador de aislamiento a frecuencias mucho mayores a la frecuencia de

Marco teórico y resumen del estado del arte

la red eléctrica. Por otra parte, que la topología utilizada no requiera de muchos dispositivos y que su control sea lo más simple posible.

Capítulo 3. Propuesta de solución

En este capítulo se propone un microinversor fotovoltaico que permite trabajar con un diseño del transformador de aislamiento en alta frecuencia mediante una nueva estrategia de modulación PWM, sin verse afectada la simplificación del filtrado de salida por la modulación SPWM.

3.1 Estrategia de conmutación para microinversor fotovoltaico

Una vez conociendo la situación actual en el estado del arte, se llevó a cabo la propuesta de un inversor que cumpla las características de:

- 1) Incrementar la frecuencia de operación del transformador de aislamiento y,
- 2) que en una sola etapa de control se puedan controlar los interruptores de toda la topología independientemente de las etapas de procesamiento de la energía.

Dado que este proyecto de investigación se enfoca principalmente en la validación de una estrategia de modulación que permita hacer funcionar el transformador de aislamiento a frecuencias mayores que la de la red eléctrica (60 Hz) sin verse afectada de reducción de armónicos propios de la modulación PWM, se propone modificar los pulsos de voltaje que son aplicados al transformador del inversor fotovoltaico (ver Figura 3.1). A partir de una señal de modulación SPWM, se busca que el balance de flujo de la corriente de magnetización del transformador se cumpla a una frecuencia mayor a los 60 Hz, modificando si es necesario el patrón de conmutación de las dos ramas del puente inversor.

Propuesta de solución

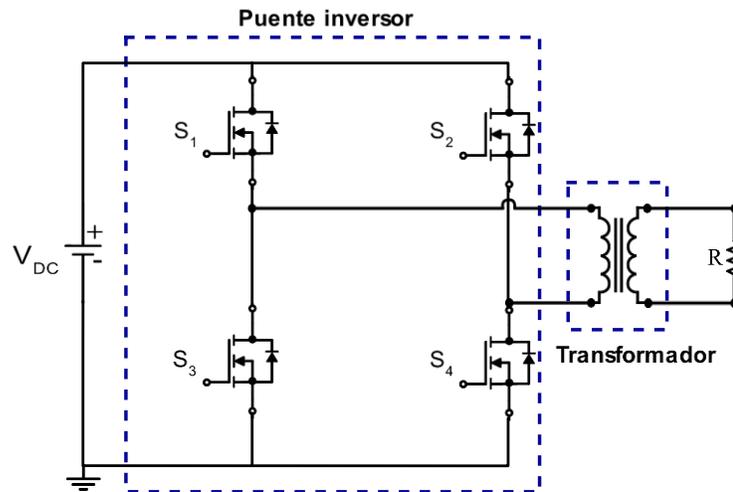


Figura 3.1 Esquema eléctrico de puente inversor con aislamiento.

Para poder obtener la nueva forma de onda aplicada al primario del transformador de aislamiento que se propone en la nueva estrategia de modulación, se parte de los pulsos individuales de cualquier señal de modulación PWM, tales como (SPWM, eliminación selectiva de armónicos, etc.). Y sobre ellos, asegurar que la tensión aplicada al transformador de aislamiento permita operar a una frecuencia en el orden de 15 kHz.

La Figura 3.2 muestra el detalle de las formas de onda de la tensión de entrada y la corriente de magnetización en un transformador de aislamiento para los casos de utilizar a) una técnica de modulación PWM y b) la estrategia de modulación propuesta en este trabajo de tesis.

En el detalle mostrado en la Figura 3.2a se aprecian los pulsos de una modulación PWM, en donde la corriente de magnetización continúa creciendo después de cada pulso de la modulación. En la Fig. 3.3 se observa que esta evolución llega nuevamente a cero, hasta que se cumple el periodo de la señal de 60 Hz que es la señal que se quiere sintetizar.

En la fig. 3.2b se aprecia como con el cambio conceptual en los pulsos aplicados al primario del transformador, la corriente de magnetización regresa a cero después de cada par de pulsos de igual magnitud y duración, de diferente polaridad en que se convierte el pulso original de la modulación PWM.

Propuesta de solución

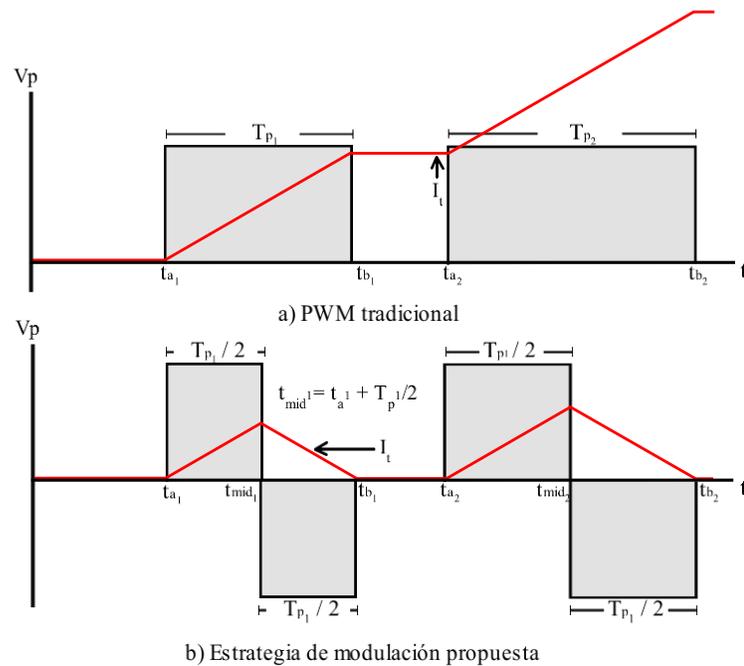


Figura 3.2. Evolución de la tensión aplicada y corriente de magnetización del transformador en un inversor fotovoltaico, para a) una técnica de modulación PWM y b) la estrategia de modulación propuesta.

Para hacer la validación de la estrategia de modulación que se presenta en esta tesis, se partió de contar con la técnica de modulación SPWM tradicional, sin embargo, la solución puede aplicarse con cualquier otra técnica de modulación PWM debido las conmutaciones de los interruptores son modificadas de tal forma que el balance de la corriente magnetizante del transformador se cumple al completar la conducción de la corriente por ambas ramas del microinversor al cabo de los dos nuevos pulsos.

Dado que la técnica de modulación SPWM tradicional, y en general, cualquier técnica de modulación, cuentan con valores lógicos de 1 y 0 (encendido y apagado) en diferentes instantes de tiempo, la estrategia de modulación propuesta mide la duración de tiempo de cada pulso (T_p) de la técnica SPWM, considerando que dicho pulso tiene un instante de tiempo de encendido (t_a) y un tiempo de apagado (t_b). Considerando que se parte desde un instante de tiempo cero, la duración para el pulso 1 será $T_{p_1} = t_{b_1} - t_{a_1}$ (ver Figura 3.2).

Propuesta de solución

Una vez conociendo la duración del pulso 1, se puede conocer el instante de tiempo t_{mid_1} en donde los interruptores conmutarán para tener una tensión negativa $t_{mid_1} = t_{a_1} + \frac{T_{p1}}{2}$. Conociendo el valor t_{mid} de los pulsos de la señal SPWM tradicional, es posible llevar a cabo la conmutación entre las dos ramas del puente inversor donde puede asegurarse la operación del transformador a una mayor frecuencia.

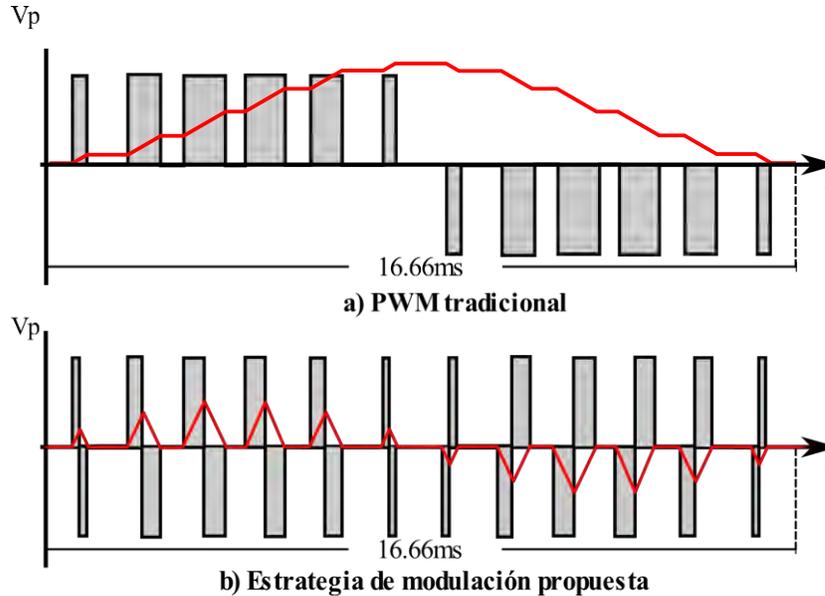


Figura 3.3 Formas de onda de a) la modulación PWM tradicional y b) estrategia de modulación propuesta.

La Figura 3.3 ilustra a) la forma de onda de la modulación SPWM que originalmente es generada a partir de la comparación de la señal senoidal y triangular, y b) la forma de onda de la estrategia de modulación propuesta. En ambos gráficos, se observa en color rojo la evolución de la corriente magnetizante en el transformador, que permite demostrar que para el caso de tener una modulación PWM (Figura 3.3a), el balance de la corriente magnetizante se cumple hasta cumplir el periodo de 16.66 ms, por lo cual, el transformador debe diseñarse a 60Hz, mientras que en la técnica propuesta (Figura 3.3b) se puede incrementar la frecuencia de diseño del transformador, lo cual implica el uso de materiales magnéticos de ferrita, lo cual son muy eficientes a alta frecuencia de operación, y el volumen y peso son bajos en comparación de materiales laminados.

3.2 Descripción del funcionamiento del microinversor

Tomando en cuenta que la señal de salida en el devanado secundario del transformador sería la misma señal presente en el devanado primario (solamente modificada por la relación de vueltas entre el devanado secundario y primario), resulta evidente que esta señal no sería adecuada para conectarse a un filtro de salida para tener una señal senoidal, por lo que sería necesario contar con una etapa de potencia adicional que permitiera reconstruir la modulación SPWM tradicional como se aprecia en la Figura 3.4. Esta etapa funciona como un rectificador selectivo debido a que de manera selectiva se busca rectificando en un semiciclo los pulsos negativos y en el otro semiciclo, rectificando los pulsos positivos.

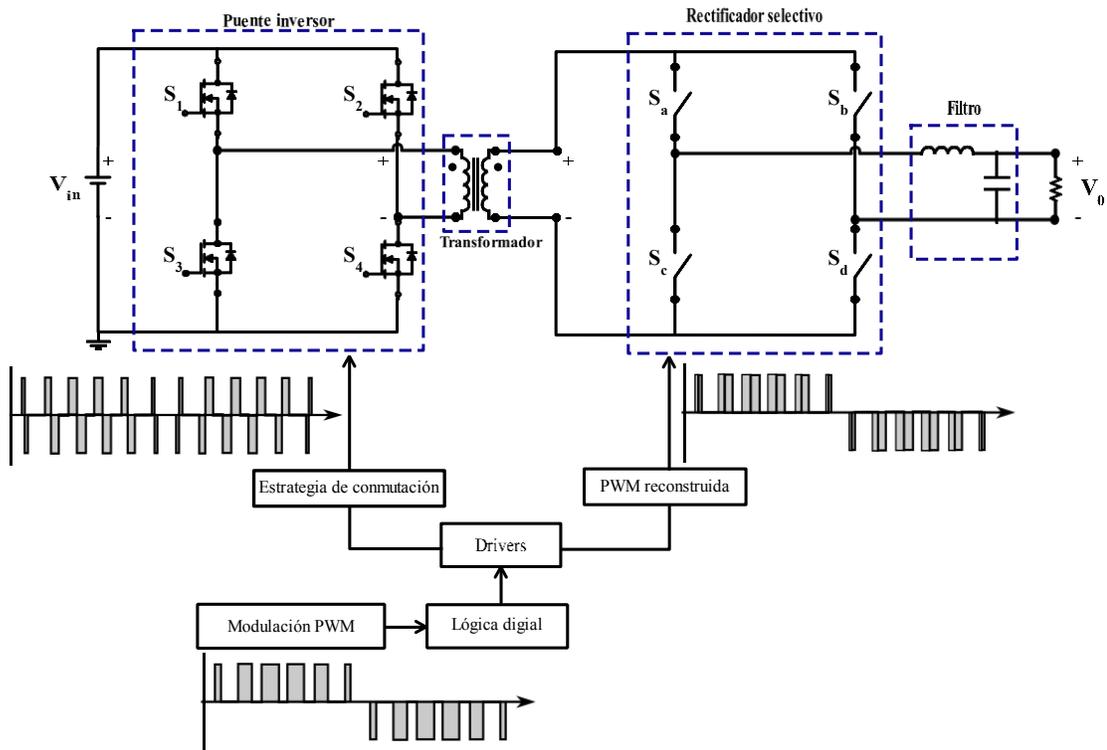


Figura 3.4. Topología de microinversor para la estrategia de modulación propuesta.

La Figura 3.4 muestra la topología del microinversor propuesto, dicha topología está conformada por dos puentes completos. El puente inversor, se encarga de generar los pulsos divididos para hacer operar al transformador de aislamiento a una frecuencia mayor a 60 Hz. Mientras que el rectificador selectivo, conectado a la salida del

Propuesta de solución

transformador, se encarga de reconstruir la forma de onda de la modulación SPWM que se busca tener en el filtro de salida.

Dado que con la estrategia de conmutación se miden los tiempos para invertir una mitad de cada pulso de la señal SPWM tradicional, las conmutaciones de todos los interruptores de la topología pueden ser comandadas por una única señal de control, lo cual, puede llegar a ser una ventaja en cuanto a la simplicidad del control.

3.2.1 Modos de operación

El orden de las conmutaciones de los interruptores depende del semiciclo correspondiente al tren de pulsos de la señal SPWM tradicional, por lo tanto, la topología utilizada tiene 6 modos de operación.

Para el primer semiciclo se tienen los modos de operación I, II y III:

- El **modo I**, los interruptores S_1 y S_4 se mantienen encendidos para permitir pasar una tensión positiva a través del devanado primario del transformador, pero al mismo tiempo, la tensión que pasa a través de los interruptores S_a y S_d , misma que se refleja del devanado primario del transformador, permiten que la tensión mantenga su polaridad.
- Una vez alcanzado el tiempo t_{mid} , entra en operación el **modo III**, encendiendo ahora los interruptores S_2 y S_3 , lo cual permite que en el devanado primario del transformador se tenga una tensión negativa, a la salida del transformador se ve reflejada una tensión negativa, no obstante, la activación de los interruptores S_b y S_c permiten que la tensión que pase a través del filtro sea positiva.
- El **modo II** consiste en generar un cortocircuito entre los interruptores S_3 y S_4 cuya finalidad es evitar oscilaciones en los interruptores. La Figura 3.5 muestra la trayectoria de la corriente en los 3 modos de operación I, II y III.

Propuesta de solución

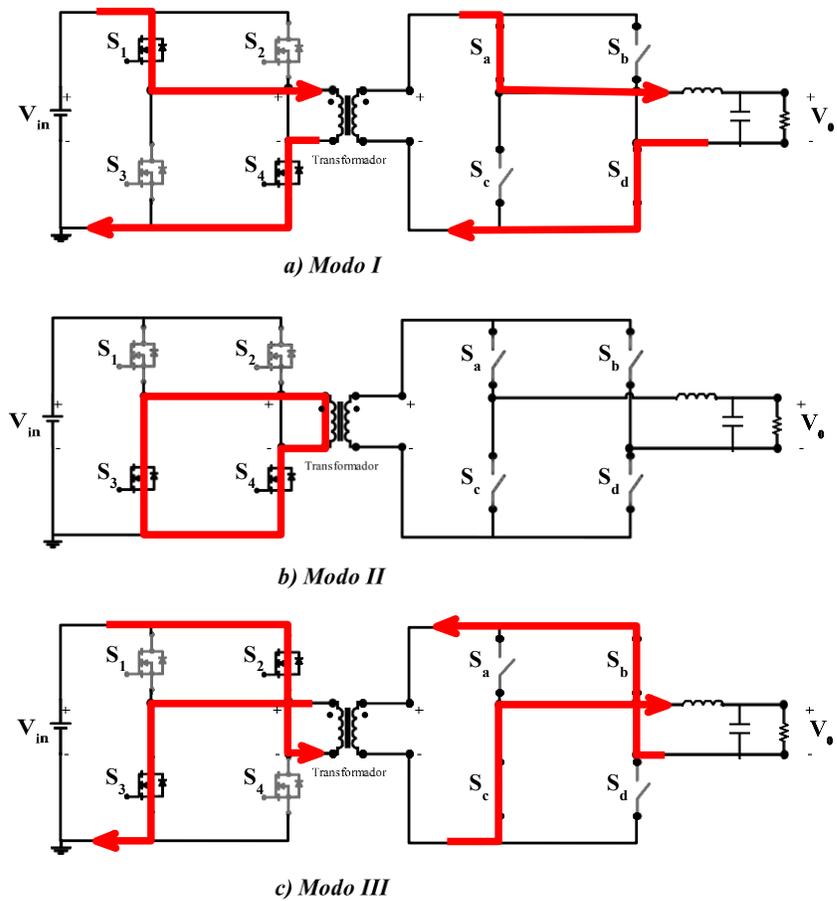


Figura 3.5. Modos de operación correspondientes al semiciclo positivo.

Para el semiciclo negativo se tienen los modos de operación IV, V y VI.

- El **modo IV**, consiste en encender los interruptores S_2 y S_3 , teniendo a la salida una tensión negativa a través del devanado primario del transformador, dado que, al mismo tiempo, los interruptores S_a y S_d también son encendidos, la tensión negativa se mantiene.
- Una vez alcanzado el tiempo t_{mid} , entra en operación el **modo VI**, donde los interruptores S_1 y S_4 hacen que circule una tensión positiva a través del devanado primario del transformador, sin embargo, esta tensión cambia de polaridad al hacer conducir los interruptores S_b y S_c del rectificador selectivo.
- El **modo V**, que consiste en encender los interruptores S_1 y S_2 para generar un cortocircuito, permite que no se tengan oscilaciones en los interruptores. La

Figura 3.6 muestra la trayectoria de la corriente a través de los modos de operación IV, V y VI.

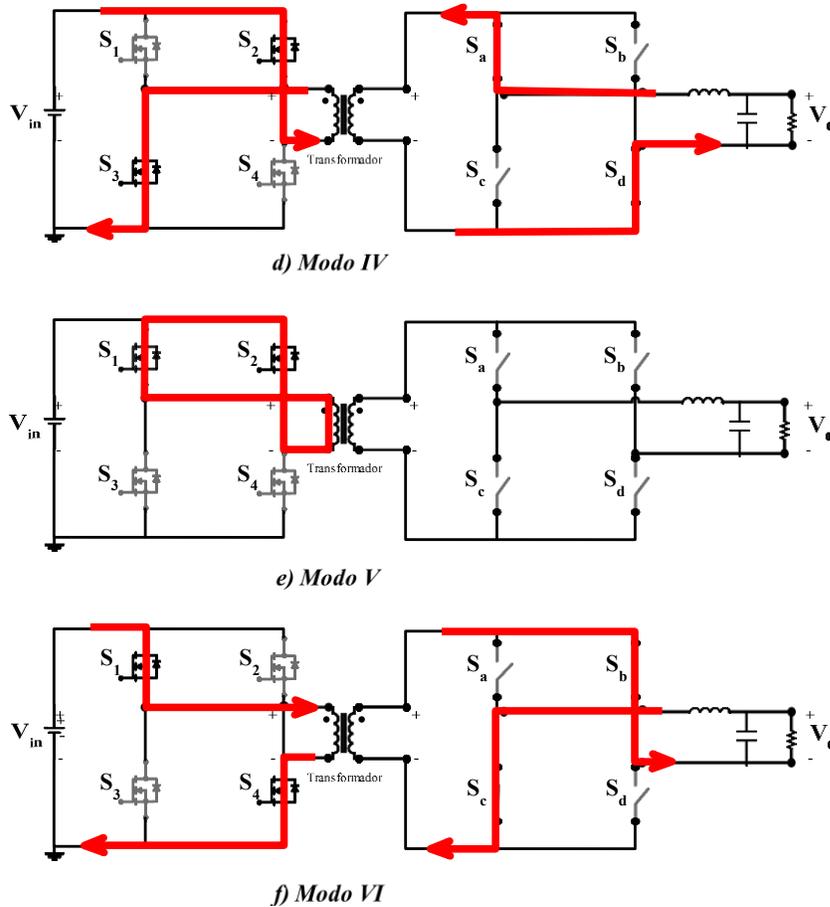


Figura 3.6. Modos de operación correspondientes al semiciclo negativo.

3.2.2 Opciones para reconstruir la modulación SPWM en el Rectificador Selectivo

Dado que el rectificador selectivo requiere interruptores bidireccionales, lo cual no es preocupante para realizar una validación mediante simulación. No obstante, validar la idea de forma experimental se necesita recurrir a alguna alternativa que permita cumplir la bidireccionalidad en corriente. Para poder reconstruir la señal SPWM y esta pueda pasar por el filtro de salida, se tienen varias propuestas que a continuación se mencionan:

Propuesta de solución

- 1) Uso de relevadores de estado sólido (solid state relay, SSR): El uso de relevadores de estado sólido pueden ser una opción para poder reconstruir la señal SPWM, sin embargo, debido a la respuesta de activación y desactivación, la frecuencia de operación se ve limitada, por lo que solo servirían para una validación de concepto.
- 2) MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) con puente de diodos: mediante un arreglo de puente de diodos se puede conseguir que con un solo MOSFET se tenga bidireccionalidad en corriente. La ventaja de este arreglo es que sólo se requiere de un driver para controlar las conmutaciones, sin embargo, dado el número de diodos, la eficiencia se ve afectada [27].
- 3) Uso de arreglo de bidireccional con MOSFETs: se usaría un arreglo de 2 MOSFETs para conseguir controlar la bidireccionalidad, sin embargo, debe tomarse en cuenta que se necesitan más drivers para el control de las conmutaciones [28].
- 4) Uso de semiconductores tipo BiDFET (Bi-Directional Field Effect Transistor) o similar: el dispositivo bidireccional tipo FET propuesto en [29], este dispositivo busca tener 4 terminales en un solo encapsulado, así como pocas pérdidas de conmutación, sin embargo, son dispositivos que todavía no se encuentran disponibles comercialmente hablando (se tienen referencias de su fabricación en proyectos de investigación).

La Figura 3.7 muestra los diagramas eléctricos de las diferentes opciones para conseguir la bidireccionalidad en el rectificador selectivo.

Propuesta de solución

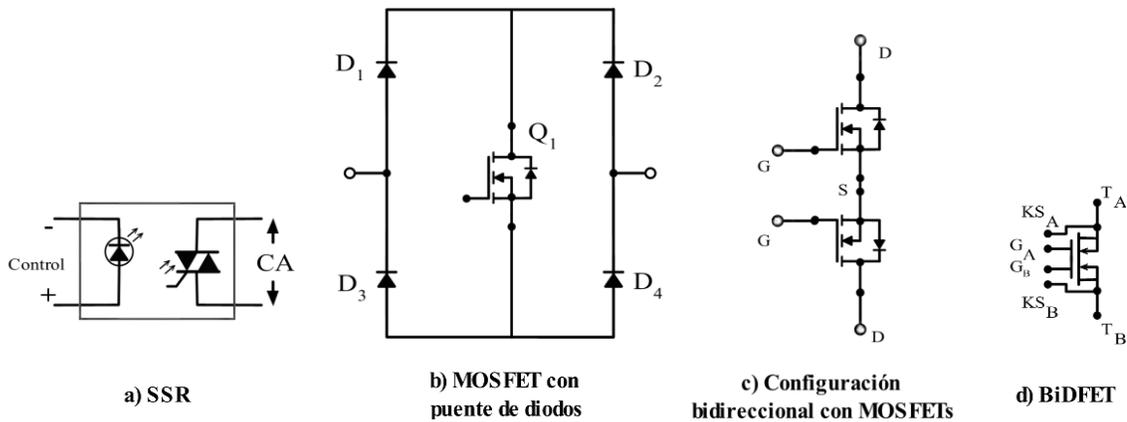


Figura 3.7. Opciones para conseguir bidireccional en rectificador selectivo.

3.2.3 Formas de onda del microinversor

En la Figura 3.8 se muestran las señales de control de los interruptores que comandan a) al Puente inversor y b) al Rectificador Selectivo.

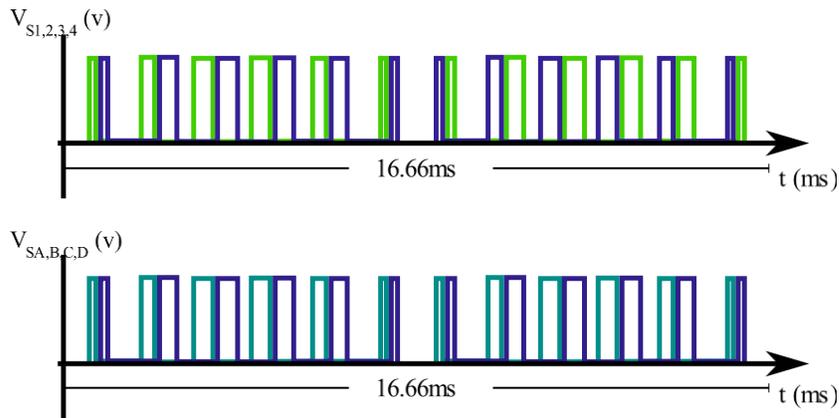


Figura 3.8. Formas de onda de las señales de control de a) Puente Inversor y b) Rectificador Selectivo.

Las formas de onda de a) la señal SPWM tradicional, b) tensión en el devanado primario y c) tensión de salida del rectificador selectivo son mostradas en Figura 3.9.

Propuesta de solución

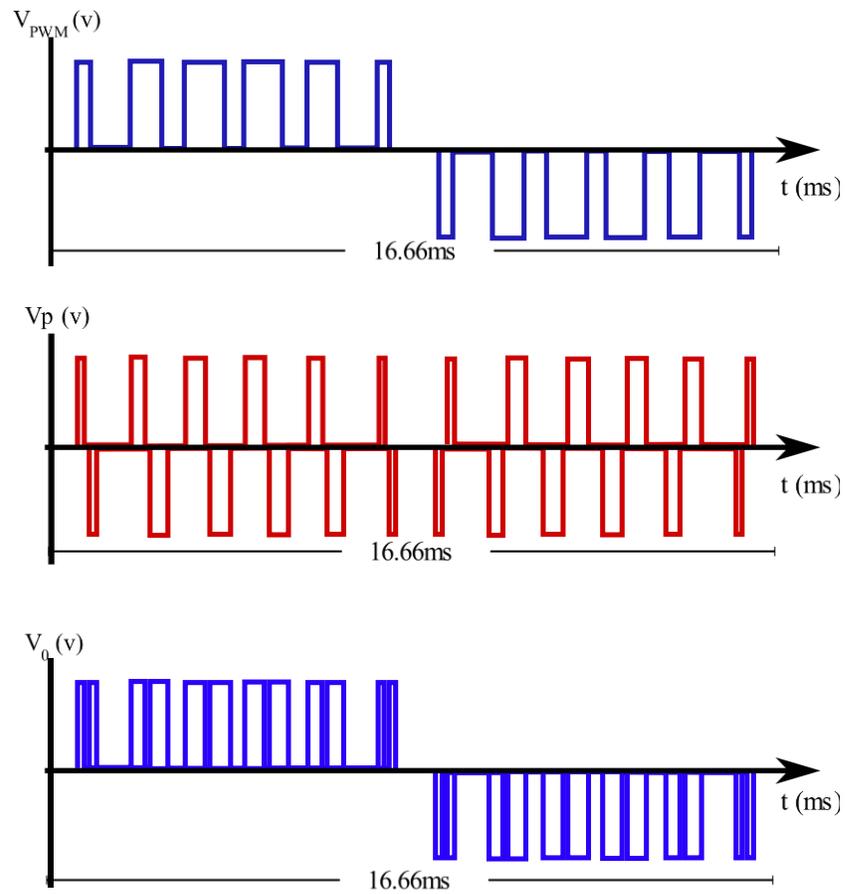


Figura 3.9. Formas de onda de a) señal SPWM tradicional, b) tensión V_p y c) tensión de salida.

Capítulo 4. Validación y resultados

El objetivo de este capítulo es mostrar el funcionamiento de la topología del microinversor propuesto de esta tesis. En primer lugar, se muestra el diseño y funcionamiento a diferentes frecuencias de conmutación, posteriormente se muestran la comparación del desempeño contra una modulación SPWM tradicional, y finalmente se tiene una comparación con diferentes alternativas reportadas en la literatura.

4.1 Diseño de microinversor

Para el diseño del convertidor se consideraron los datos de la Tabla 4.1. Los parámetros de diseño del convertidor se establecieron de acuerdo con los datos del panel PS560M7GFH-24/TNH de la marca Phono Solar, disponible en [30]. Cabe mencionar que al tratarse de microinversor, la potencia máxima establecida por el panel fotovoltaico es de 565W.

Tabla 4.1. parámetros de diseño del microinversor.

Parámetro	Valor
Potencia máxima P_o	565 W
Voltaje de entrada máximo V_{in}	42.15 V
Corriente máxima I_{max}	13.41 A
Relación de vueltas n	1:4
Frecuencia de conmutación f_c	15 kHz
Voltaje de salida V_{rms}	120 V
Carga R	14.03 Ω

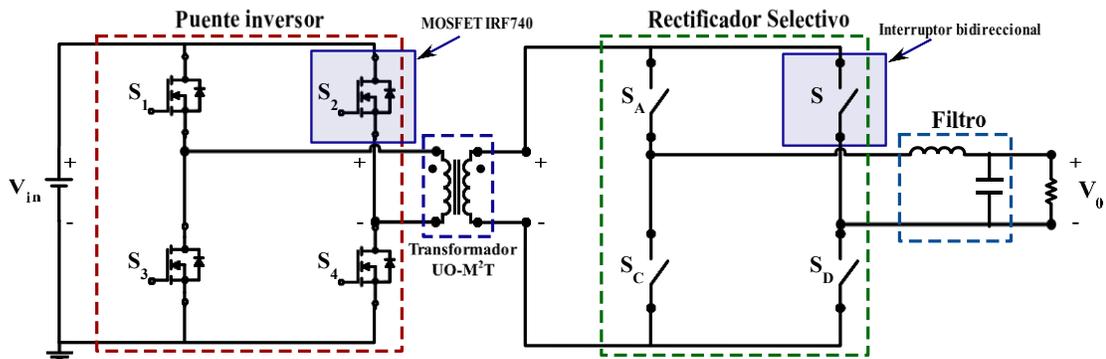


Figura 4.1. Topología propuesta del microinversor.

En la Figura 4.1 se muestra la topología propuesta del microinversor. En el convertidor CD/CA se utilizó el MOSFET IRF 740, mientras que para el rectificador selectivo se utilizaron dispositivos ideales que cumplen la función de interruptores bidireccionales, esto debido a que se necesita controlar la bidireccionalidad en corriente para poder reconstruir la modulación SPWM hacia el filtro de salida.

4.1.1 Diseño del transformador

Para validar el correcto funcionamiento del microinversor es muy importante medir y corroborar que la corriente magnetizante en el núcleo del transformador cumple su ciclo de magnetización/desmagnetización a una frecuencia mayor que la frecuencia de la red eléctrica.

Para llevar a cabo la medición de la corriente magnetizante del núcleo del transformador, dado que de forma experimental no es posible medirla directamente, se llevó a cabo el diseño de un modelo PSpice de transformador que permita observar dicha variable interna del transformador con el objeto de validar la efectividad de la estrategia de modulación propuesta mediante simulación (ver Anexo A). Para lograr esto se recurrió al software UO-M²T desarrollado por la Universidad de Oviedo [31], el cual utiliza el método de elementos finitos para analizar y modelar el comportamiento de diseños de bobinas y transformadores, teniendo la capacidad de evaluar la evolución de la corriente magnetizante del componente en estudio. A pesar

Validación y resultados

de que el software UO-M²T es una herramienta que solo opera correctamente para versiones antiguas de PSpice, se ha hecho uso de esta herramienta en distintos trabajos previos con excelentes resultados, siendo algunos de ellos [32], [33] y [34].

Antes de generar el modelo del transformador en el software UO-M²T es necesario diseñar el transformador. Con el método de producto de áreas descrito en [13] se lleva a cabo el diseño y los parámetros para considerar son mostrados en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2. Parámetros de diseño del transformador.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje de entrada	V_{in}	42.15	V
Voltaje de salida	V_o	200	V
Corriente de salida	I_o	2.8	A
Frecuencia de operación	f	15	kHz
Eficiencia	η	0.98	
Densidad de flujo máximo	B_{max}	0.450	T

De acuerdo con los parámetros de diseño descritos en la Tabla 4.2, se necesita usar un núcleo cuyo producto de áreas sea mayor a $AP = 13221.72 \text{ mm}^4$. Por esta razón, se seleccionó el núcleo ETD39/20/13 y material de ferrita 3C81, que, si bien está optimizado para operar a mayor frecuencia, se seleccionó este para realizar pruebas de validación. Algunos parámetros importantes del núcleo ETD39/20/13, mismos que pueden ser consultados en [35], son mostradas en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Características del núcleo ETD39/20/13.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Longitud efectiva	l_e	92.2	mm
Área efectiva	A_e	125	mm ²
Masa del núcleo	m	≈ 60	g
Área de ventana	W_a	177	mm ²
Longitud media por vuelta	MLT	69	mm
Producto de áreas	AP	22100	mm ⁴

Con los parámetros de diseño del transformador, los datos de la geometría del núcleo y datos del material del núcleo puede diseñarse el transformador en el software UO-M²T. En el anexo A se muestra el diseño del transformador en el software UO-M²T.

4.1.2 Formación de la estrategia de modulación

Debido a que la estrategia de modulación descrita en la sección 3.3.1 no cuenta con un circuito totalmente analógico capaz de controlar los interruptores en tiempo real, se propone realizar el control de los interruptores de manera digital para ello, una vez conociendo cómo se desea que tener la tensión a la salida, y tomando como referencia la técnica de modulación SPWM, se crea un archivo script en Matlab, en donde se generó la forma de onda de la modulación SPWM.

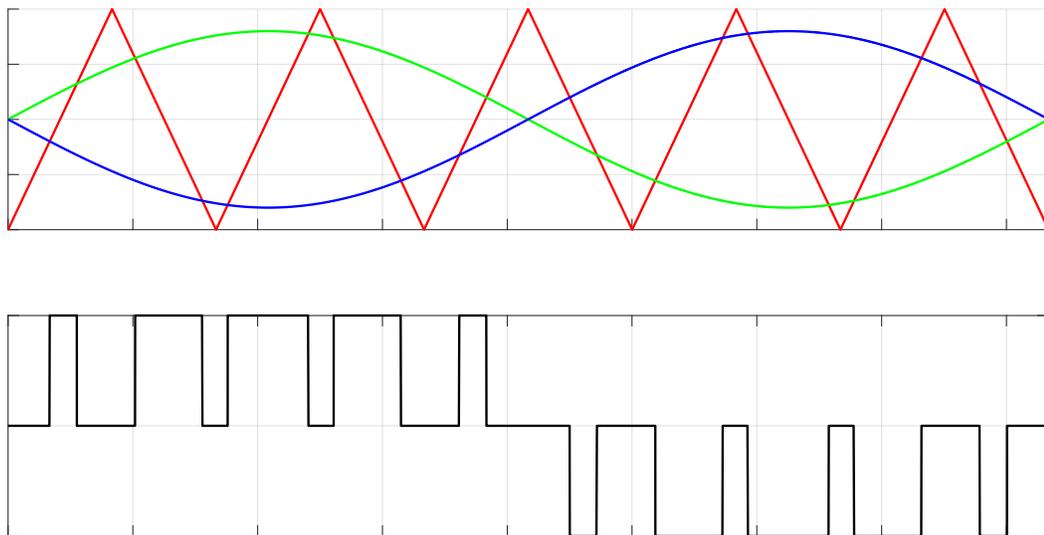


Figura 4.2. Comparación de señales y señal SPWM en Matlab.

La Figura 4.2 muestra la modulación SPWM generada en Matlab. La señal triangular tiene un valor pico unitario y una frecuencia de 300 Hz. La señal senoidal tiene un valor pico de 0.8, esto para cumplir, como criterio propio, un índice de modulación en amplitud de 0.8. Así mismo, se tiene un índice de modulación de frecuencias $m_f = 5$, sin embargo, este valor cambia de acuerdo a las diferentes frecuencias de conmutación utilizadas para las pruebas de simulación.

Una vez obtenida la modulación SPWM tradicional se obtuvieron los tiempos lógicos de encendido y apagado. Posteriormente se calcula la mitad del tiempo que dura cada

Validación y resultados

pulso y dichos valores son guardados en un vector que más adelante sirve para generar las señales de conmutación mediante fuentes de tensión lineales por tramos.

La Figura 4.3 muestra la forma de onda de las señales de control para los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ del puente inversor con aislamiento.

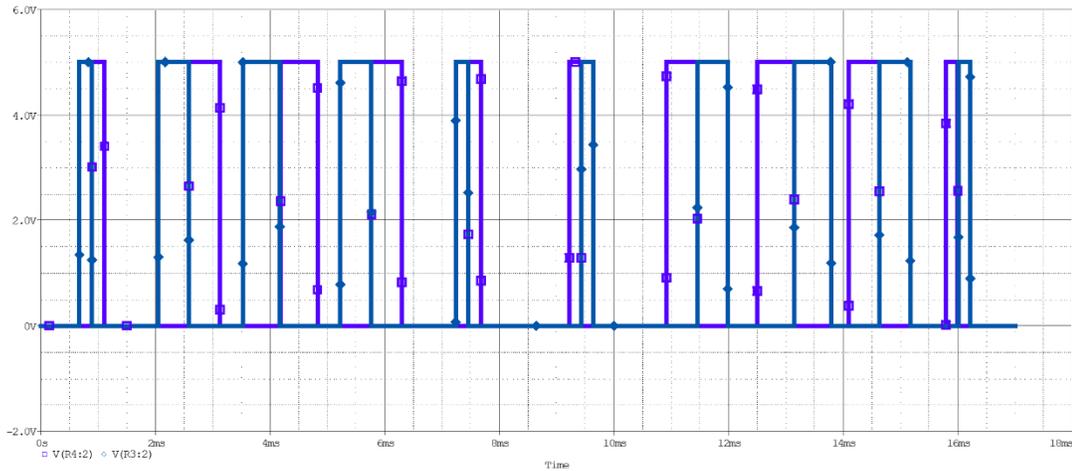


Figura 4.3. Formas de onda de señales de control para los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$. $f_c = 600\text{Hz}$.

4.1.3 Desempeño de la estrategia de modulación en el puente inversor con aislamiento

Una vez conociendo los tiempos de las señales para la activación de los interruptores se realiza la simulación del funcionamiento del inversor puente inversor con aislamiento y una carga resistiva (ver Figura 4.4) en PSpice. Se hicieron pruebas a frecuencias de conmutación de 600 Hz, 1.2 kHz, 6 kHz, 12 kHz y 15 kHz.

Validación y resultados

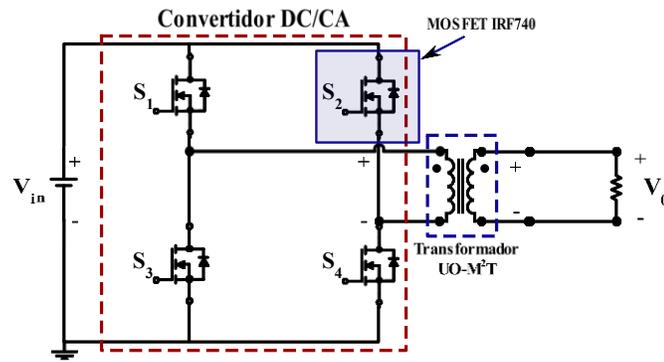


Figura 4.4. Esquema eléctrico de puente inversor con transformador de aislamiento y carga resistiva.

La Figura 4.5 muestra las formas de onda de disparo $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ (1), la tensión en los devanados primario V_p (2) y secundario V_s (4) del transformador. Así mismo, puede ver la forma de onda de la corriente magnetizante del transformador I_t (5). Nótese que por cada pulso de las señales de los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$, en el devanado primario del transformador se logran tener la forma de onda buscada con la estrategia de modulación propuesta, lo que permite el balance de la corriente magnetizante después de los dos pulsos en que se dividió cada pulso original, y la tensión a la salida es el reflejo de la tensión del devanado primario y la relación de vueltas.

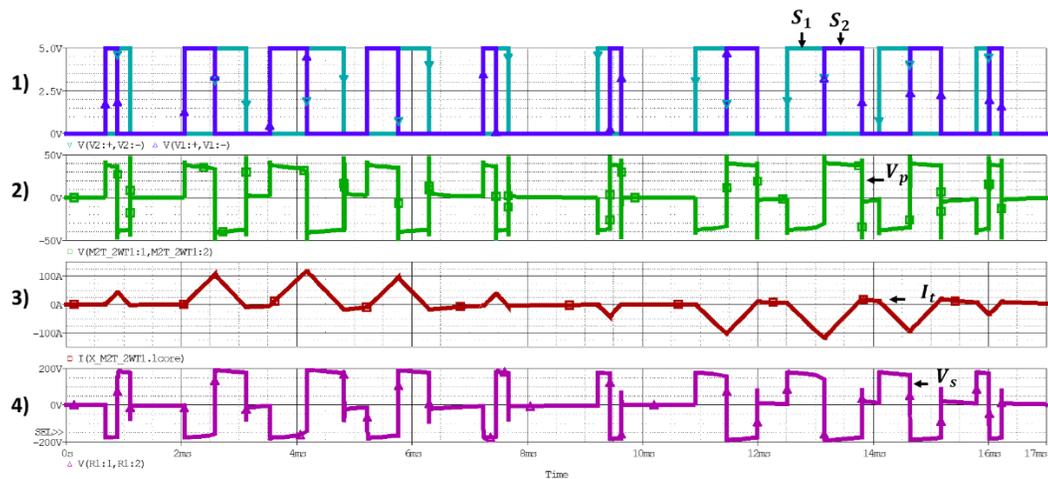


Figura 4.5. Formas de onda del puente inversor con frecuencia de conmutación a 600 Hz. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador y 4) V_s de salida del devanado secundario.

Validación y resultados

La Figura 4.6 muestra las formas de onda obtenidas del puente inversor con aislamiento a una frecuencia de conmutación de 6 kHz. Puede notarse que se tienen un mayor número de pulsos debido a la frecuencia de conmutación y la forma de onda la corriente magnetizante del núcleo cumple su balance después de cada par de pulsos (ver acercamiento en la Figura 4.6).

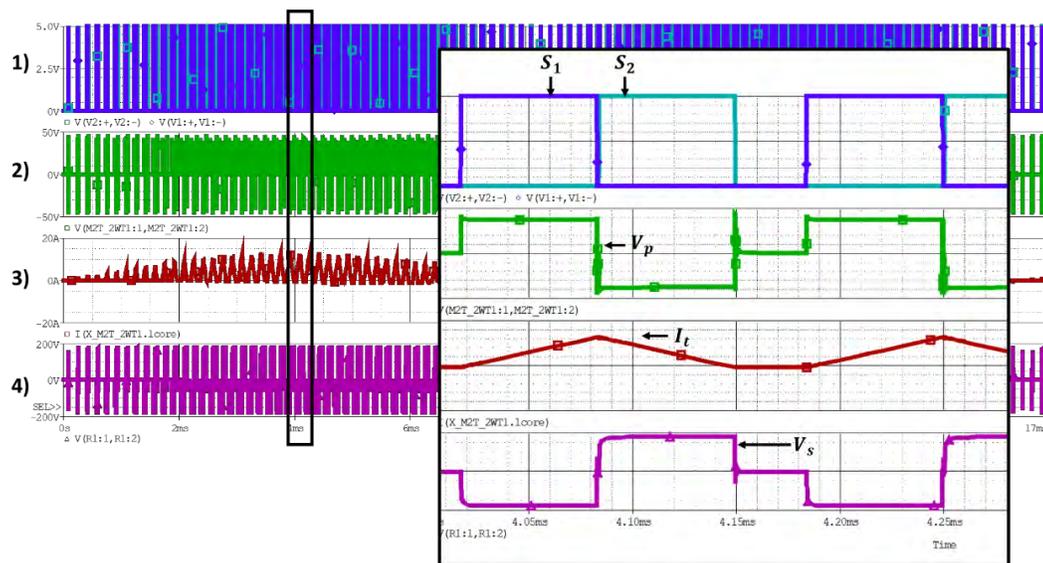


Figura 4.6. Formas de onda de puente inversor con frecuencia de conmutación a 6 kHz. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador y 4) V_s de salida del devanado secundario.

4.1.4 Desempeño de microinversor

Como anteriormente se ha mencionado, la señal obtenida a la salida del devanado secundario del transformador no es la adecuada para poder ser filtrada y tener una senoidal de 60 Hz, por lo que es necesario contar con un arreglo de interruptores, como anteriormente se mostró en la Figura 4.1, que permita reconstruir dicha señal, para el caso de esta topología se consideraron dispositivos ideales en la etapa del rectificador selectivo.

Validación y resultados

Para comprobar el funcionamiento del microinversor se realizaron pruebas a diferentes frecuencias de conmutación, se consideraron las señales de disparo $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ como referencia. Se midió la tensión en el devanado primario del transformador V_p . Se midió la variable de la corriente magnetizante en el núcleo del transformador I_t para ver su evolución de acuerdo con la tensión aplicada en el transformador. Se muestra la modulación SPWM reconstruida, y finalmente la señal de salida filtrada. La Figura 4.7 muestra las formas de onda del microinversor a una frecuencia de conmutación de 600 Hz.

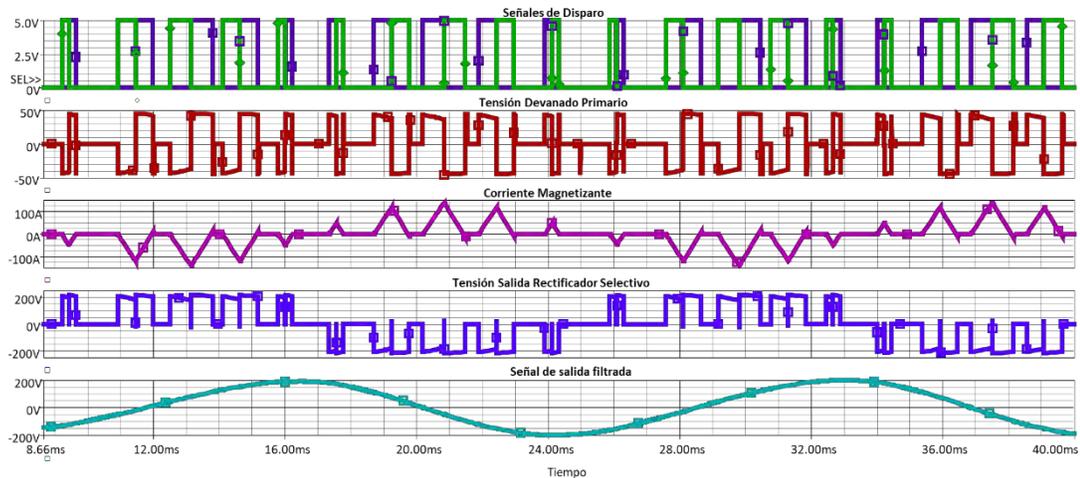


Figura 4.7. Formas de onda de microinversor con **frecuencia de conmutación a 600Hz**. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor, 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador, 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador, 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada.

La Figura 4.8 muestra las formas de onda del microinversor obtenidas a una frecuencia de conmutación de 6 kHz. Dada la frecuencia de conmutación, se tiene un mayor número de pulsos y la forma de onda la corriente magnetizante del núcleo cumple su balance, después de cada par de pulsos. Además, se logra reconstruir la modulación SPWM que inicialmente fue tomada como referencia.

Validación y resultados

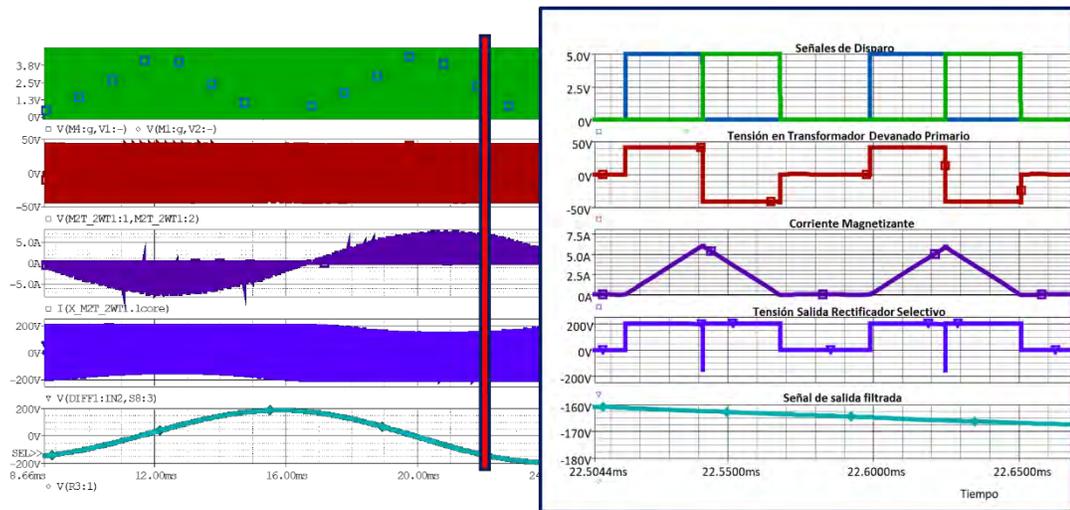


Figura 4.8. Formas de onda de microinversor con **frecuencia de conmutación a 6 kHz**. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor; 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador; 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador; 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada.

La Figura 4.9 muestra las formas de onda del microinversor obtenidas a una frecuencia de conmutación de 15 kHz.

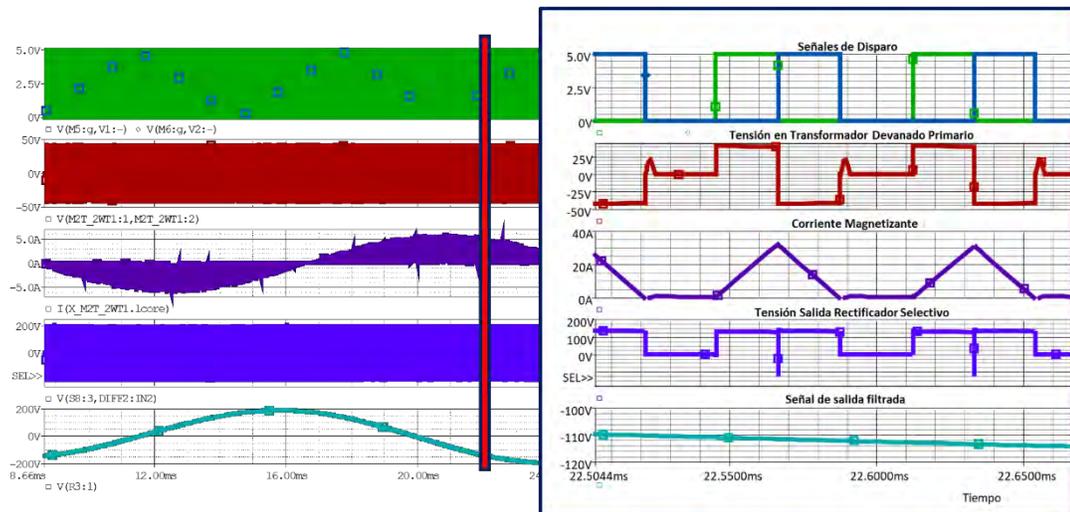


Figura 4.9. Formas de onda de microinversor con **frecuencia de conmutación a 15 kHz**. 1) $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ son señales de disparo de ramas de puente inversor; 2) V_p la tensión en devanado primario del transformador; 3) I_t la corriente magnetizante en el núcleo del transformador; 4) forma de onda SPWM reconstruida y 5) Señal de salida filtrada.

La Figura 4.10 muestra las formas de onda de la tensión en los interruptores, tanto del Puente Inversor como el Rectificador Selectivo, en donde se observa que no existen

Validación y resultados

sobretiros ni oscilaciones de tensión debido a los modos de operación II y IV (descritos en la sección 3.2.1 de esta tesis. Las formas de onda mostradas corresponden a una frecuencia de conmutación de 15 kHz.

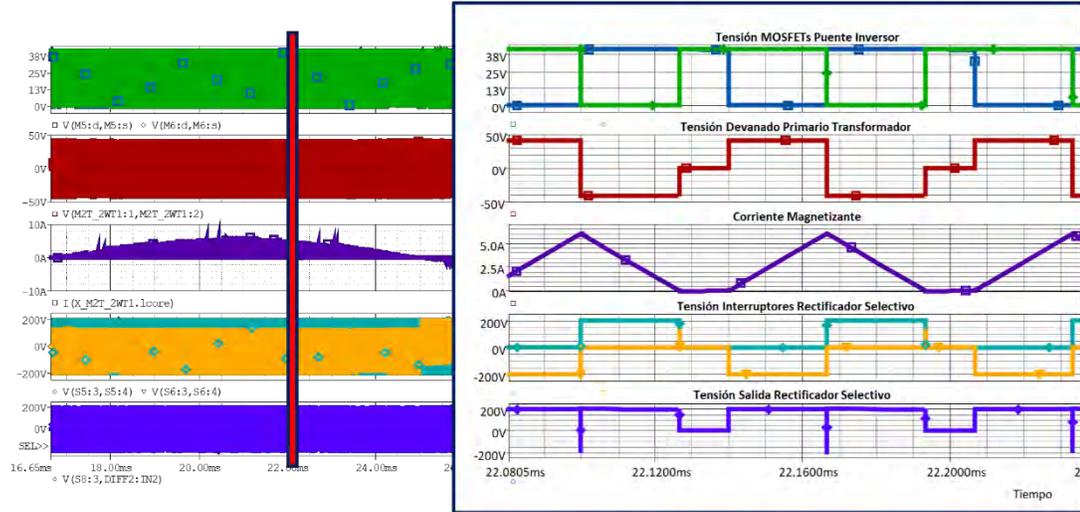


Figura 4.10. Formas de onda de 1) la tensión en los interruptores $S_{1,4}$ y $S_{2,3}$ del Puente Inversor, 2) tensión en el devanado primario del transformador, 3) corriente magnetizante en el núcleo, 4) tensión en los interruptores $S_{A,D}$ y $S_{B,C}$ del rectificador selectivo y 5) tensión de salida en el Rectificador Selectivo, a una frecuencia de conmutación de 15 kHz.

La Tabla 4.4 resume los resultados obtenidos en simulación del inversor diseñado a diferente frecuencia de conmutación considerando una carga resistiva $R_0 = 200 \Omega$, tensión de entrada $V_{in} = 42.15 V$.

Tabla 4.4. Resumen de desempeño de microinversor a diferentes frecuencias de conmutación.

f_c (Hz)	R_0 (Ω)	V_{in} (v)	V_0 (v)	P_{in} (W)	P_0 (W)	$t_{max_t} * (\mu s)$
600	200	42.15	129.034	565	554.99	1292.00
1.2 k			127.804		544.47	651.50
6 k			126.173		530.66	132.08
12 k			127.286		540.07	66.02
15 k			127.418		545.3	53.4

Nota: t_{max_t} es el tiempo en el que se cumple el balance de la corriente magnetizante.

4.2 Comparación de modulación propuesta vs inversor con modulación tradicional

En la Tabla 4.5 se muestran los resultados obtenidos tras la comparación del desempeño entre microinversor propuesto y un inversor con modulación SPWM tradicional.

De acuerdo con los datos medidos, para el caso del uso de una técnica de modulación SPWM tradicional, independientemente de la frecuencia de conmutación a la que el convertidor opere, el balance de la corriente magnetizante se cumple siempre a los 16.66 ms, lo cual se traduce utilizar un núcleo diseñado a una frecuencia de 60 Hz para evitar problemas de saturación que provoque distorsión en la corriente del devanado secundario del transformador y un mal funcionamiento en la carga de salida.

Para el caso de utilizar la estrategia de modulación propuesta, el balance de la corriente magnetizante depende de la frecuencia de conmutación de la que originalmente se partió, y el transformador puede ser diseñado a esa frecuencia sin tener problemas de saturación.

Tabla 4.5. Tiempo de balance de flujo de la corriente magnetizante a determinada frecuencia de conmutación.

Frecuencia de conmutación f_c (Hz)	Periodo máximo en el que se cumple el balance de la corriente magnetizante en el transformador (μ s)	
	SPWM tradicional	Estrategia de modulación propuesta
600	16,666.66	1292.00
1.2 k	16,666.66	651.50
6 k	16,666.66	132.08
12 k	16,666.66	66.02
15 k	16,666.66	53.4

De acuerdo con la Figura 4.11, en un inversor utilizando la técnica de modulación SPWM tradicional, el balance de corriente magnetizante en el transformador siempre se cumple hasta completar el periodo completo, es decir, al periodo equivalente a 60 Hz, mientras que, en el uso de la estrategia de modulación propuesta, el balance se

Validación y resultados

alcanza un tiempo equivalente a la frecuencia de conmutación de la señal SPWM tradicional.

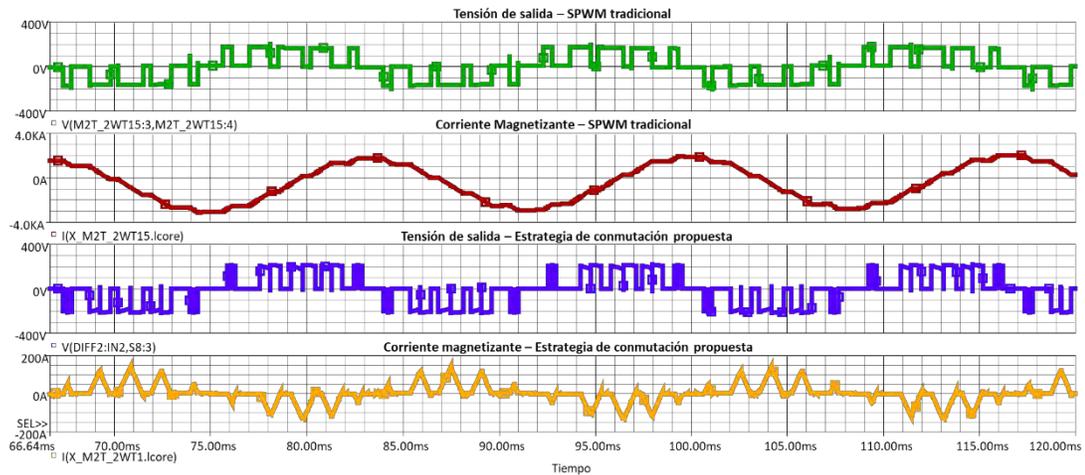


Figura 4.11. Comparación de modulación SPWM tradicional vs estrategia de conmutación propuesta con frecuencia de conmutación de 600 Hz.

Para tener una mejor idea sobre cómo impacta el tamaño del transformador en el inversor de este trabajo de tesis, se hizo el ejercicio de rediseñar el núcleo para las diferentes frecuencias de conmutación en las que podría estar trabajando el transformador utilizando el método de producto de áreas descrito en [13].

La Tabla 4.6 muestra la comparación de AP requerido entre la técnica de modulación SPWM tradicional y la estrategia de modulación propuesta a determinada frecuencia de conmutación, utilizando el material L de [16].

La técnica de modulación SPWM tradicional requiere que el núcleo sea diseñado a $f_c = 60 \text{ Hz}$, se necesita un núcleo cuyo producto de área sea mayor a 2140.50 cm^4 . Sin embargo, dado el AP requerido, en [16] no existe algún núcleo cuyo AP sea superior a 372 cm^4 .

El núcleo más grande proporcionados en [16], es el tipo E 100/59/27, teniendo un $AP = 90.6 \text{ cm}^4$ y un peso de 980 gramos. Este núcleo es adecuado para poder operar a una frecuencia de 1.2 kHz.

Validación y resultados

Para el caso de requerir que el transformador opere a una frecuencia $f_c = 15 \text{ kHz}$, se requiere un AP de 3.95 cm^4 , lo cual, un núcleo adecuado es el núcleo tipo E 43/21/20, teniendo un $A_p = 4.22 \text{ cm}^4$ y un peso de 114 gramos.

Tabla 4.6. comparación de AP para la técnica SPWM tradicional y la estrategia de modulación propuesta.

f_c (kHz)	SPWM tradicional				Estrategia de modulación propuesta			
	AP Requerido (cm^4)	Núcleo			AP Requerido (cm^4)	Datos del núcleo		
		Tipo	A_p (cm^4)	Peso (g)		Tipo	A_p (cm^4)	Peso (g)
0.6	2140.50	n/d	n/d	n/d	155.07	n/d	n/d	n/d
1.2					70.36	E 100/59/27	90.6	980
6					11.23	E 56/28/25	12.1	255
12					5.10	E 60/22/16	5.74	135
15					3.95	E 43/21/20	4.22	114

Nota: se consideran un $B_m = 520 \text{ mT}$ correspondiente al material L descrito en [16].

4.3 Comparación vs familias de soluciones disponibles en la literatura

Se llevó a cabo una comparación con alternativas propuestas en la literatura. La Tabla 4.7 muestra una breve comparación entre las topologías reportadas en la literatura y la topología de esta propuesta. La propuesta utilizar 8 interruptores, por lo cual, comparando bajo el criterio de cantidad de componentes, es una solución muy atractiva.

Otro criterio importante de comparación es la complejidad del esquema de control utilizado. Las referencias reportadas utilizan un primer esquema de control que es utilizado para hacer operar el primer convertidor, CD/CD o CD/CA (dependiendo el tipo de solución), para proveer el aislamiento galvánico. Por otro lado, se utiliza un segundo esquema de control de manera independiente al primero, para controlar el segundo convertidor, CD/CA o CA/CA. El requerir un esquema de control para cada etapa del convertidor implica una mayor complejidad en el mismo control para todas las referencias reportadas. Por el lado de nuestra propuesta, se ocupa un único esquema

Validación y resultados

de control debido a que las señales de control de los interruptores se encuentran interrelacionadas entre sí, es decir, al tiempo de activación y desactivación de los interruptores del puente inversor, también hay una activación y desactivación de los interruptores del rectificador selectivo.

Finalmente, las referencias utilizan diferentes estrategias y topologías con el fin de hacer operar el transformador de aislamiento a una frecuencia entre 2 a 50 kHz. Dado que se cuenta con poca información sobre el volumen y peso del transformador que utilizan las referencias reportadas, se realizó un cálculo de producto de áreas estimado que tendría el transformador de aislamiento de cada referencia. debido a que la frecuencia de conmutación es menor que las referencias presentadas, el AP es mayor, sin embargo, existe una compensación debido a la potencia máxima que se puede manejar.

Tabla 4.7. comparación de topologías reportadas en la literatura vs topología utilizando pulsos divididos.

Ref.	No. de interruptores	V_{in} (V_{CD})	V_0 (V_{CA})	f_c (kHz)	P_o máxima (W)	Transformador		Esquemas de control
						Relación	AP estimado (cm^4)	
[22]	12	50	50	16.7	n/d	n/d	n/d	2
[23]	16	n/d	n/d	2	n/d	n/d	n/d	2
[24]	12	24	125rms	20	250	n/d	1.69	2
[25]	8	30	127rms	50	250	1:4.67	0.40	2
[26]	13	35-40	230rms	20	800	1:10	4.233	2
Propuesta	8	42.15	127rms	15	565	1:5	3.95	1

Capítulo 5. Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo se presentan las conclusiones y los trabajos futuros de esta tesis.

5.1 Conclusiones

En esta tesis se propone un microinversor cuyo objetivo es validar mediante simulación una nueva propuesta de un convertidor CD/CA con aislamiento en alta frecuencia para aplicaciones de microinversores PWM fotovoltaicos, utilizando una nueva estrategia de conmutación con la modulación SPWM.

Entre las características de esta propuesta se tiene:

La topología provee el aislamiento requerido por normativa o por seguridad del mismo usuario. El transformador de aislamiento puede ser diseñado a una alta frecuencia debido a que la estrategia de conmutación permite que el balance de flujo pueda cumplirse a la frecuencia de conmutación tomada como referencia.

El transformador puede reducir su tamaño y peso dependiendo a la frecuencia de conmutación a la que se pueda operar, sin embargo, esto también dependerá del material magnético que el transformador sea construido.

Debido a la necesidad de incrementar la frecuencia de operación del transformador, se encontró una manera de modificar la modulación SPWM tradicional, lo cual conlleva a contar con 8 interruptores, en donde 4 de ellos requieren bidireccionalidad. Por una parte, existen diferentes alternativas que puedan reconstruir la señal de salida deseada, lo cual puede llevar a un mayor uso de Drivers. Sin embargo, las señales de control de los interruptores del rectificador selectivo se derivan de las señales de control para los interruptores del puente inversor, por lo cual puede significar una ventaja importante en cuanto a la simplicidad del control.

Conclusiones y trabajos futuros

Contar con dispositivos de potencia bidireccionales en el rectificador selectivo sería una gran ventaja, sin embargo, hasta la fecha actual no se cuenta con algún dispositivo comercial disponible que facilite la construcción y pruebas del mismo inversor, por lo que para pruebas de validación experimental se pueden contemplar el uso de relevadores de estado sólido, MOSFET con puente de diodos, o uso de arreglo de MOSFET para conseguir bidireccionalidad.

5.2 Trabajos futuros

La electrónica de potencia contribuye en aplicaciones del uso de energías limpias, por ello es importante contar con proyectos de investigación que permita continuar con esta contribución. Este trabajo de tesis se enfoca en el esquema de los microinversores para aplicaciones fotovoltaicas, sin embargo, a partir de los resultados y conclusiones obtenidas en este trabajo, se encontraron algunos retos importantes como trabajo futuro, estos son:

- Demostrar el funcionamiento la topología de forma experimental a frecuencias de 12 kHz o más. Para ello es importante contar con una plataforma de control que permita trabajar a esos niveles de frecuencias, así como optimizar el algoritmo de la estrategia de modulación propuesta.
- Buscar la manera de incorporar las funciones de MPPT y sincronización para conexión con la red eléctrica, sin que la cantidad de componentes y el control de la topología se vean afectados drásticamente. Este es un reto muy interesante ya que para alcanzar el MPPT normalmente se utiliza esquema alimentado por corriente, mientras que para la interconexión a la red se busca una regulación de la tensión de salida, lo cual, no hay compatibilidad alguna.
- Optimizar las características de la topología que permitan reflejar un funcionamiento con mejores niveles de eficiencia. Para cumplir con este objetivo es importante comenzar considerando el uso de semiconductores electrónicos de potencia de nueva generación.

ibliografía

- [1] J. Yuan, F. Blaabjerg, Y. Yang, A. Sangwongwanich y Y. Shen, «An Overview of Photovoltaic Microinverters: Topology, Efficiency, and Reliability,» *IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pp. 1-6., 2019. doi: 10.1109/CPE.2019.8862334.
- [2] P. Rupendra, S. Rajesh, G. Anita, S. Rohit y C. S., «Experimental analysis to extract maximum power from PV array reconfiguration under partial shading conditions,» *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 22, n° 1, pp. 109-130, 2019.
- [3] E. Kabalci y A. Boyar, «Design and Analysis of a Single Phase Flyback Micro Inverter,» *2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, pp. 1-6, 2018.
- [4] S. Mahmoodi Tabar, M. Shahnazari y K. Heshmati, «Maximum power point tracking in partially shaded photovoltaicsystems using grasshopper optimization algorithm,» *IET Renewable Power Generation*, vol. 17, pp. 389-399, 2023.
- [5] M. Uno, X. Liu, H. Sato y Y. Sato, «Panel-to-Substring PWM Differential Power Processing Converter and Its Maximum Power Point Tracking Technique for Solar Roof of Plug-In Electric Vehicles,» *IEEE Access*, vol. 10, pp. 42883-42896, 2022.
- [6] A. Singh Yadav y V. Mukherjee, «Conventional and advanced PV array configurations to extract maximum power under partial shading conditions: A review,» *Renewable Energy*, vol. 178, n° 977-1005, 2021.

- [7] R. K. Surapaneni, D. B. Yelaverthi y A. K. Rathore, «Cycloconverter-Based Double-Ended Microinverter Topologies for Solar Photovoltaic AC Module,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n° 4, pp. 1354-1361, 2016.
- [8] M. Keshani, E. Adib y H. Farzanehfard, «Micro-inverter based on single-ended primary-inductance converter topology with an active clamp power decoupling,» *IET Power Electronics*, n° 11, pp. 73-81, 2018.
- [9] K. Milad, A. Ehsan y F. Hosein, «Micro-inverter based on single-ended primary-inductance converter topology with an active clamp power decoupling,» *IET Power Electronics*, vol. 11, n° 1, pp. 73-81, 2017.
- [10] H. Peiwen, M. Ayan, S. Arun y K. Alireza, «Design of a 1-MHz High-Efficiency High-Power-Density Bidirectional GaN-Based CLLC Converter for Electric Vehicles,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, n° 1, pp. 213-223, 2019.
- [11] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, Dayton, Ohio, USA: John Wiley & Sons, Ltd., 2014.
- [12] M. Liserre, Y. Pascal, J. McCord, T. Pereira, R. Adlung, L. Zimoch, S. Kaps, X. Li y N. X. Sun, «Voltage Controlled Magnetic Components for Power Electronics,» *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 10, n° 2, pp. 40-48, 2023.
- [13] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, N, 1988.
- [14] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics Third Edition*, Springer International Publishing, 2020.
- [15] M. S. R. J. G. H. a. C. R. S. M. Kaçki, «Measurement Methods for High-Frequency Characterizations of Permeability, Permittivity, and Core Loss of

Conclusiones y trabajos futuros

- Mn-Zn Ferrite Cores,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, nº 12, pp. 15152-15162, 2022.
- [16] Magnetics International, «Magnetics Ferrite Cores,» Hong Kong, 2021.
- [17] D. J. Lloyd H., *Magnetics Design Handbook*, Dallas, Texas: Texas Instruments, 2001.
- [18] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Prentice Hall, 2001.
- [19] S. Mohammed Osman, «Power Electronics Converters for Wind Turbine - An Analytical study,» 2019.
- [20] J. A. Gualda, S. Martínez y P. M. Martínez, *Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia*, Marcombo, 1992.
- [21] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications and design*, 2003.
- [22] M. Matsui, M. Nagai, M. Mochizuki y A. Nabae, «High-frequency link DC/AC converter with suppressed voltage clamp circuits-naturally commutated phase angle control with self turn-off devices,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. pp. 293-300, doi: 10.1109/28.491477, 1996.
- [23] P. T. Krein, X. Geng y R. Balog, «High-frequency link inverter based on multiple-carrier PWM,» *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, vol. 2, pp. pp. 997-1003, doi: 10.1109/APEC.2002.989366, 2002.
- [24] J. Beristain, J. Bordonau, A. Gilabert y S. Alepuz, «A new AC/AC multilevel converter for a single-phase inverter with HF isolation,» *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Vol. 3, pp. pp. 1998-2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355424, 2004.

- [25] A. Aganza-Torres, V. Cardenas y M. Pacas, «Simple instantaneous power modulation scheme for single-phase high-frequency link microinverter for low-power PV applications,» *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. pp. 199-204, doi: 10.1109/APEC.2015.7104352, 2015.
- [26] K. Abhijit y J. Vinod, «HF Transformer Based Grid-Connected Inverter Topology for Photovoltaic Systems,» *IETE Technical Review*, pp. p.p. 69-75, doi: 10.1080/02564602.2015.1065451, 2016.
- [27] A. Ruiz Vives, «Puesta en marcha de un interruptor bidireccional de potencia con Mosfet,» 2010.
- [28] S. Safari, A. Castellazzi y P. Wheeler, «Experimental and analytical performance evaluation of SiC power devices in the matrix converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 5, pp. 2584-2596, 2013.
- [29] B. Jayant Baliga, «Monolithically-integrated AC switch having JBSFETs therein with commonly connected drain and cathode electrodes». Estados Unidos de America Patente US 10804393 B1, 13 Octubre 2020.
- [30] PhonoSolar, «Phono Solar,» 16 noviembre 2022. [En línea]. Available: <http://www.phonosolar.com/international/upload/files/2022/1/90cf15231027d9a8.pdf>.
- [31] M. J. Prieto, J. M. Lopera, A. M. Pernia, F. F. Linera y F. Nuno, «High-frequency magnetic elements design tool,» *COM.P.EL.98. Record 6th Workshop on Computer in Power Electronics*, n° Cat. No.98TH8358, pp. 127-131, 1998.
- [32] K. D. Brito Fernández, «Análisis de alternativas para aumentar la frecuencia de diseño del transformador de aislamiento de un convertidor CD/CA con

modulación SPWM,» Instituto Tecnológico de Zacatepec, Memoria de residencia profesional en CENIDET: Cuernavaca, Morelos, 2021.

- [33] J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Ribas, M. Valdés y J. Losada, «Analysis and Design of a Low-Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation,» *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 4, pp. 2525-2532, 2001.
- [34] M. Rico-Secades, A. J. Calleja, J. Ribas, E. L. Corominas, J. M. Alonso, J. Cardesín y J. García-García, «Evaluation of a Low-Cost Permanent Emergency Lighting System Based on High-Efficiency LEDs,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 5, pp. 1386-1390, 2005.
- [35] Farnell, «Farnell,» 1 Septiembre 2008. [En línea]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1481602.pdf>. [Último acceso: 26 Abril 23].
- [36] H. Fujimoto, K. Kuroki, T. Kagotani y H. Kidoguchi, «Photovoltaic inverter with a novel cycloconverter for interconnection to a utility line,» *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, vol. 3, pp. pp. 2461-2467, doi: 10.1109/IAS.1995.530616, 1995.
- [37] J. Beristáin Jiménez, «Inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia para aplicaciones de energías renovables,» Tesis doctoral, Universidad Politecnica de Catalunya, 2005.

Anexo A. Diseño de transformador en UO-M2T

Para poder generar el modelo del transformador en el software UO-M2T se requiere generar las librerías de la geometría y el material, esto debido a que el software no nos proporciona muchos materiales y geometrías. Para ello, dentro de la interfaz de UO-M2T, en la herramienta “LibEdit”, ubicada dentro de la pestaña “Tools”, se puede acceder para crear o editar las librerías.

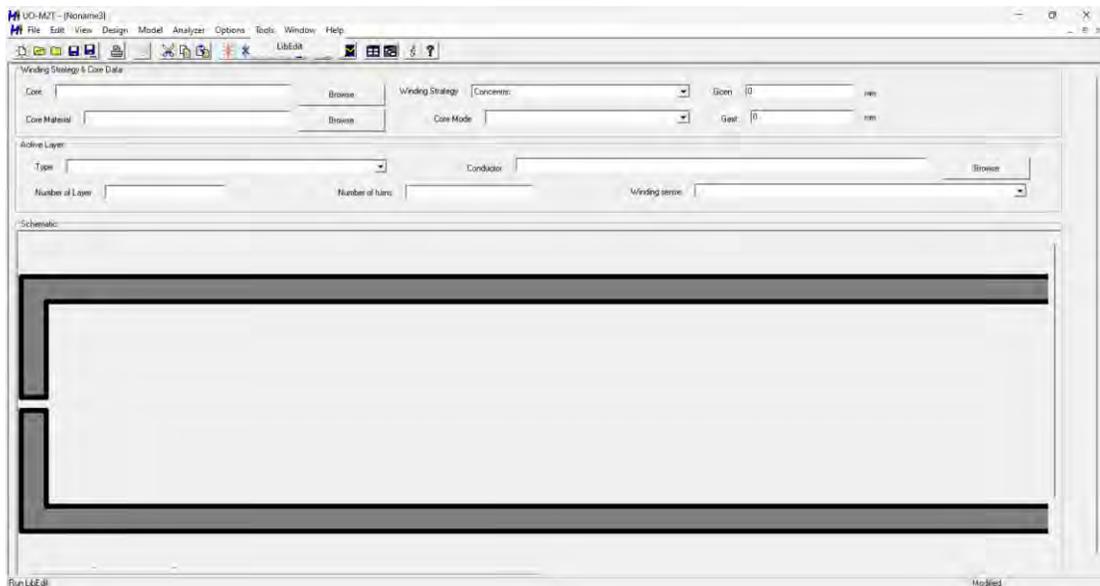


Figura A. 1. Interfaz del software UO-M2T.

Una vez abierta la interfaz de la herramienta “LibEdit”, considerando los datos de la geometría del núcleo se hacen los siguientes pasos (ver Figura A. 2):

- 1) Se da clic en la pestaña Cores.
- 2) se selecciona el botón New para generar una nueva geometría de núcleo.
- 3) En la nueva ventana abierta se llenan los valores y dimensiones de la geometría del núcleo, que en este caso son de una geometría del núcleo ETD39/20/13.

Conclusiones y trabajos futuros

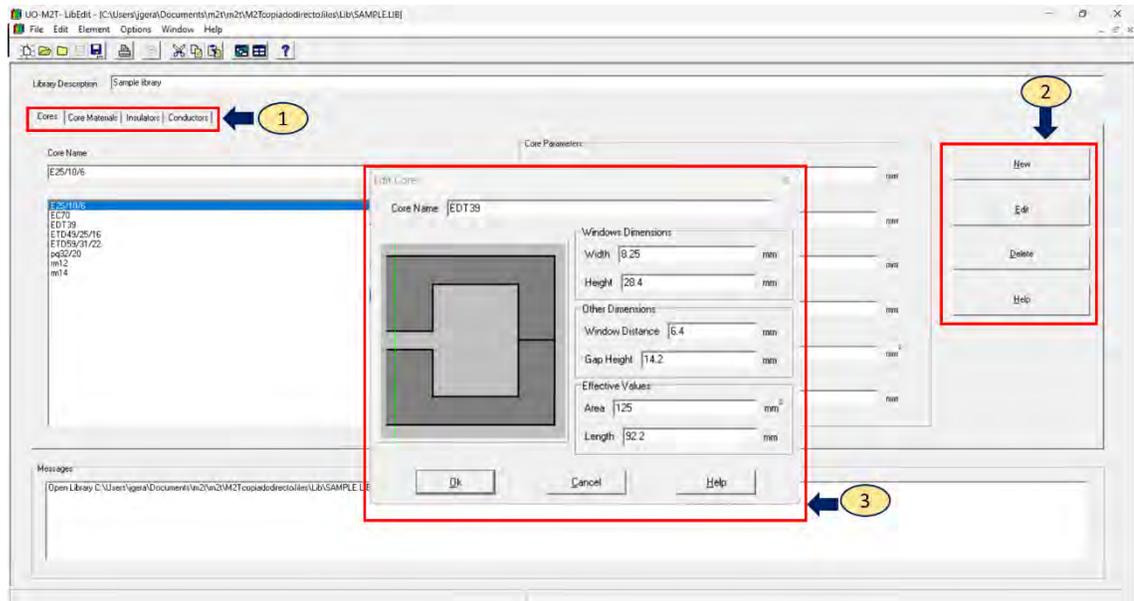


Figura A. 2. Interfaz de la herramienta LibEdit de OU-M2T.

Para registrar un material se hace el mismo procedimiento, pero seleccionando la pestaña correcta. Es necesario guardar antes de cerrar la herramienta.

Una vez generadas las librerías de la geometría y el material que se requiere utilizar para el diseño del modelo PSpice de transformador, en la interfaz de UO-M²T se realizan los siguientes pasos para el diseño del modelo del transformador (Figura A. 3):

- 1) Selección de geometría y material del núcleo, estrategia de llena y tipo de modelo.
- 2) Insertar devanados y pines.
- 3) Unir los devanados con sus respectivos pines.
- 4) Seleccionar el número de vueltas del devanado, calibre y sentido de enrollamiento.

Conclusiones y trabajos futuros

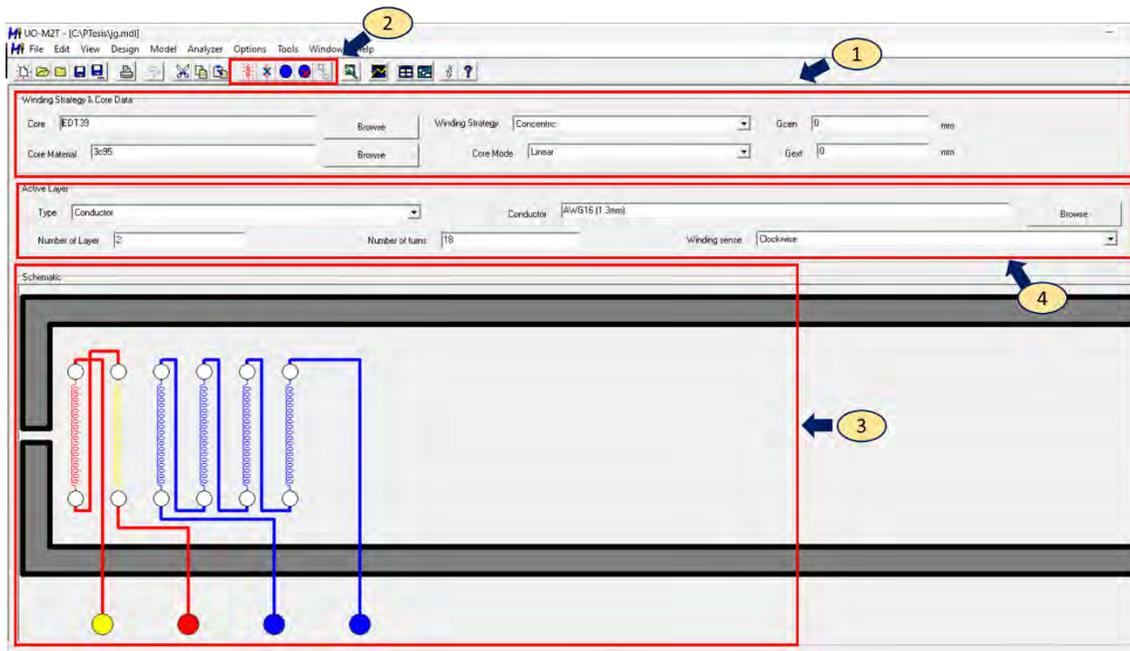


Figura A. 3. Diseño de modelo de transformador en UO-M2T.

Una vez completado el diseño del modelo del transformador, es necesario generar el modelo de PSpice, para ello (ver Figura A. 4):

- 1) Dirigirse a la pestaña “model” y dar clic en “generate”
- 2) Dar clic en generar “ok” para generar el modelo.
- 3) Buscar el archivo de tipo simulated model (.mdl). Generalmente guardado en la ubicación donde se guarda el archivo del modelo en OU-M2T.

Conclusiones y trabajos futuros



Figura A. 4. Generación del modelo OU-M2T.

En la Figura A. 5 se muestra el modelo del transformador OU-M2T en PSpice

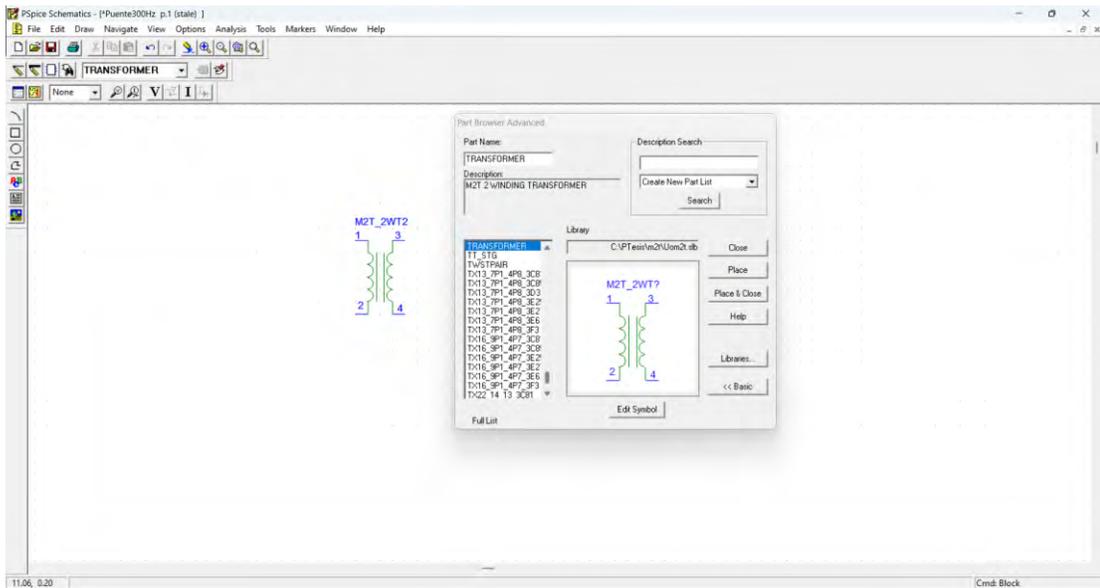


Figura A. 5. Modelo del transformador UO-M2T en PSpice.