



**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA**

MAESTRÍA EN CONTROLES INDUSTRIALES

**TRABAJO DE GRADO PARA OPTAR EL TÍTULO DE MAGISTER EN
CONTROLES INDUSTRIALES**

TÍTULO:

**IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR CON AISLAMIENTO EN ALTA
FRECUENCIA PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO DE 12V.**

Autor:

YUSETH YAIR FLOREZ TABORDA

Director:

PhD. IVALDO TORRES CHAVEZ

Coodirector:

PHD. ALDO PARDO GARCÍA

PAMPLONA-COLOMBIA

DICIEMBRE de 2017



**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA**

**TRABAJO DE GRADO PARA OPTAR EL TÍTULO DE MAGISTER EN
CONTROLES INDUSTRIALES**

TÍTULO:

**IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR CON AISLAMIENTO EN ALTA
FRECUENCIA PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO DE 12V.**

Autor:

YUSETH YAIR FLOREZ TABORDA

Director:

PhD. IVALDO TORRES CHAVEZ

Coodirector:

PhD. ALDO PARDO GARCÍA

PAMPLONA-COLOMBIA

DICIEMBRE de 2017

AGRADECIMIENTOS

Agradecer primeramente a DIOS, por darme la fortaleza para mantenerme en pie de lucha para alcázar esta meta propuesta en mi proyecto de vida. Agradezco la oportunidad brindada y la confianza de mi director IVALDO TORRES CHAVEZ en la realización de la maestría.

Agradezco el apoyo brindado en la etapa final, a CARLOS ARTURO VIDES y ALDO PARDO en la realización de este libro.

Agradezco el acompañamiento de mis padres. NELLYS TABORDA BOHÓRQUEZ y JOSÉ MARÍA FLÓREZ TORRES ya que he contado con la aprobación de ellos en todas mis decisiones.

Agradezco el acompañamiento de mi familia a mi esposa MARLENIS JOHANA MARTÍNEZ SÁNCHEZ a mis hijos JEYCOB JOSÉ FLÓREZ MARTÍNEZ y mi hija hermosa HEILENTIN JHOANA FLÓREZ MARTÍNEZ.

Agradezco el apoyo de mis hermanas, NELLITH FLÓREZ TABORDA y YURANIS FLÓREZ TABORDA por mantener la inquietud de cuando iba a terminar lo que había empezado.

Agradezco el apoyo de mis amigos y buena voluntad, para que siguiera en la lucha de llegar hasta el final de esta nueva etapa en mi vida.

Agradezco el apoyo brindado a esas personas, que siempre preguntaba por lo que estaba haciendo y llegara este día tan anhelado de terminar la maestría.

RESUMEN

Este proyecto de investigación de maestría consiste en la implementación de un inversor con aislamiento en alta frecuencia, aplicado a un sistema de energía renovable. Se realizó un inversor con aislamiento en alta frecuencia haciendo uso de un convertidor DC-DC, en topología PUSH PULL, aplicando la técnica de control MPPT mediante el algoritmo de control P&O. Para aumentar la robustez del inversor se estudiaron los elementos fundamentales a tener en cuenta en el diseño de los sistemas de potencia utilizados para elevar, reducir y regular los niveles de tensión y se implementa el convertidor DC-DC – topología PUSH PULL con transformador de ferrita. En la simulación se utilizó el software PSIM, para determinar los parámetros del panel solar y el comportamiento del controlador P&O e implementar la técnica de control MPPT en el convertidor DC-DC utilizado en el inversor de aislamiento en alta frecuencia. Se realizaron las pruebas de ajuste del inversor con los paneles solares que se encuentran en la universidad.

ABSTRACT

This master research project consists of the implementation of an inverter with high frequency insulation, applied to a renewable energy system. An inverter with high frequency isolation was made using a DC-DC converter, in PUSH PULL topology, applying the MPPT control technique using the P & O control algorithm. In order to increase the robustness of the inverter, the fundamental elements to be taken into account in the design of the power systems used to raise, reduce and regulate the voltage levels were studied and the DC-DC converter - topology PUSH PULL with ferrite transformer is implemented. In the simulation, the PSIM software was used to determine the parameters of the solar panel and the behavior of the P & O controller and to implement the MPPT control technique in the DC-DC converter used in the high-frequency isolation inverter. The inverter adjustment tests were done with the solar panels that are in the university.

CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN	13
1.1	PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y JUSTIFICACIÓN	15
1.1.1	OBJETIVO GENERAL.....	16
1.1.2	OBJETIVOS ESPECIFICOS.....	16
1.2	METODOLOGÍA	16
2	ESTADO DEL ARTE	18
2.1	Manejo energético actual.	18
2.2	Demanda de energía.	18
2.3	Energía fotovoltaica.	20
2.4	Importancia de la electrónica de potencia.	20
2.5	Aplicaciones recientes.	21
2.6	Aislamiento de alta frecuencia.....	21
3	TECNOLOGÍAS DE INVERSORES	
3.1	TECNOLOGÍA DE 50 HZ.....	23
3.1.1	Ventajas:	23
3.1.2	Desventajas:.....	23
3.2	TECNOLOGÍA DE INVERSOR SIN TRANSFORMADOR.....	23
3.2.1	Ventajas:	24
3.2.2	Desventajas:.....	24
3.3	Tecnología de Alta Frecuencia.....	25
3.3.1	Ventajas:	25
3.4	ETAPAS DEL INVERSOR CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA.	25
3.5	FUENTE DC:	26
3.6	CIRCUITO INVERSOR DE ALTA FRECUENCIA.....	26
3.7	TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA:	26
3.8	CONVERTIDOR DC/AC.....	26
3.9	CARGA.	27
4	SISTEMA DE ELEVACIÓN Y REDUCCIÓN DE TENSIÓN	29

4.1	CONVERTIDOR DE ENERGÍA CONTINUA A CONTINUA (DC/DC).	30
4.2	CONVERTIDORES CC/CC SIN AISLAMIENTO:	30
4.3	CONVERTIDORES CC-CC CON AISLAMIENTO GALVÁNICO:	31
4.3.1	Convertidores unidireccionales:	32
4.3.2	Convertidores bidireccionales:	32
4.4	CONVERTIDOR FLYBACK	32
4.4.1	Funcionamiento:	33
4.5	Convertidor Forward	34
4.5.1	Funcionamiento:	35
4.6	Convertidor Push-Pull:	36
4.6.1	Funcionamiento:	37
4.7	Convertidor Half-Bridger:.....	38
4.8	Convertidor Full-Bridg	39
4.9	ELECCIÓN DE LOS CONVERTIDOR PARA EL INVERSOR DE AISLAMIENTO DE ALTA FRECUENCIA	42
4.9.1	CONVERTIDOR PUSH-PULL	42
4.10	MODELAMIENTO CONVERTIDOR PUSH PULL.	44
4.10.1	Push-pull	44
4.11	SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR PUSH PULL, EN MODO DE LAZO ABIERTO.....	45
4.11.1	Parámetros de diseño del convertidor Push Pull, para el inversor de aislamiento en alta frecuencia.	45
4.12	Convertidor pusp pull, con software Psim de lazo abierto	46
4.12.1	Cálculos de simulación del convertidor push pull de lazo abierto.	48
4.13	DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE NÚCLEO DE FERRITA:	53
4.13.1	Nota 1:.....	53
4.13.2	Nota 2:.....	53
4.13.3	Nota 3:.....	54
4.13.4	Nota 4:.....	54
4.13.5	Nota 5:.....	54
4.13.6	Nota 6:.....	55
4.13.7	Nota 7:.....	55
4.13.8	Nota 8:.....	55

4.13.9	Nota 9:.....	56
4.13.10	Nota 10:.....	56
4.13.11	Nota 11:.....	57
4.13.12	Nota 12:.....	57
4.13.13	Nota 13:.....	57
4.13.14	Nota 14:.....	57
4.13.15	Nota 15:.....	58
4.13.16	Nota 16:.....	58
4.13.17	Nota 17:.....	58
4.13.18	Nota 18:.....	59
4.13.19	Nota 19:.....	59
4.13.20	Nota 20:.....	59
4.13.21	Nota 21:.....	59
4.13.22	Nota 22:.....	60
4.13.23	Nota 23:.....	60
4.13.24	Nota 24:.....	60
4.13.25	Nota 25:.....	60
4.13.26	Nota 26:.....	61
4.13.27	Nota 27:.....	61
4.13.28	Nota 28:.....	61
4.13.29	Nota 29:.....	61
4.13.30	Nota 30:.....	62
4.13.31	Nota 31:.....	62
4.13.32	Nota 32:.....	62
4.13.33	Nota 34:.....	63
4.13.34	Nota 35:.....	63
4.13.35	Nota 36:.....	63
4.13.36	Nota 37:.....	63
4.13.37	Nota 38:.....	63
4.13.38	Nota 39:.....	64
4.13.39	Nota 40.....	64
4.13.40	Nota 41:.....	64

4.13.41	RESUMEN DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR: ¡Error!	
	Marcador no definido.	
4.13.42	Transformador de ferrita para el convertidor DC-DC – topología PUSH PULL	65
5	SIMULACIÓN DE LA TÉCNICA DE CONTROL MPPT, PARA EL INVERSOR DE AISLAMIENTO EN AF	68
5.1	CLASIFICACIÓN DE MÉTODOS DE CONTROL MPPT.....	68
5.1.1	Control directo:	68
5.1.2	Conclusiones de los métodos indirectos:	71
5.1.3	Control directo:	72
5.2	ALGORITMO PERTURBAR Y OBSERVAR (P&O).....	78
	Condición 1	78
	Condición 2	78
	Condición 3	78
5.3	Diagrama de flujo del algoritmo P&O.	81
5.4	SIMULACION DEL CONTROLADOR DE P&O.....	82
5.4.1	Resultados y observaciones:	87
5.5	Implementación de etapas diseñadas del inversor con aislamiento en alta frecuencia (AF).	88
5.5.1	Etapas de sensores voltaje y corriente (SV y SI).	88
6	PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO	95
6.1	Prueba de funcionamiento con fuente fija.	95
6.1.1	Materiales utilizados	95
6.1.2	Practica con fuente fija	95
6.1.3	Salida de voltaje AC del inversor a 60hz.....	96
6.1.4	Prueba con carga resistiva	96
6.2	Practica con paneles solares	102
6.2.1	Materiales utilizados	102
6.2.2	Características del panel solar.....	102
7	CONCLUSIONES.....	108
8	RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	108
9	BIBLIOGRAFIA.....	126

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:circuito equivalente de a alta frecuencia.....	
Figura 2: tecnología puente completo a baja frecuencia	23
Figura 3:inversor sin transformador.....	24
Figura 4:inversor con transformador AF	25
Figura 5:Etapas de un inversor con aislamiento en alta frecuencia	26
Figura 6:transformador de convertidor fayback	33
Figura 7: convertidor flayback equivalanete	33
Figura 8: convertidor forward	34
Figura 9:convertidor forward con dos interruptores	35
Figura 10: convertidor push - pull.....	37
Figura 11: convertidor half-bridger	38
Figura 12: convertidor full-bridge.....	41
Figura 13:convertidor push - pull.....	44
Figura 14:convertidor push - pull en psim.....	46
Figura 15:voltaje del convertidor en psim	50
Figura 16:voltaje de salida 70v.....	51
Figura 17: voltaje de rizado del convertidor r :.....	51
Figura 18: corriente de salida del convertidor.....	52
Figura 19:corriente de salida del convertidor.....	52
Figura 20: curva de histeris de trabajo del convertidor	
Figura 21: transformador de ferrita utilizado	65
Figura 22: cambio de P_v , si la potencia es ´positiva	
Figura 23: cambio de tensión en p_v , si l_p es negativa	80
Figura 24:cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V > 0$ positivo,.....	
Figura 25:cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V < 0$ positivo.....	
Figura 26:diagrama de flujo P&O	82

Figura 27:Características del panel solar fotovoltaico simulado.	83
Figura 28:P-V, I-V. Psim Renewable Energy (Solar Power).	84
Figura 29:Circuito de simulación Perturbación Y Observación.	86
Figura 30: Figura: S (Irradiancia).....	87
Figura 31:Figura: Psali y Pmax	87
Figura 32: sensor de corriente ACS712-30	89
Figura 33:sensor de voltaje	89
Figura 34: etapa de corriente y voltaje	90
Figura 35: tarjeta de controlador MPPT y convertidor DC-DC	90
Figura 36: tarjeta de potencia.....	93
Figura 37: señal de salida del transformador de ferrita.....	95
Figura 38:salida de voltaje AC, de 60hz	96
Figura 39: resistencia variable	97
Figura 40: resistencia medida 405.3 ohmios	97
Figura 41: voltaje AC de entrada.....	98
Figura 42: voltaje en la carga	98
Figura 43:resistencia de prueba 307.3 ohmios.....	99
Figura 44: voltaje en la carga	99
Figura 45:resistencia de prueba 102.2 ohmios.....	100
Figura 46: voltaje aplicado a la carga	100
Figura 47: carga de 40.3 ohmios.....	101
Figura 48: voltaje aplicado en la carga.....	101
Figura 49: panel solar Atersa	
Figura 50:resistencia de carga	103
Figura 51: resistencia medida	103
Figura 52: medida de voltaje al entra del inversor	103
Figura 53: voltaje medido del panel.....	104
Figura 54: voltaje de salida del inversor en la carga.....	104

Figura 55: resistencia de 40.3ohmios.....	105
Figura 56:medida de resistencia de 40.3ohmios	105
Figura 57: medida de voltaje del panel.....	105
Figura 58: corriente entregada por convertidor.....	106

FORMULAS Y SÍMBOLOS.

Variación de corriente Lx.....	44
Diferencia Vlx :	45
Tensión de salida en Lx	45
Variacion de corriente LX, interruptores abierto	45
Interruptores abierto.....	45
Simplifica V0	45
Rizado de Vo	45
tensio aplicada en condicion (SW1= SW2 = ON)	48
Conducción (SW1= SW2 = ON).....	48
voltaje en la bobina Lx	48
interruptores están a ON.....	48
corte (SW1= SW2 = OFF):.....	48
tensión resultante en la bobina Lx.....	48
variación de la corriente por la bobina.....	48
conducción continua	49
conducción continúa simplificada.....	49
despeje de siclo de trabajo	¡Error! Marcador no definido.
potencia del convertidor	¡Error! Marcador no definido.
R_max	¡Error! Marcador no definido.
R_min	¡Error! Marcador no definido.
I_lmax circula por el convertidor	¡Error! Marcador no definido.
I_lmin circula por el convertidor	49
promedios de las resistencias	¡Error! Marcador no definido.
corriente suministrada promedio	¡Error! Marcador no definido.
valor de la bobina	¡Error! Marcador no definido.
capacidad del filtro de salida	¡Error! Marcador no definido.

C del condensador	¡Error! Marcador no definido.
rizado de salida	51
valor medio del rizado	52
Calculo del periodo	53
Calculo de máxima tiempo on. t_{on}	¡Error! Marcador no definido.
Ciclo de trabajo D_{max}	54
secundario con tap centra	54
secundario sin tap central.	54
potencia aparente, P_t	54
condición eléctrico, K_e	55
geometría del núcleo, K_g	55
carga secundaria total, P_{to} ,	55
densidad de corriente J	56
corriente del primario I_{in}	57
corriente primaria máxima, I_{pk}	57
voltaje medio del primario, V_p	57
número de vueltas del primario, N_p	57
diámetro del cable primario A_{wp}	58
profundidad de la corriente de efecto piel	58
Calculo del área del cable	58
Calibre en tabla awg	59
secundario del primer voltaje N_{S01}	60
conductor del secundario, A_{ws01}	60
selección el calibre de la tabla AWG	60
resistencia del devanado secundario	60
pérdida del cobre en el secundario	61
área del conductor secundario	61
busca en la tabla AWG	61

resistencia del secundario.....	61
pérdidas del secundario	62
ventana utilizando K_u	62
pérdidas totales del cobre P_{cu}	62
regulación α	63
densidad de flujo B_m	63
vatios por kilogramo	63
pérdida total del núcleo	64
temperatura del transformador	64
Curve-Fitting	68
Método de la tensión en circuito abierto del GFV	69
Método de la corriente de cortocircuito del GFV	69
Método β	70
Método de la diferenciación	71
Método de la conductancia incremental	73
generador FV opera en su punto MPP	74

LISTA DE TABLAS

Tabla 1: comparativa entre convertidores más comunes	42
Tabla 2: datos del transformador.....	47
Tabla 3: datos del simulador control.....	47
Tabla 5: característica del núcleo seleccionado	56
Tabla 6: datos de resumen del núcleo	65
Tabla 7: condición del controlador MPPT P&O	74
Tabla 8: comparación de técnicas MPPT	78

CAPITULO 1

1 INTRODUCCIÓN

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y JUSTIFICACIÓN

En la carrera de generar energía no contaminante para nuestra supervivencia, que no tengan daños a futuro a nuestro ecosistema o que el impacto sea menor, se han disparados tecnologías nuevas en busca de suplir la necesidad de demanda continua de energía junto con la aceleración tecnológica, que nos lleva hacia un futuro lleno de una sociedad dependiente a las maquinas, devorando altas cantidades de energías donde el sistema convencional no alcanza a suplir la necesidad. Dejando campo a las energías no convencionales, para incursionar en el mercado de demanda y oferta energética, para tal fin se cumple varias transformaciones de la energía, en donde tenemos las aplicaciones de inversores de tensión, reductores de tensión o elevadores de tension

La energía solar es una de las más importantes y es convertida en energía eléctrica a través de módulos fotovoltaicos (PV) [1]. Donde por la naturaleza de obtención de la energía procesada que es en voltaje directo (DC), teniendo en cuenta que los diferentes equipos eléctricos utilizan energía alterna para su funcionamiento, se hace necesaria la implementación de un convertidor de corriente directa a corriente alterna. Debido que la electrónica de potencia viene siendo utilizada cada vez más en diferentes aplicaciones, entre está la de inversores, su tarea consiste en procesar y controlar el flujo de la energía eléctrica por medio del suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima que pueda ser aprovechada por las diferentes cargas. Teniendo en cuenta que los transformadores son una de las partes con mayor peso y de mayor coste en los convertidores con asilamiento eléctrico cuando se utiliza baja frecuencia dado que la baja frecuencia de operación incide en una baja densidad de potencia. La medida del transformador es una función de la densidad de flujo de saturación del material del núcleo y de la máxima elevación de temperatura permisible en el núcleo y los devanados. La densidad de flujo de saturación es inversamente proporcional a la frecuencia, de tal forma que al incrementar la frecuencia de trabajo se puede tener mayor utilización del núcleo magnético y por lo tanto la reducción de la medida del transformador. Sin embargo, las pérdidas del núcleo se incrementan con la frecuencia, por lo tanto, la densidad de flujo debe ser optimizada [2].

1.1.1 OBJETIVO GENERAL

- Implementar un inversor con aislamiento en alta frecuencia para sistema fotovoltaico aislado.

1.1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Comparar las tecnologías de inversores con aislamiento en alta frecuencia, aplicado a estaciones de energía renovable.
- Diseñar el inversor con aislamiento en alta frecuencia.
- Simular el inversor con aislamiento en alta frecuencia
- Diseñar el controlador del inversor utilizando MPPT, aplicadas a un lazo de control para cargas resistivas.
- Implementar las etapas de potencia y control del inversor diseñado.

1.2 METODOLOGÍA

La metodología para el análisis y diseño del inversor con aislamiento en alta frecuencia aplicado a fuentes de energía renovables, tendrá como estudios basándose en dos formas de investigación, como son los análisis cualitativos, para obtener una data considerable y argumentación de la misma.

En el transcurso de la investigación se pueden enmarcar el siguiente procedimiento a seguir:

- Distinción de los posibles bloques de un inversor de alta frecuencia con aislamiento.
- Representación de las topologías de inversores de con aislamiento de alta frecuencia.
- Elección de modulación para el inversor de aislamiento de alta frecuencia.
- Proposición de la estrategia de conmutación para el inversor de aislamiento de alta frecuencia.
- Procedimiento para escoger el tipo de convertidor a desarrollar.
- Procedimiento para escoger técnica de control a implementar.
- Validar resultados obtenidos en la puesta en marcha del inversor con aislamiento en alta frecuencia.

CAPITULO 2

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Manejo energético actual.

La disponibilidad de la energía eléctrica y térmica es fundamental para cualquier país. Históricamente, los combustibles fósiles como petróleo, carbón y gas natural han dominado el mercado de energía y todavía en el año 2009 contribuyeron con un 81% a la demanda energética mundial [3]. Sin embargo, el uso de estos combustibles presenta una serie de complicaciones. Por un lado, la reproducción de los combustibles fósiles no tiene lugar a una velocidad significativa y, en consecuencia, pueden ser considerados como recursos finitos, con la repercusión que eso conlleva en el precio y el posible peligro de agotamiento de las reservas. Además, el impacto ambiental derivado del uso de los combustibles fósiles, tanto a escala local como global, ya no es posible no considerarlo como un factor importante en un contexto de sostenibilidad [1].

2.2 Demanda de energía.

El aumento de la demanda energética se ha venido mesclando junto con el crecimiento demográfico del planeta y ha obligado a los países desarrollados y los países en vía de desarrollo a buscar nuevas formas de suplir la demanda energética, no siendo la excepción Colombia que ha tenido un consumo de energía entre el año 2013 – 2014 del 3.9% al 4.4% [4] dando cabida a nuevas formas de generación de energía, entre estas tenemos las energías no contaminantes o energías limpias, que busca suplir la demanda en aquellas partes donde la energía convencional no opera con eficiencia o no alcanza a llegar por deficiencia de infraestructura. Sin embargo, el costo unitario de la energía obtenida a partir de centrales eléctricas de energía renovable es más caro que los combustibles tradicionales; en consecuencia, los investigadores se han centrado en la disminución de la inversión y los costos de operación de estas fuentes [1].

2.3 Orientación de la demanda energética

Para hacer frente al agotamiento de los recursos fósiles y el calentamiento global, el uso de recursos de energía renovable tales como turbinas eólicas, fotovoltaica,

biomasa, hidroelectricidad, y la energía geotérmica parece ser la más eficiente alternativa que los combustibles fósiles[5], siendo al energía propuesta para el futuro proporcionando de forma limpia y eficientemente electricidad[6]. En la última década, el mundo las capacidades instaladas de los aerogeneradores y fotovoltaicos han estado creciendo La Tabla 1, muestra la evolución de Global instalado capacidades de los aerogeneradores y fotovoltaicos de 2003 a 2015 como se muestra la figura siguiente:

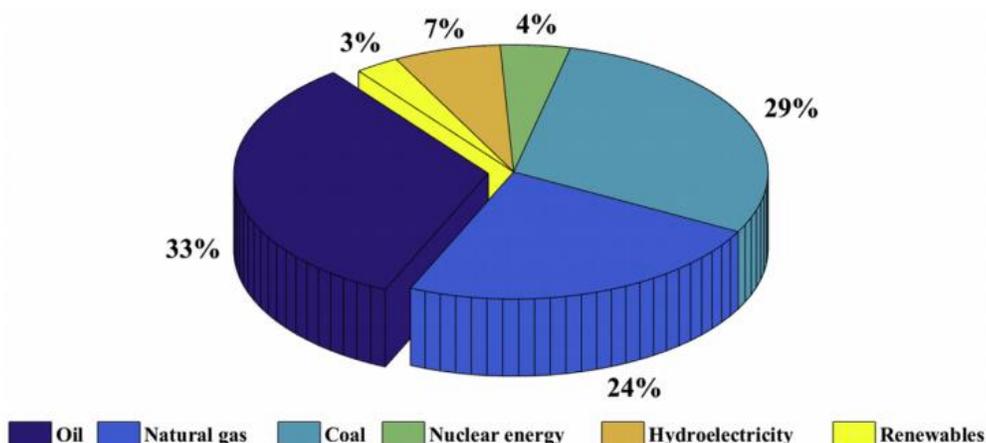


Figura 1. Consumo mundial de energía primaria en 2015 (según los datos de la revisión estadística de la empresa BP [7]).

Año	2003	2010	2015
Turbinas de viento	39,867GW	197,663GW	434.722GW
Fotovoltaica	2595GW	41,346GW	230,606GW

Figura 2. Capacidades globales instaladas de aerogeneradores y fotovoltaica

2.3.1 La electricidad dentro del consumo energético nacional

De acuerdo a la información del Balance Energético Nacional, en el año 2012 Colombia consumió cerca de mil PetaJulios¹ de energía final, de los cuales aproximadamente el 67% corresponde al consumo de fuentes fósiles (carbón, hidrocarburos y sus derivados), 13% son biomasa y un 20% corresponde al

¹ Igual a 2.4×10^{10} toe o 1.6×10^{10} boe. Donde 1 PetaJulio = 10^{18} Julios Proyección

consumo de energía eléctrica (es importante aclarar que cerca de 20% de la electricidad procede a su vez de fuentes fósiles y que aproximadamente 7% de la gasolina y diesel consumidos tiene origen vegetal[4].

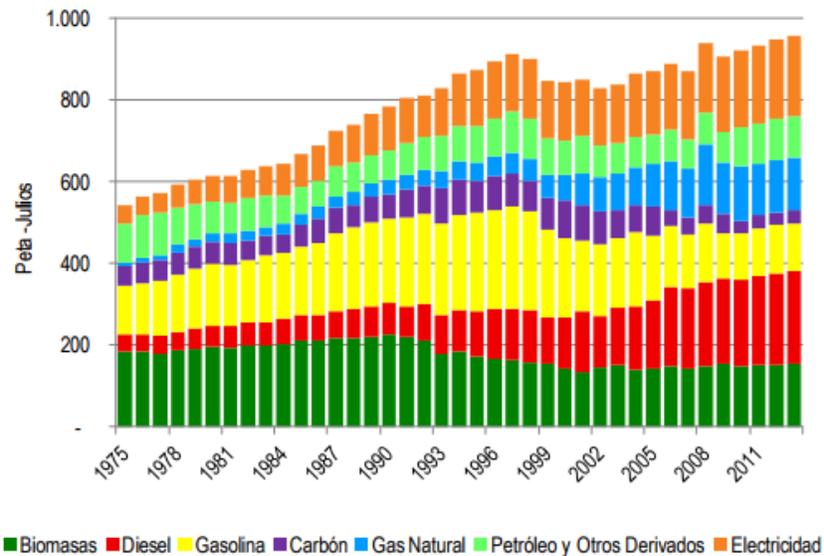


Figura 3. Demanda final de energía en Colombia. Fuente: Proyección de Demanda de Energía Eléctrica en Colombia [4]

2.4 Energía fotovoltaica.

La energía solar es una de las más importantes y es convertida en energía eléctrica a través de módulos fotovoltaicos (PV). Estos módulos y sus componentes del sistema han ganado la más atractiva en áreas de investigación con propuestas de sistemas de generación de energías distribuidas o de respaldo[8] y con investigaciones para mejorar su rendimiento ya sea por ubicación de las celdas (PV) con respecto al sol[8][9]. Aunque, la mayoría de las cargas son suministradas por el voltaje de CA, los módulos fotovoltaicos producen tensión de DC. Por lo tanto, este voltaje DC debe ser convertida a voltaje de CA a través de convertidores estáticos [1]. Utilizando micro redes con los módulos (Pv)[10].

2.5 Importancia de la electrónica de potencia.

La electrónica de potencia se utiliza cada vez más en diferentes

aplicaciones, su tarea consiste en procesar y controlar el flujo de la energía eléctrica por medio del suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima que puede ser aprovechada por las diferentes cargas. Este procesado debe realizarse con convertidores que tengan características de alto rendimiento, alta densidad de potencia, bajo coste y alta calidad de la tensión y corriente en las terminales de los convertidores [2].

2.5.1 Aplicaciones recientes.

Las aplicaciones que se han venido trabajando comúnmente y que se encuentra extendida en la electrónica de consumo son las famosas fuentes conmutadas, convertidores para estabilizar el suministro a una carga[11][8] teniendo como principio de funcionamiento las siguientes características. Todas ellas funcionan mediante transformaciones o conversiones de niveles de tensión continua. Es decir, en alguna etapa del circuito es necesaria una tensión continua de salida mayor o menor a la tensión continua de entrada presente en esa etapa. Es en este punto donde se emplean los convertidores de tensión corriente continua – corriente continua (convertidores DC-DC), también llamados fuentes de tensión conmutadas [12], en algunas fuentes. Se utiliza la realimentación negativa para mantener la tensión de salida en el valor deseado, rechazando perturbaciones por ruido, variaciones en la carga y para compensar alinealidades propias del convertidor [13].

2.6 Aislamiento de alta frecuencia

En el funcionamiento de inversores con aislamiento de alta frecuencia, se cuenta con un dispositivo muy importante, como lo es el transformador, teniendo como trabajo elevar la frecuencia de operación del mismo para entregar un valor de voltaje elevado o reducido. Reduciendo el costo del convertidor ya que el transformador permite múltiples voltajes de salidas y de esta forma cubre las limitaciones de algunos inversores no aislados de elevar o reducir el voltaje. La relación del transformador (R_t), se define como la razón entre el número de vueltas del secundario y el número de vuelta del primario. Las topologías que soporta el transformador de alta frecuencia permiten trabajar al transformador sin saturarlo. El principio de trabajo se basa en excitar el primario del transformador durante un primer intervalo de trabajo y después restablecer durante el siguiente intervalo, de

tal forma que el transformador no se sature [2]. Para que todas las partes del transformador funcionen correctamente se debe minimizar las inductancias de dispersión del transformador. La energía asociada con estas inductancias de dispersión tiene que ser absorbida por los elementos de conmutación y sus snubbers² o regresar a la fuente mediante un circuito recuperador de energía. Asimismo es necesario diseñar el transformador para que la inductancia magnetizante³ sea lo suficientemente grande de tal forma que la corriente magnetizante pueda ser pequeña.[2]. En el diseño del transformador de alta frecuencia hay que tener en cuenta algunos parámetros como son: frecuencia de conmutación, (F_s), la tensión de entrada (V_i), la tensión de salida (V_o), y la potencia de entrada (P_i).

El circuito equivalente de un transformador de alta frecuencia, se muestra en la figura 1: siguiente.

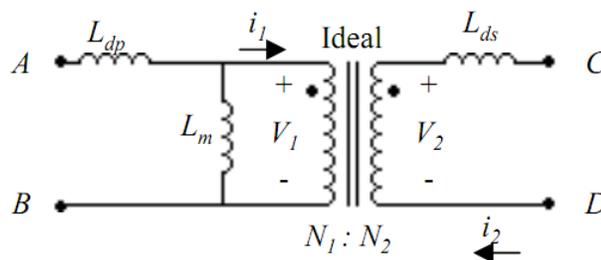


Figura 4: circuito equivalente de alta frecuencia[2].

Para el análisis se tendrá en cuenta las componentes inductivas no las resistivas y capacitivas. Donde contamos con: L_{dp} y L_{ds} son las inductancias de dispersión del primario y del secundario respectivamente, y L_m es la inductancia magnetizante referida al primario. Para trabajar los convertidores con aislamiento se pueden dividir de dos formas dependiendo de si la excitación del núcleo es unidireccional⁴ o bidireccional⁵. En el caso de trabajar con la excitación unidireccional se tiene el convertidor flyback y el convertidor forward y en el caso de excitación bidireccional se encuentran los convertidores push-pull, medio puente y puente completo más adelante se hablará de cada uno [2].

Existen tres tecnologías de inversor diferentes que se describen brevemente a continuación:

- Inversor con transformador de 50 Hz

² Snubbers: es el conjunto de componente (pasivos y/o activos) que se incorporan al circuito de potencia para reducir en el dispositivo semiconductor el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro.

³ Magnetizante: Excitación magnética. La excitación magnética (también fuerza o campo magnetizante) es uno de los tres campos que describen el magnetismo desde el punto de vista macroscópico, y está relacionado con el movimiento de cargas libres y con los polos magnéticos

⁴ Que tiene una sola dirección.

⁵ Que tiene dos direcciones

- Inversor sin transformador
- Inversor con transformador de alta frecuencia (AF)

2.7 TECNOLOGÍA DE 50 HZ

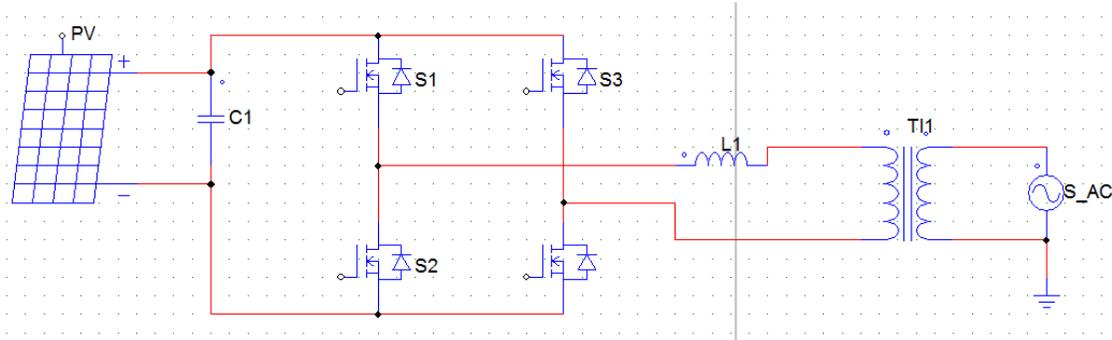


Figura 5: tecnología puente completo a baja frecuencia. Fuente: transformador de alta frecuencia con conmutación[14].

La tensión CC aplicada se dirige a través de un puente integral (S1...S4) hacia una tensión alterna de 50 Hz. Luego se transmite por medio de un transformador de 50 Hz y después se suministra a la carga resistiva [14].

2.7.1 Ventajas:

- Alta seguridad contra averías gracias al reducido número de componentes.
- Seguridad gracias a la separación galvánica entre el lado CC y el CA.

2.7.2 Desventajas:

- Bajo rendimiento exigido a las altas pérdidas del transformador
- Elevado peso y volumen (por ejemplo, transformador de 50 Hz).

2.8 TECNOLOGÍA DE INVERSOR SIN TRANSFORMADOR

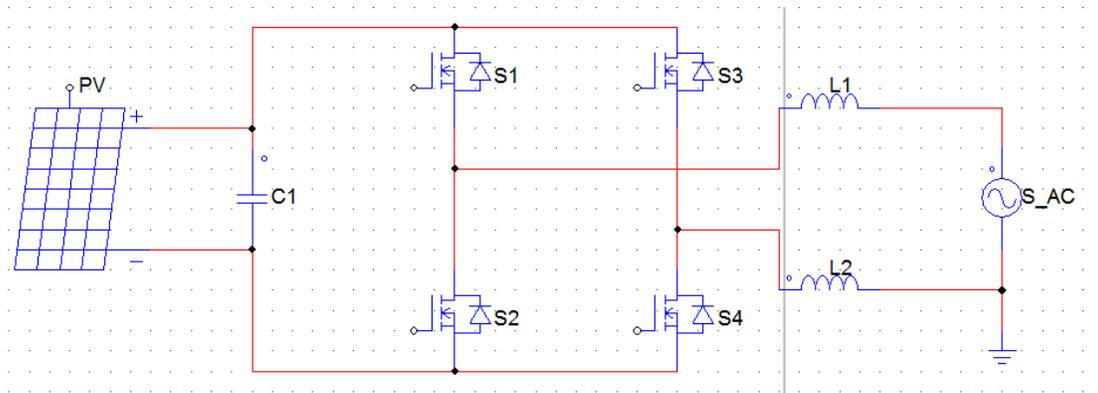


Figura 6: inversor sin transformador. Fuente: transformador de alta frecuencia con conmutación[14]

Con el fin de mejorar la eficiencia y reducir el coste de un sistema fotovoltaico, el uso de inversores fotovoltaicos sin transformador es una alternativa de creciente interés.[15]. Sin embargo, esta topología necesita ser estudiado en detalle, ya que presenta algunos problemas relacionados con la conexión galvánica entre la red y del generador fotovoltaico (por ejemplo, la degradación de la eficiencia y los problemas de seguridad)[15].

La corriente continua aplicada se convierte, a través de un puente integral (S1...S4), en una corriente alterna cuadrada de 50 Hz, para entonces ser purificada mediante los estranguladores (L1+L2) hasta conseguir una tensión alterna senoidal de 50 Hz que se suministra a la red pública [14].

2.8.1 Ventajas:

- Compacto y ligero debido a la ausencia del transformador.
- Rendimiento muy alto (por ejemplo, porque no se producen pérdidas del transformador).

2.8.2 Desventajas:

- Se requieren medidas de seguridad adicionales (interruptor de protección FI). Por motivos de seguridad en algunos países no se permite la falta de separación galvánica entre el lado CC y el CA.
- Sofisticada protección contra rayos.
- No es compatible con módulos que necesitan ser conectados a tierra (por ejemplo, algunas tecnologías de capa fina o celdas con contacto en el lado posterior).

2.9 Tecnología de Alta Frecuencia.

Esta tecnología reúne todas las ventajas de las tecnologías mencionadas anteriormente.

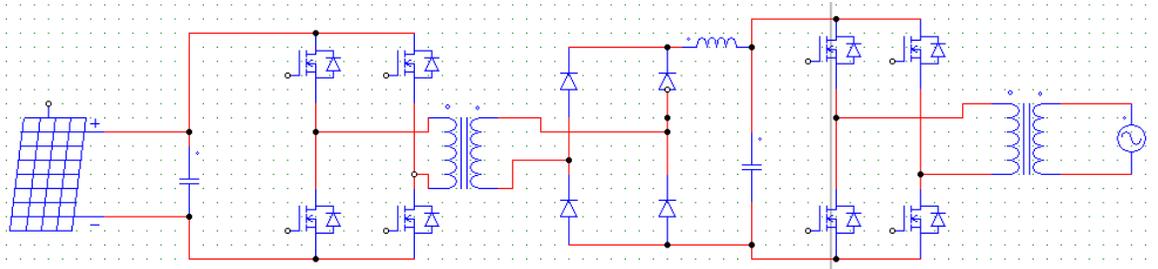


Figura 7: inversor con transformador AF. Fuente: transformador de alta frecuencia con conmutación [14].

El puente integral (S1...S4) genera una señal cuadrada de alta frecuencia con 20 - 24 kHz que se transmite mediante el transformador AF (Tr1). El puente del rectificador de corriente (D1...D4) vuelve a convertir la señal rectangular en una tensión continua que se almacena en el circuito intermedio (L1+C2). Un segundo puente integral (S5...S8) genera entonces una tensión alterna de 50 Hz que se purifica mediante los estranguladores (L2+L3) hasta conseguir una tensión alterna senoidal de 50 Hz que luego se suministra a la red pública, o dispositivo de consumo final.[14]

2.9.1 Ventajas:

- Compacto y ligero, ya que el transformador AF es muy pequeño y ligero.
- Alto rendimiento gracias a la reducción de las pérdidas del transformador.
- Seguridad gracias a la separación galvánica entre el lado DC y el CA.
- Adecuada para todas las tecnologías de módulos ya que permite una puesta a tierra de módulo (positiva y negativa).

2.10 ETAPAS DEL INVERSOR CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA.

La etapa del inversor de aislamiento en alta frecuencia, cuenta con las siguientes características.

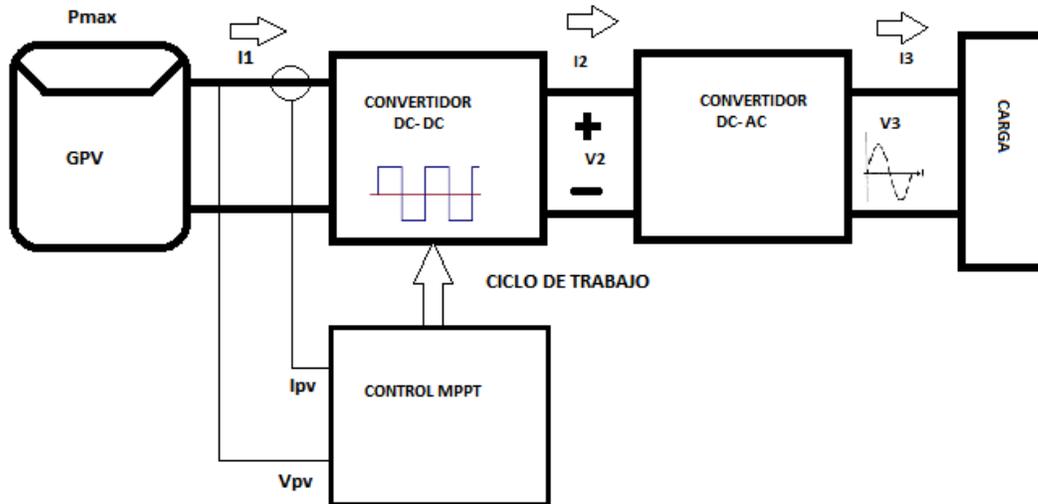


Figura 8: Etapas de un inversor con aislamiento en alta frecuencia. Fuente: investigación propia del autor

2.11 FUENTE DC:

Se hace referencia el uso de energía DC ya sea suministrada por módulos fotovoltaicos, baterías u otra fuente de generación de energía DC. Para luego ser cambiada en magnitud y frecuencia.

2.12 CIRCUITO INVERSOR DE ALTA FRECUENCIA.

Es el encargado de generar la frecuencia de trabajo, por medio de electrónica digital u analógica en conjunto con la etapa de control para mantener el normal funcionamiento del inversor.

2.13 TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA:

Es el encargado de mantener el aislamiento galvánico, entre la fuente de alimentación y la carga. Para tal trabajo está condicionado a sus características de diseño, junto al material de constitución.

2.14 CONVERTIDOR DC/AC

Etapa de electrónica analógica o digital en cargada de entregar la señal en magnitud y frecuencia de acuerdo a la carga.

2.15 CARGA.

La carga hace referencia al equipo final, que se coloca a trabajar con la energía suministrada por el inversor.

CAPITULO 3

3 SISTEMA DE ELEVACIÓN Y REDUCCIÓN DE TENSIÓN.

La forma de realizar la separación de los dos circuitos, fue generalmente, por medio del uso de transformadores. Había dos formas posibles de conectarles, directamente a la entrada, haciéndoles trabajar a la frecuencia de la red con la relación de transformación deseada o haciéndoles trabajar a la frecuencia de conmutación de los polos de potencia; debido a que el volumen y peso de un transformador se relacionan de forma inversa con su frecuencia de funcionamiento.

Ante la necesidad de la industria de obtener convertidores de reducidas dimensiones; se buscó la forma de hacer trabajar los transformadores a frecuencias muy superiores a la de red, por lo general, la decisión que se tomaba era la inserción del transformador en el convertidor, haciéndole trabajar a la frecuencia de conmutación de los polos de potencia. Para permitir el trabajo a frecuencias tan elevadas, se hace necesario el uso de transformadores de ferrita [16].

Debido al uso de transformadores, se puede realizar la conversión de los niveles de voltaje antes de introducir esa señal al convertidor, reduciendo así, las características necesarias de los convertidores.

El siguiente paso en la industria para reducir todavía más los convertidores fue el diseño de Convertidores Resonantes, los cuales trabajaban a frecuencias iguales o mayores de 200 KHz, permitiendo la minimización de los dispositivos reactivos ya hay trabajos de frecuencias más altas [17].

Las elevadas frecuencias de funcionamiento provocan un aumento de las pérdidas de potencia de los polos por conmutación, para evitar este aumento de las pérdidas se utilizan técnicas resonantes, para conseguir que el interruptor se abra y se cierre en los pasos por cero de tensión o de corriente, a veces, se utilizan también las características parasitas de los componentes para hacerles funcionar en resonancia.

Gracias a la aparición de técnicas que hacen capaz la integración en un mismo chip de componentes de baja señal y voltaje de operación, con dispositivos que trabajan a altas tensiones; Hoy en día, la tecnología de fabricación de circuitos integrados, permite que la mayoría de fabricantes presenten soluciones en un único chip, facilitando el diseño de dichas fuentes conmutables y trabajando con elevados rendimientos, bajo coste y volumen. Gracias a estos circuitos se consigue la utilización de pocos componentes, lo que facilita el montaje[16].

3.1 CONVERTIDOR DE ENERGÍA CONTINUA A CONTINUA (DC/DC).

Los convertidores de energía DC/ DC, están divididos en dos tipos de grupos de la siguiente forma.

- Sin aislamiento.
- Con aislamiento galvánico.

La aplicación de los dos tipos de convertidores va sujeto a la aplicación y fenología del mismo.

3.2 CONVERTIDORES DC/DC SIN AISLAMIENTO:

1. Son convertidores que no tienen ningún tipo de aislamiento entre la entrada y la salida.
2. Las deformaciones de la tensión y corriente en la entrada se ven reflejadas en la salida.
3. Se utilizan generalmente para aplicaciones de accionamientos motrices.

Clasificación general de los convertidores DC-DC de modos conmutados:

1 Sin aislamiento.

Reductor o Buck

Elevador o Boost

Reductor-Elevador o Buck-Boost

Cuk

Sepic

Zeta

2. Con aislamiento

Flyback

Forward

Push-Pull

Half-Bridge

Full-Bridge

3.3 CONVERTIDORES DC-DC CON AISLAMIENTO GALVÁNICO:

Dentro las desventajas de los convertidores de DC-DC sin aislamiento es, como su propio nombre lo indica, falta de aislamiento entre la salida y la entrada, lo que genera que las masas sean las mismas y que cualquier variación de las tensiones o corrientes de entrada por causas ajenas a la carga, se vean reflejadas en ésta, pudiendo destruirla. La manera más fácil de aislar dos circuitos, es el aislamiento galvánico.

Si la fuente de potencia utilizada para alimentar la carga se ha realizado por medio de un convertidor de corriente continua a corriente alterna y posteriormente se realiza de nuevo la transformación de corriente alterna a corriente continua, la mejor forma es que dicha tensión de alterna, trabaje a elevada frecuencia, para que el tamaño del transformador sea el menor posible, debido a que el tamaño de los transformadores es inversamente proporcional a la frecuencia de funcionamiento.

Dado que todos los convertidores de modos conmutados trabajan con semiconductores en corte o saturación, lo que es equivalente a un interruptor, y son regulados por el ciclo de servicio, si se realiza el convertidor de forma que los semiconductores alimenten a un transformador con una tensión alterna, y desde este transformador, pasando por un filtro y demás etapas acondicionadoras, se alimente a la carga, tendríamos el aislamiento necesario entre la etapa de entrada y la etapa de salida.

Si realizamos este tipo de circuitos, obtenemos la ventaja de que la frecuencia de conmutación de los semiconductores es seleccionable por nosotros, si se les hace trabajar con una frecuencia lo suficientemente alta, dentro de sus características propias, se podría realizar este tipo de montajes con un transformador de pequeñas dimensiones. Además, por medio de la relación de vueltas del transformador se obtendrá una mayor flexibilidad de diseño a la hora de fijar la relación entre la entrada y la salida, y si se selecciona un transformador con múltiples devanados se puede obtener de una misma entrada varias salidas.

Ya relacionado los beneficios del transformador en el circuito o diseño del inversor de alta frecuencia en el esquema del convertidor, se puede mencionar otro tipo de clasificación atendiendo la forma de utilización del núcleo del transformador.

1. Excitación unidireccional del núcleo, solo se usa el cuadrante 1 o la parte positiva de la curva de características B-H del núcleo.

2. Excitación bidireccional del núcleo, donde se usa el cuadrante 1 y el cuadrante 3, o sea, la parte positiva y la parte negativa de la curva de características B-H del núcleo.

Se obtiene las siguientes separaciones en el diseño del convertidor.

3.3.1 Convertidores unidireccionales:

- Flyback
- Forward

3.3.2 Convertidores bidireccionales:

- Push-pull
- Half-Bridge
- Full-Bridge

Para escoger el convertidor dc-dc a implementar en el inversor de alta frecuencia con aislamiento, se hace unas descripciones de las anteriores topologías de diseño.

Utilizando la representación del transformador de manera ideal, para obtener las simplificaciones del mismo.

3.4 CONVERTIDOR FLYBACK

El transformador flyback combina las funciones de: (almacenamiento de energía, aislamiento galvánico, inductancia limitadora de corriente) y también porque a menudo se requiere admitir un componente considerable de corriente continua[18]. Dicho convertidor trabaja en la zona positiva de las características B-H del transformador.

Para la realización del convertidor se utiliza electrónica de potencia, en modo de saturación o corte ya sea de tecnología BJT, CMOS, IGBT Y GTO. Incluye un condensador a la salida, que sirve de filtro de la tensión y, un diodo para

Evitar que la energía almacenada en el condensador circule hacia el transformador descargándose ver figura 6:

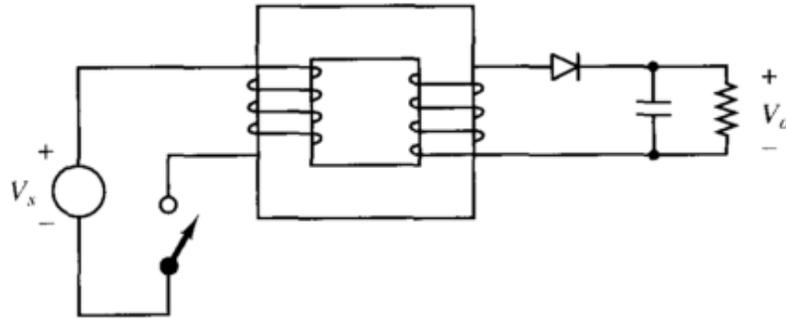


Figura 9: transformador de convertidor flyback. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16]

La representación en la figura anterior se da, la Tensión de entra V_s , y la salida V_o

3.4.1 Funcionamiento:

El funcionamiento del convertidor. Está determinado por el interruptor si está cerrado ON o en conducción la tensión de entrada (V_s) es aplicada, sobre L_m . Debido que el diodo cierra el circuito de salida, no circula corriente por las espiras del primario, por tanto, durante el tiempo ON, la energía se almacena en la inductancia magnetizante del transformador.

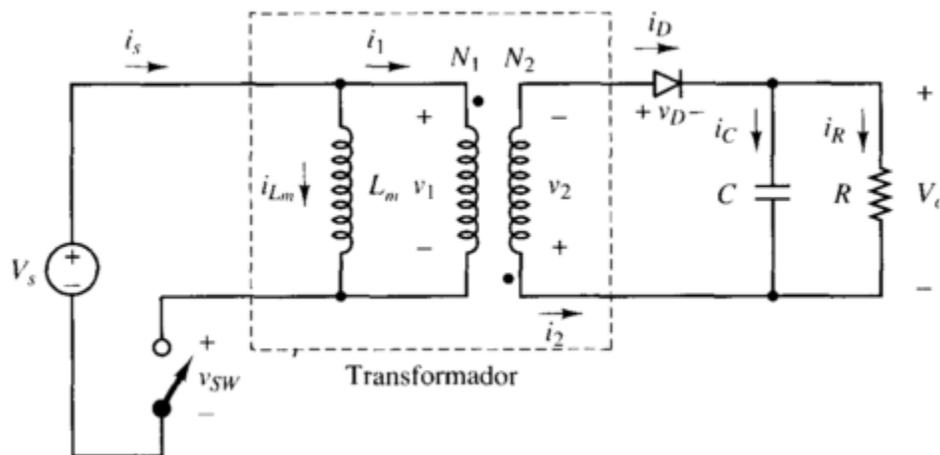


Figura 10: convertidor flyback equivalanete. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento[16].

En el tiempo OFF, cuando el interruptor está abierto, la energía se transfiere de la inductancia magnetizante a la inductancia del primario, dado que no puede pasar por el conmutador, generando una tensión en el secundario que pone en

conducción el diodo y por tanto se genera la transferencia de energía entre los dos lados del transformador.

3.5 Convertidor Forward

Este es un convertidor que se encuentra acoplado magnéticamente, que al igual que el Flyback, trabaja en la parte positiva de las características de la curva B-H del transformador.

El circuito está formado por un conmutador, que al igual que en el Flyback, puede ser, de cualquier tipo controlado, cuenta con 3 diodos para regular la circulación de corriente en los circuitos, un filtro LC en la salida y un transformador; de alta frecuencia con 3 devanados diferentes. En la figura siguiente se muestra el esquemático del convertidor Forward.

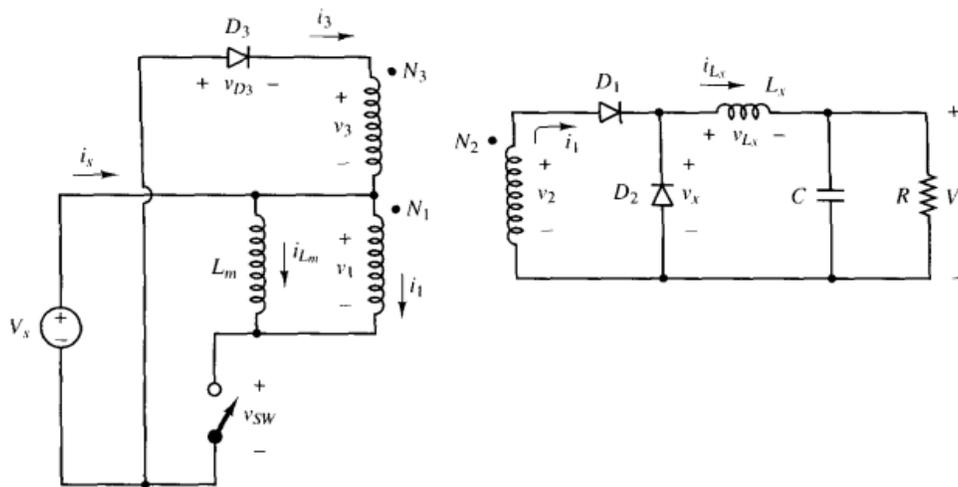


Figura 11: convertidor forward. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento[16].

Dentro de la configuración de convertidor forward, se encuentra otro diseño con los mismos parámetros de funcionalidad. Para tal fin se compone de dos interruptores que regulan el paso de energía, a continuación, se muestra en la figura siguiente.

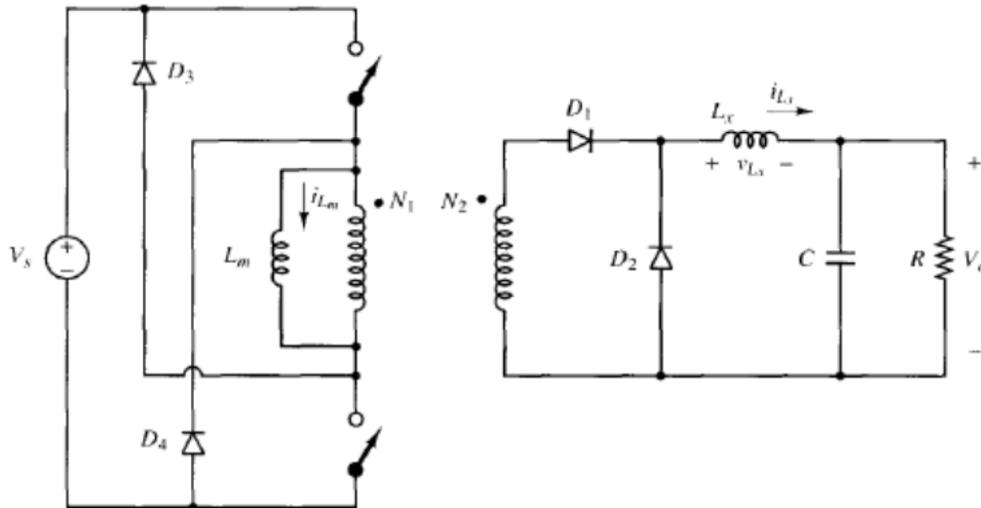


Figura 12: convertidor forward con dos interruptores. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16].

La figura 9 muestra la modificación del circuito anterior, utilizando 2 conmutadores, 4 diodos, un filtro L-C y se vuelve a utilizar de nuevo un transformador con sólo dos devanados.

3.5.1 Funcionamiento:

En este convertidor, la conmutación de ambos “interruptores” se hace a la vez, es decir, están abiertos o cerrados los mismos instantes de tiempo. Cuando los interruptores están en modo ON, la tensión aplicada al devanado primario y a la inductancia magnetizante es la tensión de entrada, lo que genera una tensión en el secundario y permite que conduzca el diodo D1, transfiriendo energía a la carga y almacenándose energía en la inductancia magnetizante.

Al ponerse a OFF los conmutadores del primario, debido al diodo D1, la energía almacenada en la inductancia magnetizante, no se puede entregar a la carga, por lo que no puede circular la corriente por la inductancia del primario, forzando así que la energía de la inductancia magnetizante circule por los diodos D3 y D4, con lo que dicha energía vuelve a la fuente V_s . Dado que cuando circula la corriente por D3 y D4, la tensión en dicha inductancia es $-V_s$, disminuye la energía de la bobina de forma lineal.

La tensión de salida y las fórmulas aplicables para realizar los diferentes cálculos en este forward son los mismos que en el forward con un solo conmutador. Realizando el análisis se observa que la tensión en los extremos de cada uno de

los conmutadores cuando están abiertos, ahora, es inferior a la que soportan en el montaje con un solo conmutador. En el montaje con un solo conmutador soportaban: $V_s * (1 + N1/N3)$ y ahora únicamente soportan V_s , este tipo de montajes puede ser muy importante en aplicaciones en alta tensión, a pesar de necesitar más semiconductores.

Como se observa en ambos convertidores forward, la energía almacenada en la inductancia magnetizante no realiza transmisión a la carga, por tanto, la inductancia magnetizante no afecta al dimensionado del circuito ni a la transferencia de energía entre la entrada y la salida. En este caso no es un parámetro de diseño, al contrario que en el convertidor Flyback estudiado anteriormente

3.6 Convertidor Push-Pull:

El convertidor Push-Pull es el primer convertidor de los estudiados hasta ahora que trabaja en los dos cuadrantes, positivo y negativo, de la curva de características B-H del transformador de alta frecuencia.

Permitiendo tener un convertidor DC-DC bidireccional con variadas aplicaciones[19][20][21]. Como se puede observar está formado por un transformador con toma intermedia en primario y secundario o por dos transformadores conectados en serie o transistores conectado en serie[22]. En este caso, no se dibuja ni se tiene en cuenta la inductancia magnetizante, debido a que al igual que en el forward, no transmite la energía a la carga, es decir, no es un parámetro constructivo; No se tendrá en cuenta la influencia de dicha inductancia en este circuito.

El resto de componentes utilizados para realizar el montaje Push-Pull son dos conmutadores, que deben tener las mismas características que para cualquier convertidor anterior, dos diodos y un filtro L-C.

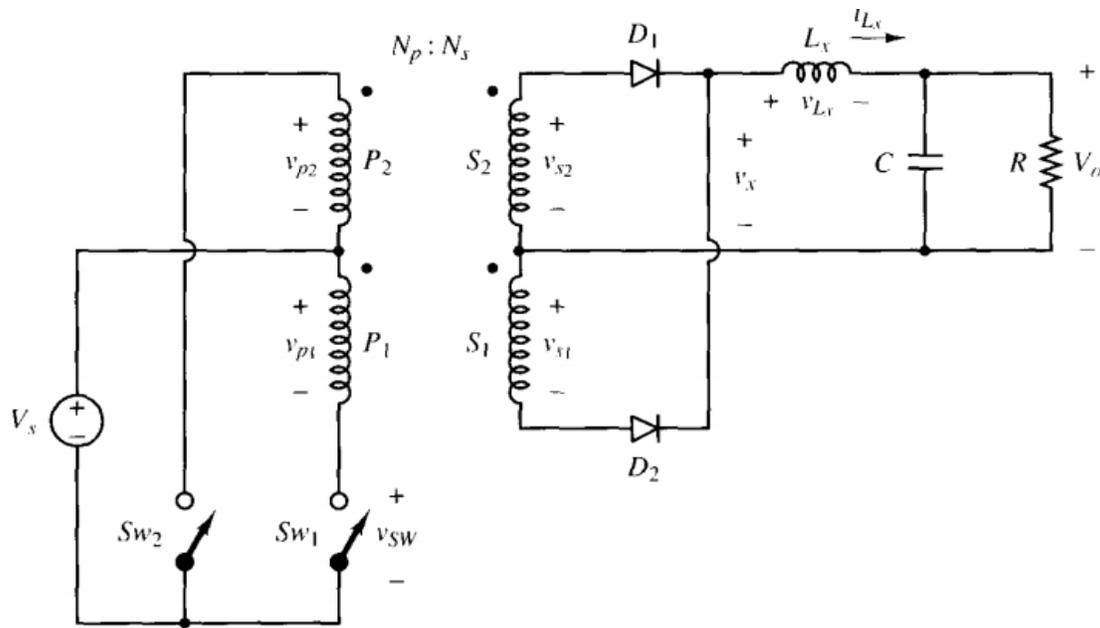


Figura 13: convertidor push – pull. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16].

3.6.1 Funcionamiento:

Se podría decir que este tipo de circuitos es como la adición de dos convertidores forward, trabajando a la misma frecuencia, con el mismo ciclo de servicio (D), pero desfasados un tiempo " $T/2$ ", de lo anterior se deduce que el ciclo máximo de servicio de los conmutadores es de $0,5$, dado que así estaría uno de ellos abierto $0,5T$ y el otro el siguiente $0,5T$ debido al desfase entre ambos. Durante el primer semiperiodo está cerrado uno y abierto el otro, y durante el segundo semiperiodo es al revés. Si el ciclo es menor de $0,5T$ en cada semiperiodo habrá un tiempo en que ambos conmutadores estén abiertos.

Durante el periodo de tiempo en que está cerrado uno de los dos, la tensión aplicada a uno de los devanados secundarios será V_s multiplicado por la relación de transformación y, debido a los diodos, el devanado que no tenga esa tensión no influirá, porque el diodo abre esa parte del circuito. Durante este periodo se está almacenando energía en el filtro L-C y entregándola a la carga.

En el periodo de tiempo en que ambos conmutadores están abiertos, la tensión inducida en los dos devanados secundarios es nula. Como la bobina L_x impide que la corriente varíe de forma drástica, genera una corriente con el mismo sentido a la que circulaba por ella anteriormente, descargándose; si se supone que el condensador es lo suficientemente grande como para mantener la tensión

constante y, dado que la bobina obliga que circule la corriente por ella, los diodos D1 y D2 pasaran a estar en directa y la corriente de la bobina.

circulará por el condensador, aumentando más su energía y por la carga, posteriormente se dividirá entre los dos devanados secundarios, como la tensión de ambos devanados debe ser nula, la diferencia de potencial aplicada entre extremos de la bobina es $-V_o$, descargándose de forma lineal [16].

3.7 Convertidor Half-Bridge:

Ya ha sido comentado que este tipo de convertidores de potencia hacen trabajar al transformador en los valores positivos (1) y negativos (2) de su curva de características B-H. Se puede ver en la figura siguiente que el convertidor Half-Bridge está compuesto por dos conmutadores, los cuales han de poseer las mismas características que en cualquiera de los tipos de convertidores estudiados anteriormente, dos diodos, un filtro L-C y dos condensadores; el transformador de alta frecuencia debe tener un secundario con toma intermedia.

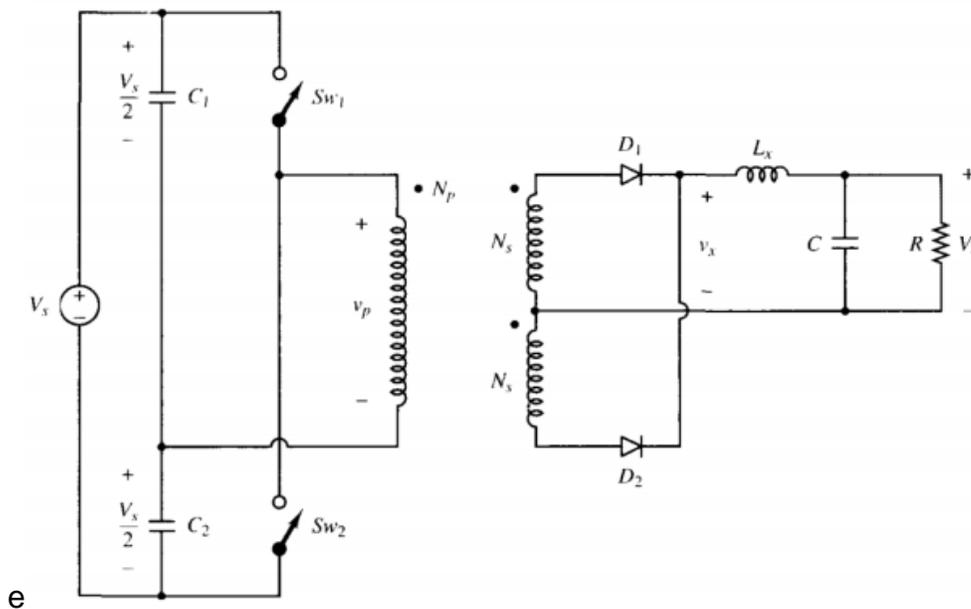


Figura 14: convertidor half-bridge. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16].

Los condensadores que se introducen en el circuito de entrada, junto con el primario del transformador son utilizados para obtener un punto medio de tensión, a partir del cual se genera la tensión alterna.

Generalmente, para asegurar un reparto de tensiones equitativo entre ambos condensadores se coloca, en paralelo a estos, resistencias de gran valor, en torno a 100K o 1M. Dado que el convertidor más usado de estos dos tipos es el de puente completo, aquí únicamente vamos a explicar que la tensión aplicada al transformador es la mitad de la que se aplica en los convertidores Full-Bridge que, al tener únicamente dos “interruptores”, la relación de transformación para el mismo régimen de carga debe ser el doble y que la corriente que circula por los conmutadores del Half-Bridge para el mismo régimen de carga que en puente completo es el doble.

3.8 Convertidor Full-Bridge

Este tipo de convertidor tipo de convertidor de potencia, al igual que el de medio puente y el Push-Pull hacen trabajar al transformador en los valores positivos (1) y negativos (2) de su curva de características B-H.

Se puede observar en la figura que el convertidor full-bridge está formado por cuatro conmutadores, dos diodos, un filtro L-C y un transformador de alta frecuencia con toma intermedia en el secundario. Esta sería la configuración básica, pero también se puede realizar éste convertidor con un transformador sin toma intermedia en el secundario, sin más que poner en vez de dos diodos, un puente de diodos en el secundario.

Como cabe suponer los conmutadores cambian de estado de forma simultánea por parejas, es decir, S1 con S2 y S3 con S4. Igual que en el convertidor Push-Pull, su ciclo de servicio estará limitado a 0,5 dado que, un grupo de conmutadores trabajará el primer medio Periodo y el otro grupo lo hará el otro medio periodo.

Para que no haya ningún problema de cortocircuito, se deberá introducir un tiempo muerto entre las conmutaciones de las dos parejas, para que cuando tiene el ciclo máximo (0,5) en ningún instante coincidan en estado de conducción. Este tiempo muerto se debe relacionar con el tiempo de recuperación inversa y directa de los conmutadores, y conociendo los mismos de las hojas de características, se puede relacionar con el ciclo de servicio, limitándolo a un valor inferior de 0,5. El valor al que se limitará el ciclo de servicio, viene definido por el tiempo de recuperación y el periodo de conmutación.

Lógicamente, éste tipo de convertidores tiene tres modos de funcionamiento, que pasamos a detallar a continuación:

1. S1 y S2 cerrados, S3 y S4 abiertos:

Cuando esto sucede se le aplica al transformador la tensión de entrada positiva y, debido a los puntos del transformador, se ve claramente que la tensión en el devanado superior del secundario pasa a ser positiva, mientras que la tensión en el devanado inferior del secundario es negativa, por tanto, conduce D1 y D2 estará en corte, transfiriendo energía de la fuente a los componentes del filtro L-C donde se almacena parte de esta energía y a la carga.

2. S1 y S2 abiertos, S3 y S4 cerrados:

En este modo de funcionamiento, la tensión aplicada al primario del transformador es la tensión de entrada negativa, por lo que, atendiendo a los puntos del transformador, el diodo D1 estará en corte y el diodo D2 estará en conducción y la carga y el filtro L-C estarán recibiendo energía de la carga, de la misma forma que en el caso anterior.

3. S1, S2, S3, S4 cerrados.

En este modo de funcionamiento, la bobina Lx impide o evita que la corriente que circule por ella cambie de forma brusca, por lo que comienza a entregar parte de su energía a la carga y al condensador.

Dado que el condensador mantiene la tensión constante en el valor V_o , y que la tensión en los dos secundarios del transformador es nula, la diferencia de potencial en la bobina es $-V_o$, la corriente de la bobina circula por el condensador y la carga, posteriormente se divide entre los dos secundarios del transformador, haciendo que la descarga de la energía de la bobina sea lineal.

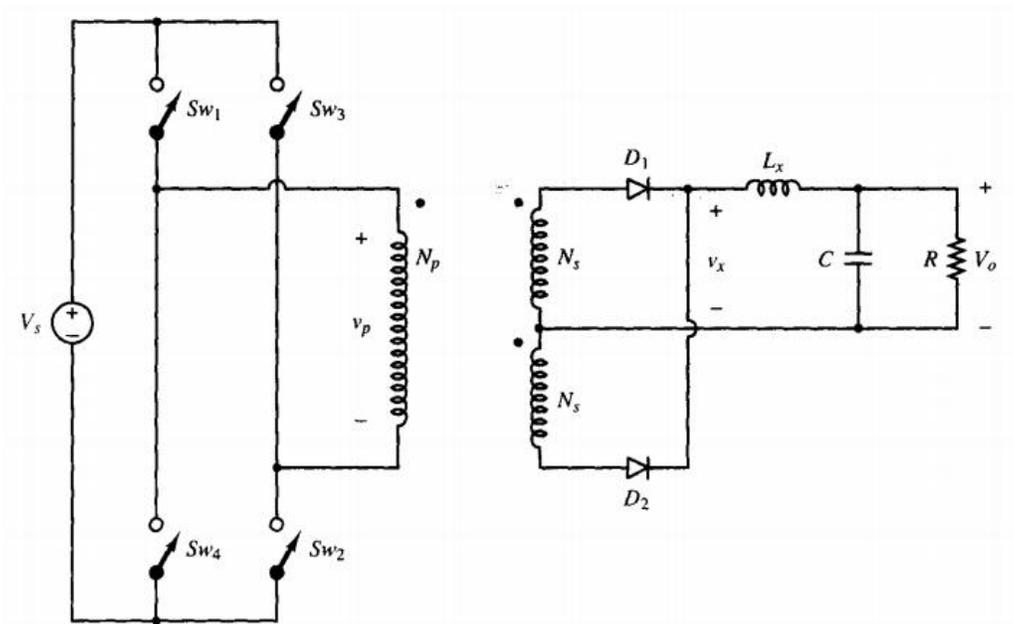


Figura 15: convertidor full-bridge. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16].

3.9 ELECCIÓN DEL CONVERTIDOR PARA EL INVERSOR CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA

Topología	Potencia (W)	Eficiencia (típica)	Costo relativo	Tensiones (V)	Aislamiento	Almacenaje de energía	Relación de tensión	Características
Buck	0-1000	75%	1.0	5-1000*	No	Inductor Simple	V salida < V entrada	Disminuir Tensión
Boost	0-150	78%	1.0	5-600*	No	Inductor Simple	V salida > V entrada	Aumentar Tensión
Buck-boost	0-150	78%	1.0	5-600*	No	Inductor Simple	V salida mayor o menor que V entrada	Permite invertir la salida
Flyback	0-150	78%	1.0	5-600	Si	Transformador	V salida mayor o menor que V entrada	Salidas Múltiples
Half-Forward	0-250	75%	1.2	5-500	Si	Transformador + inductor		
Forward					Si	Transformador + inductor		Salidas Múltiples
Push-Pull	100-1000	72%	1.75	50-1000	Si			
Semipunte Half-bridge	0-500	72%	1.9	50-1000	Si			
Puente H completo	400-2000	69%	>2.0	50-1000	Si			
Resonante, conmutada en cruce por cero	>1000		>2.0					
Ćuk					No	Condensador + dos inductores		-
SEPIC					No	Dos inductores	V salida mayor o menor que V entrada	
Multiplicador de tensión	0.1-1	90%	0.2	500-100000	No	Condensador	V salida >> V entrada	Los multiplicadores de tensión se utilizan para generar muy altas tensiones.

Tabla 1: comparativa entre convertidores más comunes. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento[16].

La elección del convertidor es fundamental para el inversor de aislamiento en alta frecuencia ya como se mencionó en el apartado anterior sobre los convertidores, con aislamiento galvánico. Que se pueda implementar para nuevas funcionalidades, como cargador de baterías, inversor y cambios de modulación en sus etapas de entrada del convertidor, buscar la eficiencia con técnicas modernas de control[23]. La técnica de control se puede cambiar a voluntad del diseñador. Se ha determinado implementar el convertidor **PUSH-PULL**. Por sus muchas aplicaciones y estudios relacionados en altas frecuencias[17]. Se siguen utilizando convertidores push pull, en investigaciones de eficiencias energéticas[24].

3.9.1 CONVERTIDOR PUSH-PULL

1. Hacer trabajar al transformador en los dos lados de su curva de características B-H.
2. La necesidad de estudiar un convertidor con varios conmutadores.
3. Su facilidad de comprensión, ya que es de funcionamiento parecido al Forward.
4. Facilidad de ampliar la potencia o rangos más deseados.

CAPITULO 4

4 MODELAMIENTO CONVERTIDOR PUSH PULL.

4.1.1 PUSH-PULL

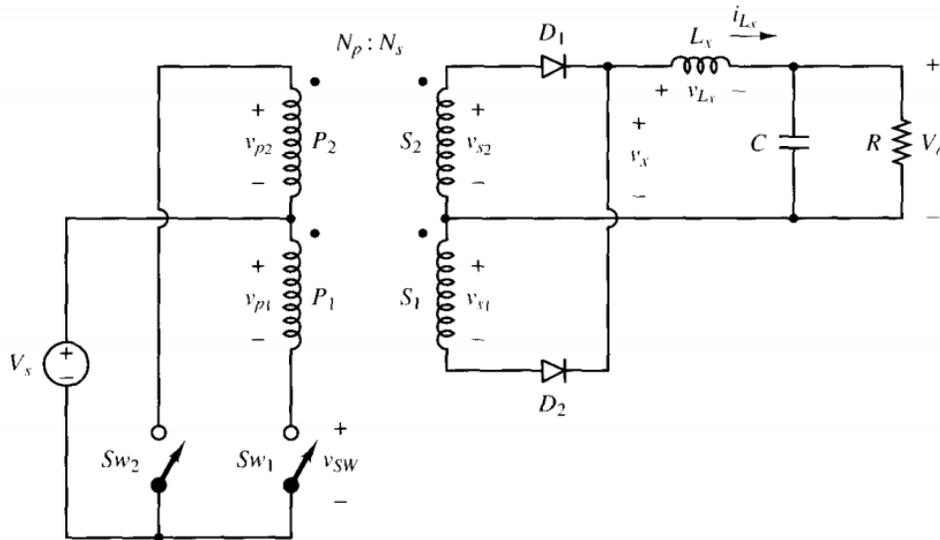


Figura.16: convertidor push – pull. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento [16].

En primer lugar, vamos a definir como conmutador 1 el conmutador de la derecha y como conmutador 2 el de la izquierda y no vamos a tener en cuenta los efectos de L_m en el convertidor, dado que se desmagnetiza en cada ciclo de operación y que la variación neta de su corriente es nula, en el desarrollo del convertidor se basa en las siguientes referencias[25][26][27][28][18].

Una vez realizadas estas anotaciones vamos a estudiar las fórmulas que explican su funcionamiento. Si el conmutador 1 está cerrado (lógicamente el conmutador 2 debe estar abierto), se genera una tensión V_{s1} en el secundario del transformador. Basándonos en los puntos del transformador D1 pasa a estar en directa y D2 en inversa; si suponemos que la tensión de salida V_0 es constante, esto implica que la tensión en la bobina L_x es:

$$V_{Lx} = V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0 \quad (1)$$

Y por tanto la variación de corriente en L_x en este periodo es:

$$(\Delta i_{Lx})_{\text{cerrado}} = \left(\frac{\left(V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0 \right)}{L_x} \right) DT \quad (2)$$

Ahora suponemos cerrado el conmutador 2 (y lógicamente abierto el conmutador 1), lo que genera una tensión V_{s2} en el secundario del transformador. En este

caso D1 está polarizado inversamente y D2 está polarizado directamente, de nuevo, suponiendo que la tensión de salida es constante, la bobina Lx soportará una diferencial.

$$V_{Lx} = V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0 \quad (3)$$

Que como se puede observar es un pulso de tensión positivo.

Cuando los dos conmutadores se encuentran abiertos, la tensión que soporta la bobina es la tensión de la salida, por lo que:

$$V_{Lx} = -V_0 \quad (4)$$

Cuando ambos interruptores están abiertos la variación de corriente en Lx es:

$$(\Delta i_{Lx})_{abierto} = - \left(\frac{V_0}{L_x} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T \quad (5)$$

Dado que la que la variación neta de corriente por la bobina debe ser nula se obtiene la siguiente igualdad.

$$\left(\frac{\left(V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0 \right)}{L_x} \right) DT + \left(\frac{V_0}{L_x} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T = 0 \quad (6)$$

Si se simplifica la formula anterior para obtener Vo:

$$\Delta V_0 = 2V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (7)$$

El rizado de la tensión de salida debido al filtro es:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-2D}{32L_x C f^2} \quad (8)$$

4.2 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR PUSH PULL, EN MODO DE LAZO ABIERTO.

4.2.1 Parámetros de diseño del convertidor Push Pull, para el inversor de aislamiento en alta frecuencia.

- Tensión de entrada: 12V
- Rango de potencia de trabajo: 70 – 100 W
- Voltaje de salida: 70 V
- Condensador del filtro de salida: 100mf

- Relación de transformación: 1-6
- Máximo rizado de la corriente por Lx: 50mA
- Frecuencia de trabajo: 50 KHz

1. La topología del convertidor PUSH-PULL, a implementar es la siguiente

El circuito

Se realizó con el software de simulación PSIM y se logró comprobar lo obtenido de forma teórica.

Estudio de variaciones de parámetros:

Con el circuito de simulación, se analizó y se explicó el comportamiento de la fuente ante las siguientes variaciones. Se observó la evolución de la tensión de salida y la corriente por Lx al modificar:

- 1.1. Inductancia del secundario.
- 1.2. Ciclo de trabajo del Switch.
- 1.3. Tensión de entrada dentro de los valores del rango.
- 1.4. Se determinó la zona de la curva de histéresis trabaja el transformador en esta topología.

4.3 Convertidor pusp pull, con software Psim de lazo abierto

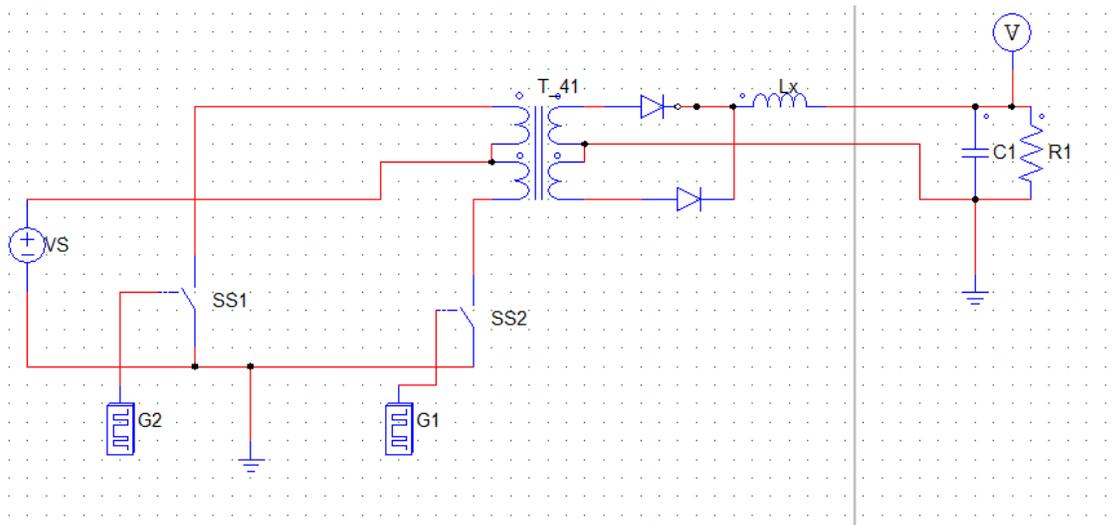


Figura 17: convertidor push - pull en psim. Fuente: diseño del autor

Donde el ciclo de trabajo es 0.35, la frecuencia es 60kHz y los parámetros del transformador son:

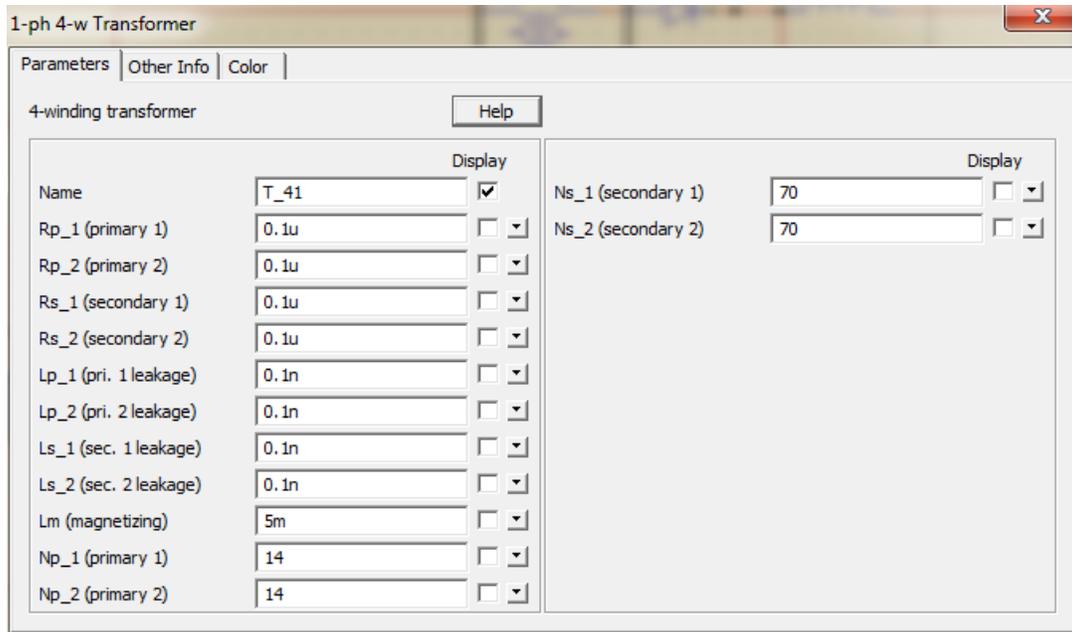


Tabla 2: datos del transformador. Fuente: del autor

Se simula el transitorio y anotar el tiempo de estabilización de la salida, su valor máximo y su rizado final.

Para la simulación de determinan estos parámetros:

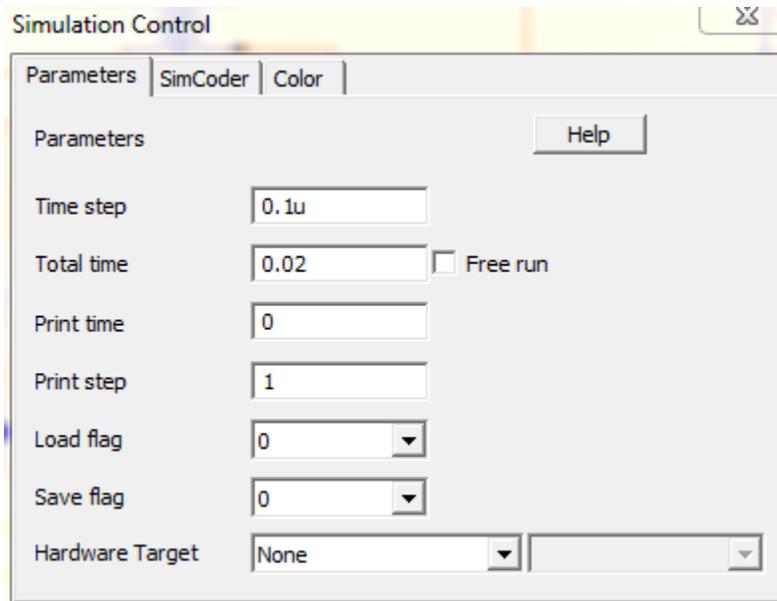


Tabla 3: datos del simulador control. Fuente: diseño del autor.

4.3.1 Cálculos de simulación del convertidor push pull de lazo abierto

1. se tienen los dos interruptores y están en conducción (SW1= SW2 = ON) la tensión de la fuente se aplica a ambos secundarios.

$$V_{p1} = V_{p2} = V_s \quad (9)$$

$$V_{s1} = V_{s2} = V_s \frac{N_2}{N_1} \quad (10)$$

Como el sentido de la tensión de cada uno de los primarios es inverso, genera una tensión en cada uno de los dos secundarios que hace que los diodos estén:

D1= ON

D2=OFF

Quedando el voltaje en la bobina Lx es:

$$V_{lx} = V_s \frac{N_2}{N_1} - V_0 \quad (11)$$

Lo que implica que la variación de la corriente cuando los dos interruptores están a ON, sería:

$$\Delta I_{lx} = \left(V_s \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right) \frac{DT}{L_x} \quad (12)$$

Si los dos conmutadores están en corte (SW1= SW2 = OFF):

$$V_{p1} = V_{p2} = V_{s1} = V_{s2} = 0 \quad (13)$$

Por lo tanto, debido a la energía en la bobina Lx, y dado que las bobinas intentan mantener la corriente constante por medio de la cesión de su energía almacenada al circuito, los diodos estarán:

D1= ON

D2=ON

Quedando la tensión en la bobina Lx.

$$V_{lx} = -V_0 \quad (14)$$

Y por esto, la variación de la corriente por la bobina en este tiempo es:

$$\Delta I_{lx} = \frac{V_0 \left(\frac{1}{2} - D \right)}{L_{mf}} \quad (15)$$

Si estamos en conducción continua se debe cumplir que la variación durante el tiempo en que los conmutadores están activos, debe ser la misma que cuando los conmutadores están apagados, de lo que se obtiene la siguiente igualdad.

$$\Delta I_{Lx} = \frac{V_0 \left(\frac{1}{2} - D\right)}{L_{mf}} = \left(V_s \frac{N_2}{N_1}\right) \frac{DT}{L_x} \quad (16)$$

Y simplificando se obtiene:

$$V_0 \left(\frac{1}{2} - D\right) = \left(V_s \frac{N_2}{N_1}\right) D \quad (17)$$

Si despejamos el ciclo de trabajo se obtiene:

$$D = \frac{V_0 N_1}{2V_s N_2} = \frac{70 \times 1}{2 \times 12 \times 8} = 0.364 \quad (18)$$

De nuevo, suponemos que la transferencia de potencia del convertidor es ideal, es decir, que el núcleo del transformador no se satura. Teniendo en cuenta la potencia del convertidor.

$$P_0 = \frac{V^2}{R} = V_0 I_0 = V_0 I_{Lx} \quad (19)$$

De las relaciones anteriores se pueden obtener.

$$R_{max} = \frac{V_0^2}{P_{0min}} = \frac{70^2}{100} = 49 \Omega \quad (20)$$

$$R_{min} = \frac{V_0^2}{P_{0max}} = \frac{70^2}{200} = 24.5 \Omega \quad (21)$$

Solo queda calcular las corrientes que va circular por el convertidor:

$$I_{lmax} = \frac{P_{0max}}{V_0} = \frac{200}{70} = 2.85A \quad (22)$$

Se calcula corriente mínima.

$$I_{lmin} = \frac{P_{0min}}{V_0} = \frac{100}{70} = 1.42A \quad (23)$$

Se toma la carga en general los promedios de las resistencias para realizar la simulación.

$$R = 36.75\Omega \quad (24)$$

La corriente suministrada es:

$$I_{prom} = 1.43A \quad (25)$$

Tomando la fórmula más sencilla de las dos de variación de la corriente de Lx obtenemos, simplificamos el valor de la bobina:

$$L_m = \frac{V_0(\frac{1}{2}-D)}{\Delta I_{Lx}f} = \frac{70(0.5-0.3645)}{0.71 \times 50000} = 0.2610^{-3}h \quad (26)$$

Como el rizado tiene que ser menor o igual que el 0,5% de la señal de salida, la capacidad del filtro de salida es:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-2D}{32L_x C f^2} \quad (27)$$

Despejando el C del condensador para luego calcular.

$$C = \frac{V_0(1-2D)}{32xL_x\Delta V_0 f^2} = \frac{70(1-2x0.3645)}{0.005x0.2610^{-3}x50000^2} = 5814.5510^{-6} \quad (28)$$

En la siguiente figura, se muestra la simulación de la salida del convertidor PUSH PULL.

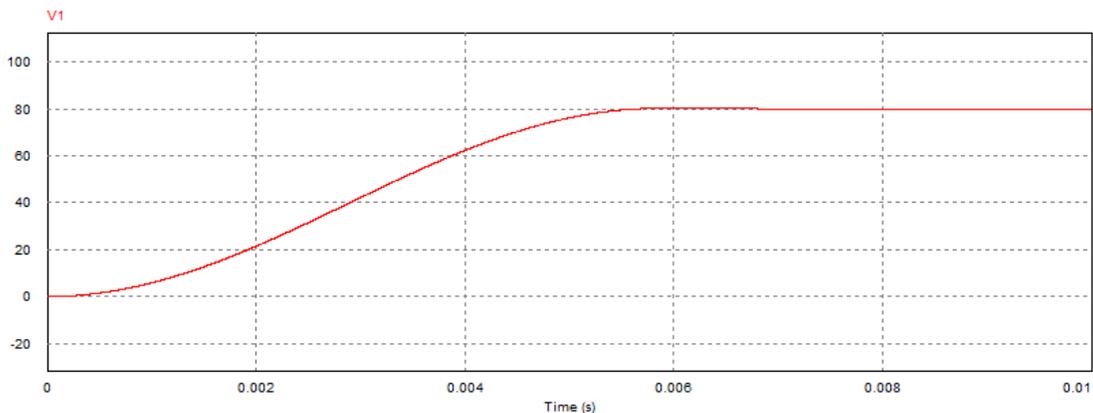


Figura 18:voltaje del convertidor en psim. Fuente: del Autor.

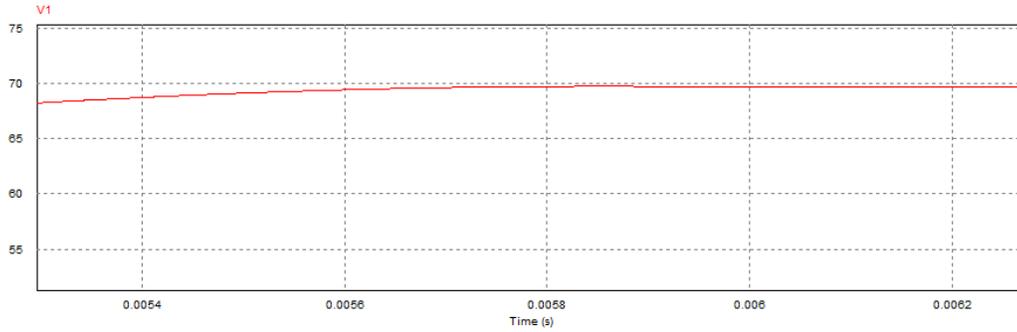


Figura 19 :voltaje de salida 70v. Fuente: del Autor

En la simulación vemos que el convertidor alcanza. El valor deseado de los 70 voltios en 1ms,

Correspondiente con el valor teórico desarrollados

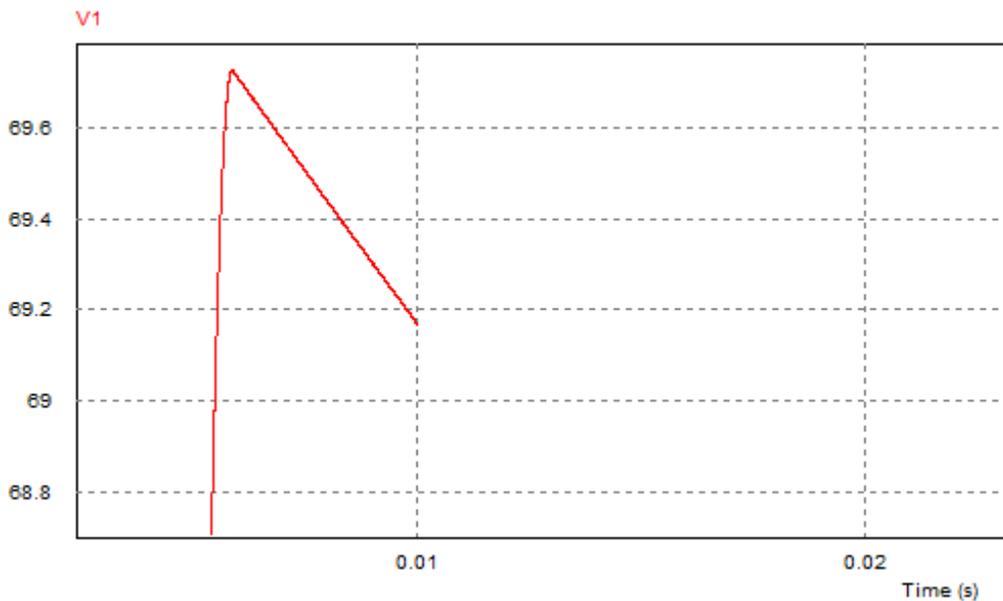


Figura 20: voltaje de rizado del convertidor r. Fuente: del Autor

En la simulación observamos que el valor medio de la salida es $V_{0aAVG} = 69.6v$ y su rizado es el siguiente.

$$V_{0max} - V_{0min} = 69.6 - 69.2 = 0.4v \quad (29)$$

Correspondiendo con el valor deseado y dentro de lo calculado.

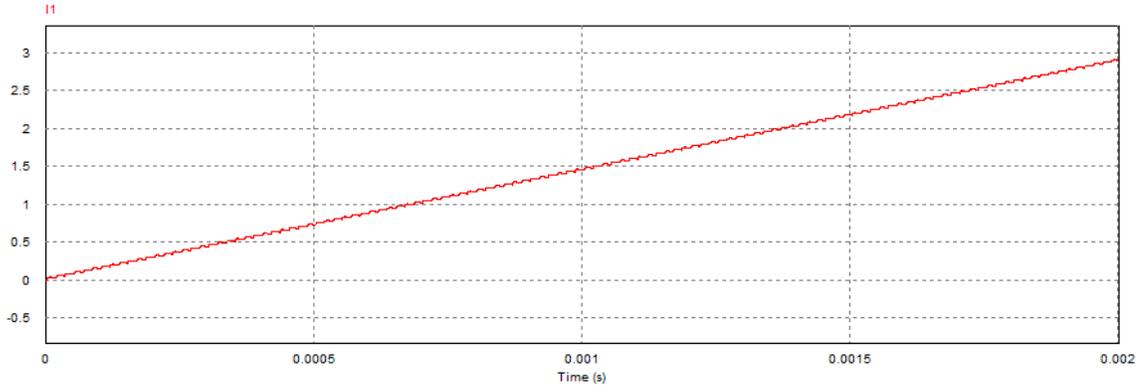


Figura 21: corriente de salida del convertidor. Fuente: del Autor

La figura 19, muestra la corriente alcanzada por el convertidor, con la carga calculada en la ecuación 22 atreves de la inductancia requerida.

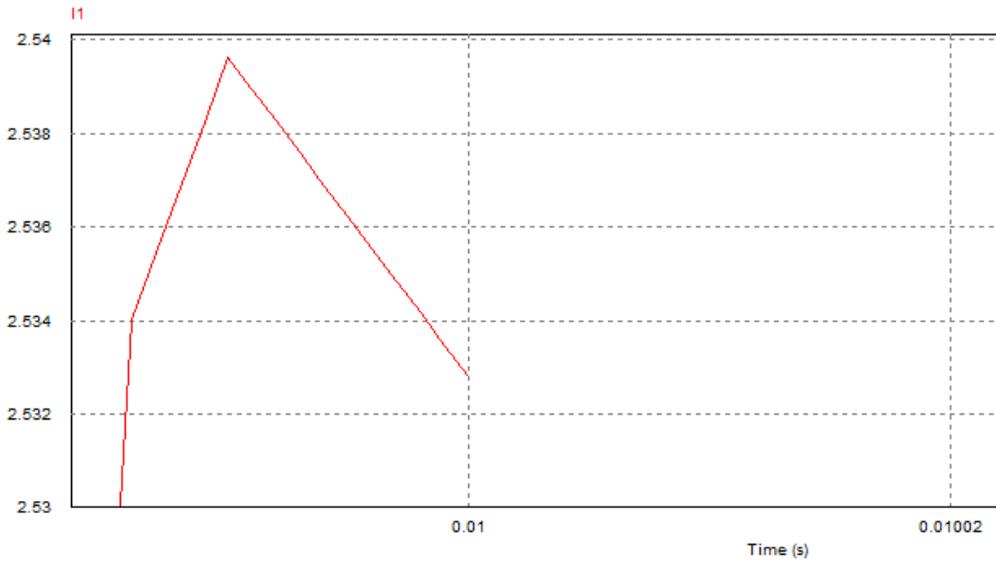


Figura 22: corriente de salida del convertidor. Fuente: del Autor

Observamos que su valor medio es de 2.538A y su rizado es de

$$I_{x_{max}} - I_{x_{min}} = 2.54 - 2.53 = 0.01A \quad (30)$$

Siendo este valor menos de 50ma estipulado para este diseño.

En la topología Push-Pull, la curva de histéresis es la siguiente.

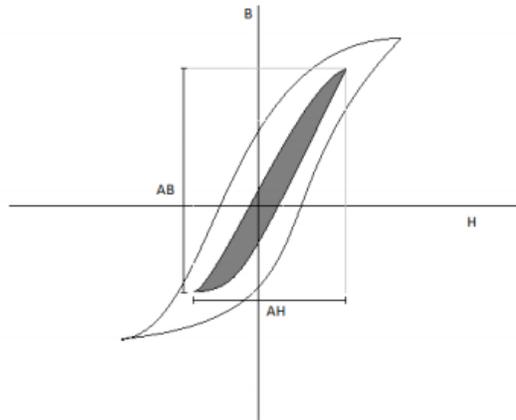


Figura 23: curva de histeris de trabajo del convertidor. Fuente: simulación de fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento[16]

Por lo tanto, éste convertidor es de excitación bidireccional.

4.4 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE NÚCLEO DE FERRITA:

CÁLCULOS DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.

4.4.1 Nota 1: Calculo del periodo

Calculo del periodo.

$$T = \frac{1}{F} [\text{segundos}] \quad (31)$$

$$F = 50000\text{hz}$$

$$T = \frac{1}{50000} [\text{segundos}]$$

$$T = 20 \times 10^{-6} [\text{segundos}]$$

4.4.2 Nota 2: Calculo de máxima tiempo on t_{on}

Calculo de máxima tiempo on. t_{on} (32)

$$t = \frac{T}{2} [\mu\text{s}]$$

$$t = \frac{20}{2} [\mu\text{s}]$$

$$t = 10[\mu\text{s}]$$

$$t_{on(max)} = t - t_{tw} [\mu S]$$

$$t_{on(max)} = 10 - 1 [\mu S]$$

$$t_{on(max)} = 9 [\mu$$

4.4.3 Nota 3: Calculo del máximo Ciclo de trabajo D_{max} .

Calculo del máximo D_{max} .

$$D_{max} = \frac{t_{on(max)}}{t} \quad (33)$$

$$D_{max} = \frac{9.0}{20} [us]$$

$$D_{max} = 0.45 [us]$$

4.4.4 Nota 4: Calculo el máximo rendimiento de energía, P_{ts}

Calcula el máximo rendimiento de energía, P_{ts}

$$P_0 = I_0 (V_0 + V_d)\sqrt{2} [\text{watts}] \quad \text{secundario con tap central.} \quad (34)$$

$$P_0 = I_0 (V_0 + V_d)[\text{watts}] \quad \text{secundario sin tap central.} \quad (35)$$

Calculando.

$$P_{ts01} = 4(120 + 2) [\text{watts}]$$

$$P_{ts01} = 488 [\text{watts}]$$

$$P_{ts02} = 2(15 + 2)[\text{watts}]$$

$$P_{ts02} = 34 [\text{watts}]$$

$$P_{ts} = P_{ts01} + P_{ts02}[\text{watts}]$$

$$P_{ts} = 488 + 34[\text{watts}]$$

$$P_{ts} = 522[\text{watts}]$$

4.4.5 Nota 5: Calculo la potencia aparente, P_t

Calcule la potencia aparente, P_t

$$P_t = P_{ts} \frac{\sqrt{2}}{\eta} + 1 [\text{watts}] \quad (36)$$

$$P_t = 522 \frac{\sqrt{2}}{0.97} + 1 \text{ [watts]}$$

$$P_t = 522 \left[\frac{\sqrt{2}}{0.97} + 1 \right] \text{ [watts]}$$

$$P_t = 1283 \text{ [watts]}$$

4.4.6 Nota 6: Calculo de la condición eléctrica K_e

Calculo de la condición eléctrica, K_e

$$K_e = 0.145(K_f)^2 (f)^2 (B_m)^2 \times 10^{-4} \quad (37)$$

$$K_e = 0.145(4.0)^2 (50000)^2 (0.42)^2 \times 10^{-4}$$

$$K_e = 0.145(4.0)^2 (50000)^2 (0.42)^2 \times 10^{-4}$$

$$K_e = 1023120$$

4.4.7 Nota 7: Calcular la geometría del núcleo, K_g

Calcular la geometría del núcleo, K_g

$$K_g = \frac{P_t}{2K_e \alpha} \text{ [cm]} \quad (38)$$

$$K_g = \frac{1283}{2(1023120)(0.5)} \text{ [cm]}$$

$$K_g = 0.00125 \text{ [cm]}$$

$$K_g = 0.00125 \times 1.25 \text{ [cm]}$$

$$K_g = 0.00156 \text{ [cm}^5\text{]}$$

Ver nota de diseño de ingeniería No. 4 y 19

4.4.8 Nota 8: Selección de la tabla 4.2

Seleccione de la Tabla 4.2 un núcleo EE comparable en la geometría del núcleo K_g .

Nombre del núcleo	EE-41709
Manufactura	Magnetics
Magnetics materia	$P, u_i = 800$
Longitud de la trayectoria magnética	MPL = 4.15cm

Altura de ventana	$G = 1.346\text{cm}$
Peso del núcleo	$W_{tfe} = 4.50\text{ grams}$
Peso de cobre	$W_{tcu} = 8.02\text{ grams}$
Giro de longitud media	$MTL = 3.384\text{cm}^2$
Área de hierro	$A_c = 0.1810\text{cm}^2$
Área de ventana	$W_a = 0.666\text{cm}^2$
Área de producto	$A_p = 0.120564\text{cm}^4$
Geometría del núcleo	$K_g = 0.002579\text{cm}^5$
Área de superficie	$A_t = 15.97\text{cm}^2$
Millihenrys por 1000 vueltas	$mh = 800$

Tabla 4: característica del núcleo seleccionado. Fuente: El Autor

4.4.9 Nota 9: Calculo de potencia de carga

Calcule la potencia de carga secundaria total, Pto,

$$P_0 = I_0(V_0 + V_d) [\text{watts}] \quad (39)$$

$$P_{01} = 4(120 + 2) [\text{watts}]$$

$$P_{01} = 488 [\text{watts}]$$

$$P_{02} = I_{02}(V_{02} + V_d) [\text{watts}]$$

$$P_{02} = 2(15 + 2) [\text{watts}]$$

$$P_{02} = 34 [\text{watts}]$$

$$J = P_{01} + P_{02} [\text{watts}]$$

$$P_{to} = P_{01} + P_{02} [\text{watts}]$$

$$P_{to} = 488 + 34 [\text{watts}]$$

$$P_{to} = 522 [\text{watts}]$$

4.4.10 Nota 10: Densidad de corriente

Calcule la densidad de corriente J utilizando una ventana de utilización, $K_U = 0.32$

$$J = \frac{P_t \times 10^4}{K_f K_u B_m f A_p} [\text{amp/cm}^2] \quad (40)$$

$$J = \frac{522 \times 10^4}{(4.0)(0.32)(0.42)(50000)(0.120)} [\text{amp/cm}^2]$$

$$J = 1618 [\text{amp/cm}^2]$$

4.4.11 Nota 11: Corriente del primario

Se calcula la corriente del primario I_{in} .

$$I_{in} = \frac{P_{to}}{V_{in} \Omega} [amp] \quad (41)$$

$$I_{in} = \frac{522}{12 \times 0.97} [amp]$$

$$I_{in} = 44 [amp]$$

4.4.12 Nota 12: Corriente máxima

Se calcula la corriente primaria máxima, I_{pk} (42)

$$I_{pk} = \frac{I_{in}}{2D_{max}} [amp]$$

$$I_{pk} = \frac{44}{2(.45)} [amp]$$

$$I_{pk} = 48 [amp]$$

4.4.13 Nota 13: Voltaje medio del primario

Se calcula el voltaje medio del primario, V_p (43)

$$V_p = (V_{in})(2D_{max})(I_p R_Q) [volts]$$

$$V_p = (12)(0.9) - (44 \times 0.125) [volts]$$

$$V_p = 5.3 [volts]$$

4.4.14 Nota 14: Numero de vuelta del primario

Cálculo del número de vueltas del primario, N_p

$$N_p = \frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m f A_c} [vueltas] \quad (44)$$

$$N_p = \frac{5.3 \times 10^4}{(4.0)(0.11)(50000)(0.1810)} \text{ [vueltas]}$$

$$N_p = 14 \text{ [vueltas]}$$

4.4.15 Nota 15: Diámetro del calibre del primario

Se calcula el diámetro del cable primario A_{wp}

$$A_{wp} = \frac{I_{PK} \sqrt{D_{max}}}{J} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (45)$$

$$A_{wp} = \frac{48 \times 0.67}{1618} \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$A_{wp} = 0.01987 \text{ [cm}^2\text{]}$$

4.4.16 Nota 16: Profundidad de efecto piel

Calculo de la profundidad de la corriente de efecto piel, para el diámetro de hilo.

$$r = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \text{ [cm]} \quad (46)$$

$$r = \frac{6.62}{\sqrt{50000}} \text{ [cm]}$$

$$r = 0.0296 \text{ [cm]}$$

4.4.17 Nota 17: Área del cable

Calculo del área del cable. (47)

$$wire_A = \pi(r^2) \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$wire_A = 3.14(0.0296^2) \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$wire_A = 0.002751 \text{ [cm}^2\text{]}$$

4.4.18 Nota 18: Calibre en tabla awg

Se observa la tabla AWG, Si el área no es dentro del 20% del área requerida, luego vaya al siguiente tamaño más pequeño.

$$AWG = \#23$$

$$A_{w(B)} = 0.00259 [cm^2]$$

$$\frac{\mu\Omega}{cm} = 666$$

$$A_u = 0.00314 [cm^2] \text{ con aislamiento} \quad (48)$$

4.4.19 Nota 19: Área del conductor ajuste

Dentro del 10% se puede escoger un área del conductor menor para mejor ajuste al diámetro.

$$AWG = \#24$$

$$A_{w(B)} = 0.00205 [cm^2]$$

$$\frac{\mu\Omega}{cm} = 842 \quad (49)$$

4.4.20 Nota 20: Resistencia del devanado primario

Se calcula la resistencia del devanado primario, R_p

$$R_p = MLT(N_p) \frac{\mu\Omega}{cm} \times 10^{-6} [ohms] \quad (48)$$

$$R_p = 3.384(14)842 \times 10^{-6} [ohms]$$

$$R_p = 3.384(14)842 \times 10^{-6} [ohms]$$

$$R_p = 0.03989 [ohms]$$

4.4.21 Nota 21: Resistencia del devanado primario

Calcule la resistencia del devanado primario, P_p

$$P_p = (I_{pk} \sqrt{2D_{max}})^2 R [watts] \quad (49)$$

$$P_p = 39.6 \times 0.03989 [watts]$$

$$P_p = 1.57 [watts]$$

4.4.22 Nota 22: Calculo del secundario

Se calcula el secundario del primer voltaje N_{S01}

$$N_{S01} = \frac{N_p(V_{01} + 2)}{V_p} \left(1 + \frac{\alpha}{70}\right) [\text{turns}]$$

$$N_{S01} = \frac{14(70 + 2)}{12} \left(1 + \frac{0.5}{70}\right) [\text{turns}]$$

$$N_{S01} = 84[\text{turns}] \quad (50)$$

4.4.23 Nota 23: Área del conductor secundario

Se calcula el área del conductor del secundario, A_{ws01}

$$A_{ws01} = \frac{I_{s01}}{J} [\text{cm}] \quad (51)$$

$$A_{ws01} = \frac{4}{1618} [\text{cm}]$$

$$A_{ws01} = 0.002472[\text{cm}^2]$$

4.4.24 Nota 24: Selección calibre awg

Se selecciona el calibre de la tabla AWG con un 10%

$$AWG = \# 24 \quad (52)$$

$$A_{w(B)} = 0.002047$$

$$\mu\Omega/\text{cm} = 842.1$$

4.4.25 Nota 25: Resistencia devanado secundario

se calcula la resistencia del devanado secundario, R_{s01}

$$R_{s01} = MLT (N_{s01}) \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} [\text{ohms}] \quad (53)$$

$$R_{s01} = 3.384(120)842 \times 10^{-6} [\text{ohms}]$$

$$R_{s01} = 0.3419[\text{ohms}]$$

4.4.26 Nota 26: Pérdida de cobre secundario

Se calcula la pérdida del cobre en el secundario, P_{s01}

$$P_{s01} = I_{s01}^2 R \text{ [watts]} \quad (54)$$

$$P_{s01} = 4^2_{s01} 0.3419 \text{ [watts]}$$

$$P_{s01} = 5.47 \text{ [watts]}$$

4.4.27 Nota 27: Número de vuelta secundario N_{s02}

Calcular las vueltas del secundario para N_{s02}

$$N_{s02} = \frac{N_p (V_{02} + 2V_d)}{V_p} \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right) \text{ [vueltas]} \quad (55)$$

$$N_{s02} = \frac{14(15 + 2)}{12} \left(1 + \frac{0.5}{100} \right) \text{ [vueltas]}$$

$$N_{s02} = 20 \text{ [vueltas]}$$

4.4.28 Nota 28: Área del secundario conductor

Calcular la área del conductor secundario A_{ws02}

$$A_{ws02} = \frac{I_{s02}}{j} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (56)$$

$$A_{ws02} = \frac{2}{1618} \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$A_{ws02} = 0.001236 \text{ [cm}^2\text{]}$$

4.4.29 Nota 29: búsqueda en tabla awg

Se busca en la tabla AWG, con un porcentaje de tolerancia por debajo del 10%.

$$AWG = \# 26 \quad (57)$$

$$A_{w(B)} = 0.001280 \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$\frac{\mu\Omega}{cm} = 1345$$

4.4.30 Nota 30: Resistencia del secundario

Se calcula la resistencia del secundario R_{s03}

$$R_{s02} = MLT (N_{s02}) \frac{\mu\Omega}{cm} \times 10^{-6} \text{ [ohms]} \quad (58)$$

$$R_{s02} = 3.384 (15)1345 \times 10^{-6} \text{ [ohms]}$$

$$R_{s02} = 0.0682 \text{ [ohms]}$$

4.4.31 Nota 31: Perdida del secundario P_{s02}

Se calcula las pérdidas del secundario P_{s02}

$$P_{s02} = I_{s02}^2 R \text{ [watts]} \quad (59)$$

$$P_{s02} = 2^2 0.0682 \text{ [watts]}$$

$$P_{s02} = 0.2728 \text{ [watts]}$$

4.4.32 Nota 32: Ventana utilización K_u

Se calcula la ventana utilizando K_u

$$[\text{vueltas}] = 2(N_p S_{np}) = 2(14) = 28 \text{ [primario]} \quad (60)$$

$$[\text{vueltas}] = (N_{s01} S_{s01}) = (140) = 140 \text{ [secundario]}$$

$$[\text{vueltas}] = (N_{s02} S_{s02}) = (20) = 20 \text{ [secundario]}$$

$$N_{\#24} = 28 \text{ vuelta, \# 24}$$

$$N_{\#26} = 144 \text{ uelta, \# 26}$$

$$N_{\#26} = 20 \text{ vuelta, \# 26}$$

$$K_u = \frac{N_{\#24} A_w + N_{\#24} A_w + N_{\#26} A_w}{W_a}$$

$$K_u = \frac{28 \times 0.002047 + 144 \times 0.002047 + 20 \times 0.001280}{0.666}$$

$$K_u = 0.3776$$

4.4.33 Nota 34: Pérdidas totales del cobre P_{cu}

Se calcula las pérdidas totales del cobre P_{cu}

$$P_{cu} = P_p + P_{s01} + P_{s02} \text{ [watts]} \quad (61)$$

$$P_{cu} = 1.57 + 5.47 + 0.2728 \text{ [watts]}$$

$$P_{cu} = 7 \text{ [watts]}$$

4.4.34 Nota 35: Cálculo de regulación α ,

Calculo de la regulación α ,

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_0} \times 100 [\%] \quad (62)$$

$$\alpha = \frac{7}{522} \times 100 [\%]$$

$$\alpha = 1.34 [\%]$$

4.4.35 Nota 36: Calculo de densidad de flujo B_m

Calcular la densidad de flujo B_m

$$B_m = \frac{V_p \times 10^4}{K_f f A_c N_p} \quad (63)$$

$$B_m = \frac{12 \times 10^4}{4 \times 50000 \times 0.1810 \times 14}$$

$$B_m = 236 \text{ mt}$$

4.4.36 Nota 37: Vatios por kilometro

Calcule los vatios por kilogramo de WK utilizando material p Figura 4.1.

$$WK = 3.18 \times 10^{-4} (f)^{(1.51)} (B_{ac})^{(2.747)} \text{ [watts/kilogram]} \quad (64)$$

$$WK = 3.18 \times 10^{-4} (50000)^{(1.51)} (0.109)^{(2.747)} \text{ [watts/kilogram]}$$

$$WK = 8.99 \text{ [watts/kilogram]}$$

4.4.37 Nota 38: Perdidas del núcleo

Calculo de las pérdidas del núcleo, P_{fe}

$$P_{fe} = \left(\frac{\text{milliwatss}}{\text{gram}} \right) WY \times 10^{-3} [\text{watts}] \quad (65)$$

$$P_{fe} = (8.99)(13) \times 10^{-3} [\text{watts}]$$

$$P_{fe} = 0.117 [\text{watts}]$$

4.4.38 Nota 39: Perdida total del núcleo

Calculo de pérdida total del núcleo P_{fe} , y perdida de cobre P_{cu} , en vatios [watts] P_{Σ}

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu} [\text{watts}] \quad (66)$$

$$P_{\Sigma} = 0.117 + 7 [\text{watts}]$$

$$P_{\Sigma} = 7.117 [\text{watts}]$$

4.4.39 Nota 40. Calculo de la densidad λ .

Calculo de la densidad, λ .

$$\lambda = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} [\text{watts/cm}] \quad (67)$$

$$\lambda = \frac{7.117}{15.95} [\text{watts/cm}]$$

$$\lambda = 0.44 [\text{watts/cm}^2]$$

4.4.40 Nota 41: Temperatura del transformador

Calcule el aumento de temperatura en grados centígrados (C°)

$$T_r = 450(\lambda)^{0.826} [\text{grados centigrados}] \quad (68)$$

$$T_r = 450(0.44)^{0.826} [\text{grados centigrados}]$$

$$T_r = 228 [\text{grados centigrados}]$$

4.4.41 RESUMEN DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR:

Nombre del núcleo-----EE-41709

Material magnético ----- P ferrita
 Frecuencia----- 50khz
 Densidad de flujo-----0.236
 Perdida del núcleo-----7.117[watts]
 Permeabilidad-----2500
 Utilización de ventana Ku-----0.3776

Nombre	1	2	3
AWG	#24	#24	#26
Hilos	1	1	1
Total de vueltas	28	85	20
Centro	si	no	no
Resistencia	0.03989	0.3419	0.0682
Perdida del núcleo	1.57	5.47	0.2728

Tabla 5: datos de resumen del núcleo. Fuente: del Autor.

4.4.42 Transformador de ferrita para el convertidor DC-DC – topología PUSH PULL



Figura 24: transformador de ferrita utilizado. Fuente: del Autor

CAPITULO 5

5 SIMULACIÓN DE LA TÉCNICA DE CONTROL MPPT, PARA EL INVERSOR DE AISLAMIENTO EN AF

Antes de escoger el controlador se procede a hacer las clasificaciones de los algoritmos o técnicas de control utilizadas para alcanzar el máximo punto de potencia (MPPT), en los sistemas fotovoltaicos (PV). El problema que se soluciona usando las técnicas MPPT de seguimiento de punto de máxima potencia es encontrar el VMMP y la corriente actual IMMP, por el cual un módulo foto voltaico (pv) debería operar para obtener la máxima potencia de salida PMS[24], en donde el rendimiento del sistema pv, depende de las condiciones. Entonces, la potencia máxima extraída del generador fotovoltaico depende fuertemente de tres factores: irradiancia, temperatura de la celda (temperatura ambiente) y perfil de carga (impedancia de carga)[29].

Estas variables están sujetas a tres factores para sí escoger al que más conveniente que se ajuste al medio de práctica.

5.1 CLASIFICACIÓN DE MÉTODOS DE CONTROL MPPT.

En sistemas fotovoltaicos se utilizan dos tipos de control como son:

- **Control directo.**
- **Control indirecto.**

Y se describen a continuación.

5.1.1 Control directo:

Los métodos indirectos se fundamentan en la utilización de una base de datos que incluye parámetros y datos como las curvas de las características del generador FV a diferentes irradiaciones y temperaturas o bien la utilización de funciones matemáticas obtenidas a partir de datos empíricos para estimar el punto de máxima potencia (MPP). Normalmente en la mayoría de los casos es necesario evaluar previamente las características del generador FV o bien mediante relaciones matemáticas obtenidas a partir de datos empíricos, que no se cumplen para las condiciones medioambientales.[30]

5.1.1.1 Tipos:

- Curver-fitting.
- Look-up table.
- Tensión a circuito abierto del SGFV.

- Corriente de cortocircuito del SGFV.
- Tensión de circuito abierto de una célula de prueba.

5.1.1.2 Curve-Fitting:

Este método utiliza una relación matemática para descubrir las características de salida del generador, mediante sensores de corriente y tensión se obtienen valores al hacer un muestreo de V_{fv} e I_{fv} en intervalos deseados. Después se calcula un valor de la tensión en la cual la potencia es máxima utilizando la función que se muestra a continuación, donde a, b y c son coeficientes.

$$P_{vf} = aV_{fv}^3 + bV_{fv}^2 + cV_{fv} + d \quad (69)$$

$$P_{vf} = aV_{fv}^2 + bV_{fv} + c$$

Este método tiene como desventaja de que se requiere una capacidad de memoria grande para poder realizar el cálculo de las ecuaciones matemáticas pudiendo no ser adecuado para cambios bruscos de irradiación (dispositivos solares en movimiento).

5.1.1.3 Look-up Table:

En este caso, los valores medidos de corriente y tensión del generador se comparan con los que se encuentran almacenados en una tabla (dentro del sistema de control), que corresponden a la operación del punto máximo. Las desventajas de este modo son la gran capacidad de memoria necesaria para poder almacenar los datos y que la implementación de cada control debe ajustarse para cada panel específico.

5.1.1.4 Método de la tensión en circuito abierto del GFV:

La base de este algoritmo es la observación de las curvas V_{fv} y I_{fv} para diferentes condiciones de irradiación y de temperatura, de esta manera se puede deducir que la razón entre el valor de la tensión en circuito abierto del generador V_{oc} y V_{MPP} , tensión en el punto de máxima potencia es aproximadamente constante.

$$k_1 = \frac{V_{MPP}}{V_{oc}} \cong \text{constante} < 1 \quad (70)$$

Temporalmente se ha de aislar el GFV, de acuerdo con el ciclo de trabajo del convertidor, para medir Voc. Después de realizar esta tarea se calcula el MPP y se ajusta la tensión de operación del generador (Este proceso se ha de repetir periódicamente). Aunque el método es simple, es difícil seleccionar el valor óptimo de la constante K1. Los valores normales son k=0.76 y T=15 mseg.

La exactitud del ajuste de la tensión de funcionamiento al voltaje de máxima potencia, VMPP depende de la elección de la fracción ajustada a la tensión en circuito abierto del GFV.

5.1.1.4.1 Ventajas:

- Solución simple y económica y que únicamente utiliza un lazo de control.

5.1.1.4.2 Inconvenientes:

No tiene en cuenta la potencia real extraída de los paneles en la selección del MPP y que asume que, con una tensión de circuito abierto dada, se determina con exactitud el MPP.

- Si este es incorrecto o inexacto la potencia de salida no será máxima.

5.1.1.5 Método de la corriente de cortocircuito del GFV.

Este método es similar al algoritmo anterior. Se basa en el hecho empírico de una dependencia lineal entre la corriente en el MPP y la de cortocircuito, cumpliendo la siguiente relación:

$$k_1 = \frac{I_{MPP}}{I_{sc}} \cong \text{constante} < 1 \quad (71)$$

La estimación del valor de K2 con este método suele ser de 0.85. Este método tiene las mismas ventajas e inconvenientes que el sistema de control anterior.

5.1.1.6 Método de la tensión a circuito abierto de una célula de prueba:

Para poder evitar las desventajas de estar aislando el GFV cada cierto tiempo se ha propuesto como alternativa el uso adicional de una célula de prueba. De esta manera con la estrategia seguida en los dos métodos anteriores (diferencia que las medidas de Voc se realizan sobre una célula eléctricamente independiente del

resto del sistema). Los valores de k obtenidos resultan de la extrapolación al generador FV.

5.1.1.6.1 Ventajas.

- Solución simple y económica a la hora de diseñar e implementar.
- Se utiliza un lazo de control.
- Evita las interrupciones realizadas al conjunto de paneles fotovoltaicos.

5.1.1.6.2 Inconveniente.

- Supone las propiedades de una célula de prueba son idénticas a cada una de las del GFV por lo que si el punto de funcionamiento calculado no es exacto no estaremos extrayendo la máxima potencia.
- Puede no ser apropiado para aplicaciones con limitación de superficie.

5.1.1.7 Método β :

Este método se basa en el seguimiento del coeficiente β . Tiene la ventaja de que es rápido y tiene un seguimiento preciso. El análisis de las características I, V de un panel FV nos define el coeficiente β :

$$\beta = I_n \left(\frac{I_{FV}}{V_{FV}} \right) - c \times V_{FV} = I_n(I_0 \times c) \quad (72)$$

Donde I_0 es la corriente inversa de saturación y $c(c = \frac{q}{\eta K T N_s})$, es la corriente del diodo que irá en función de su rendimiento, el número de células en serie. El valor de β permanece dentro de un estrecho intervalo a medida que se aproxima al MPP, por lo que este control siempre nos dará una aproximación, no el punto de máxima potencia exacto.

5.1.2 Conclusiones de los métodos indirectos:

5.1.2.1 Ventajas:

- Son simples y económicos.
- Casi todos solo tienen un lazo de control.

5.1.2.2 Inconvenientes.

- Para algunos se necesita una gran capacidad de memoria y el mantenimiento de una gran base de datos.
- No son totalmente versátiles con respecto a la carga.
- La búsqueda del MPP es independiente de la variación de los parámetros del panel solar, la implementación ha de ser la que se ajuste para cada sistema específico y ha de actualizarse y revisar durante el tiempo. Necesita mantenimiento.

5.1.3 Control directo:

En el control directo se incluyen aquellos algoritmos que emplean medidas de tensión y corriente de entrada o salida, a partir de las cuales, y teniendo en cuenta la variación de los puntos de funcionamiento del generador FV, se determina el punto de operación óptimo. Estos algoritmos tienen la ventaja de ser independientes de las características del generador FV. A su vez dentro de esta categoría se puede establecer otra clasificación entre los métodos de muestreo y modulación[30].

5.1.3.1 Métodos de muestreo:

En estos procedimientos se realiza un muestreo de los valores de tensión y corriente en bornes del generador FV. Después mediante diferentes estrategias se obtendrá la potencia extraída de dicho generador, P_{fv} . Este muestreo tiene como finalidad determinar la evolución relativa de dicha variable. Se realiza una comparación entre los diferentes valores de potencia obtenidos de manera que se dará la información necesaria para que el circuito de control correspondiente aumente o disminuya el ciclo de trabajo del convertidor para aproximarse al MPP. Bajo este principio se distinguen los siguientes métodos:

5.1.3.2 Método de la diferenciación:

Esta técnica se basa en la propiedad de que el punto de potencia se localiza resolviendo la ecuación:

$$\frac{dp_{fv}}{dt} = I_{fv} \frac{dv_{fv}}{dt} + V_{fv} \frac{dI_{fv}}{dt} \quad (73)$$

No obstante, su resolución requiere de al menos nueve operaciones (entre cálculos y mediciones) además se la suma final no es cero se debe hacer una nueva operación para determinar el signo de la suma indicando así la dirección a la que el punto de funcionamiento debe ajustarse para alcanzar el MPP.

5.1.3.3 Método de la tensión realimentada o tensión constante:

Si en el sistema no hay ninguna batería, para mantener la tensión del bus constante, puede aplicarse un control simple. De esta manera puede usarse la realimentación del voltaje de los paneles y su comparación con una tensión de referencia constante de referencia para ajustar el ciclo de trabajo del convertidor.

5.1.3.3.1 Desventajas.

- Tenemos un sistema que es incapaz de adaptarse a las condiciones ambientales cambiantes, irradiación y/o temperatura.
- Si en el sistema hay baterías, se suele comparar la tensión del GFV con una tensión de referencia constante que se corresponde a la VMPP con unas condiciones ambientales específicas.
- La señal de referencia resultante se utiliza para controlar el convertidor.

5.1.3.3.2 Ventajas.

No se puede aplicar con generalidad en sistemas cuyo método de almacenamiento no sean baterías. No se puede seguir los MPP cuando existen variaciones de irradiación y temperatura. Es un control indicado solo para el uso bajo condiciones constantes de irradiación (sistemas de satélites).

5.1.3.4 Método de Perturbar y Observar:

El método de perturbar y observar es el más utilizado por la mayoría de los autores. Es un método iterativo de aproximación al MPP que ‘perturba’ el punto de funcionamiento del generador FV[31] para encontrar la dirección de cambio. El control se alcanza forzando que la derivada de la potencia del generador sea cero. El primer escrito sobre el control externo, fue realizado por Leblanc[30] para la búsqueda de un pico de resonancia de un sistema electromecánico. En el caso concreto de un panel solar, el control MPPT extremal obliga a acercarse al punto de funcionamiento del FV al MPP y a oscilar alrededor de él indefinidamente.

Para ello se altera periódicamente el voltaje de salida del generador FV, siendo esto ‘Perturbar’ y se compara la potencia de salida del mismo con la obtenida en el ciclo anterior actuando en consecuencia, ‘Observar’ el sistema. La lógica de este algoritmo se explicita en la siguiente tabla:

$\Delta P_{fv}(t_1)$	$V_{fv}(t_2)$
> 0	-
< 0	+

Tabla 6: condición del controlador MPPT P&O. Fuente: investigación propia del autor

Podemos tener problemas con este tipo de control si hay variaciones rápidas de irradiación y temperatura ya que puede ir alejándose del MPP. Se puede mejorar la respuesta incrementando la velocidad de ejecución del algoritmo de control.

5.1.3.4.1 Ventajas.

No requiere de conocimiento previo de las características del generador FV y que es relativamente simple.

Ramon Leyva[30] ha hecho un estudio analítico desde el punto de vista de la estabilidad de este control, que es utilizado para la búsqueda del MPP de un GFV con la ayuda de un convertidor DC. La estabilidad global del sistema se ha demostrado con la ayuda de la técnica de Lyapunov. El algoritmo extremal es aplicado en un contexto de búsqueda del MPP de un PV alcanzado el comportamiento en régimen estable caracterizado por una oscilación del MPP. El algoritmo evalúa los valores de las tensiones y las corrientes del FV hacia el valor del MPP por una variación positiva o negativa lineal de las tensiones del FV a lo largo del tiempo. Este tipo de algoritmo se puede encontrar también en una versión digital.

5.1.3.5 Método de la conductancia incremental (IncCond):

Alternativa a la estrategia Perturbador y Observador se desarrolló el algoritmo del incremento de conductancia. Se basa en el hecho de que la derivada de la potencia respecto a la tensión del generador FV (“pendiente” de la curva característica PV), dP_{fv}/dV_{fv} , se anula en el punto de potencia máxima.

$$\frac{dp_{fv}}{dv_{fv}} = I_{fv} \frac{dv_{fv}}{dv_{fv}} + v_{fv} \frac{dI_{fv}}{dV_{fv}} = 0 \rightarrow -\frac{I_{fv}}{V_{fv}} = \frac{dI_{fv}}{dV_{fv}} \quad (74)$$

La ecuación de la parte izquierda representa el opuesto de la conductancia incremental, mientras que el derecho constituye la conductancia instantánea. Las variaciones incrementales pueden aproximarse a los incrementos que hayan sufrido la V_{fv} e I_{fv} , para compararlos con los valores actuales medidos con los valores medidos en el instante anterior. Por tanto, analizando la derivada se puede comprobar si el generador FV opera en su punto MPP o fuera de este.

$$\frac{dp_{fv}}{dv_{fv}} > 0; V_{fv} < V_{PPM}; \frac{dp_{fv}}{dv_{fv}} = 0; V_{fv} = V_{PPM}; \frac{dp_{fv}}{dv_{fv}} < 0; V_{fv} > V_{PPM} \quad (75)$$

5.1.3.5.1 Ventajas:

- Las ventajas que ofrece este algoritmo son que ofrece un buen rendimiento bajo condiciones atmosféricas cambiantes.
- Consigue una oscilación menor alrededor del MPP.

5.1.3.5.2 Inconveniente:

- Requiere un circuito de control complejo que puede conllevar un elevado coste del sistema.

5.1.3.6 Método de la capacidad parásita:

Este método es similar al del crecimiento de conductancia, al que se le incluye la capacidad c_{fv} de la unión parasita p-n de las células fotovoltaicas. De manera que utilizando el rizado generado por el convertidor, se procesa para eliminar dicha capacidad parásita.

El análisis de este algoritmo se da, a partir de la ecuación de la potencia instantánea del GFV. Se intenta expresar la corriente como función de V_{fv} de manera que toda la ecuación nos dependa de éste. Teniendo en cuenta que la condición del MPP del sistema se cumple cuando la derivada de la potencia respecto a la tensión del generador es cero podemos obtener una relación entre conductancias.

Si c_{fv} es igual a cero la ecuación se simplifica al método del incremento de conductancia. Como inconveniente tenemos que este requiere de dos multiplicadores con además de filtros pasa altos y pasa bajos para eliminar componentes de continua y de rizado por lo que hace que el sistema de control sea más complejo.

5.1.3.7 Métodos por modulación:

En los métodos discutidos anteriormente, la derivada de la potencia se ha utilizado de diversas formas para determinar la ubicación relativa del punto de máxima potencia MPP. El ajuste apropiado de dicha tensión finalmente produce un punto de operación cercano y oscilante alrededor del MPP. Estas oscilaciones son entonces generadas automáticamente por el control de realimentación utilizado. Sin embargo, hay métodos que añaden una oscilación[30].

5.1.3.8 Método de oscilación forzada:

Este método introduce un pequeño rizado de tensión de 100 Hz que se añade a la tensión de operación del GFV. Esto conlleva un rizado de potencia, cuya amplitud y fase son dependientes de la localización relativa del punto de operación al MPP.

Si dicha modulación transcurre en la parte izquierda de MPP el rizado de tensión y de la potencia estará en fase. En cambio, si la modulación se realiza en parte derecha del MPP, el rizado de la potencia de salida estará 180° desfasado con respecto a la tensión. En el caso de que el punto de operación coincida con el MPP, rizado de la potencia de salida tendrá dos veces la frecuencia del rizado de la tensión con una amplitud muy pequeña.

5.1.3.8.1 Ventajas:

- El análisis de la amplitud y la fase proporcionan información sobre la ubicación del MPP.
- Además, la señal de salida converge lentamente hacia cero, cuando el punto de operación se acerca al MPP.

Esto permite que la tensión de operación V sea lentamente ajustada hacia el V_{MPP} . Con ello no habrá ninguna oscilación continua alrededor del MPP ocasionado por un ciclo de trabajo fijo. La única oscilación que ocurre, son los 100 Hz de la modulación de la tensión de operación.

5.1.3.8.2 Desventajas:

- la complejidad de su implementación.
- así como la evaluación de las señales de amplitudes muy bajas.

5.1.3.9 Método de la lógica difusa: Controles

Controles de lógica difusa midiendo dos variables. Las ventajas de estos controles sobre los convencionales se pueden resumir en que no necesitan modelos matemáticos exactos y pueden trabajar con entradas imprecisas además de poder manejar no linealidades[30].

Estos algoritmos se implementan en dispositivos lógicos programables. La idea básica es sintetizar lógicamente el controlador en un conjunto de ecuaciones booleanas y se forma la tabla de búsqueda del controlador. Esto supone, en la mayoría de los casos, una sintonización compleja.

5.1.3.9.1 El control tiene 3 etapas:

- Ambigüedad: los valores numéricos son convertidos en valores “difusos”. Por ejemplo: ‘muy grande’, ‘grande’, ‘medio’, ‘pequeño’ o ‘muy pequeño’.
- Búsqueda de los valores en tablas: se selecciona un valor de salida respecto a los valores difusos de entrada.
- No ambigüedad: el valor difuso de salida de la tabla lo convertimos en un valor numérico.

Ya conocidos los algoritmos de control, que se le puede aplicar al inversor con aislamiento en alta frecuencia AF, se puede escoger el que más se ajuste a la etapa de control y con buenos rendimientos, mayor documentación dentro los convertidores de energías DC y sistemas inversores con la técnica MPPT.

La tabla siguiente muestra los más utilizados:

Comparación de técnicas MPPT

Algoritmo de Control	Mppt, t Real	Digital o Analógico	Velocidad de Convergencia	Complejidad de Implementación	Parámetros Sensados
Acercarse a la curva	No	D&A	Baja	Baja	V,I
Búsqueda en tabla	No	D&A	Baja	Media	V,I
Tensión de circuito abierto del generador Fotovoltaico	No	D&A	Media	Baja	V

Corriente de corto circuito del generador fotovoltaico	No	D&A	Media	Baja	I
Perturbar y Observar(P&O)	SI	D&A	Variable	Media	V,I
Conductancia Incremental	SI	Digital	Variable	Alta	V,I

Tabla 7: comparación de técnicas MPPT. Fuente: Investigación propia del Autor.

Fijándose en la tabla anterior, se procede a escoger la técnica de control a utilizar en el inversor de aislamiento en alta frecuencia AF, siendo el caso de la técnica de control **perturbar y Observar (P&O)**, porque realiza una búsqueda real del MPP, es un método que puede ser implementado en sistemas tanto análogos como digitales, se puede variar su velocidad de convergencia al MPP[32], es de complejidad media y utiliza sensores de voltaje y corriente, permitiendo una lectura exacta de la potencia que entrega el PV[32], tiene amplios estudios y propuestas de mejoras que aumenta la eficiencia del mismo.

5.2 ALGORITMO PERTURBAR Y OBSERVAR (P&O)

La estructura de operación de este algoritmo es sencilla. Su funcionamiento consiste en perturbar la tensión del PV, es decir disminuyendo o incrementando la tensión y monitoriza la potencia resultante, este control se realiza al variar el ciclo de trabajo de un convertidor DC-DC.

Este algoritmo se base en comparar la potencia suministrada por el módulo PV, en conjunto con la medida de la tensión (voltaje). Dicha muestra permite ubicar el punto de operación y así encontrar el MPPT.

La técnica de control consiste en las siguientes condiciones:

Condición 1: $\Delta P = P(K) - P(K - 1) > 0$. Si la medida de la potencia actual es mayor que la medida en la muestra anterior la perturbación continúa en la misma dirección ($V \rightarrow$).

Condición 2: $\Delta P = P(K) - P(K - 1) < 0$. Si la medida de la potencia es menor la perturbación irá en sentido contrario al del ciclo anterior ($V \leftarrow$).

Condición 3: $\Delta P = P(K) - P(K - 1) = 0$. En el caso de que la variación de la potencia sea cero, significa que está en el MPP.

La técnica de control, de implementar la variación de potencia, también tiene en cuenta la variación en la tensión del módulo fotovoltaico, pues también influye en la acción de control. De esta manera, se puede decir que la potencia y la tensión son dependientes. Por lo tanto, una vez se ha comprobado la potencia, se procede a comprobar la tensión de la siguiente manera analizando cada condición:

Condición 1: la potencia se incrementa.

$$\Delta P > 0: \text{si } \Delta V = V(K) - V(K - 1) > 0:$$

Como el incremento de la tensión del generador fotovoltaico es positivo, la acción de control es disminuir el ciclo de trabajo ($\downarrow D$), logrando de esta forma que se incremente la tensión de salida ($\uparrow V$) del panel solar para acercarnos al MPP, tal como se ve en la Figura siguiente:

Cambios de tensión en PV, si la variación de potencia es positivo $\Delta P > 0$: $\Delta V > 0$ positivo.

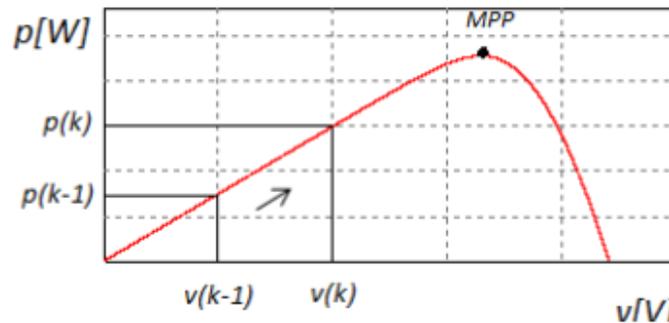


Figura 25: cambio de P_v , si la potencia es 'positiva. Fuente: desarrollo de un controlador electrónico con MPPT para sistemas fotovoltaico[32].

Si $\Delta V = V(K) - V(K - 1) < 0$:

Como el incremento de la tensión del generador fotovoltaico es negativo, la acción de control es aumentar el ciclo de trabajo ($\uparrow D$), de forma que disminuya la tensión de salida ($\downarrow V$) del panel solar para acercarnos al MPP, tal como se ve en la Figura siguiente: Cambios de tensión en PV, si la variación de potencia es positivo $\Delta P > 0$: $\Delta V < 0$ negativo.

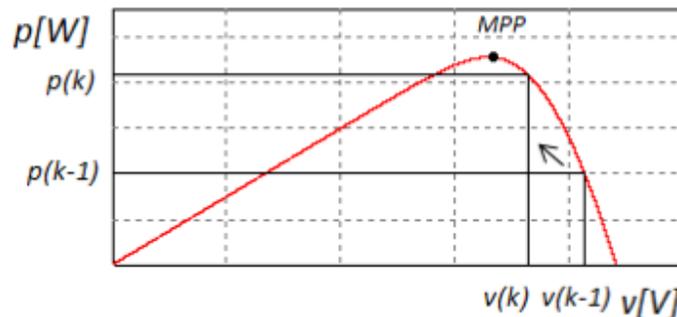


Figura 26: cambio de tensión en pv Fuente: desarrollo de un controlador electrónico con MPPT para sistemas fotovoltaicos.

Condición 2, decremento de potencia $\Delta p < 0$: Si $\Delta v = v(k) - v(k-1) > 0$: Como el incremento de la tensión del generador fotovoltaico es positivo, la acción de control es aumentar el ciclo de trabajo ($\uparrow D$), logrando de esta forma disminuir la tensión de salida ($\downarrow v$) del panel solar para acercarnos al MPP, tal como se muestra en figura siguiente:

Cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V > 0$ positivo,

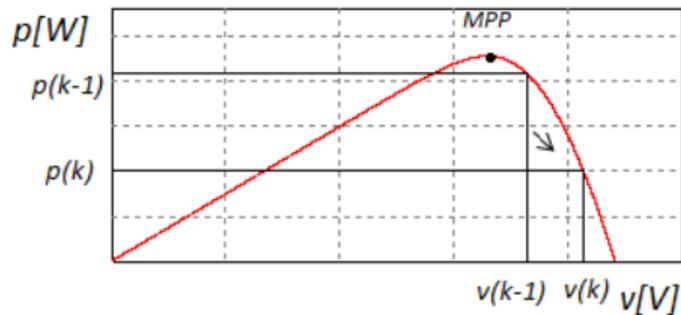


Figura 27: cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V > 0$ positivo. Fuente: desarrollo de un controlador electrónico con MPPT para sistemas fotovoltaicos [32].

Si $\Delta v = v(k) - v(k-1) < 0$: Como el incremento de la tensión del generador fotovoltaico es negativo, la acción de control es disminuir el ciclo de trabajo ($\downarrow D$), de forma que aumente la tensión de salida ($\uparrow v$) del panel solar para acercarnos al MPP, tal como se ve en la Figura siguiente.

Cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V < 0$ positivo.

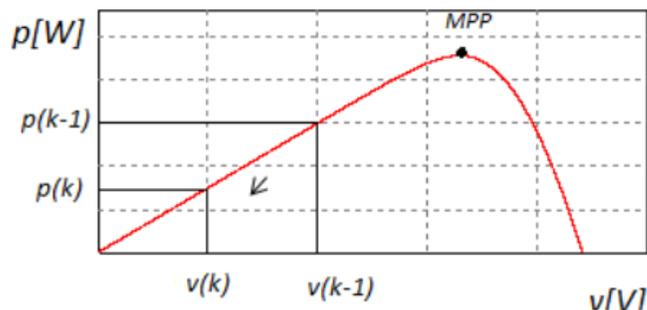


Figura 28: cambios en tensión del PV cuando el cambio de potencia $\Delta P < 0$ es negativo, $\Delta V < 0$ positivo. Fuente: desarrollo de un controlador electrónico con MPPT para sistemas fotovoltaicos[32].

Realizando la tarea de búsqueda del MPPT, el algoritmo de control oscila alrededor de ese valor óptimo. Siendo esto aplicable a casos de operaciones ideales del PV, cuando la radiación y la temperatura son constante, sin embargo, las mismas reglas se aplican para condiciones de operación variables, teniendo en cuenta que las curvas de potencia de un PV frente a variaciones de radiación y temperatura cambian de forma no lineal.

5.3 Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

La figura siguiente muestra el diagrama de flujo del algoritmo de control P&O. El algoritmo toma como variables de entrada el voltaje V_p y la corriente I_p del PV, por su parte, la variable D_{CS} representa el paso para realizar la perturbación. El paso va determinado en que tanto se mueve el controlador para alcanzar el MPP, para esta implementación se tomara de un $D_{CS} = 0.01$. El algoritmo lee los datos de voltaje y corriente de panel, con estos valores calcula la potencia instantánea, y se realiza la comparación con el nivel de potencia del muestreo anterior p_{-1} de la misma forma se hace con el voltaje, y de acuerdo a estos valores se determina si incrementa o decrece la salida del ciclo de trabajo D .

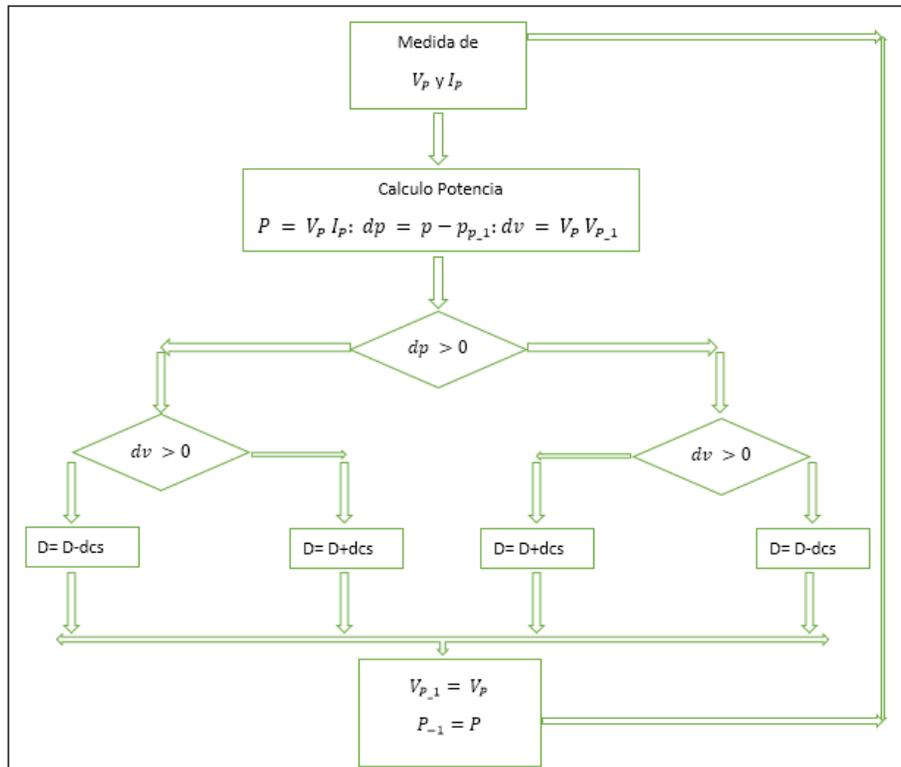


Figura 29: diagrama de flujo P&O. Fuente: investigación del Autor.

5.4 SIMULACION DEL CONTROLADOR DE P&O.

La simulación del controlador P&O se realiza utilizando el software de PSIM, el cual nos permite determinar las características del panel solar.

Para la práctica se utilizó la simulación del panel solar fotovoltaico que tiene las siguientes características:

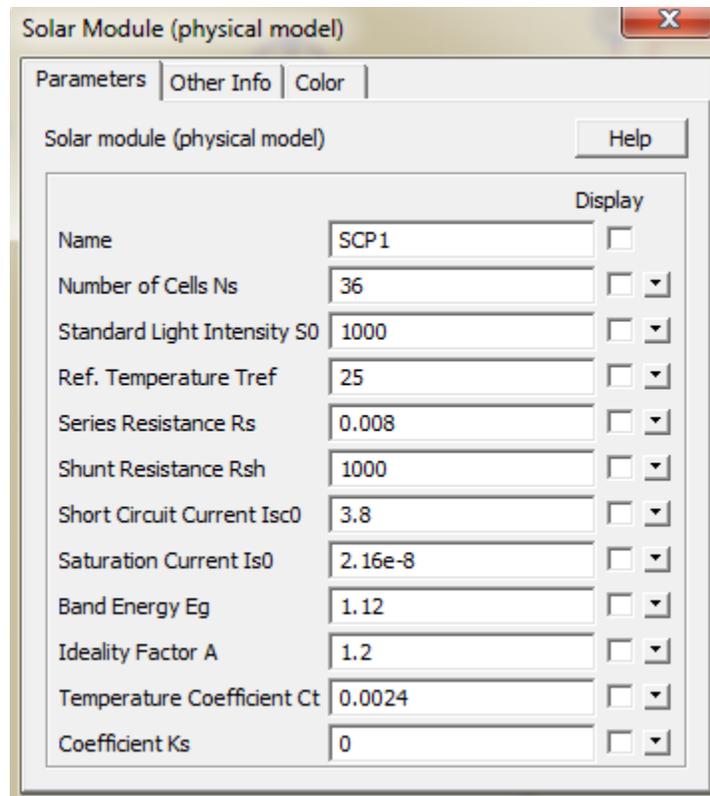


Figura 30: Características del panel solar fotovoltaico simulado. Fuente: Investigación del Autor

Las condiciones de operación en las que se realizarán las simulaciones son las siguientes:

- S (irradiancia) = 1000 W/m².
- T (temperatura) = 25 oC.

El panel solar a implementar en la simulación, tienes estas características, se procede a realizar una simulación y dar todas las posibles condiciones de tensión o podemos utilizar una aplicación que nos ofrece el programa Psim, Renewable Energy (Solar Power). Esta última es la opción óptima ya que aparte de las gráficas P-V e I-V, muestra el punto de máxima potencia.

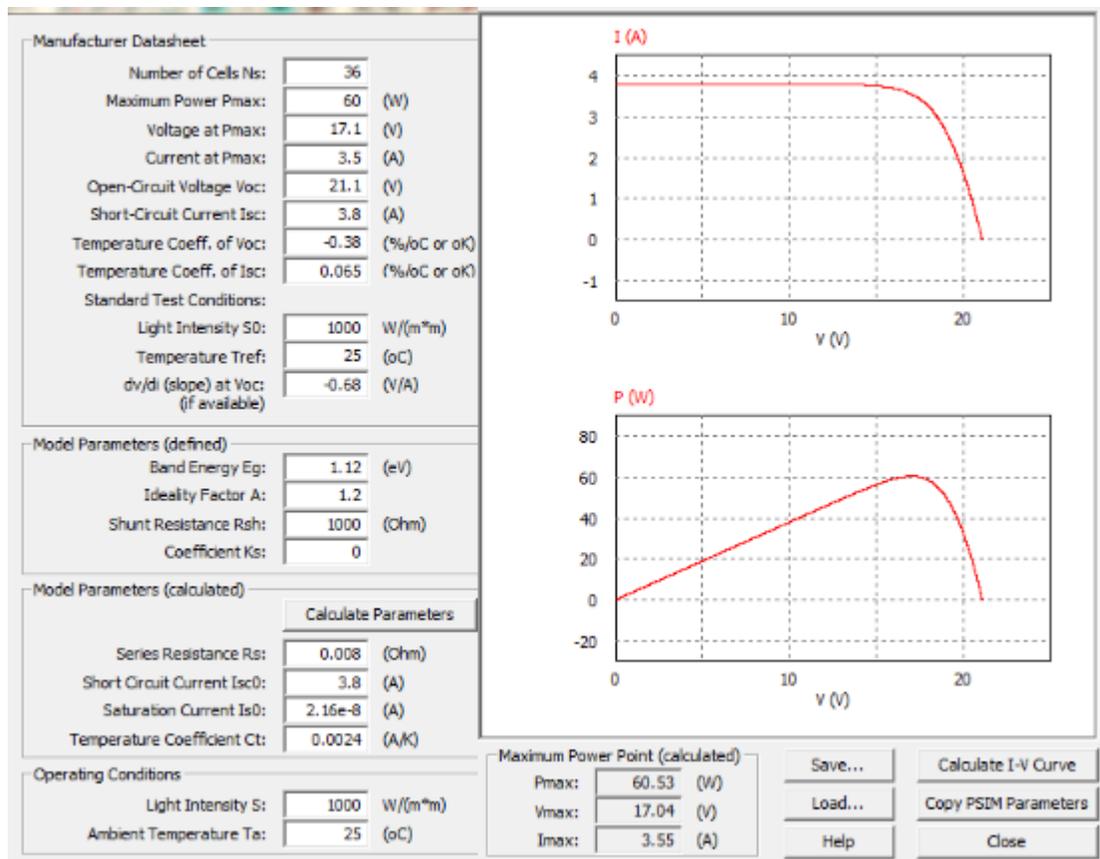


Figura 31: P-V, I-V. Psim Renewable Energy (Solar Power). Fuente: investigación del Autor.

Las condiciones de operación del panel, se pueden variar la interfaz, así se logra colocar varios puntos máximos de potencia (tensión e intensidad del panel) para distintas irradiancias o temperaturas.

Los circuitos constan de tres partes diferentes como son:

- Panel solar fotovoltaico.
- Convertidor de potencia CC/CC + Carga (en este caso una batería).
- Circuito de control (algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia).

Cada parte la podemos interpretar como un bloque, el cual tiene unas señales entradas y unas salidas:

Panel solar fotovoltaico: Como entradas tiene:

- Señal que simula la irradiancia incidente.
- Señal que simula la temperatura a la que trabaja el panel.

Como salidas:

- Intensidad que nos ofrece el panel.

Convertidor CC/CC:

Como entradas tiene:

- Tensión de entrada al convertidor proveniente del condensador.
- Señal de activación del polo de potencia. Esta controla el paso de corriente de la entrada a la salida del convertidor. (Ciclo de trabajo D).

Como salidas tiene:

- Tensión e intensidad a la carga. En este caso al ser la carga una batería, la tensión en la salida es constante con lo que solo varía la intensidad en la salida, como consecuencia también la potencia.

Circuito de control (Algoritmo MPPT):

Como entradas tiene:

- Tensión del panel solar (condensador de entrada del convertidor).
- Intensidad del panel solar fotovoltaico.

Como salidas tiene:

- Señal de activación del polo de potencia del convertidor. Dependiendo de las condiciones de operación la tensión en la salida siempre tiene que ser la misma, de manera que el control ajusta el ciclo de servicio para que así sea.

Algoritmo MPPT: Perturbación & Observación

Circuito de simulación:

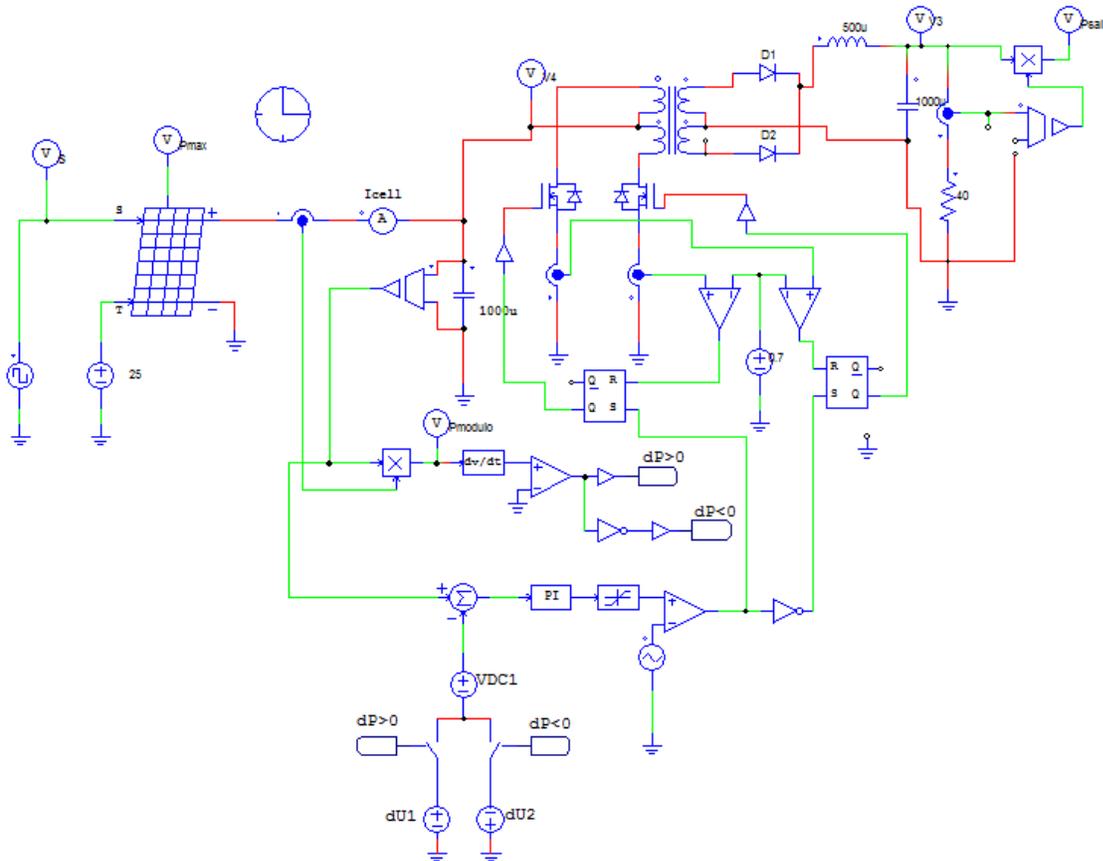


Figura 32: Circuito de simulación Perturbación y Observación. Fuente: investigación propia del Autor

Gráficas que muestran el comportamiento del algoritmo:

En este apartado simulamos el circuito de manera que podamos observar ante un cambio en la irradiancia incidente, la potencia que nos da el panel y la potencia de salida del convertidor:

- S (Irradiancia)
- P_{sali} y P_{max}
- P_{modulo} y P_{max}

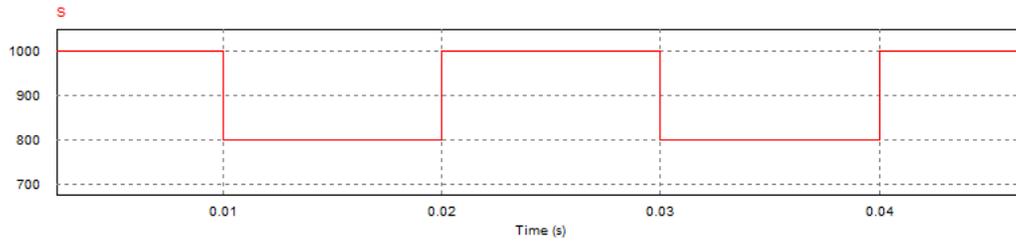


Figura 33: Figura: S (Irradiancia). Fuente: investigación propia del Autor

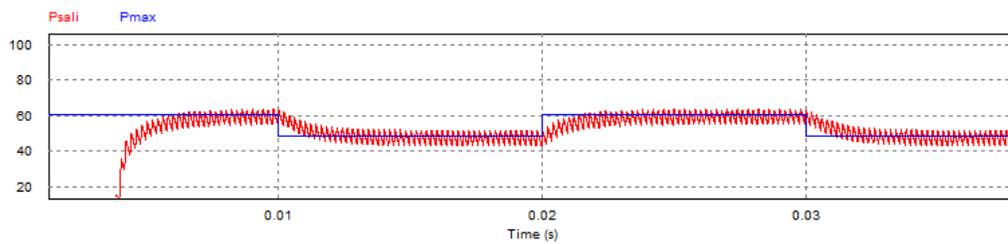


Figura 34:Figura: Psali y Pmax. Fuente: investigación del Autor

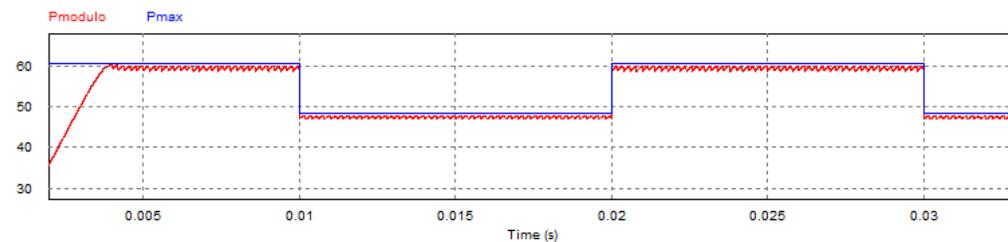


Figura: Pmodulo y Pmax. Fuente: investigación del Autor

5.4.1 Resultados y observaciones:

Como podemos observar la potencia que ofrece el panel se ajusta a la potencia máxima que ofrece. Sabemos que el punto de máxima potencia varía, pero la tensión se mantiene prácticamente constante ante una variación de la irradiancia incidente en el panel, con lo que es la intensidad la que varía.

La potencia de salida se ajusta, pero tiene un pequeño retardo, el algoritmo es el encargado del ajuste. Este algoritmo es el más sencillo de implementar por lo que es el más utilizado en las instalaciones. El problema que tiene es el ajuste del incremento en la tensión de referencia. Posibles casos:

Si el incremento en la tensión de referencia es grande:

- El ajuste ante una variación de las condiciones de operación del panel es muy rápido, pero una vez que llega al punto de máxima potencia (para dichas condiciones) el control hace que fluctúe en gran medida entorno a dicho punto y las pérdidas de potencia son elevadas.

Si el incremento en la tensión de referencia es pequeño:

- El ajuste ante una variación de las condiciones de operación del panel es muy lento, pero una vez que llega y se mantienen las condiciones, las pérdidas son mínimas.

Por esto tenemos que llegar a un compromiso de pérdidas de potencia reducidas y una actuación rápida ante las perturbaciones o cambios en las condiciones de operación.

5.5 Implementación de etapas diseñadas del inversor con aislamiento en alta frecuencia (AF).

En la elaboración del inversor de aislamiento en alta frecuencia (AF), se elaboró por 3 etapas, quedando de esta manera.

- Etapa de sensores voltaje y corriente (SV y SI).
- Etapa de control MPPT y convertidor DC-DC (push-pull).
- Etapa de inversor DC-AC

5.5.1 Etapa de sensores voltaje y corriente (SV y SI).

Esta etapa está diseñada con un circuito que muestra los valores de corriente y tensión que se puede visualizar en un instrumento o display, para ser conectado a un conversor análogo – digital de un microcontrolador clásico.

5.5.1.1 Sensor de corriente:

Este sensor se basa en la 30A el integrado proporciona corriente CA y corriente DC,



utilización, integrado ACS712- una medición precisa de ver figura:

Figura 35: sensor de corriente ACS712-30. Fuente: tomada por el autor

5.5.1.2 Sensor de voltaje:

Este sensor está constituido para soportar la tensión que genera el panel foto voltaico y a su vez, por medio un arreglo de resistencia en este caso divisor de voltaje, se logra tener una entrada óptima para el microcontrolador, de 5v que entra en el conversor análogo – digital del mismo.

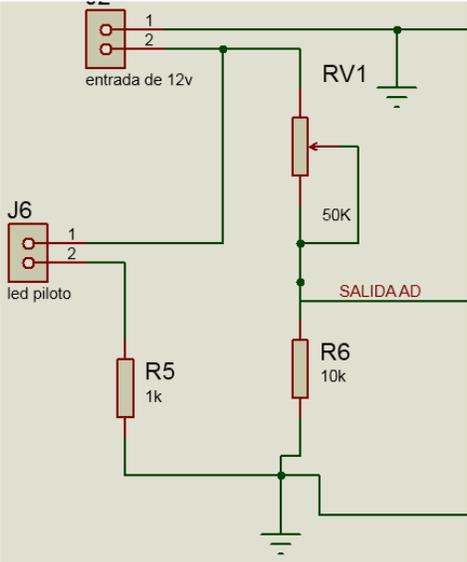


Figura 36: sensor de voltaje. Fuente: diseño del autor

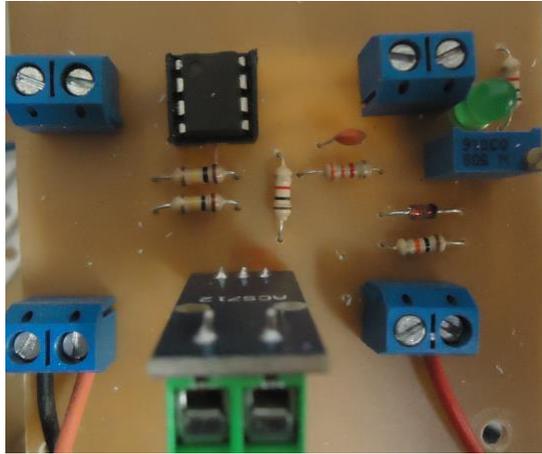


Figura 37: etapa de corriente y voltaje, Fuente: tomada por el autor

5.5.1.3 Etapa de control MPPT y convertidor DC-DC (push-pull).

En la figura se muestra el esquemático del diseño de la etapa de control y el convertidor DC-DC fue realizado el software Proteus. En la primera parte del circuito esta la etapa de control llevada por el microcontrolador PIC 18F4540 de la familia de microchip. Sigue la etapa del convertidor DC-DC. a cargo del integrado PWM tl494, en esta parte del circuito se encuentra el transformador de AF. Diseñado de tal forma que soporte la frecuencia (50khz) y tensión (12v), siendo este el encargado de generar el voltaje y corriente de operación para el funcionamiento de la última etapa del convertidor.

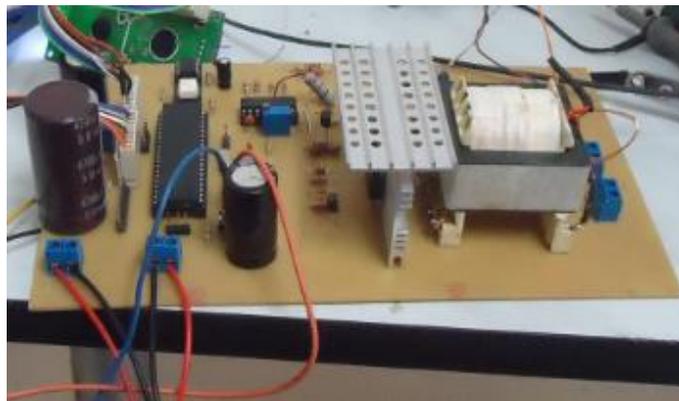


Figura 38: tarjeta de controlador MPPT y convertidor DC-DC. Fuente: tomada por el autor

5.5.1.4 Etapa de inversor DC-AC

Esta es la última etapa del inversor con asilamiento de alta frecuencia AF, esta se encarga de tomar el voltaje DC, generado por el convertidor DC-DC. Esta etapa

está constituida por un multivibrador en modo astable. El integrado monolítico encargado de generar la señal de ciclo de operación de 50% es el cd 4047 de tecnología cmos. Y por último el soporte de potencia para la carga está a cargo de dos mosfet, en configuración half bridge, de nomenclatura irf 840.en la figura siguiente se puede observar la tarjeta de potencia.

5.5.1.4.1 Principio de funcionamiento del inversor Half-Bridge DC-AC (R Load)

Un inversor monofásico se muestra en la figura siguiente. El análisis de los inversores CC-CA se realiza teniendo en cuenta las siguientes suposiciones y convenciones.

- El nodo de entrada actual a en la Figura 1 se considera positivo.
- Los interruptores S_1 y S_2 son unidireccionales, es decir, conducen la corriente en una dirección.
- La corriente a través de S_1 se denota como i_1 y la corriente a través de S_2 es i_2

La secuencia de conmutación del diseño se muestra en la (Figura 2) que el interruptor S_1 está encendido durante el tiempo de duración $0 \leq t \leq t_1$ y el interruptor S_2 está encendido durante el tiempo de duración $t_1 < t \leq t_2$. Cuando el interruptor S_1 está encendido, la tensión instantánea a través de la carga es:

$$V_0 = \frac{V_{in}}{2} \quad (76)$$

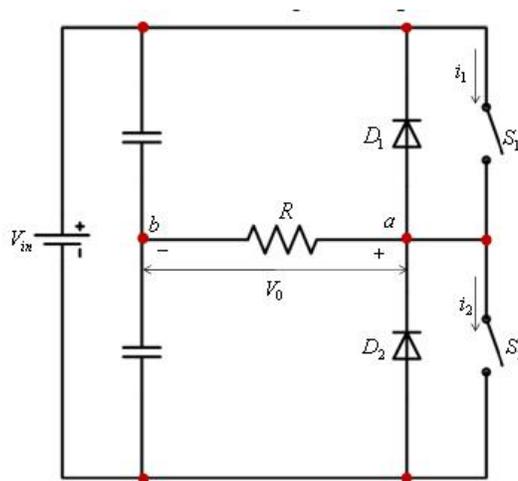


Figura 39: Etapa de inversión de la señal DC, para la carga AC. Fuente: <http://www.electronics-tutorial.net/dc-to-ac-inverter/half-bridge-dc-ac-inverter/index.html>

Cuando el interruptor S_2 solamente se activa en, la tensión en la carga es.

$$V_0 = -\frac{V_{in}}{2} \quad (77)$$

La forma de onda de la tensión de salida y los cambios de curvatura para una carga resistiva se muestran en (Figura 40).

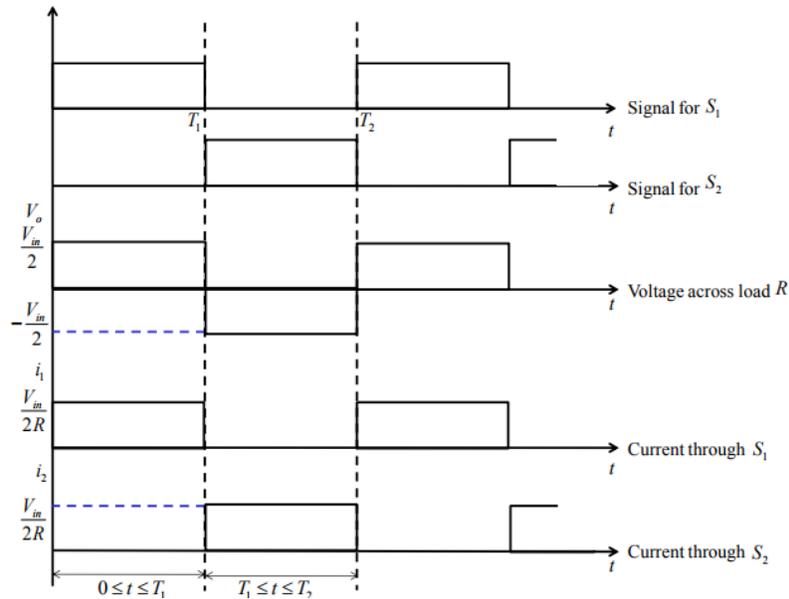


Figura 40: Formas de onda de voltaje y corriente para el inversor DC-AC: fuente <http://www.electronics-tutorial.net/dc-to-ac-inverter/half-bridge-dc-ac-inverter/index.html>

El valor r.m.s del voltaje de salida v_o viene dado por.

$$V_{Orms} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \frac{V_{in}^2}{4} dt = \frac{V_{in}}{2} \quad (78)$$

La tensión de salida instantánea (v_o) es de forma rectangular (Figura 40). El valor instantáneo de v_o se puede expresar en series de Fourier como:

$$V_0 = \frac{a_0}{2} + \sum a_n \cos(n\omega t) + b_n \sen(n\omega t) \quad (79)$$

Debido a la simetría de cuarto de onda a lo largo del eje de tiempo (figura 2), los valores a_0 y a_n son cero el valor b_n viene dado por:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi/2}^0 \frac{V_{in}}{2} d(\omega t) + \int_0^{\pi/2} \frac{V_{in}}{2} d(\omega t) \right] = \frac{2V_{in}}{n\pi} \quad (80)$$

Sustituir el valor de b_n de la ecuación 79 en la ecuación 80 da

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \sen(n\omega t) \quad (81)$$

La corriente a través de la resistencia (i_L) viene dada por

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{R} \frac{2V_{in}}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (82)$$

Para $n=1$, la **ecuación 81** da el valor rms del componente fundamental como

$$V_{01} = \frac{2V_{in}}{\sqrt{2\pi}} \approx 0.45V_{in} \quad (83)$$

Tarjeta final del convertidor DC – AC . Se utiliza el oscilador C2040.

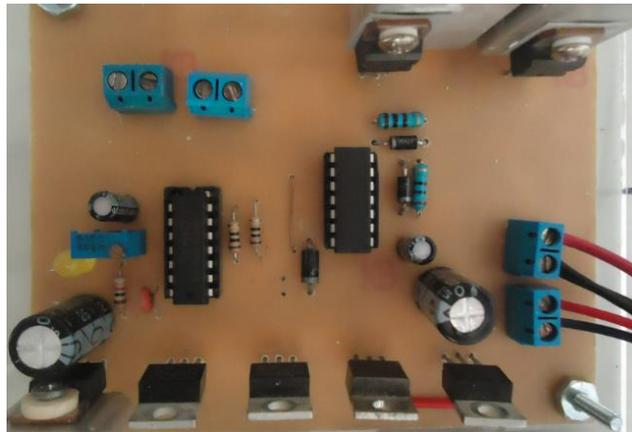


Figura 41: tarjeta de potencia. Fuente: tomada por el autor

CAPITULO 6

6 PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO

El análisis de resultado va en caminado a la puesta en marcha del inversor con aislamiento en alta frecuencia.

- Se procede a hacer la primera puesta en marcha con una fuente de tensión fija. Y sacar los valores de tensión de salida y corriente de trabajo del inversor:
- La segunda prueba se hace, con la utilización de paneles solares para validar el funcionamiento bajo carga resistiva, determinando la corriente entrada y voltaje del mismo.

6.1 Prueba de funcionamiento con fuente fija.

6.1.1 Materiales utilizados

- Fuente de voltaje (Proteck de voltaje de salida de 30v y corriente 2A)
- Multímetro Fluke 112
- Resistencia variable de $500\Omega/120w$
- Osciloscopios
- Inversor con técnica de control MPPT

6.1.2 Practica con fuente fija

Para esta primera practica se toma la fuente fija con un voltaje de alimentación de 12v, se conecta enseguida el inversor de AF sin carga. Se inspecciona la salida de voltaje del convertidor para establecer el voltaje de salida y frecuencia en alterna.

- Voltaje de entrada al inversor AF. 12v DC
- Señal de voltaje de salida del transformador de ferrita

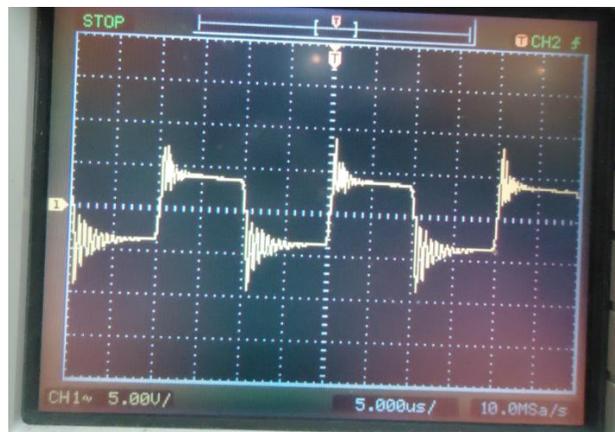


Figura 42: señal de voltaje de salida del transformador de ferrita. Fuente: El Autor

En la imagen se muestra la señal de voltaje de salida en el devanado secundario del transformador de ferrita.

- Señal de salida del devanado secundario
- La señal presenta unas pérdidas producto de la inductancia de fuga, L_p junto y su capacitancia concentrada, C_p , Se pueden observar en los sobreimpulsos y las oscilaciones en la figura.
- La señal tiene frecuencia de 50khz
- La señal de voltaje de salida del transformador de ferrita es de amplitud de 15VAC.

6.1.3 Salida de voltaje AC del inversor a 60hz

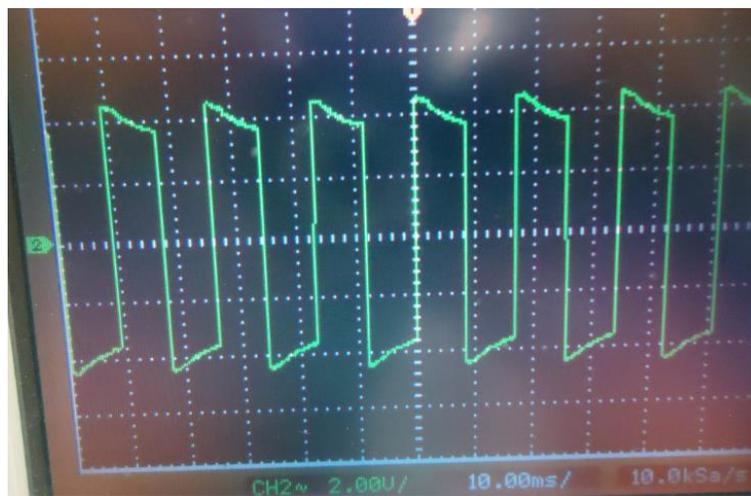


Figura 43: salida de voltaje AC, de 60hz.

Se muestran los siguientes valores:

- Salida de voltaje del inversor
- Escala de medida 2v/ por 10x
- Voltaje de salida de aproximado 80vac
- Frecuencia de salida 60hz

6.1.4 Prueba con carga resistiva

6.1.4.1 Característica de la resistencia variable fija:

- Resistencia máxima de 500Ω
- Resistencia mínima de 1Ω
- Potencia de 120w



Figura 44: resistencia variable

6.1.4.2 Metodología de ensayos

Se toma la resistencia y se varía de 400Ω hasta la resistencia de carga calculada para el convertidor DC- DC.

6.1.4.3 Pruebas de cargas 405.3Ω

- Resistencia de carga de 405.3Ω

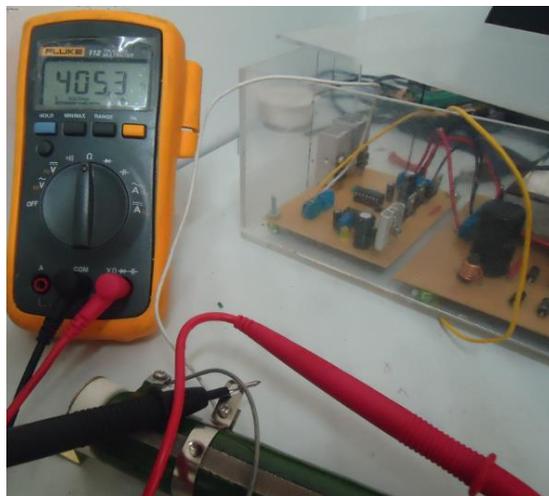


Figura 45: resistencia medida 405.3 ohmios. Fuente El autor

- Voltaje de entrada en AC, 2v/ por escala de 10x

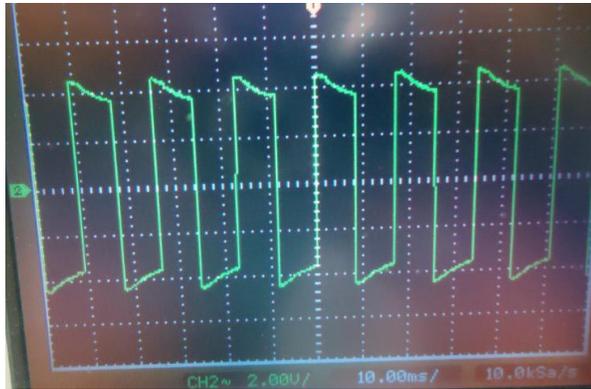


Figura 46: voltaje AC de entrada. Fuente: El Autor.

- Corriente de consumo 0.53A

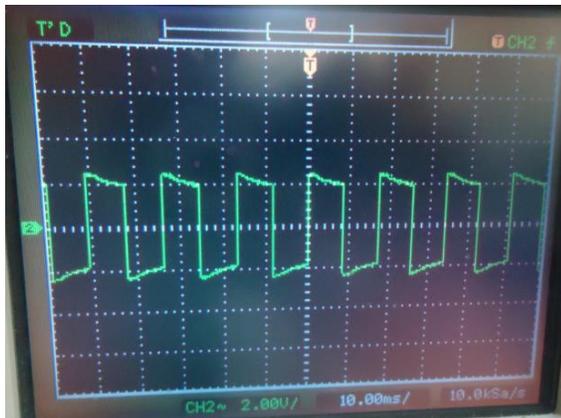


Figura 47: voltaje en la carga. Fuente: El Autor

En la figura se muestra el voltaje aplicado, siendo este de 40VAC generado una potencia de consumo de: $p = I \times V = 0.53 \text{a} \times 40 \text{vac} = 21.2 \text{w}$.

La figura muestra una reducción en magnitud con poca intensidad en corriente,

6.1.4.4 Prueba de carga de 307.3Ω

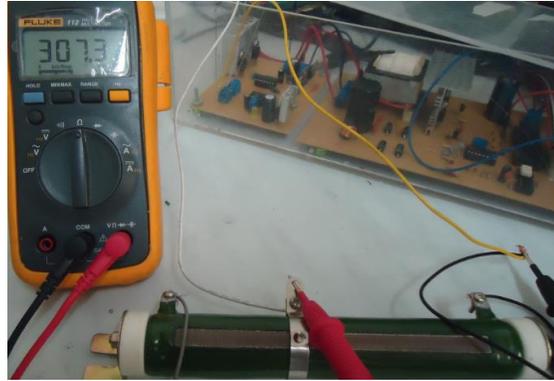


Figura 48: resistencia de prueba 307.3 ohmios. Fuente: El Autor.

Medida de resistencia para prueba 2, de funcionamiento del inversor de AF

- Corriente de carga 0.68A

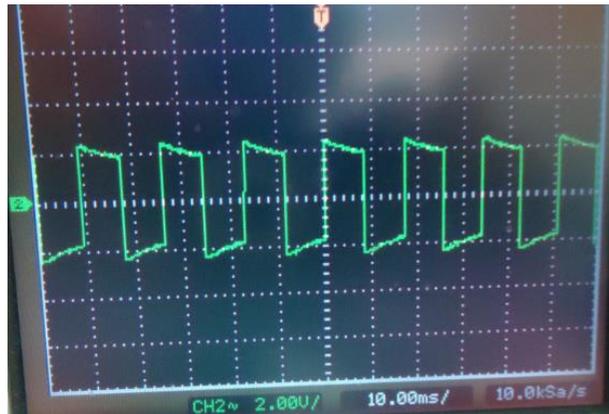


Figura 49: voltaje en la carga. Fuente: El Autor

El voltaje medido con el osciloscopio es de 40VAC, para una potencia de $p = I \times V = 40 \times 0.68 = 27,2w$

En esta prueba se ve el aumento en potencia, debido a la disminución de la resistencia y en consecuencia dentro del margen de potencia del inversor.

6.1.4.5 Prueba de carga de 102.2Ω

- Corriente por la carga 0.68A



Figura 50: resistencia de prueba 102.2 ohmios. Fuente: El Autor

Resistencia escogida para hacer prueba

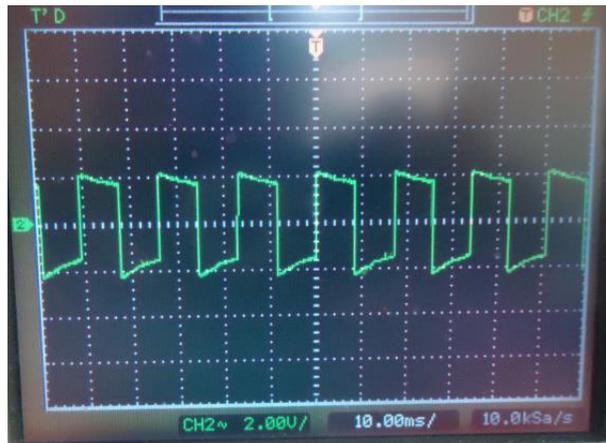


Figura 51: voltaje aplicado a la carga. Fuente: El Autor

En la figura se observa que se mantiene la tensión a 40VAC y en consecuencia aumenta la corriente 0.68A, para una potencia de $p = I \times V = 0.68A \times 40V = 27.2w$

6.1.4.6 Carga resistiva de 40.3Ω

En el diseño del inversor, se ha tomado una carga referencia para hacer las pruebas de funcionalidad siendo el caso para carga de 40Ω



Figura 52: carga de 40.3 ohmios. Fuente: El Autor

- Corriente que circula por la carga es de 1.61A

Se nota el aumento de corriente al disminuir la resistencia, al régimen de trabajo del inversor.

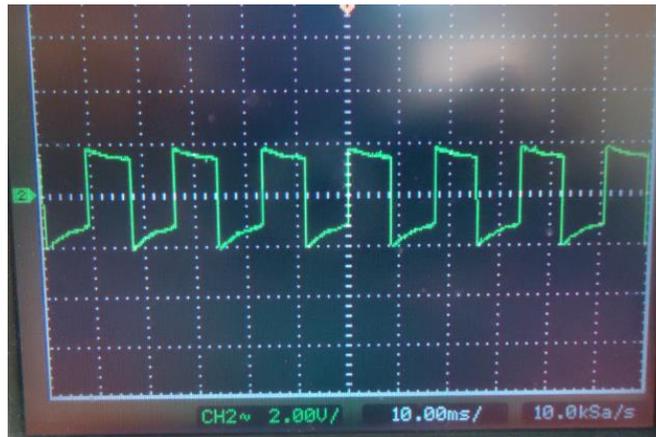


Figura 53: voltaje aplicado en la carga. Fuente: El Autor

Análisis:

La técnica de control MPPT, busca la máxima potencia que puede entregar la fuente y se observa que se mantiene en ese punto, si las condiciones de la fuente no cambian. De hacerlo comienza efectuar el control para llegar al nuevo punto de operación.

La potencia que entrega el inversor con aislamiento en alta frecuencia. Va aumentando en proporción a la carga conectada el inversor DC-AC.

6.2 Práctica con paneles solares

La practicas con los paneles solares se hicieron dentro del campus universitario, solo se llevó a cabo la conexión paralela.

- Conexión paralela entre paneles solares de 12v. se aumenta la corriente de suministro
- Aumento de captación de luz solar.

6.2.1 Materiales utilizados

- Fuente de voltaje (Proteck de voltaje de salida de 30v y corriente 2A)
- Multímetro Fluke 112
- Resistencia variable de $500\Omega/120w$
- Inversor con técnica de control MPPT

6.2.2 Características del panel solar



Figura 54: panel solar Atersa. Fuente: El Autor

- Modelo ----- A-85w
- Pmp----- 85w
- Voc----- 22.17v
- Vmp----- 8.70v
- Isc----- 4.83A
- Imp-----4.45A
- Vmax-----700v

La práctica lleva con el panel solar, se hizo a la carga mínima y la carga máxima ya que se buscaba validar el funcionamiento del inversor y que mantuviera las características de diseño por el autor.

6.2.2.1 Pruebas de cargas 405.3Ω

La práctica se tomó la resistencia máxima aplica, para validar el funcionamiento en este caso de 404.0 ohmios



Figura 55: resistencia de carga. Fuente: El Autor

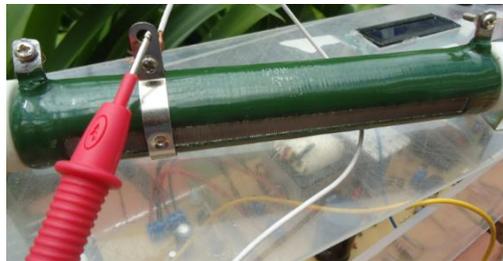


Figura 56: resistencia medida. Fuente: El Autor

- Corriente suministrada a la carga por el inversor 0.32A



Figura 57: medida de voltaje al entra del inversor. Fuente: El Autor



Figura 58: voltaje medido del panel. Fuente: El Autor

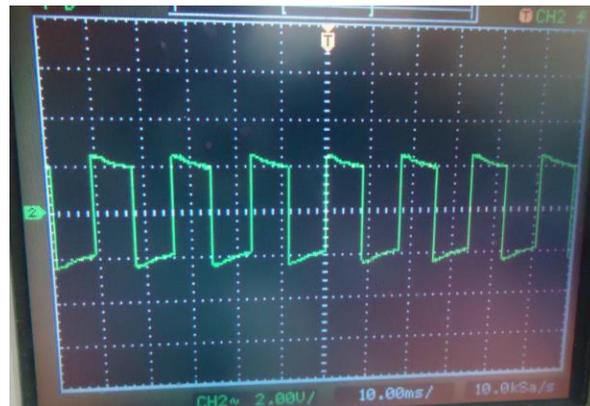


Figura 59: voltaje de salida del inversor en la carga. Fuente: El Autor

El voltaje en la carga se mantiene en los 40 voltios,

- La potencia obtenida es de: $p = I \times V = 0.32A \times 40V = 12.8w$

La potencia va variar de acuerdo, a la intensidad solar que reciba el panel solar.

6.2.2.2 Pruebas de cargas 40.3Ω

La resistencia mínima de carga a probar es de 40.3Ω.



Figura 60: resistencia de 40.3ohmios. Fuente: El Autor

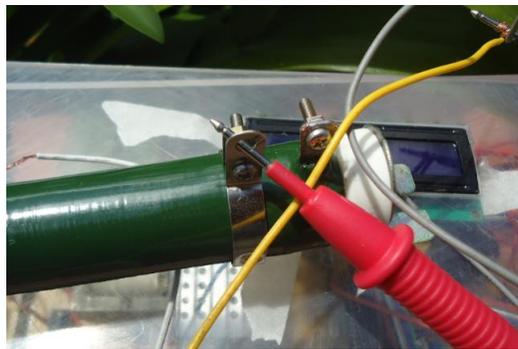


Figura 61: medida de resistencia de 40.3ohmios. Fuente: El Autor



Figura 62: medida de voltaje del panel. Fuente: El Autor

Voltaje medido antes de conectar al inversor



Figura 63: corriente entregada por convertidor. Fuente: El Autor

La corriente entrega por el convertidor DC-DC es de 2.316 y voltaje después del ajuste MPPT del inversor de aislamiento en alta frecuencia para un potencia de:
 $p = I \times V = 2.316 \times 17.73 = 41.06w$.

6.2.2.3 Análisis de resultados

- La técnica de MPP de perturbación y observación implementada en el inversor de aislamiento de alta frecuencia, presenta una oscilación al momento de buscar el MPP, esto hace que el inversor se desconecte y conecte a la hora de colocarse en marcha.
- La potencia obtenida está dentro del margen de potencia calculada del inversor (70w – 100w).
- La potencia máxima de trabajo del inversor, se obtendrá cuando los paneles solares proporcionen al inversor. La potencia y el voltaje del ajuste del mismo. Siento este proporcional a la cantidad de luz solar al momento de funcionamiento.

CONCLUSIONES

Conclusiones

- Se realizó un inversor con aislamiento en alta frecuencia haciendo uso de un convertidor DC-DC, en topología PUSH PULL, aplicando la técnica de control MPPT mediante el algoritmo de control P&O, donde este permite seguir y controlar el punto de máxima potencia de un panel fotovoltaico. Este controlador nos permite extraer la máxima energía del panel solar.
- La técnica de control MPPT utilizando el algoritmo P&O convencional implementado en el inversor de aislamiento en alta frecuencia presento oscilaciones en su funcionamiento, presentando problema a la hora de converger en el MPP. Se tuvo que aumentar el tiempo de muestreo, mejorando la técnica notoriamente.
- La elección del convertidor se hizo en función del análisis de los convertidores que permitiera aislar galvánicamente los circuitos que intervienen en el inversor. Logrando así quedarnos con el convertidor PUSH PULL, junto con sus ventajas de operación y posibilidades de mejoras y por presentar similitudes con sus sucesores. De esta manera, el PV se conectó a un convertidor DC/DC elevador PUSH PULL, este convertidor fue diseñado y modelado para operar en el modo de conducción continuo. Los resultados obtenidos con el convertidor demuestran que ajustando el ciclo trabajo se logra maximizar la corriente entregada a la carga y por lo tanto se logra alcanzar el MPP para diferentes condiciones de operación del PV.
- La utilización de software Psim, ayuda a entender mejor los fenómenos que intervienen en un diseño específico. Con la simulación del convertidor en lazo abierto se logró entender el comportamiento del mismo antes posibles cambios de carga y capacitancia.
- Las prácticas realizadas sobre la funcionalidad del inversor con aislamiento en alta frecuencia, demuestran que el dispositivo final interactúa en los parámetros pre establecido por el diseñador.
- La carga escogida es de naturaleza resistiva, logrando comprobar las corrientes y voltajes de operación del mismo, las señales presentes en el voltaje AC se caracterizan por ser de ciclo de 50% y onda cuadrada debido que la etapa de inversora está realizada con esta característica siendo esta la etapa final del inversor.
- Se implementó un inversor de alisamiento en alta frecuencia con técnica de control MPPT, siendo el objetivo principal de tema de investigación,
- Se implementó un módulo didáctico para futuras investigaciones

RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Profundizar en la temática de controladores con MPPT:

- La técnica de control MPPT, para su normal funcionalidad en las aplicaciones futuras es aconsejable ajustarlo al 60% de su funcionamiento.
- Los paneles solares deben estar dentro del margen de potencia que trabaja el inversor, para tener un buen rendimiento de este.
- Para aplicaciones donde se requiera mayor potencia, se recomienda escalar los elementos del controlador a unos de mayor capacidad eléctrica.
- Se debe tener en cuenta el material escogido para el núcleo del transformador, el fabricante debe garantizar mayor información técnica para el diseño.

Los trabajos futuros

- Analizar varias técnicas de control MPPT debido a que se cuenta en la parte de control con un micro controlador de alta gama, y así comparar varias técnicas observando el comportamiento entre estas.
- Se puede implementar otro tipo de convertidor que presente aislamiento, y determinar el rendimiento, diseño, ergonomía ante el presentado en esta tesis.
- Cambiar de material en el transformador para aumentar la frecuencia de trabajos con los diferentes núcleos que se encuentran en el mercado.
- Analizar el comportamiento del sistema diseñado al alimentar cargas inductivas, capacitivas tales como motores, lámparas fluorescentes entre otras.
- Aplicar diferentes tipos de modulaciones a la última etapa del inversor (DC-AC) y analizar el rendimiento y eficiencia del mismo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Ozdemir, N. Altin, and I. Sefa, "Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems," *Energy Convers. Manag.*, vol. 80, pp. 561–572, 2014.
- [2] J. A. B. Jiménez, "INVERSORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA PARA APLICACIONES DE ENERGÍAS RENOVABLES," 2005.
- [3] M. Mikati, M. Santos, and C. Armenta, "Modelado y Simulación de un Sistema Conjunto de Energía Solar y Eléctrica para Analizar su Dependencia de la Red Eléctrica," *RIAI - Rev. Iberoam. Autom. e Inform. Ind.*, vol. 9, no. 3, pp. 267–281, 2012.
- [4] J. F. A. M. Juan Carlos Aponte Gutiérrez, "Proyección de Demanda de Energía Eléctrica en Colombia," *Unidad Planeación Min. Energética-UPME*, pp. 1–50, 2013.
- [5] D. Guilbert, S. M. Collura, and A. Scipioni, "DC/DC converter topologies for electrolyzers: State-of-the-art and remaining key issues," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 38, pp. 23966–23985, 2017.
- [6] N. L. Panwar, S. C. Kaushik, and S. Kothari, "Role of renewable energy sources in environmental protection: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 3, pp. 1513–1524, 2011.
- [7] BP, "Statistical Review of World Energy," *BP Stat. Rev. World Energy*, no. June, pp. 1–48, 2016.
- [8] I. T. Camilo Sanabria, I. O. Mónica Martín, and I. E. Joaquín Campuzano Wilson Javier Pérez H, "Buck Converter Losses-Based Model for Simulation and Pid Control Strategy Modelo De Simulación Con Pérdidas Y Estrategia De Control Pid Para El Convertidor Buck," no. 2, pp. 1692–7257, 2013.
- [9] R. Colombiana, "Recibido: 05 de agosto de 2012 Aceptado: 13 de octubre de 2012," pp. 96–103, 2013.
- [10] NasimUllah, M. Asghar, A. Khattak, and M. M. Rafiq, "Comparison of integer and fractional order robust controllers for DC/DC converter feeding constant power load in a DC microgrid," *Sustain. Energy, Grids Networks*, vol. 12, pp. 1–9, 2017.
- [11] S. Twaha, J. Zhu, B. Li, Y. Yan, and K. Huang, "Parameter analysis of thermoelectric generator/dc-dc converter system with maximum power point tracking," *Energy Sustain. Dev.*, vol. 41, pp. 49–60, 2017.
- [12] RICARDO J. AGUASCA COLOMO JOSÉ CABRERA PEÑA IBÁN VEGA RAMÍREZ and LAS, "INTRODUCCIÓN A LAS FUENTES DE TENSIÓN CONMUTADAS.," 2001.

- [13] E. a. Binda, M. E. Omaña, and H. E. Tacca, "Lazo de control optoacoplado para fuente conmutada," *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 5, no. 1, pp. 37–50, 2008.
- [14] T. D. E. Alta and F. Con, "Transformador de alta frecuencia con conmutación automática," pp. 1–7.
- [15] I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín, and G. Garcerá, "Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, pp. 3423–3431, 2011.
- [16] M. F. R. David SERNA ESCOLAR, *SIMULACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CON AISLAMIENTO*. 2012.
- [17] A. P. Hu and J. Tian, "Frequency control of self-sustained push-pull resonant converter using effective parasitic capacitances," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 19, pp. 1629–1631, 2016.
- [18] K. Billings and T. Morey, *Switchmode Power Supply Handbook*. 2011.
- [19] R. Kosenko, J. Zakis, A. Blinov, A. Chub, and O. Veligorskyi, "Full soft-switching bidirectional isolated current-fed dual inductor push-pull DC-DC converter for battery energy storage applications," *2016 57th Int. Sci. Conf. Power Electr. Eng. Riga Tech. Univ. RTUCON 2016*, pp. 2–9, 2016.
- [20] R. Kosenko, A. Chub, and A. Blinov, "Full-soft-switching high step-up bidirectional isolated current-fed push-pull DC-DC converter for battery energy storage applications," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 1500, pp. 6548–6553, 2016.
- [21] M. Berrehil El Kattel, R. Mayer, and S. V. G. Oliveira, "A three-phase flyback current-fed push-pull bidirectional dc-dc converter for dc microgrid application," *2016 12th IEEE Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2016*, 2017.
- [22] K. Xiangli, S. Li, and K. Smedley, "Analysis and modelling of a bidirectional push-pull converter with PWM plus phase-shift control," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1268–1273, 2016.
- [23] E. Engineering, "The Photovoltaic Module Fed Push Pull Converter with MPPT Controller for Solar Energy Applications," pp. 1–4, 2016.
- [24] S. Musumeci and S. Di Mauro, "Low Voltage Single Fuel Cell Interface by Push-Pull Converter : a Case of Study," pp. 541–548, 2017.
- [25] M. Brown, *Power Supply Cookbook*. 2001.
- [26] W. T. McLyman and C. W. M. T. Mclyman, *Transformer and inductor design handbook*. 2004.
- [27] Magnetic Materials Producers Association, "Soft Ferrites: A User's Guide," p. 5, 1997.
- [28] Colonel Wm. T. McLyman, *Designing Magnetic Components for High*

Frequency Dc-Dc Converters, vol. 1, no. 1. 1992.

- [29] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib, "General review and classification of different MPPT Techniques," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 68, no. October 2016, pp. 1–18, 2017.
- [30] V. Paredes, C. Tutor, : José, and M. Ruiz González, "Simulación mediante Psim de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos," 2014.
- [31] L. J. Ruiz C, J. A. Beristáin J, I. M. Sosa T., and H. Hernández, "Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar," *Rev. Ing. Eléctrica, Electrónica Y Comput.*, vol. 8, no. 1, pp. 17–23, 2010.
- [32] O. A. B. M. O. A. J. ORTIZ, "DESARROLLO DE UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO CON MPPT PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS." 2015.