



UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO
DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN ACONDICIONADOR
DE ENERGÍA BASADO EN CONVERTIDORES DE
POTENCIA CD/CD MULTIENTRADA PARA APLICACIONES
DE ENERGÍA RENOVABLE**


TESIS
PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN MECATRÓNICA

PRESENTA
ING. JESÚS ORIFIEL ALVAREZ RUIZ

DIRECTOR
DR. FREDDY IGNACIO CHAN PUC

ASESORES
DRA. DANIELLA ESPERANZA PACHECO CATALÁN
DR. VÍCTOR MANUEL SÁNCHEZ HUERTA
DR. JAVIER VÁZQUEZ CASTILLO
DR. GLISERIO ROMELI BARBOSA POOL




UNIVERSIDAD DE
QUINTANA ROO
SERVICIOS ESCOLARES
TITULACIONES

CHETUMAL QUINTANA ROO, MÉXICO, FEBRERO DE 2017



UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO
DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA

**TRABAJO DE TESIS BAJO LA SUPERVISIÓN DEL COMITÉ
DEL PROGRAMA DE MAESTRÍA Y APROBADA COMO
REQUISITO PARA OBTENER EL GRADO DE:**

MAESTRO EN MECATRÓNICA

COMITÉ DE TESIS



DIRECTOR:



DR. FREDDY IGNACIO CHAN PUC



ASESOR:



DRA. DANIELLA ESPERANZA PACHECO CATALÁN

ASESOR:



DR. VÍCTOR MANUEL SÁNCHEZ HUERTA

ASESOR:

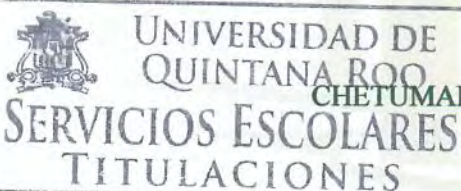


DR. JAVIER VAZQUEZ CASTILLO

ASESOR:



DR. GLISERIO ROMELI BARBOSA POOL



CHETUMAL, QUINTANA ROO, MÉXICO, FEBRERO DE 2017.

Página en Blanco

Dedicatoria

*A mi familia por todo el apoyo que me ofrecieron durante este
proyecto.*

Agradecimientos

Al dr. Freddy Chan Puc por dirigir mi tesis.

A mi comité de tesis por el apoyo ofrecido.

*A mis compañeros de maestría por el compañerismo ofrecido
durante el posgrado.*

Resumen

Dada la variedad de fuentes de energía renovable que existen, por ejemplo: fotovoltaica, eólica, celdas de hidrógeno, por mencionar algunas, es necesaria una etapa que acondicione el voltaje de la fuente a un bus común. Existen diversas soluciones para el acondicionamiento de las fuentes de energía renovables.

En este trabajo de tesis de maestría se diseñó e implementó un convertidor multientrada CD/CD basado en múltiples Convertidores Elevadores Entrelazados (Interleaved Boost Converter), el cual opera a una potencia de 100 W con una eficiencia mayor del 90%. El convertidor permite conectar diferentes fuentes, integrándolas y aprovechando la energía de cada una de manera simultánea, proporcionando de esta forma, energía constantemente hacia la carga. El diseño contempló un estudio de las diversas topologías de convertidores de potencia multi-entrada, analizando ventajas y desventajas. La validación del desempeño fue analizada mediante: eficiencias, temperaturas, rizados de corriente y voltaje.

Se implementó un control Proporcional Integrador (PI) en modo Voltaje, para establecer un nivel de tensión deseado a la salida del convertidor. Debido a que la fuente de entrada de mayor tensión es la que suministra la mayoría de la corriente hacia la carga, el PI se complementa con un control basado en la ecualización de corrientes. Esta mejora permite demandar la corriente de manera equitativa a las fuentes de entrada, aprovechando así la energía de todas ellas.

El convertidor propuesto, incluyendo el PCB, permite un sistema que opera a una potencia mayor de 100 W, con una eficiencia de 92.4%, capaz de demandar la energía de las fuentes de entrada de manera simultánea, obteniendo así un convertidor CD/CD multi-entrada con alta eficiencia.

Contenido

CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN	13
1.1 PROBLEMÁTICA.....	14
1.2 JUSTIFICACIÓN	14
1.3 ALCANCES DE LA TESIS	15
1.4 OBJETIVO GENERAL.....	15
1.5 OBJETIVOS PARTICULARES	15
1.6 ANTECEDENTES.....	16
1.6.1 <i>Definición de un convertidor de CD/CD</i>	16
1.6.2 <i>Topologías básicas de convertidores CD-CD</i>	16
CAPITULO 2. ESTADO DEL ARTE	23
2.1 ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CD/CD MULTIENTRADA PARA APLICACIONES DE ENERGÍAS RENOVABLES.....	25
2.1.1 <i>Consideraciones para elegir un convertidor CD/CD multientrada</i>	25
2.1.2 <i>Convertidores CD/CD de múltiple entrada una salida no aislados</i>	25
2.1.3 <i>Convertidores CD/CD de múltiples entradas múltiples salidas</i>	30
2.1.4 <i>Convertidores CD/CD multientrada aislados</i>	31
2.2 PRIMERA PROPUESTA DE CONVERTIDOR DE MÚLTIPLE ENTRADA	33
2.2.1 <i>Análisis del Convertidor Elevador Entrelazado</i>	34
2.3 TOPOLOGÍA BASADA EN MÚLTIPLES IBC CON CONEXIÓN EN PARALELO.....	36
CAPITULO 3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED	37
3.1 DISEÑO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR ENTRELAZADO	37
3.2 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CON VALORES CALCULADOS.....	42
3.3 SELECCIÓN DE COMPONENTES CON VALORES COMERCIALES.....	44
3.3.1 <i>Selección del Inductor</i>	47
3.3.2 <i>Selección del capacitor</i>	49
3.4 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CON VALORES REALES.....	50
3.5 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB)	52
3.5.1 <i>Proceso de fabricación del PCB</i>	53
3.7 PRUEBAS PRELIMINARES.....	55
3.7.1 <i>Pruebas con diferentes interruptores de potencia</i>	59
3.7.2 <i>Eficiencias de los Convertidores</i>	61
3.7.2 <i>Desbalance de corrientes y temperaturas en las fases del IBC</i>	63
CAPITULO 4. CONTROL MODO VOLTAJE	66
4.1 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRADOR MODO VOLTAJE	66
4.1.1 <i>PUSH-PULL</i>	68
4.1.2 <i>SINGLE-PULSE</i>	69
4.2 PRUEBAS AL CIRCUITO DE CONTROL PI EN MODO VOLTAJE	72
4.2.1 <i>Pruebas variando los capacitores de Integración</i>	75
4.3 CONEXIÓN EN PARALELO.....	79
4.4 MEDICIONES AL CONVERTIDOR DE MÚLTIPLE ENTRADA.....	82
CAPITULO 5. CONTROL MODO CORRIENTE	86
5.1 CONEXIÓN DEL CIRCUITO LIMITADOR DE CORRIENTE	87
5.2 OPERACIÓN DEL SENSOR	90
5.3 CONFIGURACIÓN DE PARÁMETROS PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL LIMITADOR DE CORRIENTE.....	91

5.4 EFECTOS DE LA ECUALIZACIÓN: RIZADO DE CORRIENTES Y EFICIENCIAS.	99
5.4.1 <i>Rizado de corriente</i>	99
5.4.2 <i>Eficiencia del IBCMI</i>	101
CONCLUSIONES	103
REFERENCIAS	106

Índice de Figuras

FIGURA 1.0 CONVERTIDOR REDUCTOR O BUCK	16
FIGURA 1. 1 MODOS DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR REDUCTOR O BUCK.	17
FIGURA 1.2 CONVERTIDOR BOOST O ELEVADOR.	18
FIGURA 1.3 MODOS DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR ELEVADOR O BOOST.	18
FIGURA 1.4 CONVERTIDOR REDUCTOR Y ELEVADOR O BUCK-BOOST.	19
FIGURA 1.5 MODOS DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR O BUCK-BOOST.	20
FIGURA 1.6 CONVERTIDOR CÚK.	21
FIGURA 2.0 ESTRUCTURA CONVENCIONAL CON CONVERTIDORES DE POTENCIA DE UNA SOLA ENTRADA.	24
FIGURA 2.1 ESTRUCTURA CON CONVERTIDOR CD/CD MULTIENTRADA.	24
FIGURA 2.2 CONVERTIDOR DE DOBLE ENTRADA BUCK-BUCK-BOOST	26
FIGURA 2.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST MULTIENTRADA UNIDIRECCIONAL.	26
FIGURA 2.4 CONVERTIDOR BIDERRECCIONAL MULTIENTRADA.	27
FIGURA 2.5 CONVERTIDOR DE DOBLE ENTRADA BUCK-BUCK.	28
FIGURA 2.6 CONVERTIDOR DE DOBLE ENTRADA BUCK BOOST-BUCK BOOST	28
FIGURA 2.7 CONVERTIDOR CD/CD BASADO EN CONVERTIDOR BOOST	29
FIGURA 2.8 CONVERTIDOR DE MÚLTIPLES ENTRADAS-MÚLTIPLES SALIDAS.	30
FIGURA 2.9 DOS FUENTES DE CORRIENTE ALIMENTAN UN CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO.	32
FIGURA 2.10 CONVERTIDOR CD/CD BIDERRECCIONAL CON TRIPLE MEDIO PUENTE.	33
FIGURA 2.11 TOPOLOGÍA BASADA EN MÚLTIPLES CONVERTIDORES BOOST CON CONEXIÓN EN PARALELO.	34
FIGURA 2.12 BOOST INTERLEAVED.	35
FIGURA 2.13 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED.	35
FIGURA 2.14 RIZADO DE CORRIENTE DE UN CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED	36
FIGURA 2.15 CONEXIÓN EN PARALELO DE DOS CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED PARA GENERAR UN CONVERTIDOR DE DOBLE ENTRADA UNA SALIDA.	36

FIGURA 3.0 SIMULACIÓN DEL IBC CON LOS VALORES OBTENIDOS EN LOS CÁLCULOS.....	42
FIGURA 3.1 CORRIENTE EN CADA INDUCTOR IL1 E IL2 Y CORRIENTE DE SALIDA IOU _T OBTENIDAS CON EL SIMULADOR CON UNA FUENTE DE ENTRADA DE 12 V.	43
FIGURA 3.2 CORRIENTE EN CADA INDUCTOR IL1 E IL2 Y CORRIENTE DE SALIDA IOU _T OBTENIDAS CON EL SIMULADOR CON UNA FUENTE DE ENTRADA DE 17 V.	44
FIGURA 3.3 SIMULACIÓN DEL IBC CON LOS VALORES COMERCIALES.	50
FIGURA 3.4 CORRIENTE EN CADA INDUCTOR IL1 E IL2 Y CORRIENTE DE SALIDA IOU _T OBTENIDAS CON EL SIMULADOR CON COMPONENTES DE VALORES COMERCIALES.	51
FIGURA 3.5 DISEÑO DEL PCB DEL PROTOTIPO FINAL EN ULTIBOARD 13.	52
FIGURA 3.6 PCB DEL IBC.	54
FIGURA 3.7 PLACA DEL PROTOTIPO FINAL DEL IBC.....	54
FIGURA 3.8 IMPLEMENTACIÓN DE DOS IBC.	55
FIGURA 3.9 A) TENSIÓN DE SALIDA CON ALTO RUIDO DE CONMUTACIÓN.	55
FIGURA 3.9 B) TENSIÓN DE SALIDA CON EL RUIDO DE CONMUTACIÓN CORREGIDO.....	55
FIGURA 3.10 A) DESBALANCE DE CORRIENTES EN PROTOTIPOS INICIALES.....	56
FIGURA 3.10 B) CORRIENTES BALANCEADAS EN EL PROTOTIPO FINAL.....	56
FIGURA 3.11 DIAGRAMA DEL PROTOTIPO FINAL DEL IBC.....	57
FIGURA 3.12 CONTROLADOR IR2110	58
FIGURA 3.13 SEÑALES PUSH-PULL.....	60
FIGURA 3.14 SEÑALES SINGLE-PULSE.	60
FIGURA 3.15 EFICIENCIAS ALCANZADAS CON SEÑALES SINGLE-PULSE.	62
FIGURA 3.16 EFICIENCIAS ALCANZADAS CON SEÑALES PUSH-PULL.....	62
FIGURA 4.0 CIRCUITO DE CONTROL DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM) TL494.....	66
FIGURA 4.1 DIAGRAMA DEL CONTROL PI MODO VOLTAJE IMPLEMENTADO CON EL TL494.....	67
FIGURA 4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL PROPORCIONAL INTEGRADOR.	67
FIGURA 4.3 CONTROL PI EN MODO VOLTAJE CON SEÑAL DE SALIDA PUSH-PULL.....	68
FIGURA 4.4 A) SEÑALES PUSH-PULL A 100 KHZ.	69
FIGURA 4.4 B) CORRIENTES EN CADA INDUCTOR DESFASADAS 180°.....	69
FIGURA 4.5 CONTROL PI EN MODO VOLTAJE CON SEÑAL DE SALIDA SINGLE-PULSE.	70
FIGURA 4.6 A) SEÑALES SINGLE-PULSE A 100 KHZ.	71
FIGURA 4.6 B) CORRIENTES EN CADA INDUCTOR EN FASE.	71
.....	72
FIGURA 4.7 PRUEBAS DE CONTROL AL IBC.	72
FIGURA 4.8 CIRCUITO DE CONMUTACIÓN DE CARGA.	73
FIGURA 4.9 PCB DEL CONMUTADOR DE CARGA.....	74

FIGURA 4.10 SEÑALES DE CONTROL AL APLICAR PI CON UN CAPACITOR DE 0.1 μ F.....	75
FIGURA 4.11 COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 100 W USANDO UN CAPACITOR DE 0.1 μ F.	76
FIGURA 4.12 COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 50 W USANDO UN CAPACITOR DE 0.1 μ F.	76
FIGURA 4.13 SEÑALES DEL CONTROL AL APLICAR PI CON UN CAPACITOR DE 0.01 μ F.	77
FIGURA 4.14 A) COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 100 W USANDO UN CAPACITOR DE 0.01 μ F.	77
FIGURA 4.14 B) COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 50 W USANDO UN CAPACITOR DE 0.01 μ F.	77
FIGURA 4.15 COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 50 W USANDO UN CAPACITOR DE 2200 PF	78
FIGURA 4.16 COMPORTAMIENTO DEL PI AL DEMANDARLE 100 W USANDO UN CAPACITOR DE 2200 PF ..	78
FIGURA 4.17 CONEXIÓN EN PARALELO DE LOS DOS IBC CON CONTROL SINCRONIZADO.	79
FIGURA 4.18 SEÑALES SIGLE PULSE SINCRONIZADAS DE LOS DOS CIRCUITOS DE CONTROL PI.	80
FIGURA 4.19 CONFIGURACIÓN MAESTRO-ESCLAVO DE DOS CONTROLES PI USANDO TL494.	81
FIGURA 4.20 IBCMI IMPLEMENTADO.	81
FIGURA 4.21 CORRIENTES CON FUENTES DE ENTRADA V1= 11 V Y V2=14 V.	82
FIGURA 4.22 CORRIENTES CON FUENTES DE ENTRADA V1= 13 V Y V2=14 V.	83
FIGURA 4.23 CORRIENTES CON FUENTES DE ENTRADA V1= 17 V Y V2=14 V.	83
FIGURA 4.24 COMPORTAMIENTO DE LAS CORRIENTES DEL IBCMI ANTE DIFERENTES VALORES DE VOLTAJE.	85
FIGURA 4.25 COMPORTAMIENTO DE LAS POTENCIAS DEL IBCMI ANTE DIFERENTES VALORES DE VOLTAJE.	85
FIGURA 5.0 IBCMI CON CONTROL DE ECUALIZACIÓN DE CORRIENTES.	87
FIGURA 5.1 LIMITADOR DE CORRIENTE CON EL TL494.	88
FIGURA 5.2 DIAGRAMA DEL TL494 INCLUYENDO EL CONTROL PI MODO VOLTAJE Y EL CIRCUITO LIMITADOR DE CORRIENTE.	89
FIGURA 5.3 MODULO SENSOR DE CORRIENTE ACS712ELCTR-30A-T	90
FIGURA 5.4 VOLTAJES EN EL SENSOR A CORRIENTE CERO.	92
FIGURA 5.5 CALIBRACIÓN DE LOS DIVISORES DE TENSIÓN.	93
FIGURA 5.6 A) PULSOS PWM DESACTIVADOS AL PASAR EL LÍMITE DE CORRIENTE.	94
FIGURA 5.6 B) VISTA DE LOS PULSOS CON UNA ESCALA DE TIEMPO MAYOR.	94
ESTABLECIDO.	94
FIGURA 5.7 FORMAS DE ONDA DE LAS CORRIENTES DE ENTRADA DE AMBOS CONVERTIDORES, AL USAR EL LIMITADOR DE CORRIENTE CON FUENTES V1= 11 V Y V2= 14V.	95
FIGURA 5.8 FORMAS DE ONDA DE LAS CORRIENTES DE ENTRADA DE AMBOS CONVERTIDORES, AL USAR EL LIMITADOR DE CORRIENTE CON FUENTES V1= 17 V Y V2= 14V.	96
FIGURA 5.9 GRÁFICA DE LAS CORRIENTES DE ENTRADA I1 E I2 AL VARIAR LAS FUENTES V1 Y V2 USANDO LA ECUALIZACIÓN DE CORRIENTES.	97

FIGURA 5.10 GRÁFICA DE LAS POTENCIAS P1 Y P2 AL VARIAR LAS FUENTES DE ENTRADA USANDO LA ECUALIZACIÓN DE CORRIENTES.	98
FIGURA 5.11 CORRIENTES DISTORSIONADAS A LA SALIDA DE CADA UNO DE LOS CONVERTIDORES.....	99
FIGURA 5.12 CORRIENTE TOTAL (SUMA DE I1 E I2) A LA SALIDA DEL IBCMI.	100
FIGURA 5.13 RIZADO DE CORRIENTE A LA SALIDA DEL IBCMI.....	100
FIGURA 5.14 A) CORRIENTES DE LAS FUENTES DE ENTRADA.....	101
FIGURA 5.14 B) TENSIONES DE LAS FUENTES DE ENTRADA.....	101
FIGURA 5.15 CORRIENTE Y TENSIÓN DE SALIDA DEL IBCMI.....	101

Índice de tablas

TABLA 3.0. CARACTERÍSTICAS PROPUESTAS PARA EL DISEÑO DEL IBC.	37
TABLA 3.1. ECUACIONES PARA CALCULAR LAS MAGNITUDES ELÉCTRICAS DEL IBC.	40
TABLA 3.2 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR PARA UN VOLTAJE DE ENTRADA DE 12 V.	41
TABLA 3.3 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR PARA UN VOLTAJE DE ENTRADA DE 17 V.	41
TABLA 3.4 COMPONENTES SELECCIONADOS.....	45
TABLA 3.5. INDUCTORES DE LA MARCA MURATA.	48
TABLA 3.6 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LOS INTERRUPTORES DE POTENCIA.	59
TABLA 3.7 EFICIENCIAS ALCANZADAS CON DIFERENTES INTERRUPTORES DE POTENCIA Y ESQUEMAS DE PULSOS.	61
TABLA 3.8 DESBALANCE DE CORRIENTE USANDO DIFERENTES INTERRUPTORES DE POTENCIA Y ESQUEMAS DE PULSOS.	63
TABLA 4.0 COMPORTAMIENTO DE LAS CORRIENTES, TENSIONES Y POTENCIAS EN EL IBCMI AL USAR CONTROL PI MODO VOLTAJE.	84
TABLA 5.0 CARACTERÍSTICAS DE DIFERENTES SENSORES DE CORRIENTE.	91
TABLA 5.1 DESCRIPCIÓN DE OPERACIÓN DEL LIMITADOR DE CORRIENTE.	94
TABLA 5.2 COMPORTAMIENTO DE LAS CORRIENTES, TENSIONES Y POTENCIAS EN EL IBCMI AL USAR LA ECUALIZACIÓN DE CORRIENTES.	96
TABLA 5.3 CORRIENTES, TENSIONES, POTENCIAS, Y EFICIENCIA DEL IBCMI.....	102

CAPITULO 1. Introducción

Actualmente es muy común encontrar sistemas de energía híbridos basados en tecnologías de energías renovables, sistemas que combinan generadores eólicos, sistemas fotovoltaicos, celdas de combustibles, entre otros. En este tipo de sistemas se necesitan dispositivos que interconecten las diferentes fuentes de corriente directa (CD) y además gestionen la energía proveniente de ellas, por lo que es muy común encontrar dispositivos como convertidores de CD/CD implementados individualmente como reguladores, elevadores, reductores de energía o incluso formando parte de un inversor de múltiples etapas, donde primero se realiza la conversión CD/CD y luego el proceso de inversión a corriente alterna (CA).

La aplicación de los convertidores en este tipo de sistemas ayuda a solucionar el problema de intermitencia que presentan las fuentes de energía renovables. No obstante, la mayoría de estas fuentes son de baja eficiencia, por ejemplo, la eficiencia de un panel solar comercial según la “National Renewable Energy Laboratory” (NREL) está alrededor del 10 al 22.9%, esto obliga a un diseño más exigente del convertidor CD/CD, con el fin de aprovechar mejor la energía generada, tratando de reducir pérdidas, es decir una mayor eficiencia del sistema. Debido a esto, especialistas en el campo de la electrónica de potencia han desarrollado y experimentado con diferentes topologías tratando de tener un equilibrio entre características como: eficiencia, rendimiento, fiabilidad, volumen, costo, entre otros. Sin embargo, al mejorar cualquiera de ellas siempre hay una que se sacrifica, por ejemplo, si se requiere alta eficiencia los dispositivos requeridos para su diseño tienden a incrementar el costo del convertidor. Por otro lado, hay topologías que presentan un diseño simple, componentes de bajo costo y además alta eficiencia, pero tienden a ser más voluminosos y pesados. Existiendo una gran variedad de topologías es más sencillo que el usuario se acople a una, dependiendo de sus necesidades, posibilidades y de las variables que se pretendan optimizar.

En este trabajo de tesis se hará un estudio y análisis de las diferentes topologías de convertidores CD/CD multientrada para elegir la más adecuada, tomando como principal variable la eficiencia, pero considerando también el costo.

1.1 Problemática

La demanda de energía actual ha crecido y ante la amenaza de la escasez de recursos naturales como el petróleo se ha optado por usar fuentes de energía renovables. Sin embargo, las tecnologías actuales tienen el problema de ser de naturaleza intermitente, es decir no son capaces de suministrar energía de una manera constante a la carga; como es el caso de los paneles solares y los sistemas eólicos, por mencionar algunos. Por lo tanto, se ha optado por desarrollar dispositivos capaces de regular la energía obtenida de estas fuentes intermitentes de tal manera que esta llegue constante hacia la carga. Los convertidores de potencia CD/CD multientrada juegan un papel importante en este tipo de tareas, estos son capaces de gestionar la energía entre las diversas fuentes de CD integrándolas y proporcionando un BUS de CD regulado, tratando así de que el suministro de energía hacia la carga sea constante y de alta eficiencia.

1.2 Justificación

Con la tendencia de implementar sistemas híbridos con tecnologías de energías renovables es de gran importancia conocer los diferentes tipos de dispositivos que se han desarrollado para tener un mejor aprovechamiento de la energía. Debido a esto la importancia de este trabajo de tesis ya que se estudiará la diversidad de topologías más actuales de convertidores CD/CD multientrada, realizando un comparativa entre sus ventajas y desventajas, contemplando conceptos como: costo, fiabilidad, flexibilidad, volumen, eficiencia, entre otros. Lo anterior con la finalidad de elegir una topología adecuada, enfocándonos en la eficiencia y en el costo principalmente.

1.3 Alcances de la tesis

- Analizar el estado del arte sobre las diferentes topologías de convertidores CD/CD multientrada.
- Desarrollar un convertidor CD/CD multientrada de 100 W con una eficiencia mayor del 90%.

1.4 Objetivo general

Diseñar e implementar un convertidor de potencia CD/CD multientrada para la gestión de energía en aplicaciones de energía renovable usando las topologías modernas de alta eficiencia, considerándose arriba del 90%.

1.5 Objetivos particulares

- Estudiar y analizar los convertidores CD/CD multientrada para posteriormente considerar sus ventajas y desventajas para proponer un diseño propio.
- Diseñar un convertidor CD/CD multientrada para satisfacer una demanda de 100W a 24 volts, apoyándose en simulaciones de circuitos eléctricos de potencia.
- Implementar el convertidor CD/CD en una placa de circuito impreso para validar el desempeño eléctrico.

1.6 Antecedentes

1.6.1 Definición de un convertidor de CD/CD

Un convertidor CD-CD transforma el voltaje de una fuente de corriente continua a otro valor de voltaje también de corriente continua. Se puede considerar que un convertidor de CD es el equivalente de un transformador de CA (pero en este caso en CD), con una relación de vueltas que varía en forma continua. Igual que un transformador, se puede usar para subir o bajar el voltaje de una fuente [1].

1.6.2 Topologías básicas de convertidores CD-CD

Reguladores reductores (Buck)

En un regulador reductor el voltaje promedio de salida V_a es menor que el voltaje de entrada V_s , por ello el nombre de reductor. El diagrama de un regulador que usa un BJT de potencia se ve en la *figura 1.0* [1].

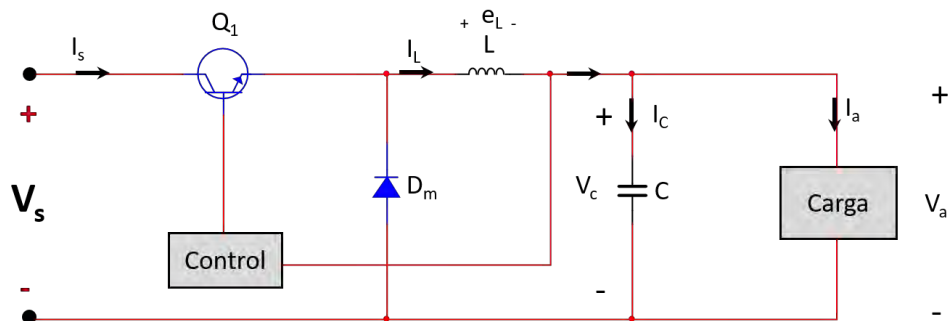


Figura 1.0 Convertidor reductor o Buck

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos, *figura 1.1*. El modo 1 comienza cuando se cierra el transistor Q_1 cuando $t = 0$. La corriente de entrada, que aumenta, pasa por el inductor de filtro L , el capacitor de filtro C y el resistor de carga R . El modo 2 comienza cuando se apaga el transistor Q_1 cuando $t = t_1$. El diodo de marcha libre D_m conduce, por la energía almacenada en el inductor, y la corriente del inductor sigue pasando por L , C , la carga y el diodo D_m . La corriente

del inductor baja hasta que el transistor Q_1 se enciende de nuevo, en el siguiente ciclo [1].

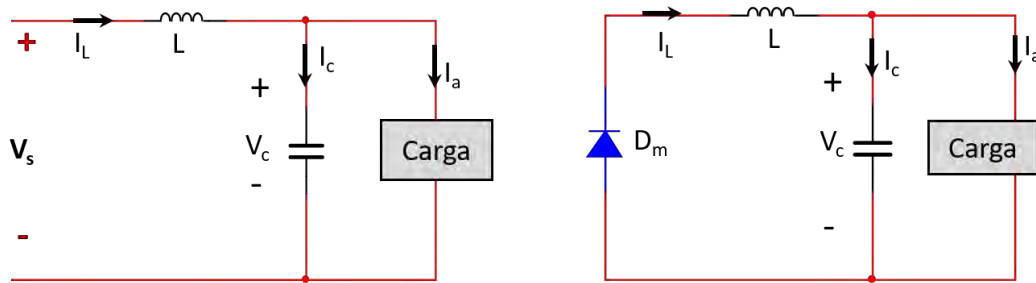


Figura 1. 1 Modos de operación del convertidor reductor o buck.

El voltaje promedio de salida para el convertidor reductor está dada por:

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = DV_s \quad (\text{Ec. 1.0})$$

Donde $D=t_1/T$ es el ciclo de trabajo del interruptor., T es el periodo de conmutación (segundos) y V_s la tensión de la fuente de entrada.

Suponiendo que el circuito no tiene pérdidas $V_s \cdot I_s = V_a \cdot I_a = D \cdot V_s \cdot I_a$ y la corriente promedio de entrada es:

$$I_s = D \cdot I_a \quad (\text{Ec. 1.1})$$

Donde I_a es la corriente promedio de salida.

El periodo de conmutación T se puede expresar como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I_L}{V_a (V_s - V_a)} \quad (\text{Ec. 1.2})$$

Donde f es la frecuencia de conmutación (Hz), t_1 es el tiempo de encendido y t_2 es el tiempo de apagado del interruptor. ΔI_L es el rizado de corriente. El análisis de las ecuaciones para este convertidor se puede consultar más a fondo en [1].

El voltaje promedio de salida del convertidor elevador es:

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.3})$$

La corriente promedio del sistema es:

$$I_s = \frac{I_a}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.4})$$

El periodo T de conmutación se puede calcular como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s} + \frac{\Delta IL}{V_a - V_s} = \frac{\Delta IL V_a}{V_s(V_a - V_s)} \quad (\text{Ec. 1.5})$$

Convertidor Reductor-elevador (Buck-Boost)

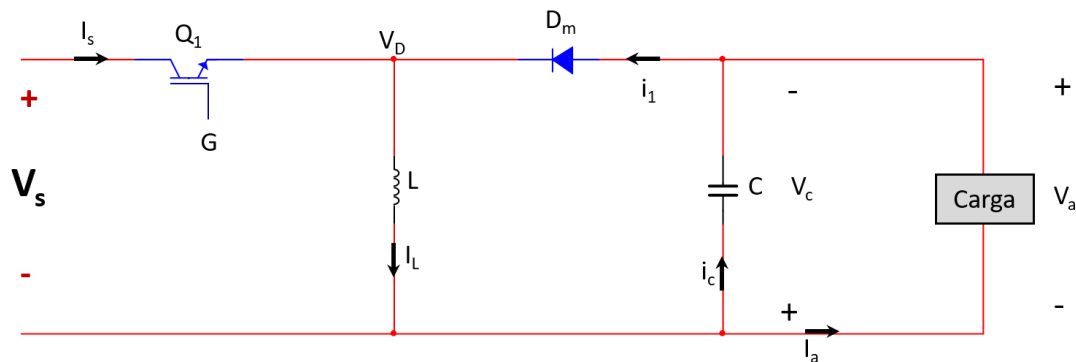


Figura 1.4 Convertidor reductor y elevador o Buck-boost.

Un regulador reductor y elevador proporciona un voltaje que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada; de ahí el nombre de “reductor-elevador”; la polaridad del voltaje de salida es contraria a la del voltaje de entrada. Estos reguladores también se llaman reguladores inversores. En la *figura 1.4* se observa el diagrama del regulador reductor y elevador [1].

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1, el transistor Q_1 está encendido y el diodo D_m tiene polarización inversa. La corriente de entrada que aumenta, pasa por el inductor L y el transistor Q_1 . Durante el modo 2, el transistor Q_1 se apaga y la corriente, que pasaba por el inductor L , pasa a través de L , C , D_m y la carga. La energía almacenada en el inductor L se transfiere a la

carga y la corriente cae hasta que el transistor Q_1 se enciende de nuevo en el ciclo siguiente. En la *figura 1.5* se ven los circuitos equivalentes de los modos [1].

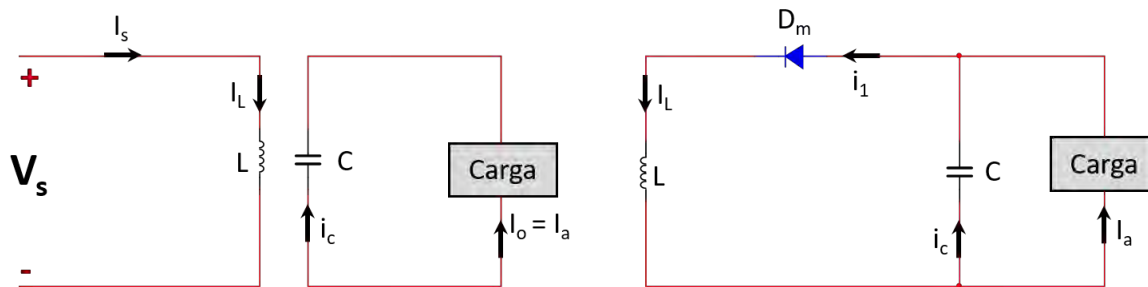


Figura 1.5 Modos de operación del convertidor reductor-elevador o buck-boost.

El voltaje promedio de salida del convertidor elevador es:

$$V_a = -\frac{V_S D}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.6})$$

Suponiendo que el circuito sea sin pérdidas $V_S \cdot I_S = -V_a \cdot I_a \cdot D / (1-D)$, la corriente de entrada I_S se relaciona con la corriente promedio de salida I_a con:

$$I_S = \frac{I_a D}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.7})$$

El periodo T de conmutación se puede calcular como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_S} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L (V_a - V_S)}{V_S V_a} \quad (\text{Ec. 1.8})$$

Regulador Cúk

En forma similar al regulador reductor-elevador, el Cúk (*figura 1.6*) proporciona un voltaje de salida que es menor o mayor que el voltaje de entrada, pero la polaridad del voltaje de salida es contraria a la del voltaje de entrada [1].

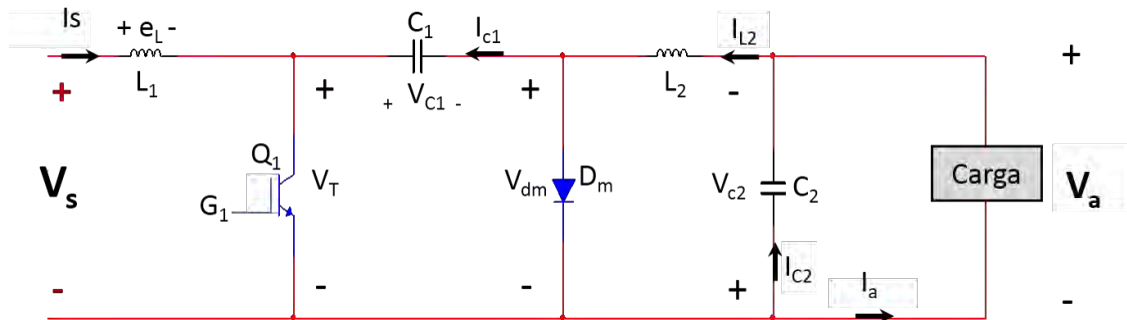


Figura 1.6 Convertidor Cúk.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el transistor Q1, se apaga en $t = 0$. Aumenta la corriente a través del inductor L1. Al mismo tiempo, el voltaje del capacitor C1 polariza al diodo Dm en sentido inverso y lo abre. El capacitor C1 descarga su energía al circuito formado por C1, C2, la carga y L2. El modo 2 comienza cuando el transistor Q1 se apaga cuando $t = t_1$. El capacitor C1 se carga desde el suministro de entrada, y la energía almacenada en el inductor L2 pasa a la carga. El diodo Dm y el transistor Q1 proporcionan una acción de conmutación sincrónica. El capacitor es el medio de transferencia de energía de la fuente de carga [1].

El voltaje promedio de salida del convertidor Cúk es:

$$V_a = -\frac{DV_s}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.8})$$

Donde

$$D = -\frac{V_a}{V_a - V_s} \quad (\text{Ec. 1.9})$$

Suponiendo que el circuito sea sin pérdidas $V_S I_S = -V_a I_a = V_S I_a D / (1-D)$, la corriente promedio de entrada es:

$$I_S = \frac{D I_a}{1-D} \quad (\text{Ec. 1.10})$$

El periodo T de conmutación se puede calcular como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_S} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_S - V_{C1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{C1}}{V_S (V_S - V_{C1})} \quad (\text{Ec. 1.11})$$

CAPITULO 2. Estado del arte

Desarrollos recientes basados en sistemas de energía renovables, vehículos híbridos, sistemas aeroespaciales, redes inteligentes y dispositivos portátiles han traído de la mano desafíos para diseñar nuevos sistemas de conversión de energía CD-CD. Estos nuevos sistemas se componen de varias fuentes de energía de entrada, integrándolas a través de un convertidor electrónico de potencia multientrada y combinando sus ventajas para ofrecer una salida controlada para aplicaciones diversificadas.

Hay dos estructuras muy comunes usadas para interconectar diferentes fuentes de energía. En la estructura convencional, como se muestra en la *Figura 2.0*, múltiples fuentes se combinan en un bus de CD común, donde cada una de las fuentes está conectada individualmente a su respectivo convertidor de potencia, el cuál puede tener diferentes etapas de conversión CD-CD, además los convertidores son controlados de forma independiente. En algunos casos también se añade un bus de comunicación para el intercambio de información entre las fuentes.

Esta estructura de conversión CD-CD es utilizada en conexiones de red y sistemas de energía híbridos autónomos. Como este sistema implica la conversión de energía en múltiples etapas y a veces se requieren dispositivos de comunicación, el costo resultante del convertidor aumenta. El control independiente de varios convertidores también incrementa la complejidad del sistema [2].

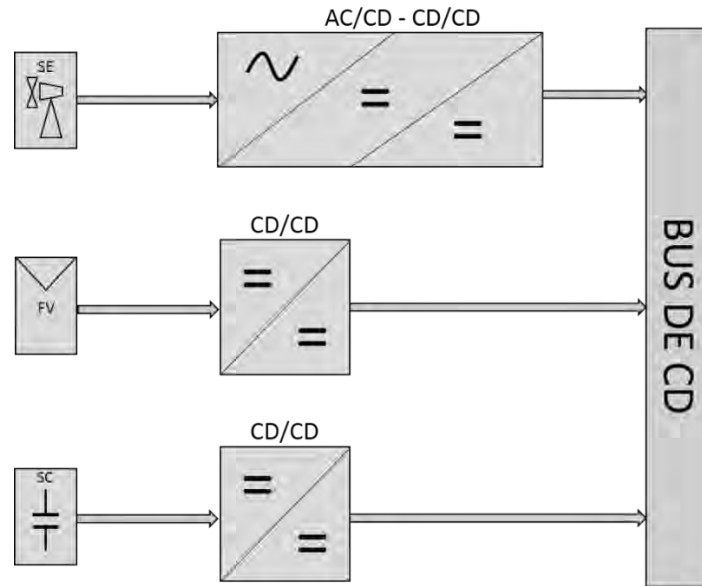


Figura 2.0 Estructura convencional con convertidores de potencia de una sola entrada.

Para superar estos inconvenientes, se adopta una estructura multientrada, como se muestra en la figura 2.1. En este sistema, toda la estructura se trata como un único convertidor de potencia, que combina múltiples fuentes y la regulación de potencia se lleva a cabo por los controladores. Debido a su estructura simple, poseen un número mínimo de etapas de conversión y menos dispositivos.

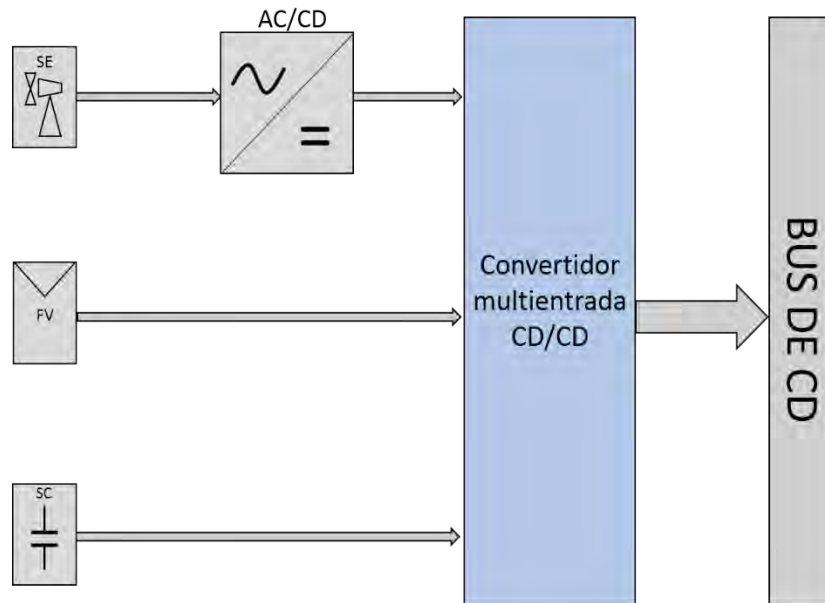


Figura 2.1 Estructura con convertidor CD/CD multientrada.

2.1 Análisis de convertidores CD/CD multientrada para aplicaciones de energías renovables.

2.1.1 Consideraciones para elegir un convertidor CD/CD multientrada.

Para la elección del convertidor CD/CD multientrada se analizaron diferentes propuestas, tomando en cuenta sus ventajas y desventajas considerando las siguientes características:

- Costo: El costo esperado del convertidor va de la mano con el número de componentes que utiliza una topología en particular.
- Fiabilidad: En un convertidor CD/CD, componentes como interruptores, diodos, capacitores e inductores están sometidos a estrés eléctrico constante; por lo tanto, un número mayor de componentes incrementa la probabilidad de fallo en el convertidor.
- Flexibilidad: Compatibilidad de los convertidores CD/CD multientrada de integrar diferentes fuentes y proporcionar amplia gama de tensiones de salida.
- Eficiencia: Es la relación entre la conversión de la energía y como ésta es aprovechada,
- Control aplicado: La técnica de control se debe de elegir de acuerdo al modo de operación del convertidor: modo continuo o discontinuo [2].

2.1.2 Convertidores CD/CD de múltiple entrada una salida no aislados.

La topología mostrada en [3], *figura 2.2*, involucra cuatro modos de funcionamiento diferentes, los cuales se basan en la disponibilidad de las fuentes de tensión de entrada y el estado de conducción de sus respectivos interruptores (S1 y S2). Este convertidor es una combinación del reductor-elevador (buck-boost) y el convertidor reductor (buck) [2]. El convertidor puede obtener energía de las dos fuentes sea de manera individual o simultánea, sin embargo, para un funcionamiento correcto se tienen que cumplir ciertas condiciones donde V_{hi} tiene que tener alta tensión (al menos mayor que la tensión de salida deseada) y V_{low} debe ser de baja tensión.

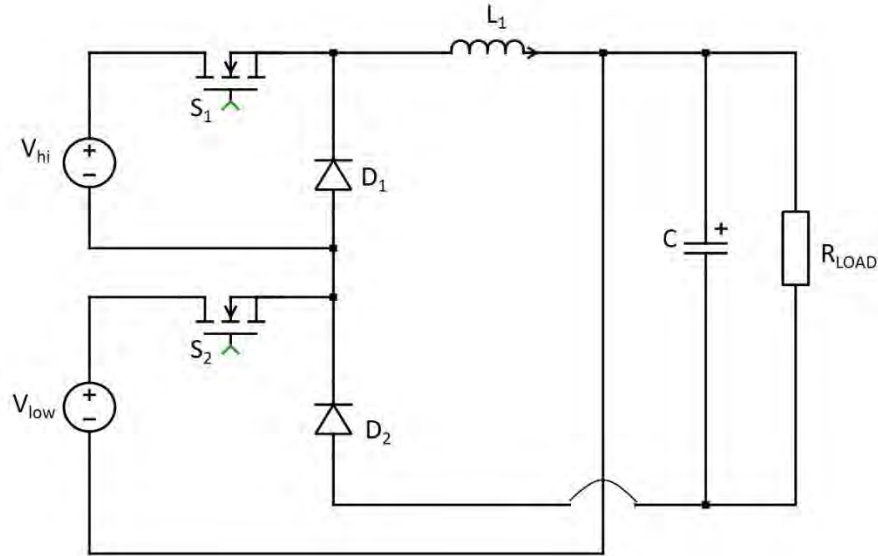


Figura 2.2 Convertidor de doble entrada Buck-Buck-Boost

Una modificación de la topología propuesta en [4] con n-número de entradas basada en un convertidor buck-boost se muestra en la *figura 2.3*. Este convertidor ha reducido los componentes del circuito, pero su inconveniente es la salida de referencia negativa que se puede invertir mediante el uso de un transformador, que se suma al costo y dimensiones de esta topología. El convertidor opera en una dirección y se necesita de otro convertidor para el funcionamiento bidireccional. Otro inconveniente es que sólo una fuente puede entregar la energía a la vez [2].

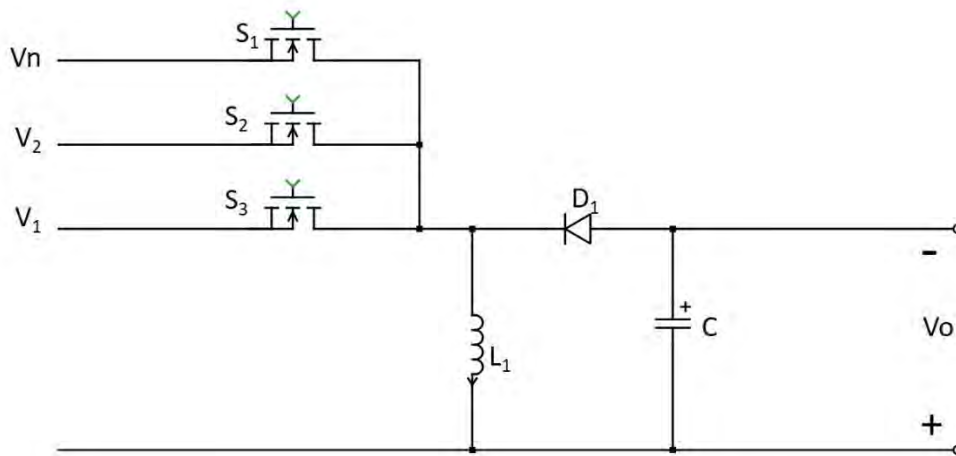


Figura 2.3 Convertidor Buck-Boost multientrada Unidireccional.

Los problemas mencionados anteriormente se eliminan mediante una topología bidireccional del convertidor CD/CD [5], como se muestra en la *figura 2.4*, esta topología proporciona tensión de salida positiva sin ningún transformador adicional. También puede funcionar en modo bidireccional sin requerir de cualquier convertidor adicional. Este opera en tres modos buck, boost, y buck-boost. Pero el número de dispositivos ha aumentado lo que reduce la eficiencia por pérdidas de conducción, disminuye la fiabilidad y eleva el costo [2].

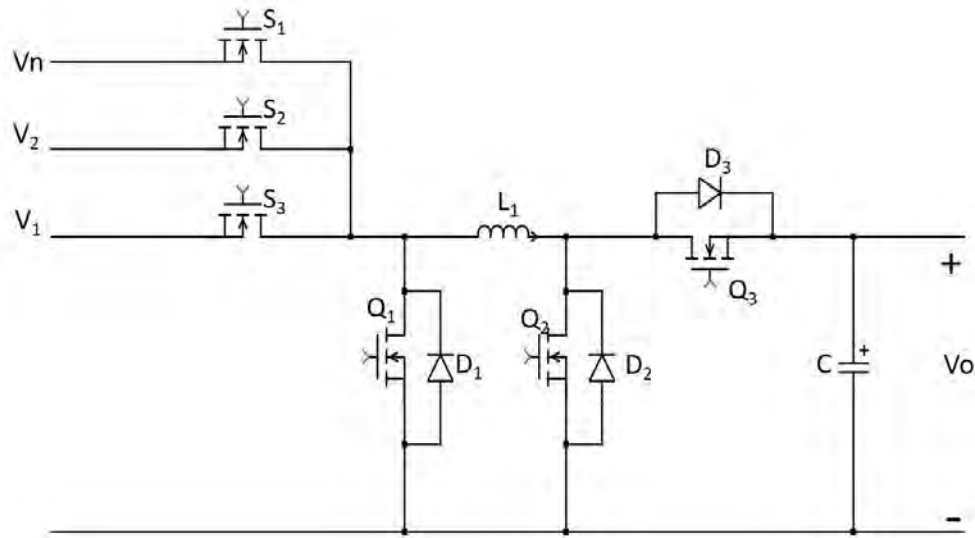


Figura 2.4 Convertidor bidireccional multientrada.

En la *figura 2.5* se muestra una topología que integra un buck-buck (Reductor-Reductor) donde ambas fuentes pueden suministrar energía individual o simultáneamente [6]. Sin embargo, esta estructura trabaja bajo un concepto llamado MSCs (Convertidores CD/CD de Múltiple Fuente) y usa una topología denominada PVSC (Celda de fuente de Voltaje Pulsante) donde una fuente de voltaje está conectada en serie con el interruptor de control, además un diodo está conectado en paralelo con esta combinación. El diodo conectado en paralelo funciona como diodo volante o diodo de derivación de corriente. El enfoque de esta topología se basa totalmente en la conexión apropiada de varios convertidores en una sola celda. Sin embargo, las topologías con esquema de control de multiplexación en el tiempo no se consideran en este enfoque [2].

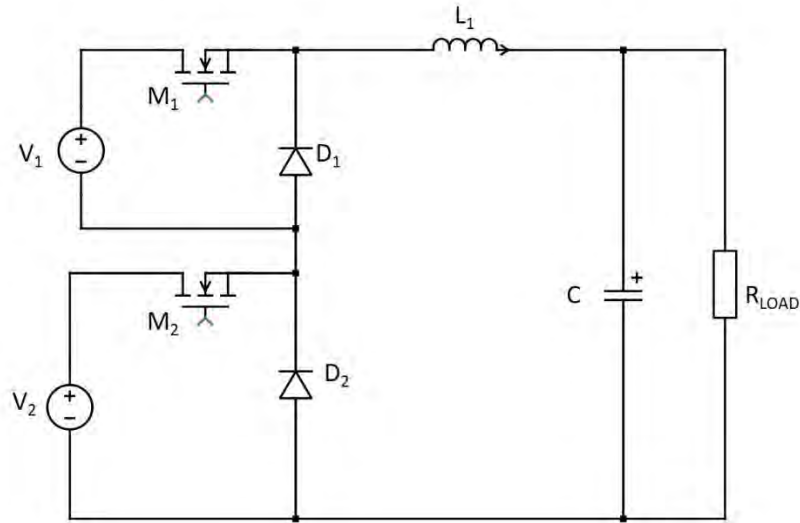


Figura 2.5 Convertidor de doble entrada Buck-Buck.

En la figura 2.6 se muestra una topología que integra un buck-boost-buck-boost (Reductor-elevador-reductor-elevador) [7], en esta las fuentes de tensión son incapaces de alimentar la carga simultáneamente.

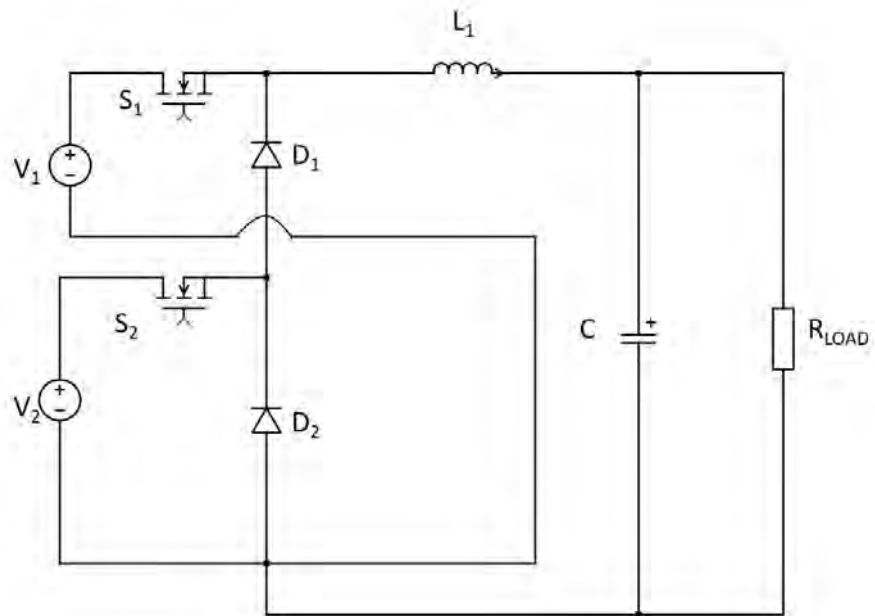


Figura 2.6 Convertidor de doble entrada Buck boost-Buck Boost

La topología mostrada en [8], figura 2.7, está basada en una topología de un convertidor boost. El convertidor es de doble entrada usando como fuentes de alimentación una fuente de energía renovable (fotovoltaica/eólica) y un arreglo de

baterías. El costo del diseño no es tan alto debido a la cantidad de componentes usados y por ende sus dimensiones son menores, la técnica de control usada es modos deslizantes y opera en modo continuo.

El convertidor tiene tres modos de operación:

- Modo 1. Potencia entregada desde una sola fuente de tensión.
- Modo 2. No hay energía disponible de las fuentes de tensión.
- Modo 3. Potencia suministrada desde ambas fuentes de tensión.

Sin embargo, el inconveniente que se considera en esta topología es el dado en el modo 3, donde el interruptor S1 y S2 se encienden simultáneamente dejando a ambas fuentes de entrada en una conexión serie. Por lo tanto, se debe considerar la capacidad de corriente soportada por ambas fuentes, debido a que, si se tiene una fuente de entrada de menor capacidad que la otra, puede haber problemas de sobrecalentamiento en una de ellas, bajando su eficiencia y acortando su vida útil a lo largo de su uso.

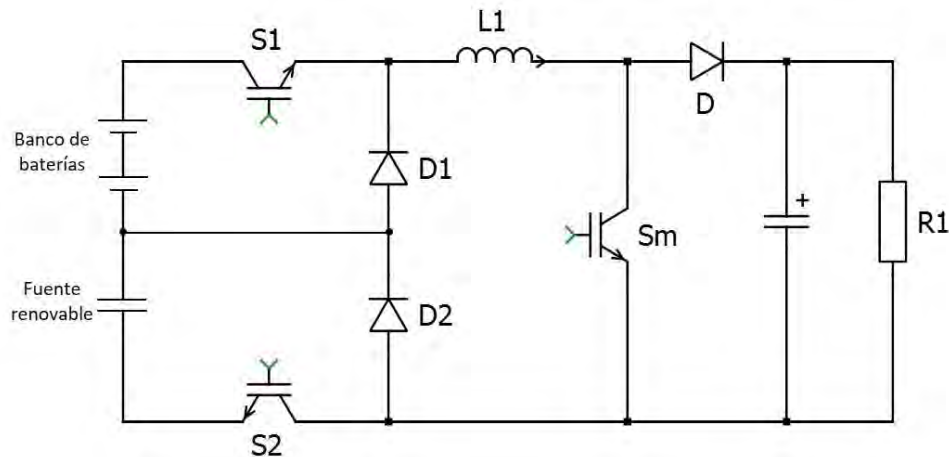


Figura 2.7 Convertidor CD/CD basado en convertidor boost

2.1.3 Convertidores CD/CD de múltiples entradas múltiples salidas.

La topología mostrada en la *figura 2.8*, consiste en un convertidor CD/CD de múltiples entradas múltiples salidas que se deriva del convertidor buck-boost [9]. Diferentes fuentes de entrada se conectan formando una matriz de interruptores las cuales son controladas bajo el concepto de energía compartida. El número de entradas y salidas se afirma que es ilimitado. Sin embargo, las fuentes de entrada no son capaces de activar las salidas simultáneamente. Una topología muy flexible al integrar múltiples fuentes, sin embargo, el número de componentes aumenta el costo y la eficiencia, además disminuye la fiabilidad. El convertidor opera en modo discontinuo y el control considera un esquema de ciclo de trabajo donde todos los interruptores tienen la misma frecuencia de conmutación; controlar múltiples interruptores aumenta la complejidad del control.

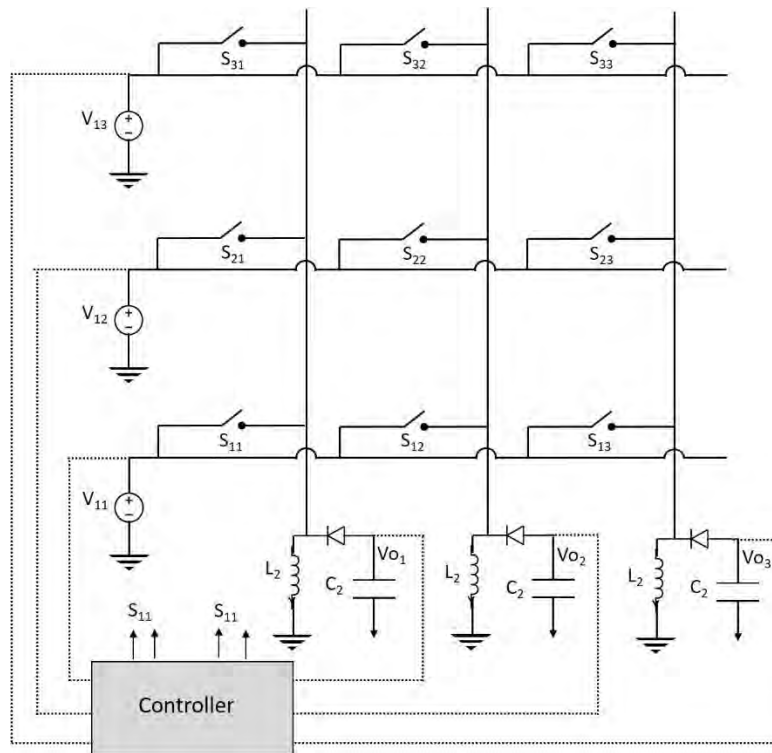


Figura 2.8 Convertidor de multiples entradas-multiples salidas.

2.1.4 Convertidores CD/CD multientrada aislados.

Un convertidor multientrada de puente completo se muestra en la *figura 2.9*. Este convertidor combina dos fuentes de entrada de diferentes amplitudes mediante la adición del flujo magnético producido por el núcleo del transformador. El convertidor está conformado de dos fuentes de corriente, un transformador de tres devanados y un puerto de salida. El número de fuentes puede aumentar mientras que el puerto de salida y el transformador de acoplamiento magnético siguen siendo los mismos.

El flujo magnético que alimenta al inversor CD/AC es producido por las fuentes de corriente de entrada. Cada interruptor del inversor tiene un diodo en serie que bloquea la corriente inversa para asegurar la transferencia simultánea de energía de ambas fuentes. Los devanados de entrada y de la etapa de salida se enrollan en el mismo núcleo de manera que el flujo magnético unido por cada fuente puede pasar completamente a través de la etapa de salida del embobinado.

La etapa de salida consiste en un puente rectificador y filtros CA/CD. El convertidor puede suministrar energía de forma individual y al mismo tiempo sin embargo, el diodo de bloqueo de corriente inversa conectado en serie con el interruptor elimina la posibilidad de operación del convertidor en modo bidireccional. Además gran número de conmutadores y el controlador de complejo aumenta el costo, la fiabilidad y el tamaño del convertidor [2].

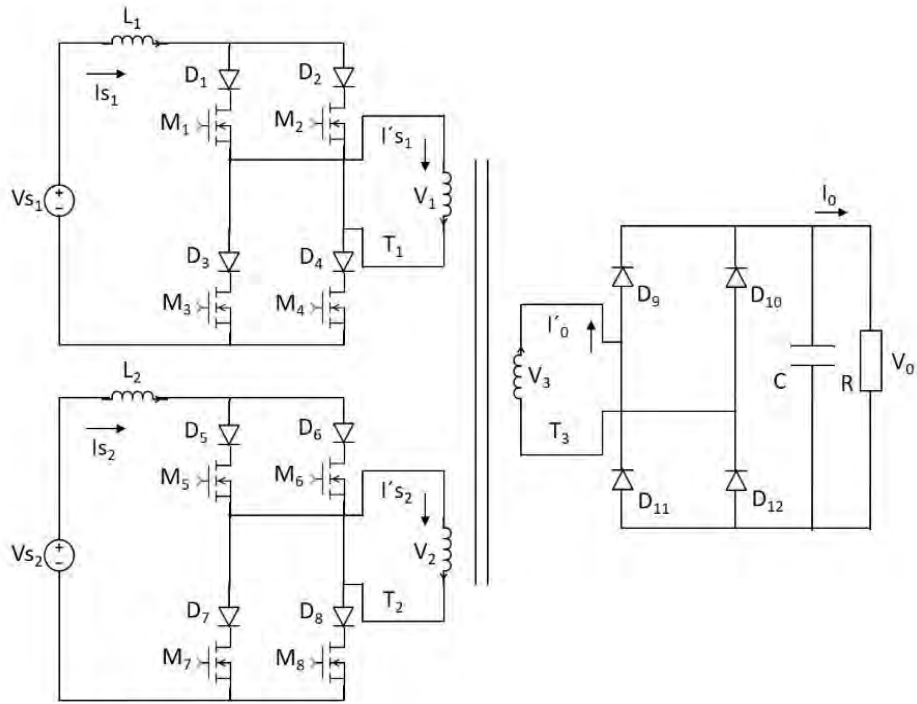


Figura 2.9 Dos fuentes de corriente alimentan un convertidor de puente completo.

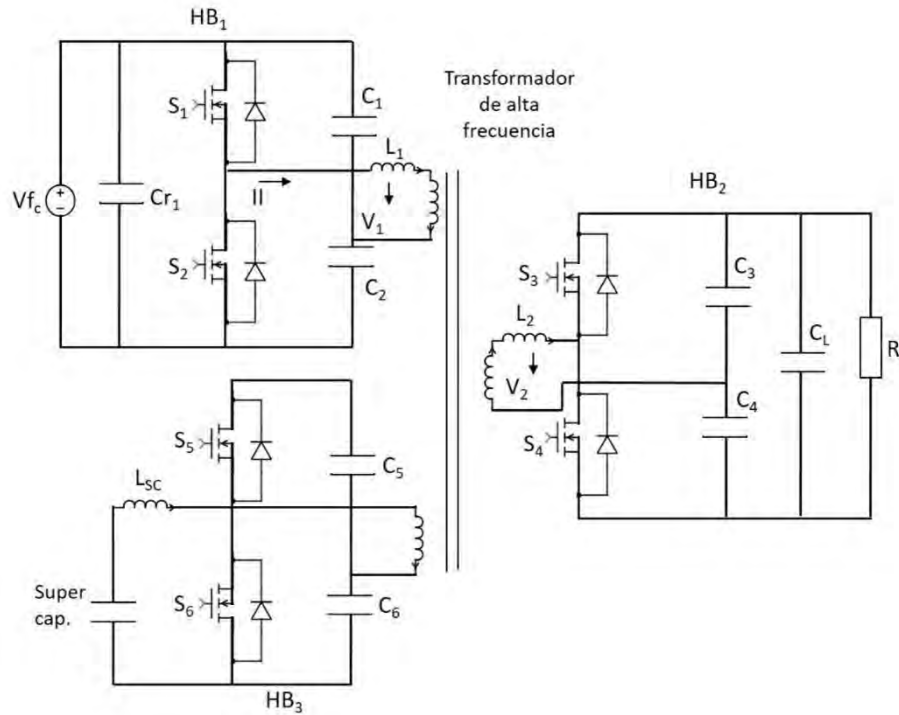


Figura 2.10 Convertidor CD/CD bidireccional con triple medio puente.

Un convertidor CD/CD bidireccional que cuenta con tres convertidores de medio puente se muestra en [10], *figura 2.10*. Este convertidor puede entregar la potencia en cualquiera de las direcciones con diferentes niveles de tensión, se puede lograr una conmutación suave, tiene menor número de componentes y es de alta eficiencia en comparación con las topologías de múltiple entrada de puente completo [11]. Sin embargo, el volumen debido a los transformadores del convertidor y el costo de los componentes sigue siendo una complicación.

2.2 Primera Propuesta de Convertidor de Múltiple Entrada

Se planteó una primera propuesta de un convertidor basado en múltiples convertidores elevadores (Boost Converter, por sus siglas en inglés) realizando una conexión en paralelo para obtener una sola salida, como se muestra en la *figura 2.11*.

Cada una de las fuentes de energía renovables va a conectada a su propio convertidor elevador tratando de mantener la energía a la carga. Las fuentes pueden entregar energía de manera individual o simultáneamente. Cada convertidor tiene su propio control PI (Proporcional Integrador) el cuál serviría para controlar la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia.

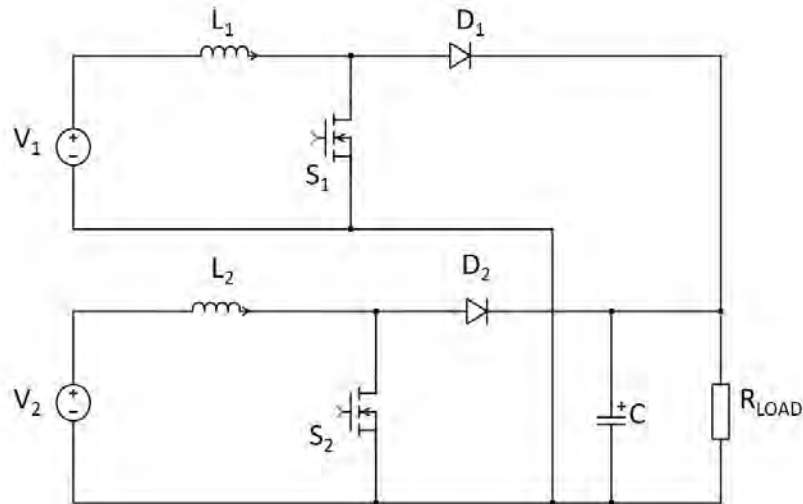


Figura 2.11 Topología basada en múltiples convertidores boost con conexión en paralelo.

2.2.1 Análisis del Convertidor Elevador Entrelazado

Mejorando la topología anterior se analizó el IBC (Interleaved Boost Converter, por sus siglas en inglés) o Convertidor Elevador Entrelazado que es una variante del convertidor Boost, en este se agrega una fase más, paralela al inductor y al diodo de la topología convencional, donde tanto los inductores y diodos tienen que ser idénticos, *figura 2.12*. Cada fase tiene su propio interruptor de potencia los cuales son controlados con señales PWM (Modulación por Ancho de Pulso).

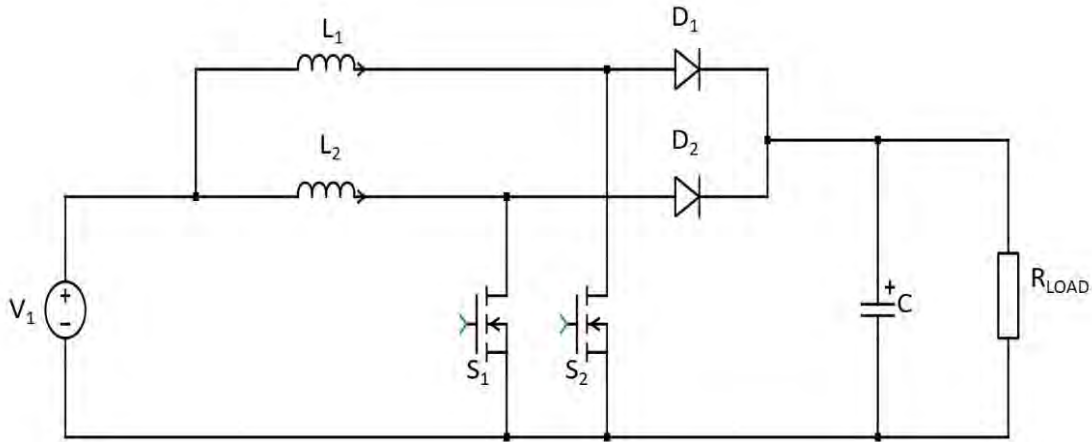


Figura 2.12 Boost Interleaved.

La frecuencia de conmutación en ambas fases debe de ser la misma, pero sus señales PWM se modulan para tener un desfase de 180° eléctricos. Tener las señales intercaladas genera que las corrientes de los inductores I_{L1} e I_{L2} también se encuentren con 180° de diferencia, como se observa en la figura 2.13.

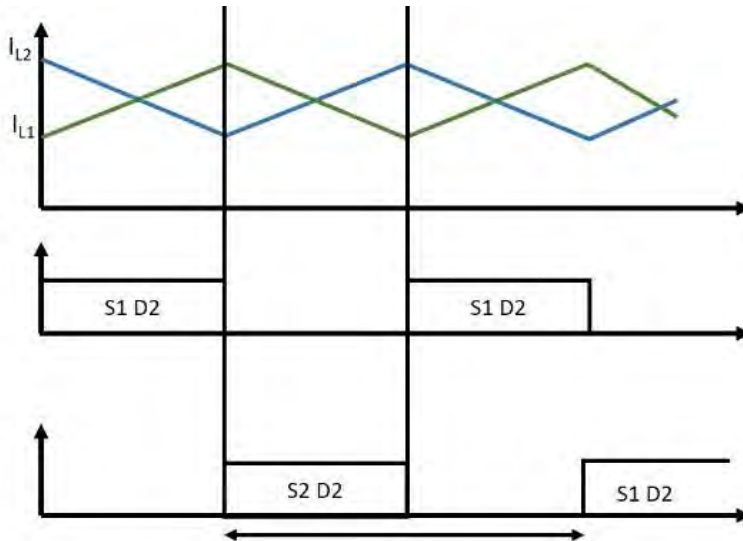


Figura 2.13 Formas de onda del convertidor boost interleaved.

El efecto de las corrientes intercaladas en cada fase beneficia a la corriente de salida I_o al minimizar el rizado ΔI , figura 2.14. Además, la corriente al ser dividida, provoca que los componentes usados en el diseño sean de menor potencia ayudando a mejorar las pérdidas por disipación de energía.

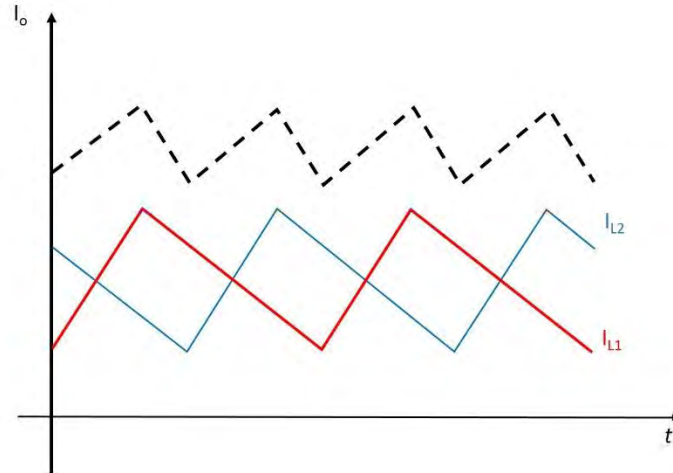


Figura 2.14 Rizado de corriente de un Convertidor Boost Interleaved

2.3 Topología basada en múltiples IBC con conexión en paralelo.

Con las ventajas del Convertidor Elevador Intercalado (IBC) sobre el convertidor boost convencional se ha decidido trabajar en una topología de múltiple entrada basada en IBC conectados en paralelo, figura 2.15. Donde ambas fuentes suministrarán energía simultáneamente y el control de conmutación deberá sincronizarse.

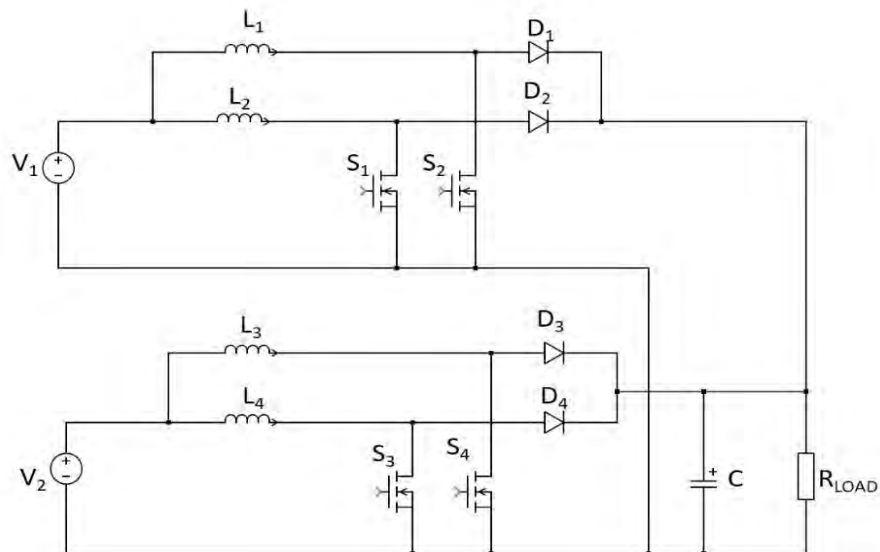


Figura 2.15 Conexión en paralelo de dos Convertidor Boost Interleaved para generar un convertidor de doble entrada una salida.

CAPITULO 3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

3.1 Diseño del Convertidor Elevador Entrelazado

Para el diseño del IBC primero hay que definir las especificaciones eléctricas del convertidor, estas se muestran en la *tabla 3.0*.

Tabla 3.0. Características propuestas para el diseño del IBC.

Potencia de salida (P)	100 W
Frecuencia de conmutación para ambos interruptores. (F_s)	100 kHz
Voltaje de entrada (V_{in}) max	17 V
Voltaje de entrada (V_{in}) min	12 V
Voltaje de salida (V_{out})	24 V
% del rizo de corriente para cada fase (ΔI)	10 %
Porcentaje del rizo de tensión para cada fase (ΔV)	1 %

Se realizan los siguientes pasos para el cálculo de las magnitudes necesarias para el diseño del convertidor con una tensión de entrada mínima de 12 V.

1. Se procede a calcular el ciclo del trabajo para el Convertidor Boost Interleaved:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (Ec. 3.1)$$

Donde D es el ciclo de trabajo para ambos interruptores de potencia, V_{in} la tensión de la fuente de entrada mínima (12 V) y V_{out} la tensión de salida planteada (24 V). Se despeja el ciclo de trabajo de la *ecuación 3.1* obteniendo:

$$D = -\frac{V_{in}}{V_{out}} + 1 = -\frac{12}{24} + 1 = 0.5 \quad (\text{Ec. 3.2})$$

2. Se calcula la corriente promedio de salida I_o en base a la potencia propuesta para el convertidor.

$$P = V_{out} * I_o \quad (\text{Ec. 3.3})$$

Donde P es la potencia a la cual trabajará el convertidor, e I_o la corriente de salida. Despejando I_o de la ecuación 3.3 se obtiene:

$$I_o = \frac{P}{V_{out}} = \frac{100W}{24V} = 4.1666A \quad (\text{Ec. 3.4})$$

3. Con la corriente I_o y la tensión de salida propuesta se procede a calcular la resistencia de carga (R_{Load}) aplicando ley de ohm.

$$R_{Load} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

$$R_{Load} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{24V}{4.1666A} = 5.7600\Omega$$

4. Se calcula la corriente promedio de entrada I_{in} , con la ecuación 3.6.

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - D} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

$$I_{in} = \frac{4.1666A}{1 - 0.5} = 8.3332A$$

Se puede saber el valor de la corriente de cada fase (I_{L1} E I_{L2}), dividiendo la corriente de entrada en dos partes, como se muestra en la ecuación 3.7. Obsérvese que es la misma corriente calculada en la ecuación 3.4.

$$I_{L1,L2} = 0.5 * I_{in} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

$$I_{L1,L2} = 4.1666A$$

Siendo 4.166 A la corriente en cada fase, se calcula el rizado de corriente considerando un 10% para cada inductor, dando un valor de $\Delta I = 0.416 A$.

5. Se procede a calcular el valor del inductor, donde cada una de las fases lleva uno propio, los cuales deben ser del mismo valor inductivo. Usando la ecuación de rizado de corriente ΔI , se tiene.

$$\Delta I = \frac{V_s * D}{f * L} \quad (\text{Ec. 3.8})$$

Donde f es la Frecuencia de conmutación planteada (100 kHz) y L la inductancia.

Despejando L de la *ecuación 8* se obtiene:

$$L = \frac{V_{in} * D}{f * \Delta I} = \frac{(12)(0.5)}{(100\text{KHZ})(0.416\text{A})} = 144.230\mu\text{H} \quad (\text{Ec. 3.9})$$

6. Posteriormente se calcula el valor del capacitor, proponiendo con anterioridad un porcentaje de rizado de voltaje ΔV del 1%. Para calcular ΔV se aplica la *ecuación 3.10*.

$$\frac{\Delta V}{V_{out}} = 0.01 \quad (\text{Ec. 3.10})$$

Despejando ΔV de la *ecuación 3.10* se obtiene:

$$\Delta V = 0.01 * V_{out} = (0.01)(24\text{V}) = 0.24\text{V} \quad (\text{Ec. 3.11})$$

7. Una vez establecido el porcentaje de rizado del voltaje de la tensión de salida, se calcula el valor del capacitor usando la *ecuación 3.12*.

$$\Delta V = \frac{I_{out} * D}{f * C} \quad (\text{Ec. 3.12})$$

Despejando "C" de la *ecuación 3.12* se obtiene:

$$C = \frac{I_{out} * D}{f * \Delta V} = \frac{(4.1666\text{A})(0.5)}{(100\text{KHz})(0.24\text{V})} = 86.80416\mu\text{F} \quad (\text{Ec. 3.14})$$

En la *tabla 3.1* se muestran de manera más clara las fórmulas aplicadas para los cálculos del diseño del convertidor.

Tabla 3.1. Ecuaciones para calcular las magnitudes eléctricas del IBC.

Ciclo de trabajo para la señal PWM.	$D = -\frac{V_{in}}{V_{out}} + 1$
Corriente de salida del convertidor.	$I_o = \frac{P}{V_{out}}$
Resistencia de carga mínima para conseguir los 100 Watts del convertidor.	$R_{Load} = \frac{V_{out}}{I_{out}}$
Corriente promedio de entrada.	$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - D}$
Corriente promedio en cada rama del convertidor.	$I_{L1,L2} = 0.5 * I_{in}$
Porcentaje de rizo de corriente (ΔI)	$\Delta I = \frac{(I_{L1,L2})(\text{Porcentaje de rizo propuesto})}{100}$
Valor del Inductor	$L = \frac{V_{in} * D}{f * \Delta I}$
Porcentaje de rizo de voltaje (ΔV)	$\Delta V = 0.01 * V_{out}$
Valor del capacitor	$C = \frac{I_{out} * D}{f * \Delta V}$

En la *tabla 3.2* se muestran los valores obtenidos para el diseño del IBC usando una tensión de entrada de 12 V.

Tabla 3.2 Características del convertidor para un voltaje de entrada de 12 V.

Ciclo de trabajo (D)	0.5
Corriente de salida (I_{out})	4.16 A
Corriente de entrada (I_{in})	8.3332 A
Corrientes en cada rama I_{L1}, I_{L2}	4.16 A
Resistencia de carga (R_{Load})	5.7600 Ω
Rizado de corriente (ΔI) al 10%	0.416 A
Inductores $L1$ y $L2$ para una corriente de rizado en cada rama del 10%.	144.230 μ H
Rizado de voltaje (ΔV) al 1%	0.24 V
Capacitor C para un voltaje de salida con rizado del 1%.	86.804 μ F

Se aplican las mismas fórmulas de la *tabla 3.2* para calcular las magnitudes para una tensión de entrada de 17 V y se obtienen los valores mostrados en la *tabla 3.3*.

Tabla 3.3 Características del convertidor para un voltaje de entrada de 17 V.

Ciclo de trabajo (D)	0.291
Corriente de salida (I_{out})	4.16 A
Corriente de entrada (I_{in})	5.875 A
Corrientes en cada rama I_{L1}, I_{L2}	2.93 A
Resistencia de carga (R_{Load})	5.7600 Ω
Rizado de corriente (ΔI) al 10%	0.293 A
Inductores $L1$ y $L2$ para una corriente de rizado en cada rama del 10%.	168.83 μ H
Rizado de voltaje (ΔV) al 1%	0.24 V
Capacitor C para un voltaje de salida con rizado del 1%.	86.804 μ F

Se realizan los cálculos correspondientes tanto para el voltaje de entrada mínimo como para el máximo considerando que las fuentes de entrada estarán oscilando en ese rango. El valor del inductor cambia, dado que la corriente de entrada I_{in} de igual manera se ve afectada. Por lo tanto, en cuanto al diseño del convertidor se recomienda usar el inductor con mayor valor. Por otro lado, el valor del capacitor se mantiene porque este solo depende de la tensión de salida y en ambos casos $V_{out} = 24 \text{ V}$.

3.2 Simulación del Convertidor con valores calculados.

Para comprobar si los valores calculados son correctos se puede recurrir a la simulación. Se puede usar cualquier software de simulación de circuitos eléctricos de potencia, en este caso se usó el PLECS 3.7.3.

La simulación es de ayuda para entender el comportamiento del convertidor, sin embargo, hay que recordar que un entorno de simulación es un ambiente ideal y los resultados obtenidos no siempre son los mismos obtenidos en la práctica. En la *figura 3.0* se puede observar el diagrama del IBC con los valores calculados.

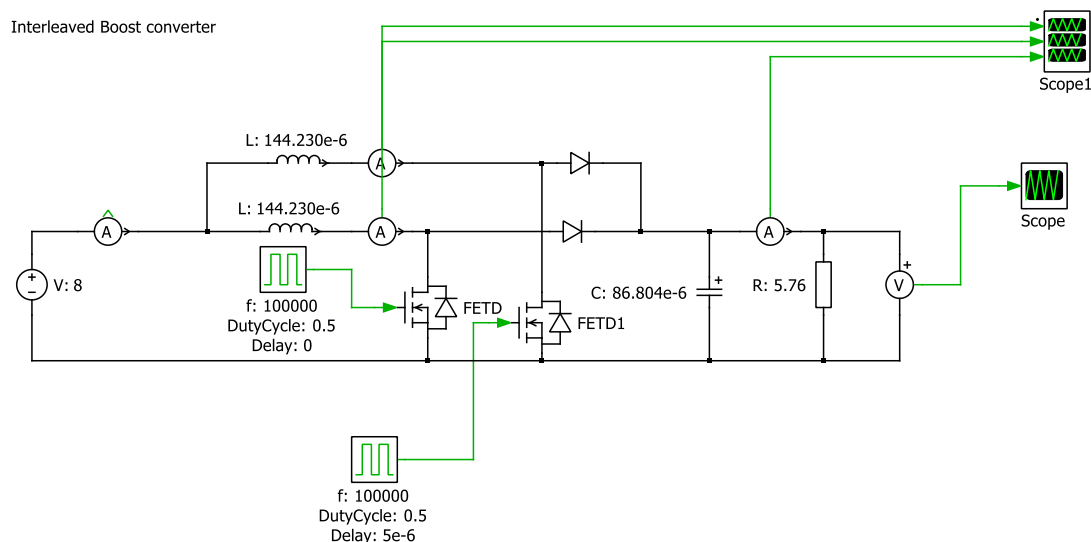


Figura 3.0 Simulación del IBC con los valores obtenidos en los cálculos.

En la *figura 3.1* se ven las formas de onda de las corrientes en cada fase del circuito (I_{L1} e I_{L2}), de igual manera la forma de onda de la corriente de salida I_{out} y las mediciones de rizo de corriente ΔI e I_{out} .

Obsérvese que el valor de $\Delta I = 0.416$ y la corriente de salida $I_{out} = 4.166$ A, corresponden a los mismos valores obtenidos en los cálculos teóricos cuando se usa una fuente de entrada de 12 V.

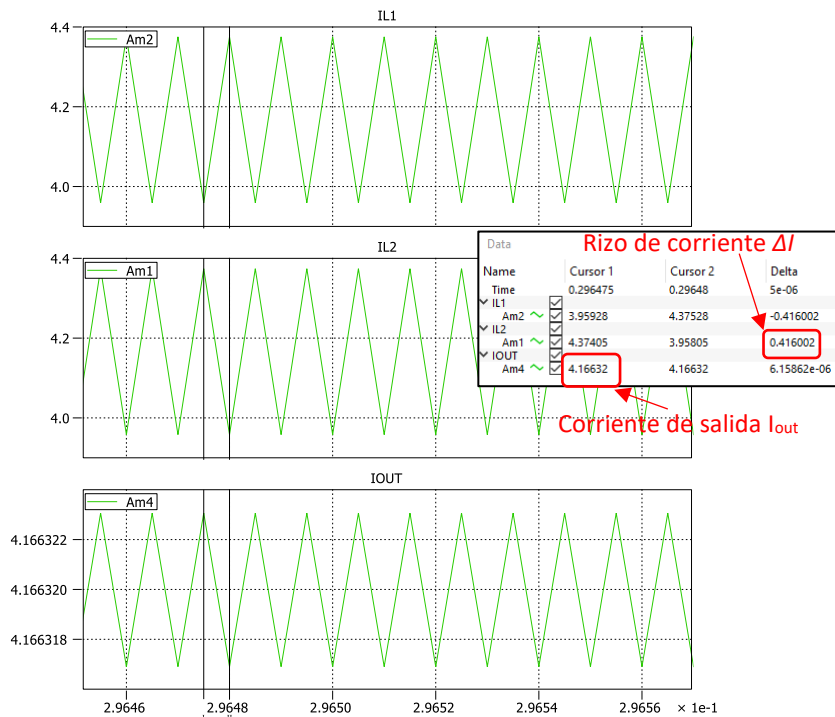


Figura 3.1 Corriente en cada Inductor $IL1$ e $IL2$ y corriente de salida $IOUT$ obtenidas con el simulador con una fuente de entrada de 12 V.

Se realiza la simulación ahora con los valores obtenidos para una fuente de entrada de 17 V. Los resultados fueron los esperados, como se observa en la *figura 3.2*

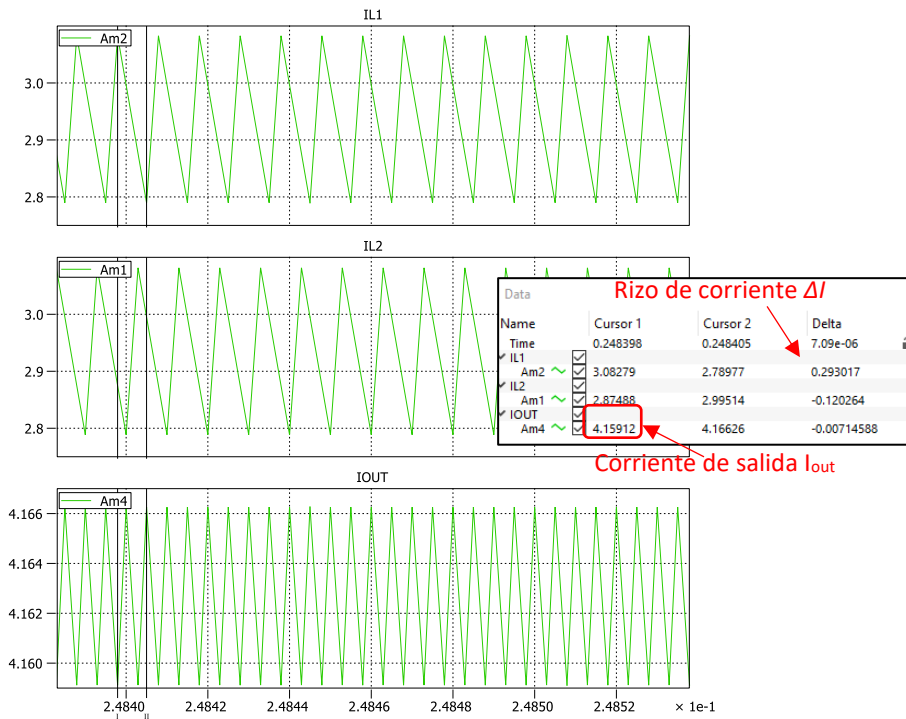


Figura 3.2 Corriente en cada Inductor IL1 e IL2 y corriente de salida IOU obtenidas con el simulador con una fuente de entrada de 17 V.

3.3 Selección de componentes con valores comerciales.

En el mercado existen una gran variedad de componentes electrónicos, sin embargo encontrar sobre todo capacitores e inductores con el valor que se obtienen en los cálculos a veces es un poco complicado, una alternativa sería solicitar a alguna compañía que fabrique específicamente los componentes que uno requiere, pero esto puede ser tardado al momento de desarrollar un prototipo y complica las cosas si se tiene un tiempo límite, por lo tanto lo que se sugiere es conseguir componentes que ya hay a la venta, con valores lo más próximos a los valores calculados.

En el caso de este proyecto de tesis los valores conseguidos en el mercado que cumplieron las características necesarias se muestran en la *tabla 3.4*.

Tabla 3.4 Componentes seleccionados

<p>Interruptores de potencia MOSFET cana N modelo 20N60S5.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • VDS: 600 V • RDS(on): 0.19 Ω • ID: 20 A 	
<p>Inductor MURATA 60B154C.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Inductancia: 150 μH • Frecuencia de operación: 100 kHz • Corriente CD max.: 6 A • SRF: 3.90 MHz • Resistencia CD: 38 mΩ 	
<p>Diodo doble schottky de alta recuperación MBR1560CT.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • VRRM: 60 V • IF (Av): 15 A • VF: 0.75 V 	

<p>Controlador de pulsos IR2110:</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Voltaje de alimentación: de 3.3 V a 20 V • VOFFSET: 500 V max • Vout: 10 a 20 V • I_o: ±2 A 	
<p>Capacitores de polímero de aluminio de 180 µF.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Voltaje Max: 63 V • Rango de temperatura de operación: -55°C a +125°C. 	
<p>Capacitores de poliéster valores varios.</p> <p>Valores:</p> <ul style="list-style-type: none"> • 224K 400V • 104K 400v • 103k 250V 	
<p>Capacitores electrolíticos.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Capacitancia: 2200 µF • Voltaje máx.: 50 V 	
<p>Capacitores de tantalio.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Capacitancia: .1µF • Voltaje máx.: 50 V 	

<p>Resistencias de carbono 10 Ω.</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Potencia de disipación: 1 W • Tolerancia: $\pm 5\%$ 	
<p>Block de terminales:</p> <p>Características principales:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Corriente max: 20 A • Voltaje máximo: 150 V CA/CD • AWG: 14 	
<p>Disipadores de calor para encapsulado TO-220.</p> <p>Medidas: 50 mm de alto por 40 mm de largo y 25 mm de ancho.</p>	

3.3.1 Selección del Inductor

En el caso de los inductores, la inductancia máxima calculada con un V_{in} de 17 V fue de 168.83 μH , sin embargo, este valor no se encontró comercialmente, por lo tanto se eligió un inductor de valor aproximado, en este caso de 150 μH .

El inductor de 150 μH de la marca MURATA modelo 60B154C fue seleccionado por sus características que se adaptaban perfectamente a los requerimientos del diseño. Por ejemplo el inductor opera a una frecuencia de 100 kHz y además soporta una corriente de 6 A.

Otro candidato para el diseño del prototipo fue el modelo 60B224C con valor inductivo de 220 μH , pero su corriente de operación CD máxima es de 5 A muy cerca de los 4.16 A que se tienen en cada rama cuando se usa una fuente de entrada de 12 V, por lo tanto estaría trabajando muy cerca de su límite de operación. Además se debe considerar que el valor de 4.16 A es teórico y calculado en condiciones ideales y muchas veces en la práctica las corrientes son mayores a las calculadas, por estos motivos se eligió el modelo 60B154 C de 150 μH que soporta 6 A.

A manera de ejemplo se muestra la *tabla 3.5* de algunos modelos de inductores de la marca MURATA.

Tabla 3.5. Inductores de la marca MURATA.

Order Code	Inductance, L		DC Current ^z	SRF	DC Resistance
	0.1V@100KHz ($\pm 15\%$)		Max.	Typ.	Max.
	μH		A	MHz	m Ω
60B473C	47		10.5	7.45	13
60B683C	68		9.0	6.07	17
60B104C	100		7.5	4.98	25
60B154C	150		6.0	3.90	38
60B224C	220		5.0	3.21	50
60B334C	330		4.0	2.66	80
60B474C	470		3.5	2.15	100
60B684C	680		3.0	1.59	135

Con el inductor de 150 μH se puede calcular el rizo de corriente ΔI que se tendrá con este componente y analizar si el convertidor puede entrar en modo discontinuo:

- Para un voltaje de entrada V_{in} de 12 V con una corriente en cada fase de 4.16 A se aplica la *ecuación 3.8* para calcular el rizado ΔI .

$$\Delta I = \frac{V_s * D}{f * L} = \frac{(12V)(0.5)}{(100kHz)(150\mu H)} = 0.4A$$

En este caso 0.4 A equivale al 9.6% de rizo de corriente ΔI con respecto a los 4.16 A, entrando en el 10% planteado e los requisitos del diseño.

Para calcular el valor crítico del inductor para no entrar en modo discontinuo se aplica la *ecuación 3.15*.

$$L_c = \frac{D(1-D)R_{load}}{2f} = \frac{0.5(1-0.5)(5.76\Omega)}{2(100kHz)} = 7.2\mu H \quad (\text{Ec. 3.15})$$

- Para un voltaje de entrada V_{in} de 17 V con una corriente en cada fase de 2.93 A se tiene un rizado ΔI de:

$$\Delta I = \frac{V_s * D}{f * L} = \frac{(17V)(0.29)}{(100kHz)(150\mu H)} = 0.32A$$

En este caso 0.32 A equivale al 10.9% de rizo de corriente ΔI con respecto a los 2.93 A, mayor que el 10% planteado pero la diferencia no es muy considerable.

Se calcula de igual manera el valor crítico del inductor para entrar en modo discontinuo:

$$L_c = \frac{D(1-D)R_{load}}{2f} = \frac{0.29(1-0.29)(5.76\Omega)}{2(100kHz)} = 5.94\mu H$$

Se puede observar que en ambos casos los valores críticos de las inductancias para que el convertidor entre en modo discontinuo son muy pequeños (7.2 μ H y 5.94 μ H), por lo que el inductor de 150 μ H no debe de provocar ningún problema en la implementación, solo repercute en un rizado de corriente ΔI un poco mayor al que se esperaba del 10%.

3.3.2 Selección del capacitor

En ambos casos el valor del capacitor para los voltajes de entrada V_{in} de 12 y 17 V es de 86.804 μ F y el voltaje de salida V_{out} es de 24 V, el valor capacitivo conseguido en el mercado fue de 180 μ F a 50 V.

Para un voltaje de entrada de 12 V el ΔV está dado por la ecuación 3.12.

$$\Delta V = \frac{I_{out} * D}{f * C} = \frac{(4.16A)(0.5)}{(100kHz)(180\mu F)} = 0.11V$$

Donde 0.11 V equivale al 0.45% del voltaje de salida de 24 V menor al ΔV esperado de 1%.

Para un voltaje de entrada de 17 V el ΔV es de:

$$\Delta V = \frac{I_{out} * D}{f * C} = \frac{(4.16A)(0.29)}{(100kHz)(180\mu F)} = 0.06V$$

Donde 0.06 V equivale al 0.25% del voltaje de salida de 24 V menor al ΔV esperado de 1%.

En ambos casos se obtiene una mejora en el rizo de voltaje de salida ΔV con el capacitor seleccionado.

3.4 Simulación del Convertidor con valores reales.

Con los valores comerciales de capacitancia e inductancia elegidos, se realiza una nueva simulación usando una fuente de entrada de 12 V para comprobar los resultados que se mostraron con anterioridad.

Usando un capacitor de 180 μF e inductores de 150 μH se realiza el diagrama de la *figura 3.3* en el PLECS.

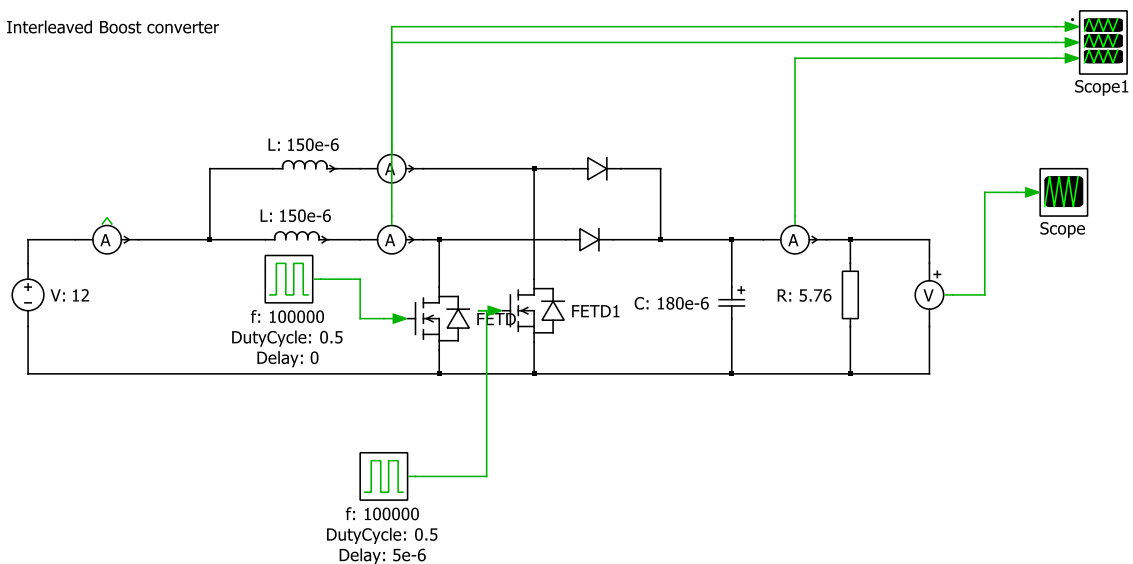


Figura 3.3 Simulación del IBC con los valores comerciales.

Se realizan mediciones en el simulador de las corrientes en cada fase I_1 , I_2 y la corriente de salida I_{OUT} , como se observa en la *figura 3.4*. Se observa que los resultados en la simulación coinciden con los calculados. Se realiza lo mismo para una fuente de 17 V y los resultados de igual manera son los esperados.

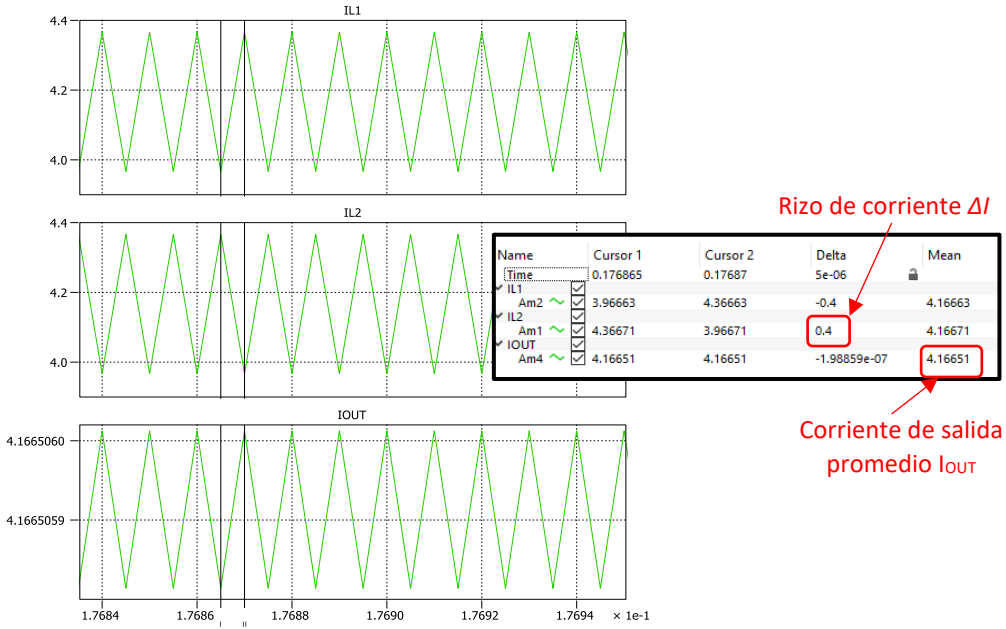


Figura 3.4 Corriente en cada Inductor $IL1$ e $IL2$ y corriente de salida I_{OUT} obtenidas con el simulador con componentes de valores comerciales.

Otro de los puntos a considerar en el diseño de la placa es el grosor de las pistas, las pistas no deben de ser tan delgadas, hay que recordar que la placa disipará 100 W. La pista de tierra o negativo debe ser más gruesa que las demás ya que por la conexión de tierra retornan todas las corrientes del circuito.

3.5.1 Proceso de fabricación del PCB

Una vez realizado el diseño del PCB en Ultiboard se realizó el siguiente proceso para el armado de la placa electrónica:

1. Se imprime el circuito en papel de transferencia o papel fotográfico.
2. Se corta la placa fenólica a las medidas del circuito diseñado.
3. Se lija la placa ya cortada para ayudar a que la tinta se transfiera mejor sobre el cobre y posteriormente se lava para quitar residuos. Se puede usar agua o cualquier solvente para quitar los residuos pero al finalizar se debe secar bien.
4. Se realiza el proceso de planchado para la transferencia del circuito a la placa.
5. Una vez transferido el circuito se sumerge la placa en Cloruro Férrico hasta que el exceso de cobre se elimine dejando solamente el cobre bajo la tinta.
6. Se procede a perforar la placa en los puntos donde irán montados los componentes, en la *figura 3.6* se puede observar el resultado de este proceso.

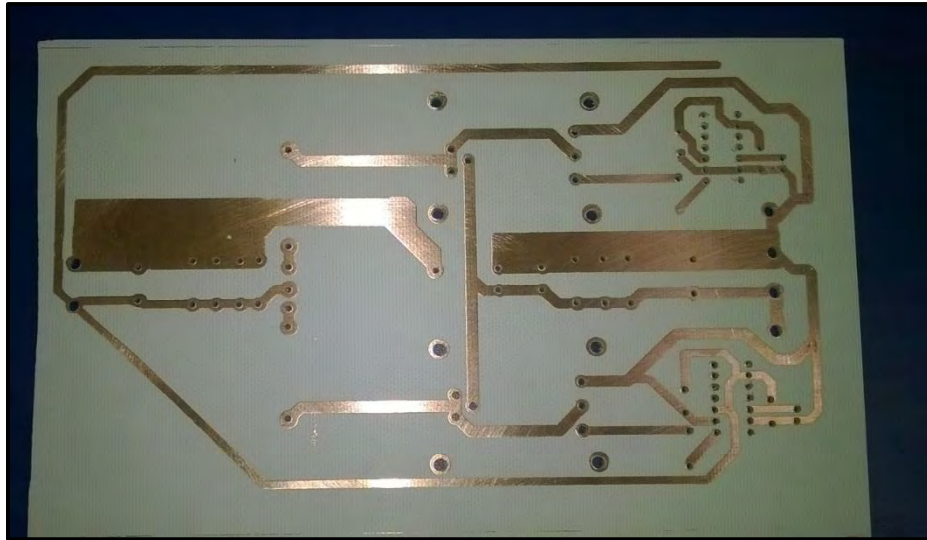


Figura 3.6 PCB del IBC.

7. Se procede a colocar y soldar los componentes en sus respectivas posiciones y por último se estañan todas las pistas del circuito para evitar corrosiones o pistas abiertas. El prototipo resultante se muestra en la *figura 3.7*.



Figura 3.7 Placa del prototipo Final del IBC.

Se fabrican dos convertidores siguiendo el mismo procedimiento, como se observa en la *figura 3.8*. Estos posteriormente se conectarán en paralelo para formar un convertidor de múltiple entrada.



Figura 3.8 Implementación de dos IBC.

3.7 Pruebas preliminares.

Antes de realizar el PCB mostrado en la sección 3.5 se realizaron varios prototipos previamente. Los primeros convertidores implementados presentaban un ruido excesivo en la tensión de salida, provocado por la conmutación de alta frecuencia de los interruptores, en este caso los 100 kHz.

En la *figura 3.9 a)* se muestra el ruido de alta frecuencia en la tensión de salida (señal de color azul) de unos de los primeros prototipos desarrollados, y en la *figura 3.9 b)* el ruido de conmutación ya corregido en el prototipo final con ayuda de capacitores tipo poliéster de bajo valor capacitivo.

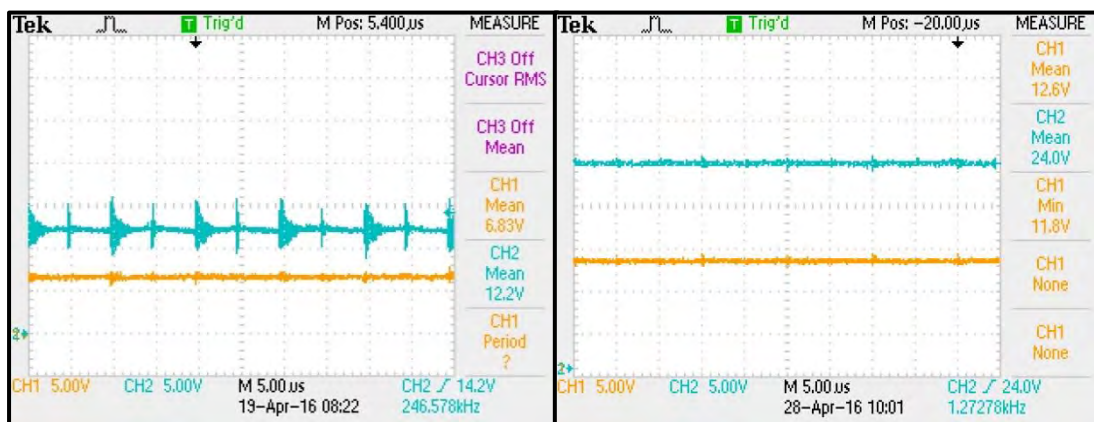


Figura 3.9 a) Tensión de salida con alto ruido de conmutación.

Figura 3.9 b) Tensión de salida con el ruido de conmutación corregido.

Usando un ciclo de trabajo de 0.5 el convertidor duplicaba la tensión de manera correcta, sin embargo, la tensión de salida se encontraba muy distorsionada. Con estas señales obtenidas se realizaban mediciones de potencias para calcular eficiencias y se concluyó que debido al ruido de conmutación la eficiencia del convertidor se reducía.

Otro de los problemas que se presentó en los prototipos iniciales fue el “desbalance de corrientes” en las fases del circuito. Este desbalance provocaba que los componentes de una fase se calentaran más que los de la otra, en algunos casos la diferencia era muy considerable.

En la *figura 3.10 a)* se observa uno de los primeros prototipos implementados y la diferencia considerable entre las temperaturas de cada fase. Se puede observar que uno de los disipadores acoplados a uno de los MOSFET está a una temperatura de 62 °C mientras el otro se encuentra a 44.9 °C. Esto ocurría porque la corriente circulaba en su mayoría por una sola fase. Por otro lado, en la *figura 3.10 b)* las temperaturas se encuentran muy idénticas en cada uno de los componentes, señal de una distribución de corriente equitativa. Las mediciones de temperatura se realizaron con ayuda de una cámara termográfica marca FLUKE modelo Ti10.

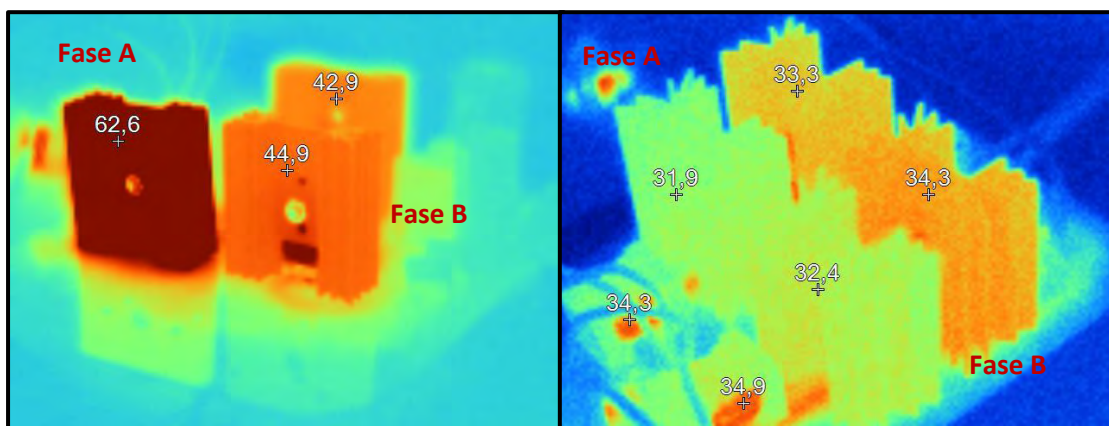


Figura 3.10 a) Desbalance de corrientes en prototipos iniciales.

Figura 3.10 b) Corrientes balanceadas en el prototipo final.

El problema que provoca que una fase se caliente más que la otra es el reducimiento de la vida útil de los componentes, lo que afectaba la fiabilidad del convertidor. Otro problema es que el calentamiento provoca más pérdidas de energía reduciendo la eficiencia del convertidor.

Varios prototipos se implementaron, se analizaban sus problemas y en base a experimentación se detectaban los errores; estos se corregían hasta lograr eliminarlos. El diagrama del prototipo final se observa en la *figura 3.11*.

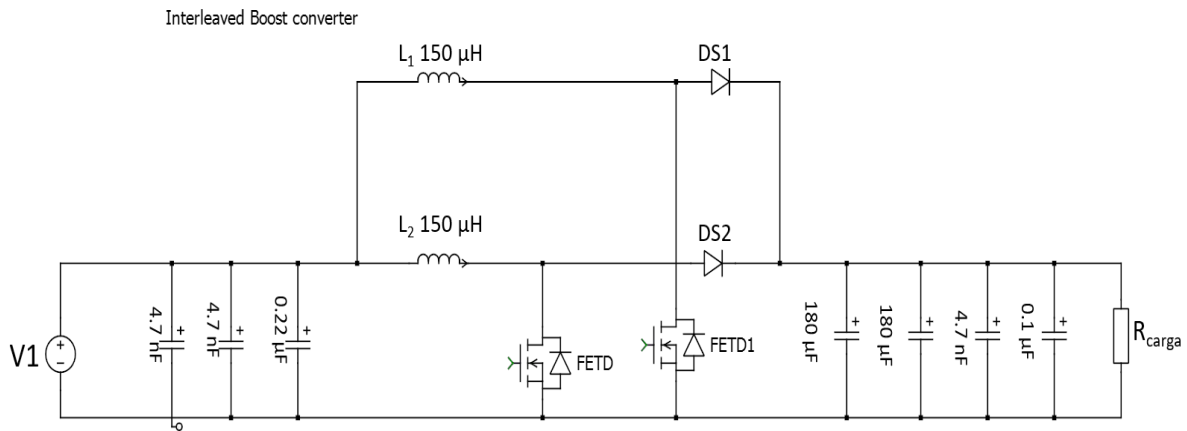


Figura 3.11 Diagrama del Prototipo final del IBC.

Para la implementación se realizan las siguientes recomendaciones en base a experiencias adquiridas en la experimentación:

1. Se agregan capacitores de 4.7 μF y 0.22 μF a la entrada, para eliminar el ruido del voltaje V_{in} proveniente de la conmutación de los MOSFET de potencia, estos funcionan como filtros rechazando las altas frecuencias de 100 KHz.
2. Se dejan puentes en las entradas de los inductores para poder colocar la punta de amperímetro y poder realizar las mediciones de corriente correspondientes. De igual manera más adelante al aplicar el control en modo corriente esos puentes se usarán para ubicar los sensores.
3. A la salida del convertidor se colocan dos capacitores de 180 μF en paralelo para reducir la Resistencia Serie Equivalente (ESR) y evitar pérdidas de potencia.

4. De igual manera que en el voltaje de entrada se agregan capacitores de valores bajos a la salida, para filtrar el ruido por conmutación de los MOSFET.
5. Para las señales de activación de compuerta de los MOSFET se usan los controladores ir2110 usando solamente el pulso bajo de salida (LO), el pulso alto (HO) no se usa ya que no se tienen interruptores de potencia flotados. La manera de conexión de los Ir2110 se muestra en la *figura 3.12*.

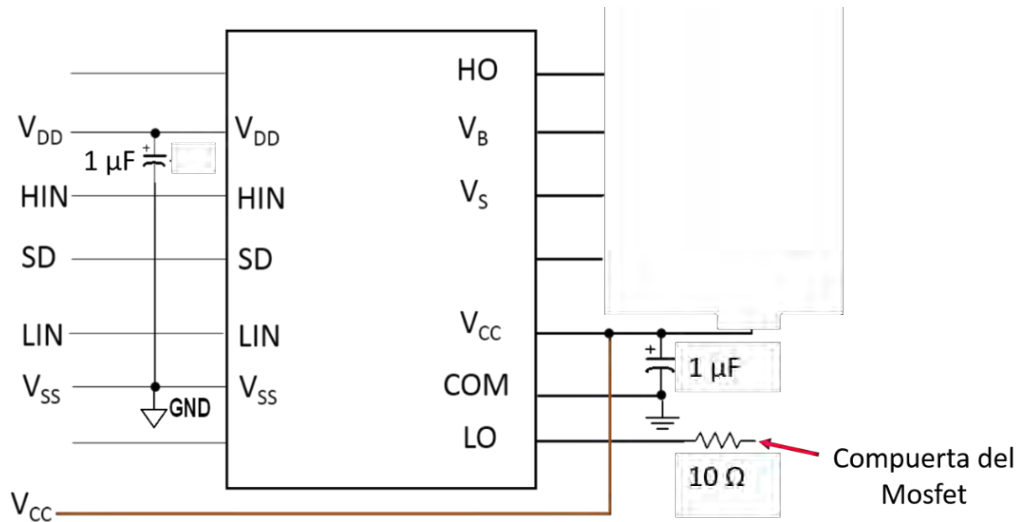


Figura 3.12 Controlador IR2110

Tanto VDD como VCC se toman del voltaje de entrada del convertidor, lo que favorece, porque solo se usa una sola fuente para todo el circuito de potencia. De igual manera todos los puntos de tierra son interconectados. Los capacitores de 1µF son capacitores de tantalio y ayudan a eliminar el ruido del voltaje de alimentación del controlador.

3.7.1 Pruebas con diferentes interruptores de potencia.

Se realizaron pruebas a cada convertidor individualmente para analizar su desempeño. Estas consistieron en usar tres diferentes tipos de interruptores de potencia y analizar el efecto sobre parámetros como eficiencias, balanceo de corriente entre fases, temperaturas, entre otros.

Se probaron dos MOSFET y un IGBT de los cuales se enlistan sus principales características en la *tabla 3.6*:

Tabla 3.6 Características principales de los interruptores de potencia.

Interruptor de potencia.	VDS (Voltaje Drenador – Fuente)	RDS (on) (Resistencia Drenador-Fuente)	ID Corriente de Drenador)	Tecnología
MOSFET de canal N modelo 20N60S5	600 V	0.19 Ω	20 A	COOL-MOS
MOSFET de canal N modelo IRFZ44N	55 V	(0.0175 Ω) 17.5 m Ω	49 A	HEXFET
Interruptor de potencia.	VCE (Voltaje Colector – Emisor)	VCE (on) (Voltaje Colector – Emisor) Caída de tensión	IC Corriente en el colector)	Tecnología
IGBT con diodo de recuperación rápida modelo IRG4PC30UD	600 V	1.95 V	12 A	HEXFRED

Se reitera que el IBC tiene dos fases y cada una de ellas cuenta con su propio interruptor de potencia, por lo tanto cada uno recibirá su propia señal PWM (Modulación por Ancho de Pulsos). Para las señales de activación de compuerta que requieren estos interruptores se generaron dos tipos de señales PWM con un circuito basado en el integrado TL494, el cual se describirá a fondo en el capítulo 4 de esta tesis. Estas señales se conocen como Push-Pull y Single-Pulse.

Las señales Push-Pull tienen la característica de que se encuentran desfasadas 180° eléctricos, pero se encuentran a la misma frecuencia y amplitud, como se observa en la *figura 3.13*.

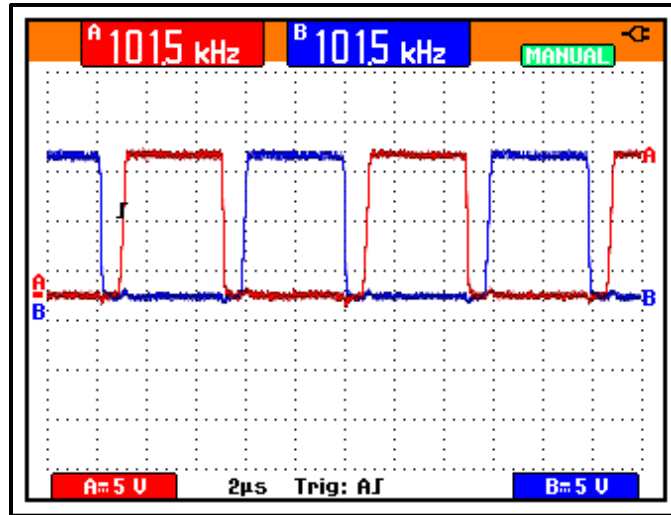


Figura 3.13 Señales Push-Pull.

Por otro lado cuando las dos señales PWM enviadas a los interruptores de potencia están en fase y se encuentran a la misma frecuencia y amplitud se le conoce como Single-Pulse, como se observa en la *figura 3.14*.

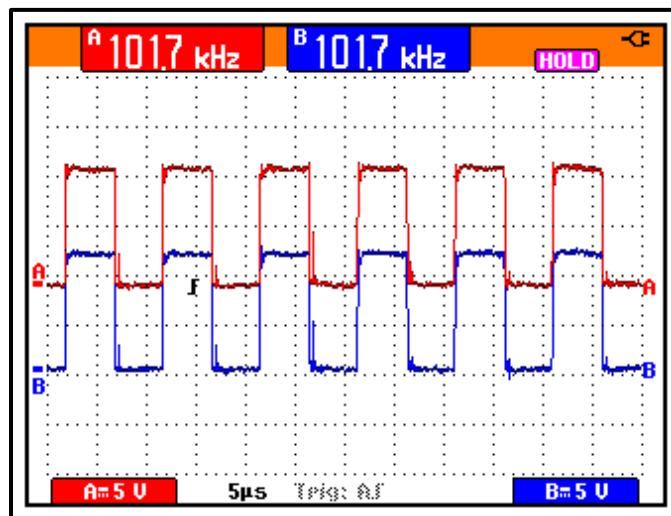


Figura 3.14 Señales Single-Pulse.

3.7.2 Eficiencias de los Convertidores

Variando entre diferentes tipos de interruptores y además aplicando señales de compuerta del tipo Push-Pull o Single-Pulse se midieron las potencias de entrada y salida del convertidor para calcular las eficiencias de operación, como se muestra en la tabla 3.7.

Tabla 3.7 Eficiencias alcanzadas con diferentes interruptores de potencia y esquemas de pulsos.

Interruptor de potencia	Con señal Push-Pull			Con señal Single-Pulse		
	Potencia de entrada (Watts)	Potencia de salida (Watts)	Eficiencia $\eta = P_{out}/P_{in}$	Potencia de entrada (Watts)	Potencia de salida (Watts)	Eficiencia $\eta = P_{out}/P_{in}$
MOSFET 20N60S5	116.907	102.24	90.9 %	116.90	102.12	87.3%
MOSFET IRFZ44N	107.31	101.64	94.7 %	108.46	101.57	93.6 %
IGBT IRG4PC30UD	124.95	113.94	91.1%	116.46	103.09	88.5%

Se puede observar en la tabla que las eficiencias más altas son alcanzadas usando el MOSFET IRFZ44N, esto se debe a que este interruptor tiene una RDS (Resistencia Dreador-Fuente) menor. Además se puede observar que usando el mismo MOSFET pero con diferentes esquemas de pulsos, la eficiencia más alta se logra con el modo: Push-Pull, esto es debido a que el rizado de corriente a la salida del convertidor disminuye, reduciendo las pérdidas.

En la *figura 3.15* se puede observar de una manera más clara las eficiencias usando diferentes interruptores de potencia, en modo Push-Pull.

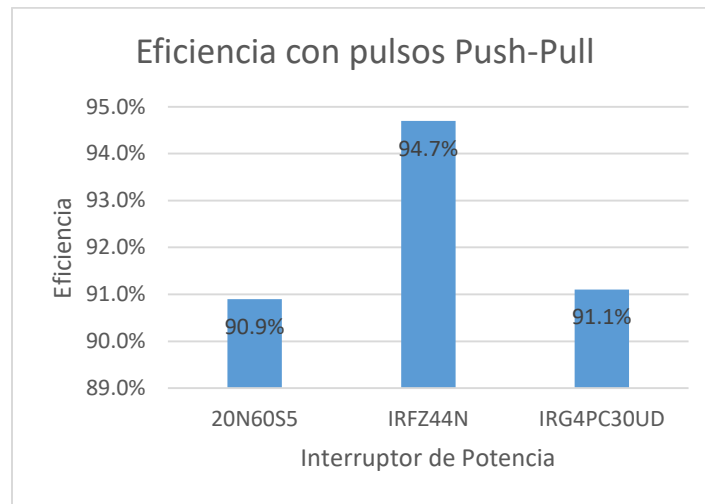


Figura 3.15 Eficiencias alcanzadas con Señales Single-Pulse.

En la *figura 3.16* se muestra la gráfica de las eficiencias alcanzadas con los interruptores mencionados usando el esquema de pulsos "Single-Pulse".

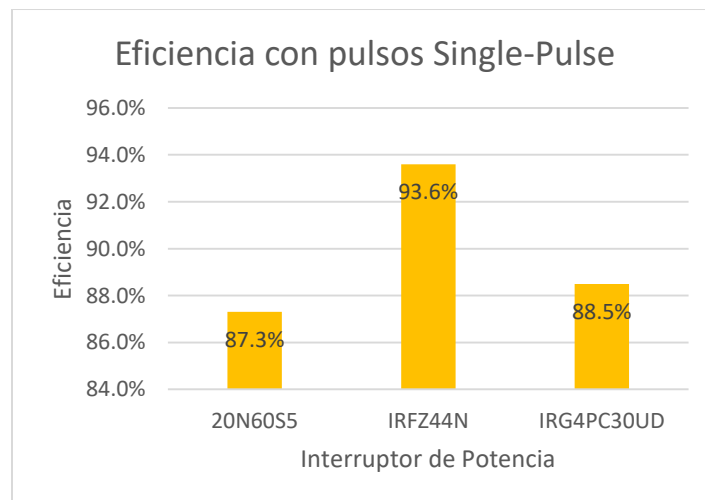


Figura 3.16 Eficiencias alcanzadas con Señales Push-Pull

3.7.2 Desbalance de corrientes y temperaturas en las fases del IBC

Anteriormente en la sección 3.7 se mencionada que se tenía un problema de desbalance de corrientes entre las fases del convertidor. Este problema se corrigió mejorando la simetría de las pistas en el diseño del PCB. Una vez realizadas las correcciones se procedió a someter a pruebas a los prototipos finales, de igual manera cambiando entre diferentes interruptores y esquemas de pulsos. Los resultados se muestran en la *tabla 3.8*.

Tabla 3.8 Desbalance de corriente usando diferentes interruptores de potencia y esquemas de pulsos.

Interruptor de potencia	Con señal Push-Pull			Con señal Single-Pulse		
	Corriente en Fase A	Corriente en Fase B	Diferencia (Desbalance)	Corriente en Fase A	Corriente en Fase B	Diferencia (Desbalance)
MOSFET 20N60S5	3.88 A	3.49 A	390 mA 10%	4.30 A	4.46 A	160 mA 3.5%
MOSFET IRFZ44N	3.68 A	3.80 A	120 mA 3.1%	4.1 A	4.35 A	250 mA 5.7%
IGBT IRG4PC30UD	3.84 A	3.90 A	60 mA 1.5%	4.10 A	4.16 A	60 mA 1.4%

Se puede observar en la *tabla 3.8* que el desbalance entre fases independientemente del interruptor de potencia y el esquema de pulsos usados no es muy significativo, por lo tanto no provoca una diferencia de temperatura entre las fases del circuito que pudiera afectar el desempeño del convertidor.

En la figura 3. 17 a) se pueden observar las temperaturas promedio (en grados Celsius, °C) usando un esquema de pulsos Push-Pull y en la figura 3.17 b) usando el modo Single-Pulse para un MOSFET 20N60S5. Se puede observar que la diferencia en temperaturas es mínima, lo que significa que las fases se encuentran equilibradas en corriente como se mostró en la tabla anterior.

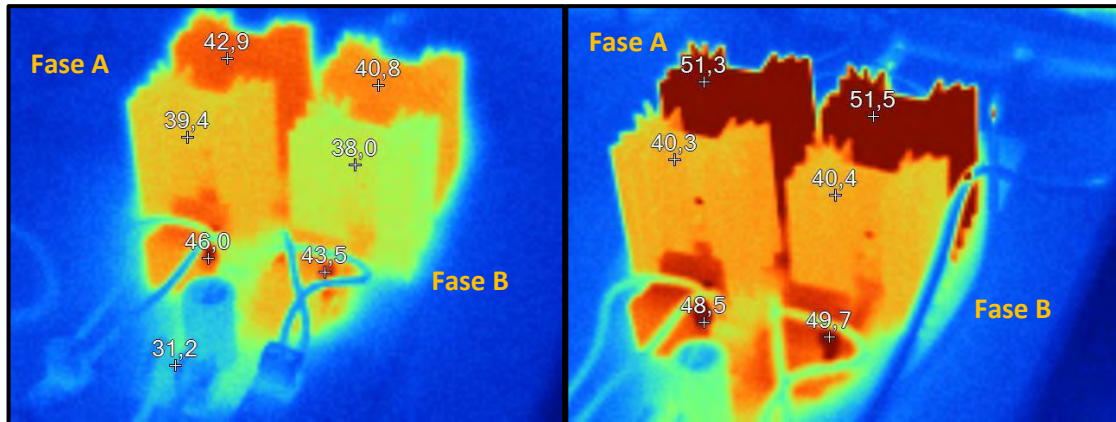


Figura 3.17a) Temperaturas promedio usando esquema Push-Pull y MOSFET 20N60S5

Figura 3.17b) Temperaturas promedio usando esquema Single-Pulse y MOSFET 20N60S5

En la figura 3. 18 a) se pueden muestran las temperaturas promedio en cada fase usando el MOSFET IRFZ44N con señales del tipo push-pull, se puede observar que las temperaturas están prácticamente equilibradas. En la figura 3.18 b) se muestran las temperaturas de igual manera equilibradas con señales Single-Pulse usando el mismo MOSFET.

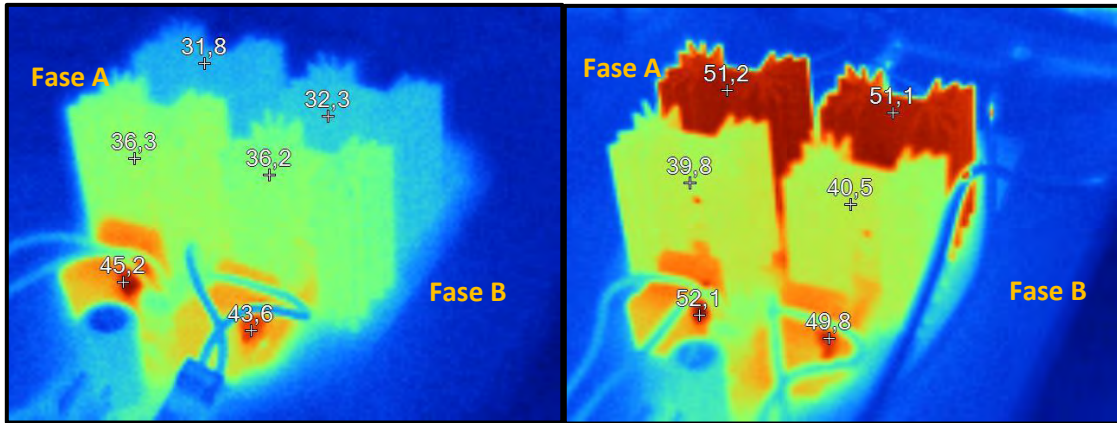


Figura 3.18 a) Temperaturas promedio usando esquema Push-Pull y MOSFET IRFZ44N.

Figura 3.18 b) Temperaturas promedio usando esquema Single-Pulse y MOSFET IRFZ44N.

De igual manera que en los casos anteriores las temperaturas se mantienen equilibradas usando el IGBT IRG4PC30UD y aplicando señales Push-Pull, figura 3.19 a) y señales single pulse, figura 3.19 b).

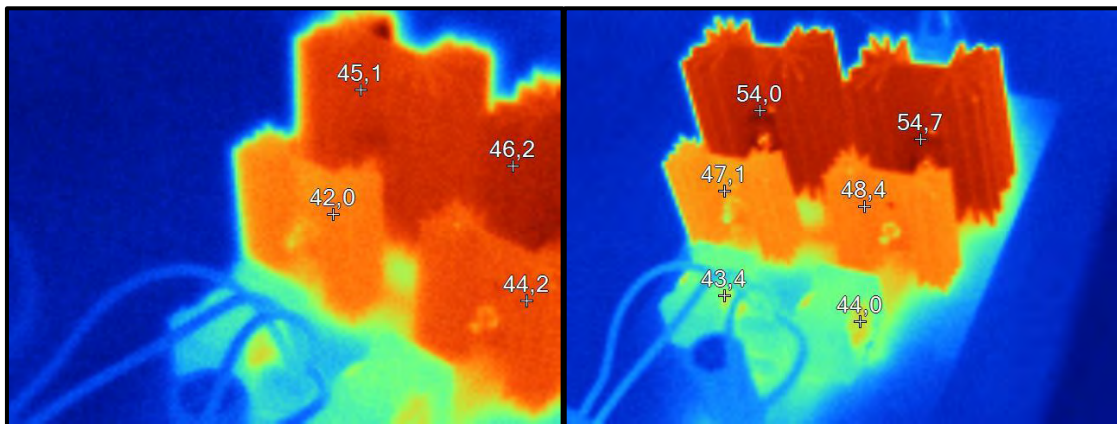


Figura 3.19 a) Temperaturas promedio usando esquema Push-Pull e IGBT IRG4PC30UD

Figura 3.19 b) Temperaturas promedio usando esquema Single-Pulse e IGBT IRG4PC30UD.

CAPITULO 4. CONTROL MODO VOLTAJE

4.1 Control Proporcional Integrador Modo Voltaje

Con las placas de potencia ya implementada, se requiere de un circuito de control que retroalimente la tensión de salida del convertidor, para mantener siempre un valor deseado a pesar de las variaciones de las fuentes de entrada. En este caso se implementa un circuito de control del tipo Proporcional Integrador (PI) en modo voltaje funcionando en Conducción Continua. Para ello se usa el integrado TL494 que es un Circuito de Control de Modulación de Ancho de Pulso (PWM) de frecuencia fija. El diagrama del integrado se puede observar en la *figura 4.0* y es obtenido de la hoja de datos del fabricante.

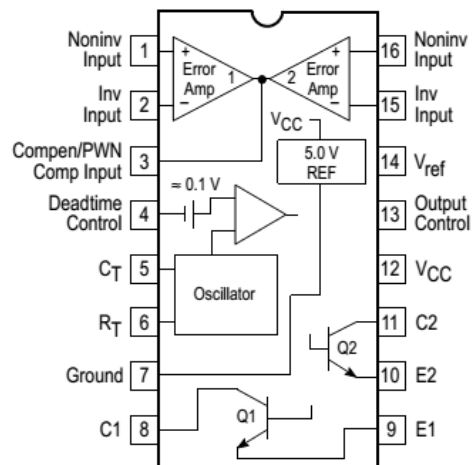


Figura 4.0 Circuito de Control de Modulación de Ancho de Pulso (PWM) TL494.

El TL494 contiene en sus terminales 1,2 y 3 un amplificador operacional (OP-AMP) que puede ser usado para implementar un circuito PI en modo voltaje. Basados en la hoja de aplicaciones de Texas Instruments que se puede consultar en [12] se presenta en la *figura 4.1* el diagrama del circuito de control.

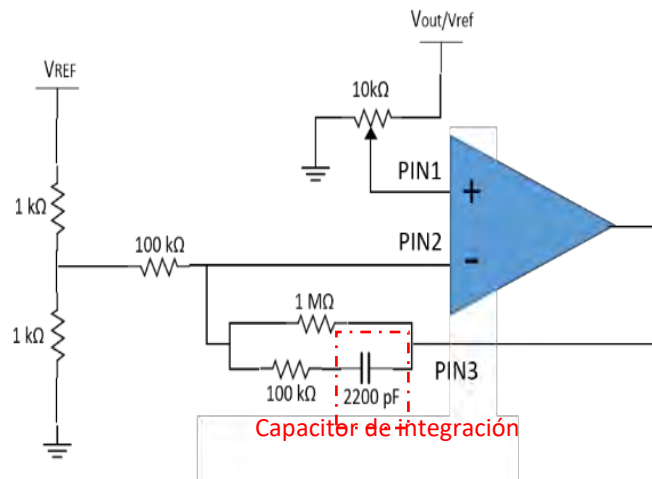


Figura 4.1 Diagrama del Control PI modo Voltaje implementado con el TL494.

Con el TL494 se puede trabajar en lazo abierto usando la tensión (V_{ref}) o en lazo cerrado usando la tensión de salida del IBC (V_{out}). Dependiendo de lo requerido estas tensiones se conectan a uno de los extremos del potenciómetro ubicado en la terminal 1. V_{ref} es la tensión de salida regulada que genera el TL494 en su terminal 14. Las fuentes VCC de la figura 4.0 son las fuentes de alimentación que generarán las señales PWM al conmutar los transistores ubicados en las terminales 10, 11, 8 y 9.

En la figura 4.2 se puede observar el circuito de control PI en modo Voltaje ya implementado.

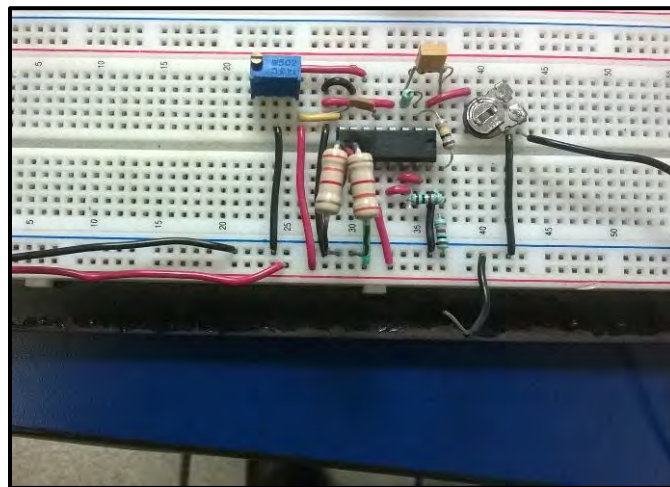


Figura 4.2 Implementación del Control Proporcional Integrador.

4.1.1 PUSH-PULL

Como se mencionaba en la sección 3.7.1 existe un esquema de pulsos llamado Push-Pull. Este tipo de señales se generan aplicando la configuración mostrada en la figura 4.3.

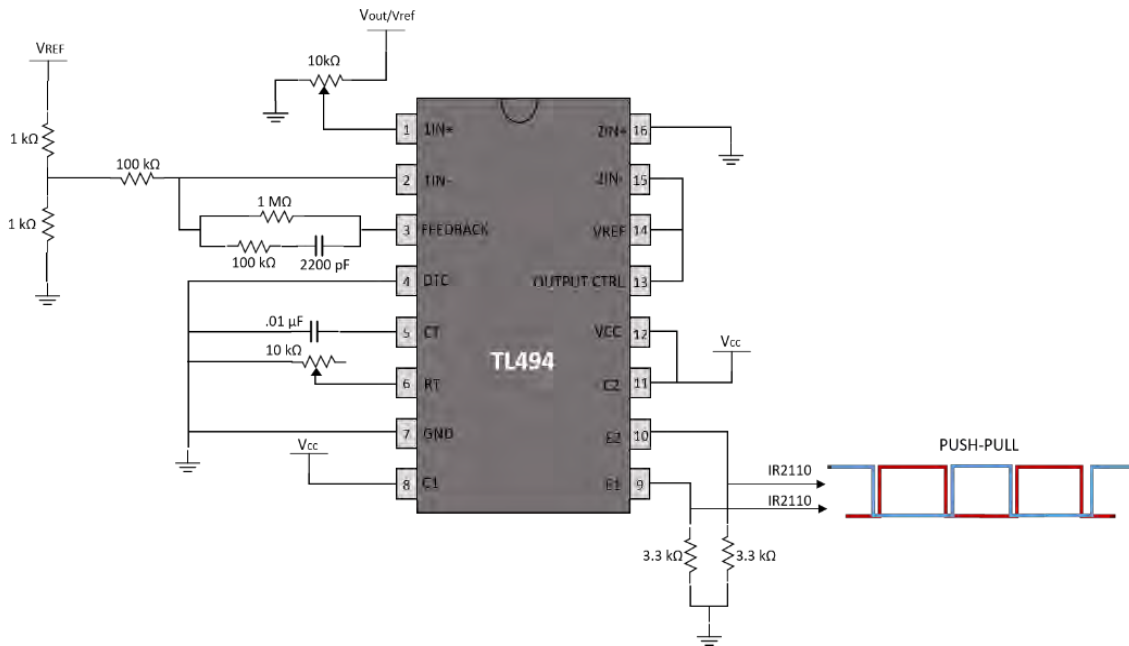


Figura 4.3 Control PI en modo voltaje con señal de salida Push-Pull.

El TL494 genera dos señales PWM en sus terminales 10 y 9 desfasadas 180°, donde sus frecuencias son definidas por el capacitor ubicado en su terminal 5 (Capacitor de Tiempo, CT) y por la resistencia variable ubicada en su terminal 6 (Resistor de Tiempo, RT). Al variar la resistencia se manipula la frecuencia. Entre ambas señales el TL494 genera por defecto un tiempo muerto (dead time), este se logra enviando su terminal 4 (Dead time Control, DTC) a tierra. El potenciómetro en la terminal 1 sirve para modificar el ancho del pulso.

Las señales PWM del tipo Push-pull se encuentran intercaladas, lo que genera que las corrientes en cada inductor del IBC se encuentren de igual manera desfasadas 180°. Esto ayuda a reducir el rizado de corriente a la salida del convertidor, como se mencionaba al principio de la tesis. En la figura 4.4 a) se pueden observar las señales PWM generadas de 100 kHz para la conmutación de los interruptores de

potencia y en la *figura 4.4 b)* las señales de corriente resultantes medidas en cada fase del circuito.

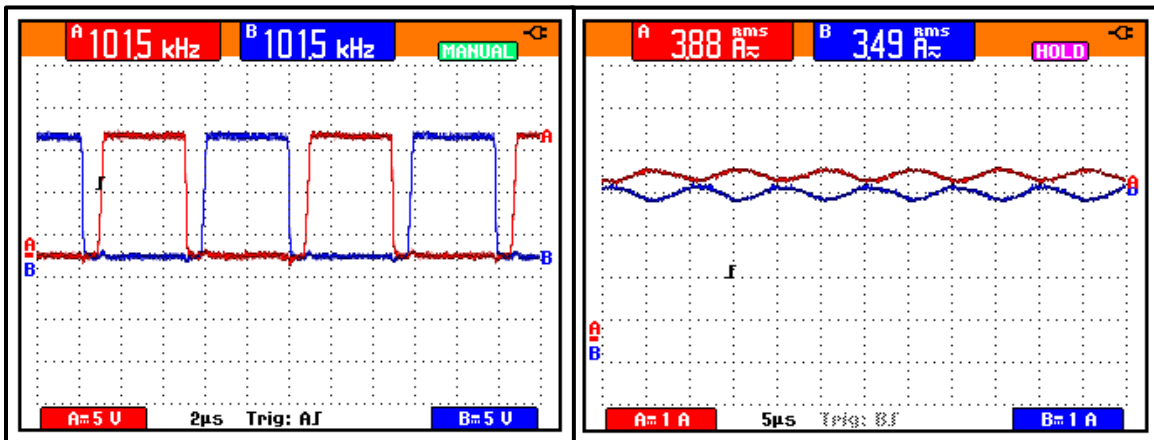


Figura 4.4 a) Señales Push-Pull a 100 kHz.

Figura 4.4 b) Corrientes en cada inductor desfasadas 180°.

La desventaja de aplicar el modo PUSH-PULL es al cerrar el lazo de control con el PI. Si la tensión de las fuentes de entrada baja, el control PI buscará mantener la salida deseada, aumentando el ancho del pulso para compensar las pérdidas, sin embargo, debido al tiempo muerto (dead time) que incluye el TL494 entre las señales PWM, el ancho del pulso encendido llega a un máximo aproximado de 45%, lo que no permitirá compensar las pérdidas.

4.1.2 SINGLE-PULSE

El problema de un ancho de pulso máximo del 45% cuando se usa el modo Push-Pull se corrige usando el modo "Single-Pulse" el cual consiste en interconectar las terminales 10 y 9 del TL494, como se muestra en la *figura 4.5*, esto para obtener un único pulso que se enviará de igual manera a los dos interruptores de potencia del IBC.

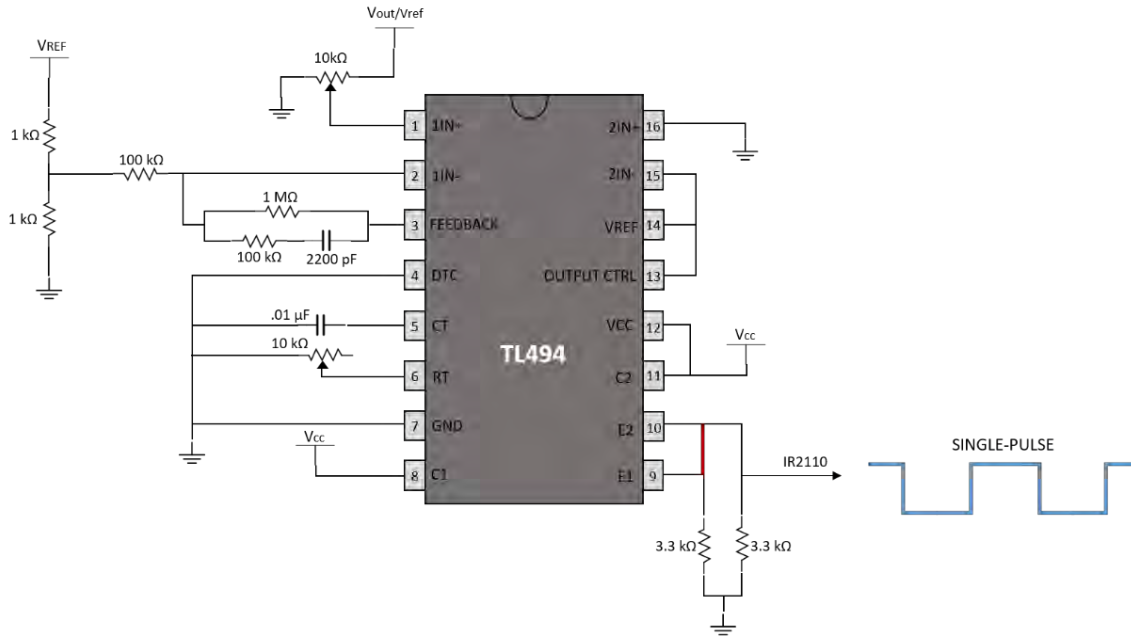


Figura 4.5 Control PI en modo voltaje con señal de salida Single-Pulse.

Como las terminales 10 y 9 han sido configuradas para enviar dos señales PWM de 100 kHz, al interconectarlas se tendrá una frecuencia total de 200 kHz, por lo tanto se debe manipular el potenciómetro de la termina 6 (Resistor de Tiempo, RT) de tal manera que obtengamos de nuevo una frecuencia de 100 kHz. Recordar que esta frecuencia es la que soporta nuestro inductor, si aumentamos la frecuencia el inductor comenzará a vibrar.

Las dos señales PWM enviadas a los interruptores de potencia ahora se encuentran en fase por el efecto del modo Single-Pulse, como se muestra en la *figura 4.6 a)*, y ahora el ancho del pulso puede variar de 0 a al 95% aproximado, permitiendo al control PI compensar el error. De igual manera se muestran las corrientes en fase de cada inductor, *figura 4.6 b)*.

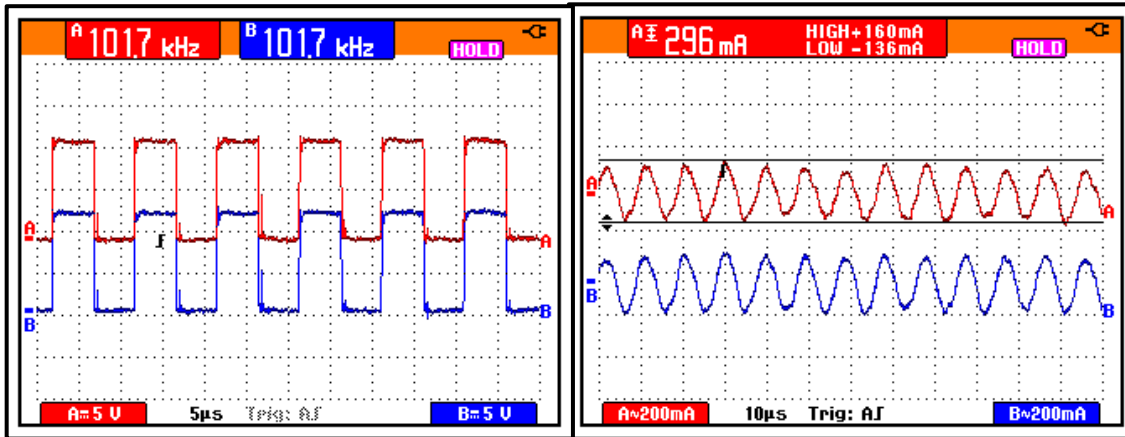


Figura 4.6 a) Señales Single-Pulse a 100 kHz.

Figura 4.6 b) Corrientes en cada inductor en fase.

4.2 Pruebas al Circuito de Control PI en Modo Voltaje

Antes de conectar los dos IBC en paralelo se realizan pruebas a cada convertidor de manera individual, cada uno con su respectivo circuito de control PI. Esto con la finalidad de analizar la reacción del control ante las perturbaciones.

Se procede a instalar el convertidor con su circuito de control, en la *figura 4.7* se observa uno de los convertidores ya listo para las pruebas. Por otro lado se enlista el equipo usado durante la implementación:

1. Un Scopmeter de la marca FLUKE modelo 192c para la medición de señales del convertidor.
2. Un osciloscopio de la marca TEKTRONIX modelo TBS1104 para la medición de señales de control.
3. Una punta de amperímetro de gancho de la marca FLUKE modelo 80i-110s de 100 kHz de ancho de banda, para la medición de corriente.
4. Una fuente de CD de alta potencia de la marca BK PRECISION modelo 1692 para emular la fuente de entrada.
5. Una resistencia de alta potencia de hilo embobinado calibrada a 5.7Ω como carga de salida.

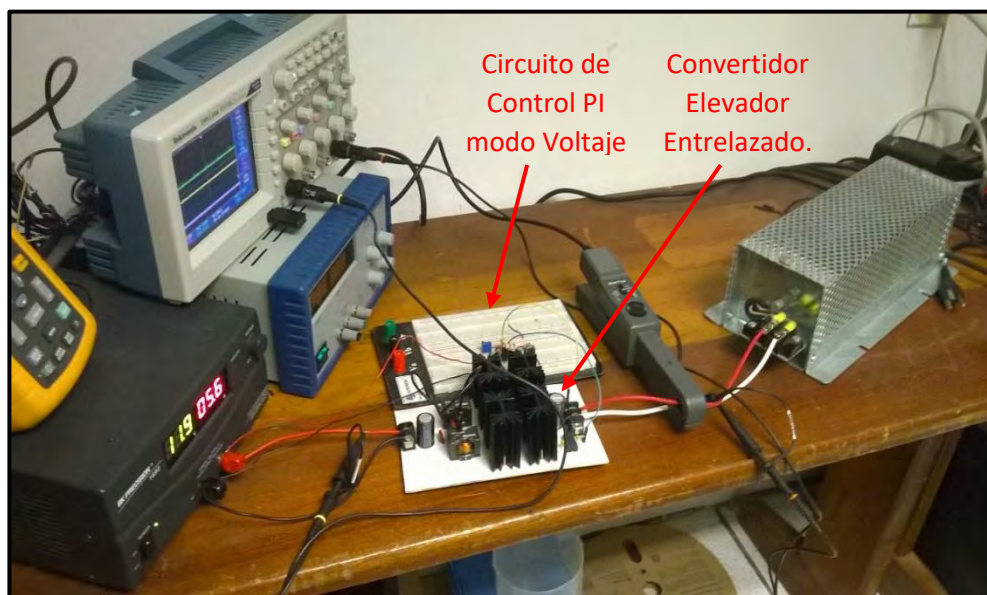


Figura 4.7 Pruebas de Control al IBC.

Usando el PI en un esquema Single Pulse se decide probar la velocidad con que el control corrige el error y llega al punto de referencia (Setpoint) es decir al valor de salida deseada, en este caso se espera que el IBC siempre suministre los 24 V a pesar de las perturbaciones.

Para introducir dichas perturbaciones al sistema, se diseña un circuito de conmutación de carga, al cual se conectarán dos resistencias idénticas: R1 y R2 con un valor de 5.76Ω . Este valor resistivo fue el calculado como la carga mínima para demandarle una potencia de salida de 100 W al IBC diseñado, como se vio en el capítulo de diseño y simulación.

Para describir el funcionamiento del circuito de conmutación se muestra la *figura 4.8*, donde se observa que se tienen dos estados que dependen de la posición del interruptor. Analizando el momento donde el interruptor pasa a la posición 1 (P1 en la imagen) se tiene el estado 1, donde R1 y R2 se encuentran en serie. Al ser ambas cargas idénticas se tendrá el doble de la resistencia calculada y la potencia disminuirá a 50 W.

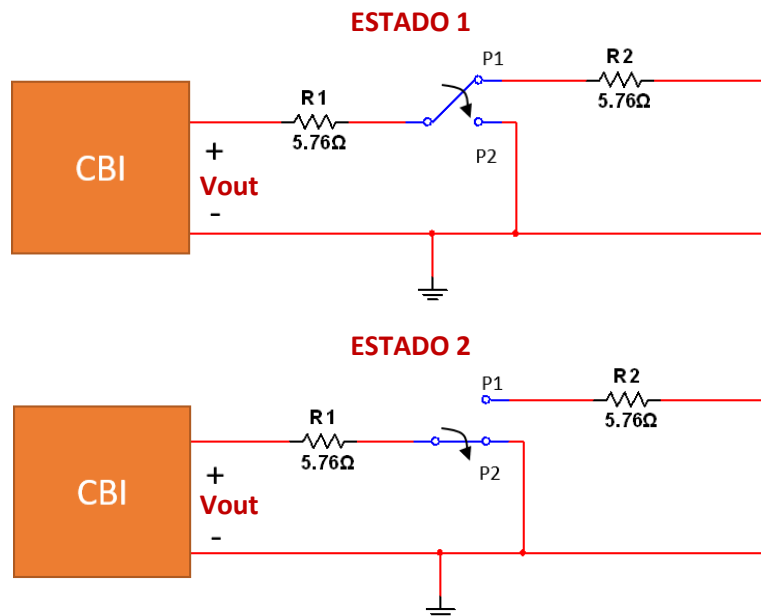


Figura 4.8 Circuito de Conmutación de Carga.

El estado 2 se da cuando el interruptor cambia a la posición 2 (P2). En ese momento el circuito se cierra a tierra obteniendo así solo R1 como la carga de demanda, exigiendo la máxima potencia al convertidor: los 100 W.

Al variar las potencias de salida se genera una perturbación en el circuito del convertidor y este tratará de reponerse ante esta, con la finalidad de dar la salida deseada. Esta conmutación se hace a propósito y con cierta frecuencia para probar la velocidad con que el convertidor se recupera y llega al setpoint.

El conmutador de carga implementado se observa en la *figura 4.9*. El interruptor de doble tiro es un relevador del tipo RAS-0510, la señal de control se genera mediante un PIC16F84A y la bobina del relevador se energiza con 5 V. Del otro extremo del circuito tenemos las conexiones para las resistencias mencionadas.



Figura 4.9 PCB del conmutador de Carga.

Se genera con un microcontrolador PIC16F84A una señal de control cuadrada de 5 Hz con una amplitud de 0 a 5 V que hará conmutar al relevador de P1 a P2 cada 100 ms. Esto dará origen a una perturbación e intentando desviar al voltaje de salida del IBC del “setpoint”.

4.2.1 Pruebas variando los capacitores de Integración

Se realizan pruebas cambiando entre diferentes valores del capacitor de integración para analizar la respuesta ante la perturbación por el cambio de carga y decidir el valor de capacitancia más conveniente.

La primera prueba se realiza con un capacitor de integración de $0.1 \mu\text{F}$ tipo cerámico, aplicándole una frecuencia de conmutación de 5 Hz. Se puede observar en la *figura 4.10*, la señal de control generada con el PIC16F84A (amarilla) y la señal de la tensión de salida (color verde).

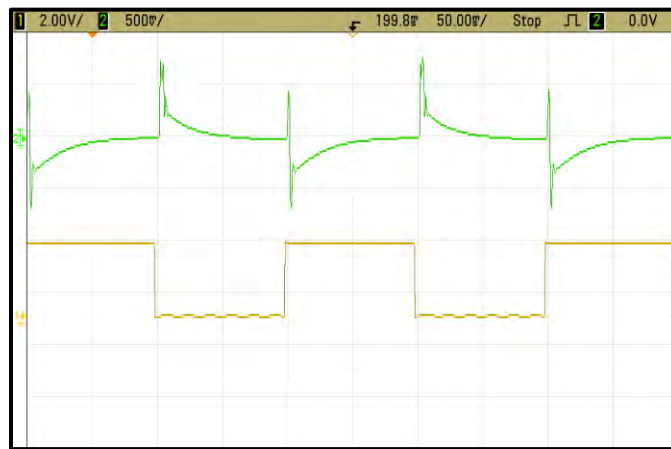


Figura 4.10 Señales de control al aplicar PI con un capacitor de $0.1 \mu\text{F}$.

El osciloscopio se configura con acoplamiento de CA para que la señal de tensión de salida (verde) oscile sobre cero, por lo tanto, la señal debe de regresar a cero en cierto instante de tiempo, este sería el “setpoint”. Se observa que el control reacciona ante la perturbación pero no alcanza a llegar de nuevo al valor de referencia antes de que la señal de conmutación cambie de estado, es decir de cero a 5V.

Un acercamiento de la imagen anterior, se muestra en la *figura 4.11* y nos da una mejor perspectiva. Se puede observar como la señal de control cambia a un estado “encendido” o “pulso alto”, en ese momento el conmutador de carga está en la posición P2, exigiendo la máxima potencia al convertidor. Se observa que el PI reacciona ante la perturbación generando un ligero repique en la señal de salida y

la recuperación es suave, sin embargo, no llega a alcanzar al setpoint como se mencionaba anteriormente.



Figura 4.11 Comportamiento del PI al demandarle 100 W usando un capacitor de 0.1 μ F.

De igual manera se analiza la reacción cuando la señal de control pasa de un “pulso alto” a cero. En el pulso bajo el conmutador de carga se encuentra en la posición P1, teniendo ambas resistencias en serie la potencia demandada es de 50 W. De nuevo se tiene un ligero repique y la recuperación es suave pero no logra alcanzar al setpoint rápidamente, como se muestra en la *figura 4.12*.



Figura 4.12 Comportamiento del PI al demandarle 50 W usando un capacitor de 0.1 μ F.

Se realiza el mismo análisis ahora usando un capacitor de integración de $.01 \mu\text{F}$. El repique aumenta y la recuperación es más rápida pero aún no logra alcanzar por completo al setpoint, como se muestra en la *figura 4.13*.

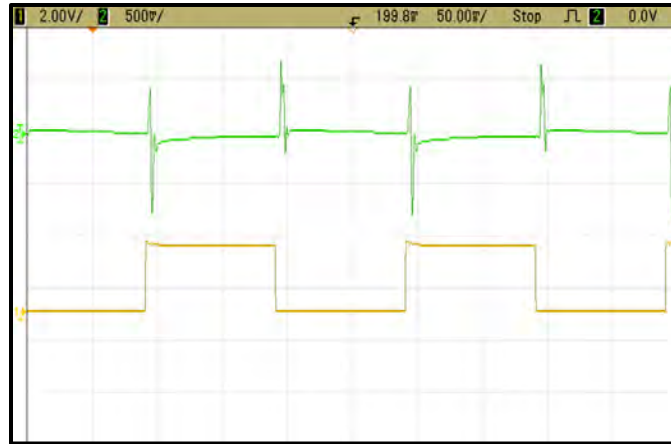


Figura 4.13 Señales del control al aplicar PI con un capacitor de $0.01 \mu\text{F}$.

En las *figuras 4.14 a)* y *4.14 b)*, se puede observar de una manera más clara las perturbaciones cuando el circuito de conmutación va cambiando de estado y de igual manera el comportamiento del control PI cuando intenta recuperarse usando un capacitor de $.01 \mu\text{F}$.

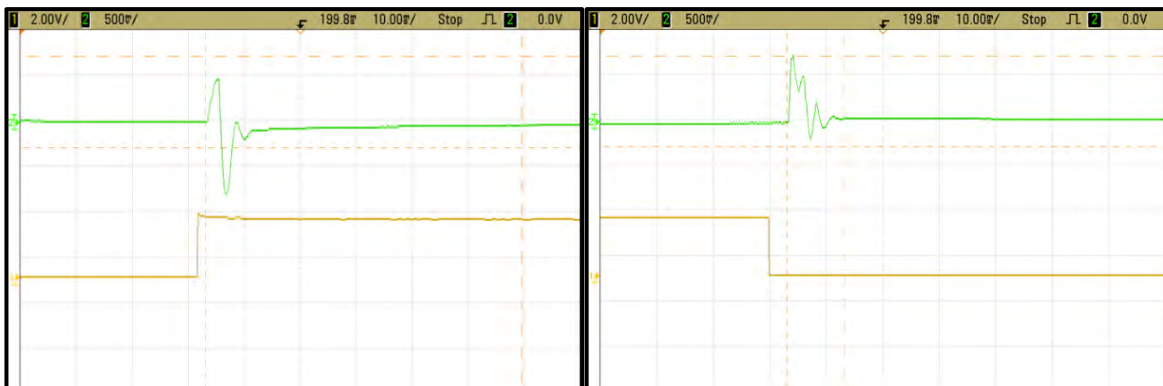


Figura 4.14 a) Comportamiento del PI al demandarle 100 W usando un capacitor de $0.01 \mu\text{F}$.

Figura 4.14 b) Comportamiento del PI al demandarle 50 W usando un capacitor de $0.01 \mu\text{F}$.

Ahora se realizan las pruebas usando un capacitor de poliéster de 2200 pF como capacitor de integración. En la *figura 4.15*, se puede observar que el repique en el

“pulso alto” de la señal de control aumento drásticamente pero le toma 31 ms alcanzar al setpoint, mucho antes que el circuito de conmutación cambie de estado.



Figura 4.15 Comportamiento del PI al demandarle 50 W usando un capacitor de 2200 pF

Se analiza cuando el circuito de conmutación cambia del estado “alto” al estado “cero”. En la *figura 4.16* se puede observar que la perturbación genera mucho repique en la señal de salida del convertidor pero el setpoint es alcanzado en tan solo 18.8 ms.



Figura 4.16 Comportamiento del PI al demandarle 100 W usando un capacitor de 2200 pF

Se realizan varias pruebas con diferentes valores de capacitores de integración, sin embargo el capacitor de 2200 pF mostro mejores resultados.

4.3 Conexión en paralelo

Hasta ahora se han realizado pruebas a cada IBC de manera individual, el siguiente paso es la conexión en paralelo de los dos convertidores para dar origen a un convertidor multientrada de una salida. Se comenta que el número de convertidores en paralelo puede aumentar. En la *figura 4.17* se muestra el diagrama del circuito al conectar ambos convertidores.

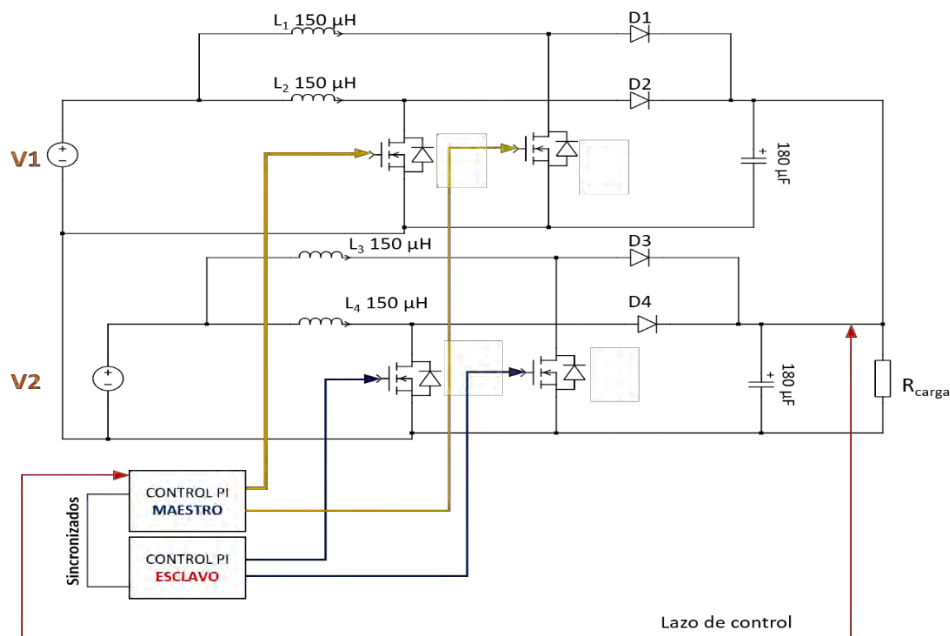


Figura 4.17 Conexión en paralelo de los dos IBC con control sincronizado.

Antes de explicar el funcionamiento del Convertidor Elevador Entrelazado de Multiple Entrada (Interleaved Boost Converter of Multiple Input, *IBCMI*) se debe aclarar que cuando dos convertidores se conectan en paralelo ambos deben de tener la misma tensión a la salida. Si uno de ellos tiene una tensión mayor solamente este entrará en funcionamiento. El comportamiento mencionado es debido a los diodos Shottkey a la salida de los IBC.

Es importante conocer el funcionamiento del diodo, el cual es un interruptor por naturaleza que entra en conducción cuando su ánodo es más positivo que su cátodo, si se da un caso contrario entra en polarización inversa y se comportan como un interruptor abierto.

Los IBC tienen diodos Shottkey a la salida, que cuando un convertidor tiene una tensión de salida mayor, provoca que los diodos del otro convertidor entren en polarización inversa, desactivándolos y dejando fuera de funcionamiento al convertidor al que pertenecen.

Al inicio de las pruebas se tenía un control PI por cada convertidor funcionando independientemente, sin embargo, esto provocaba que haya diferencia de tensiones a la salida, provocando que solo uno de ellos entre en funcionamiento y el objetivo del IBCMI es que ambos trabajen simultáneamente.

Para que ambos IBC puedan trabajar conjuntamente en paralelo y no suceda el inconveniente mencionado anteriormente, se sincronizan las señales PWM de cada control PI. Usando el esquema de pulsos Single-Pulse ambas señales deben de estar a la misma frecuencia y en fase, es decir operando como un solo control PI, las señales mencionadas se observan en la *figura 4.18*.

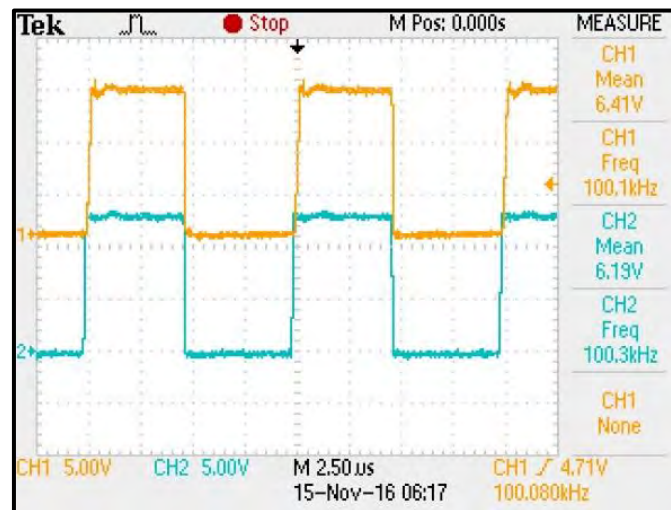


Figura 4.18 Señales Single Pulse sincronizadas de los dos Circuitos de control PI.

La sincronización se logra con la ayuda del TL494 que permite una configuración maestro-esclavo entre dos o más integrados, como se observa en la *figura 4.19*. Para la conexión maestro-esclavo de los dos controles PI no existe una característica que defina quién es quién, se propone la jerarquía de los dos controles de acuerdo a la comodidad o conveniencia del diseño

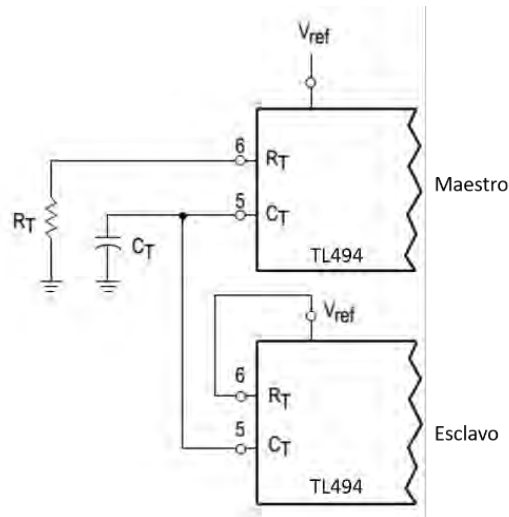


Figura 4.19 Configuración maestro-esclavo de dos Controles PI usando TL494.

En la *figura 4.20* se puede observar los IBC conectados en paralelo.

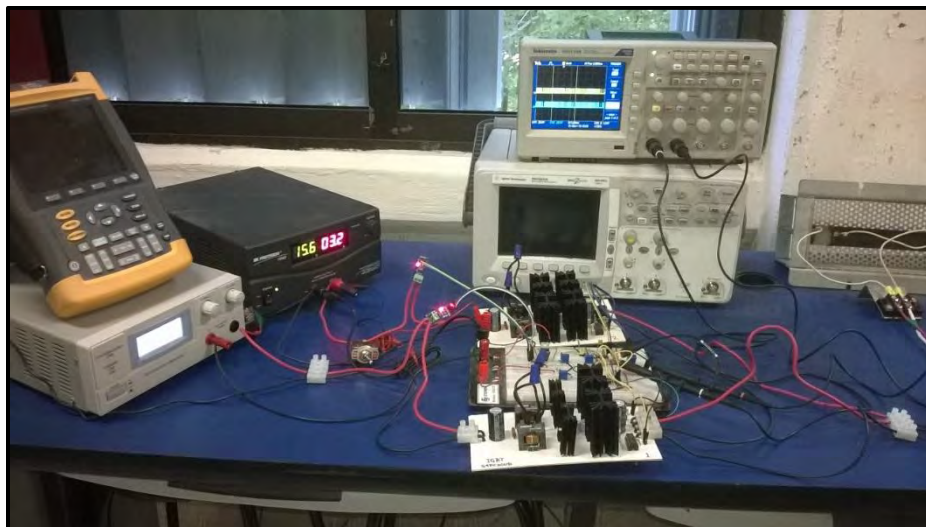


Figura 4.20 IBCMI implementado.

4.4 Mediciones al convertidor de Múltiple entrada.

Para analizar el comportamiento del IBCMI se varía la tensión de las dos fuentes de entrada V_1 y V_2 y se procedió a realizar mediciones de corriente eléctrica.

En la *figura 4.21* se puede observar las corrientes de entrada demandadas por ambos convertidores. El canal A (señal roja) es la corriente que suministra la fuente V_1 a 11 V y el canal B (señal azul) pertenece a una fuente V_2 de 14 V. Observe que la corriente en su mayoría es suministrada por la fuente de mayor tensión.

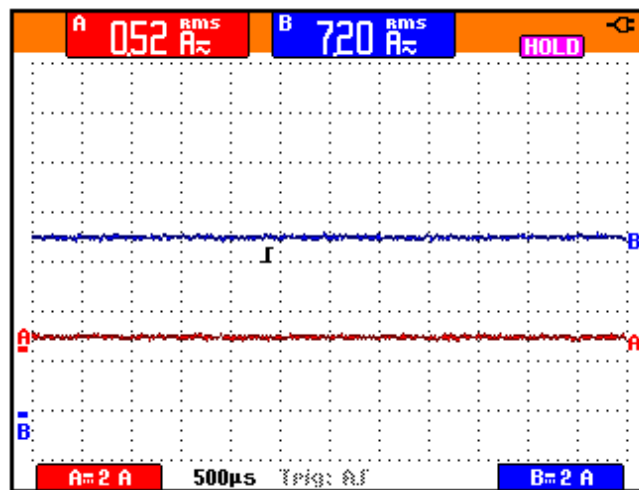


Figura 4.21 Corrientes con fuentes de entrada $V_1= 11$ V y $V_2=14$ V.

Se aumenta la tensión de V_1 a 13 v y V_2 se mantiene a 14 V. Ahora las corrientes de entrada se intentan balancear, sin embargo de igual manera la corriente se inclina hacia la fuente de mayor tensión, *figura 4.22*.

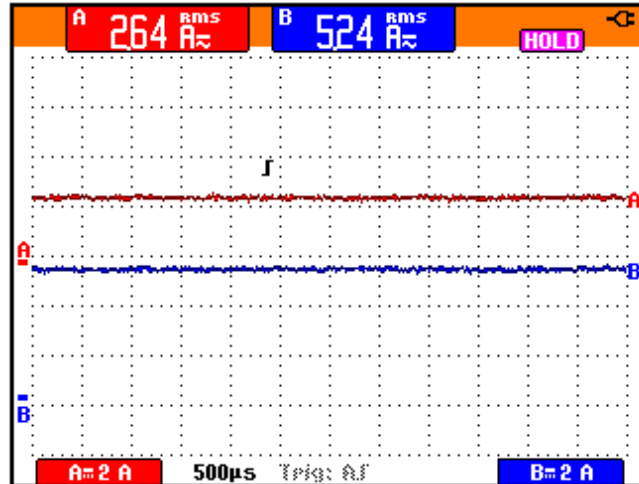


Figura 4.22 Corrientes con fuentes de entrada $V_1= 13$ V y $V_2=14$ V.

Se modifica la tensión de entrada de V_1 , ahora con un valor de tensión de 17 V es mayor con respecto a V_2 con un valor de 14 V. Esta acción provoca que la corriente ahora se incline hacia la fuente V_1 observando de nuevo el comportamiento anterior, *figura 4.23*.

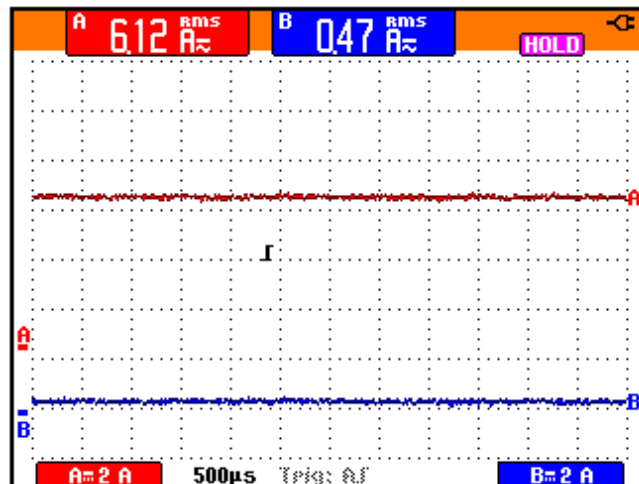


Figura 4.23 Corrientes con fuentes de entrada $V_1= 17$ V y $V_2=14$ V.

Se realizan múltiples variaciones en las fuentes y se registran los datos en la *tabla 4.0*. En ella se presentan los valores de tensión de ambas fuentes (V_1 y V_2), las corrientes de entrada (I_1 e I_2), la corriente total (I_T) que ingresa a los dos IBC en conexión en paralelo, las potencias que suministra cada fuente (P_1 y P_2) y la potencia total (P_T).

Tabla 4.0 Comportamiento de las corrientes, tensiones y potencias en el IBCMI al usar control PI modo voltaje.

V1 (Volts)	I1	v2 (Volts)	I2	IT (Amperes)	p1	p2	Pt (Watts)
11	0.5	14	7.2	7.7	6	101	107
12	1.4	14	6.4	7.8	17	90	107
13	2.6	14	5.2	7.9	34	73	108
14	3.8	14	3.8	7.6	53	53	106
15	4.7	14	2.6	7.3	71	37	107
16	5.6	14	1.4	7.0	90	19	109
17	6.1	14	0.5	6.6	104	6	110

Obsérvese que la corriente siempre se inclina hacia la fuente de mayor tensión y solo se igualan en magnitud cuando ambas fuentes se encuentran al mismo nivel. En la *figura 4.24* se pueden observar las gráficas de corriente (I_1 e I_2) a diferentes valores de entrada V_1 y V_2 .

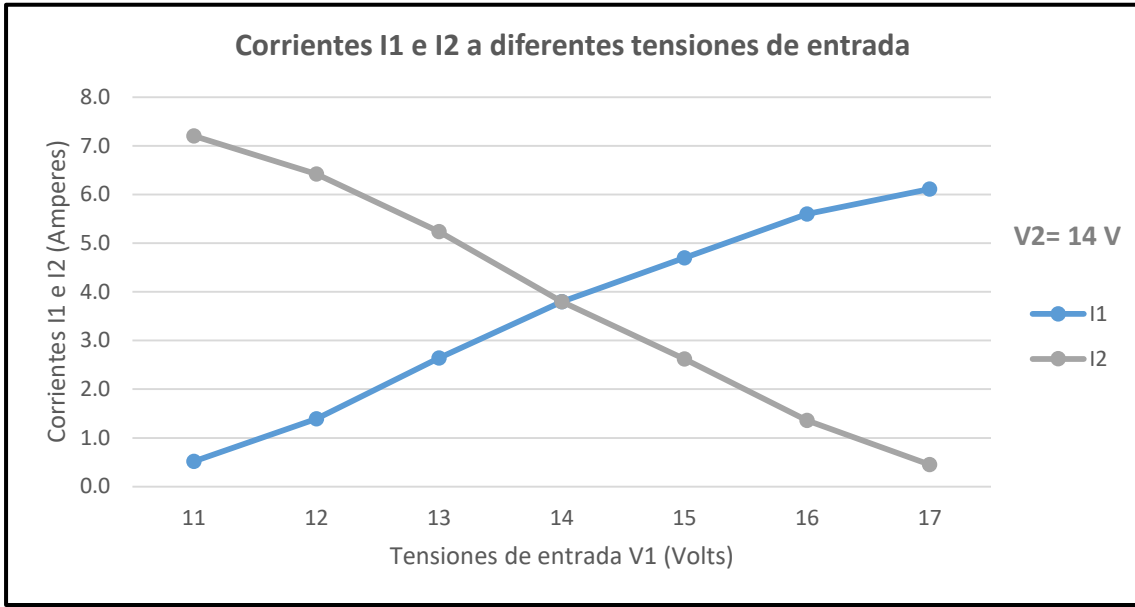


Figura 4.24 Comportamiento de las corrientes del IBCMI ante diferentes valores de voltaje.

De igual manera en la figura 4.25 se muestra la potencia suministrada por las fuentes V₁ y V₂ al variar sus magnitudes.

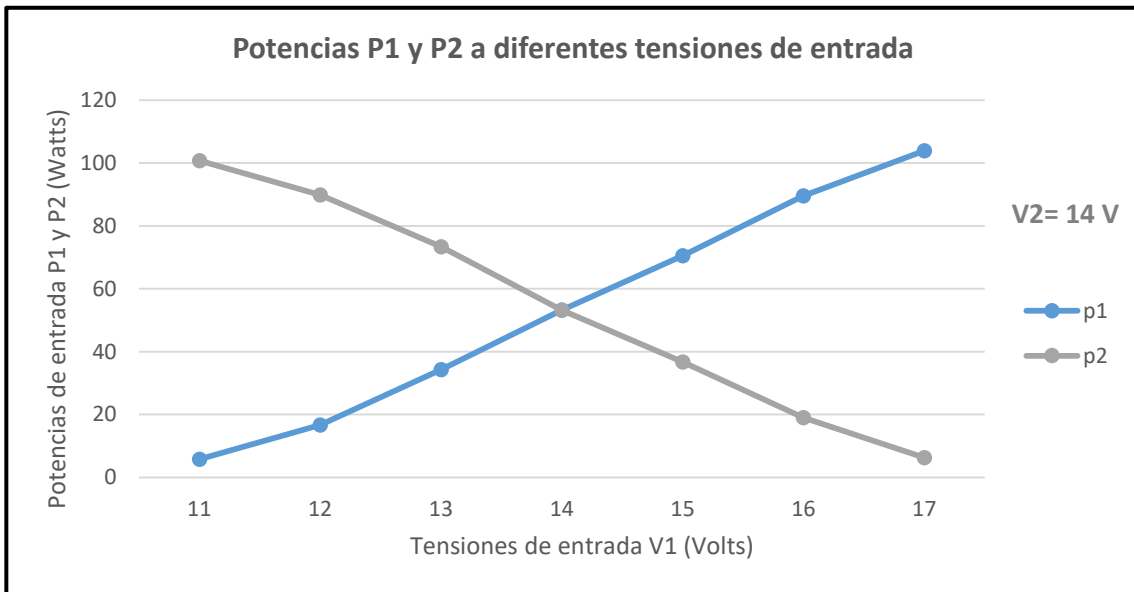


Figura 4.25 Comportamiento de las potencias del IBCMI ante diferentes valores de voltaje.

CAPITULO 5. CONTROL MODO CORRIENTE

Hasta ahora se han conectado los dos IBC en paralelo, donde cada uno de ellos cuenta con su propia fuente de entrada para formar un IBCMI. Esto con el objetivo de que ambas fuentes suministren energía hacia la carga de manera simultánea, sin embargo, se presenta el inconveniente donde aquella con mayor nivel de tensión es la que suministra la mayoría de la corriente. En los casos donde la diferencia en magnitud entre ambas fuentes es muy considerable, la corriente en su totalidad es entregada solamente por la de mayor tensión. Por lo tanto una de ellas no participa en el suministro de energía, desperdiciando recursos. Además el convertidor conectado a esta última se encontrará inactivo.

Lo anterior presenta un problema al concepto manejado en esta tesis, ya que un convertidor multientrada no tiene razón de ser si las fuentes no entregan la energía de manera simultánea. Por lo que se propone la solución de “ecualizar las corrientes”. Esta técnica de control tiene como principal objetivo lograr que ambas fuentes se repartan la corriente demandada equitativamente, sin importar la diferencia de tensión entre ellas, debida a la conexión en paralelo de los dos IBC.

Para realizar la ecualización de corrientes se emplea el mismo TL494 usado para el control PI. Este cuenta con un comparador adicional, que tiene la tarea de proteger el circuito por sobre-corriente en la salida. En nuestro caso se emplea para limitar la corriente de entrada del IBC correspondiente.

El funcionamiento de la ecualización es el siguiente: obsérvese la *figura 5.0*, se tienen dos fuentes de entrada de valores diferentes, (la fuente 1 es de mayor tensión que la fuente 2). Si la carga demanda una corriente de entrada total I_{in} , entonces deben configurarse los limitadores de corriente de cada convertidor a la mitad de dicho valor $I_{in}/2$.

Al ser la fuente 1 de mayor tensión, intentará suministrar toda la corriente por sí misma, sin embargo, al sobre pasar el valor programado, el circuito limitador 1 apagará el control PWM del TL494, dejando de enviar los pulsos de disparo a los

MOSFET e inhabilitando al IBC1 temporalmente, pasando así todo el trabajo a la fuente 2. Ahora esta última intentará suministrar toda la corriente I_{in} demandados por la carga de salida durante un breve tiempo, pero de igual manera al sobrepasar el límite establecido en el circuito limitador 2, este apagará el control del IBC2 desactivándolo y regresando de nuevo todo el trabajo a la fuente 1.

El proceso anterior se realizará repetitivamente hasta que ambas fuentes se estabilicen en el valor $I_{in}/2$, repartiéndose la corriente total equitativamente independientemente de los niveles de tensión. A este proceso lo llamamos control por ecuilización de corrientes. Esta técnica resuelve el problema de las corrientes que se produce por la conexión en paralelo de los dos convertidores

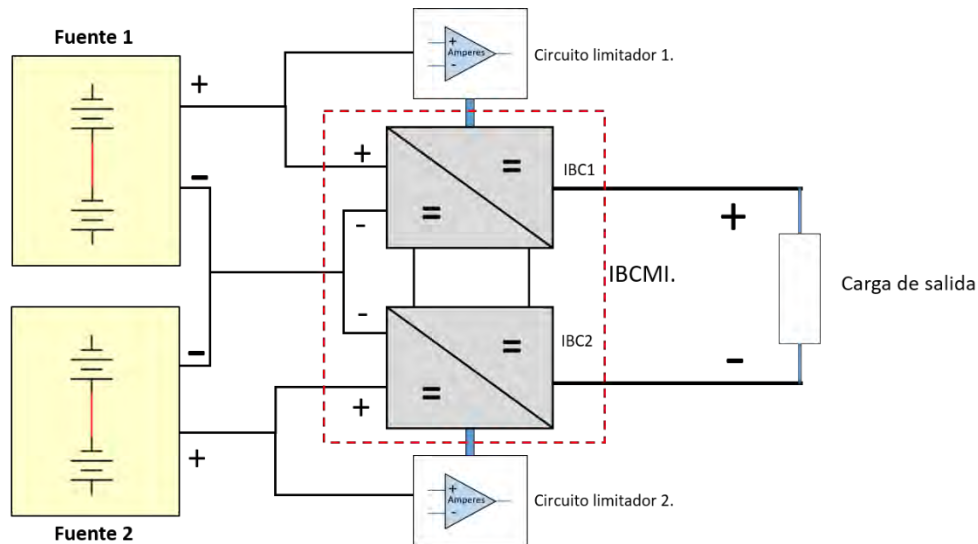


Figura 5.0 IBCMI con control de Ecuilización de Corrientes.

5.1 Conexión del circuito limitador de corriente

Como se mencionaba el TL494 incluye un comparador en sus terminales 15 y 16 que tiene la función de limitar corriente. En su terminal no inversora (pin 16) se conecta la tensión de salida proveniente de un sensor de corriente, en este caso un módulo comercial que cuenta con el integrado ACS712ELCTR-30A-T. En la terminal inversora (pin 15) se conecta un divisor de tensión usando un potenciómetro de

precisión de $10\text{K}\Omega$ y una resistencia de $100\ \Omega$. La conexión descrita se muestra en la *figura 5.1*. Este circuito es idéntico para cada uno de los IBC.

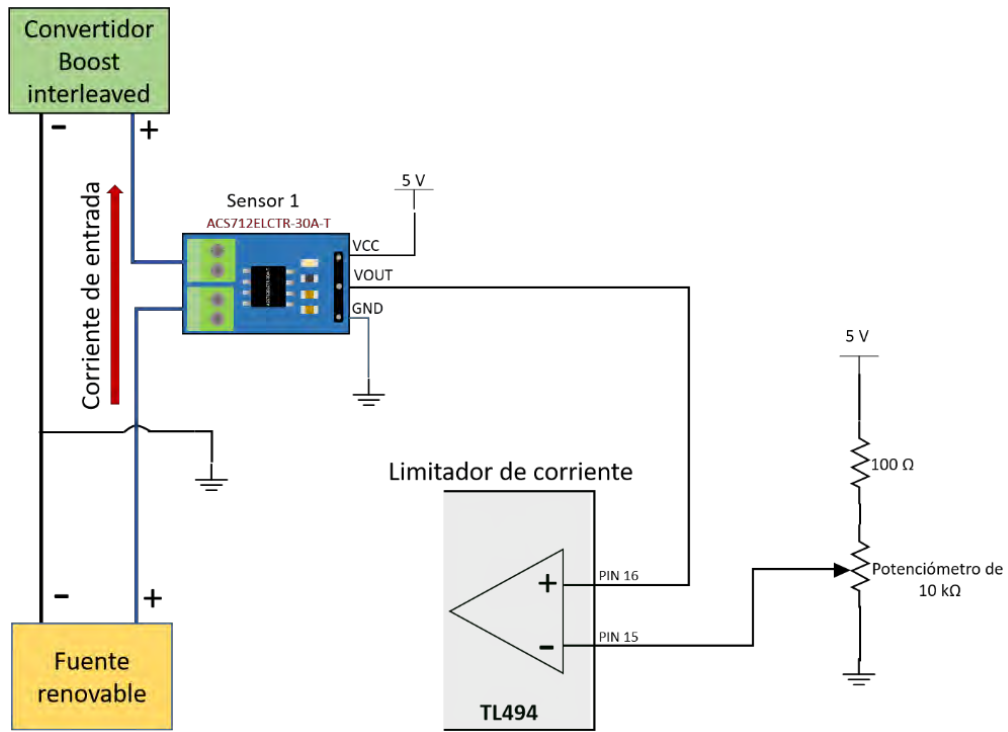


Figura 5.1 Limitador de Corriente con el TL494.

Modificando el diagrama mostrado en la sección 4.1, se obtiene el diagrama final del circuito de control con el PI modo Voltaje y el limitador de corriente trabajando en conjunto, *figura 5.2*.

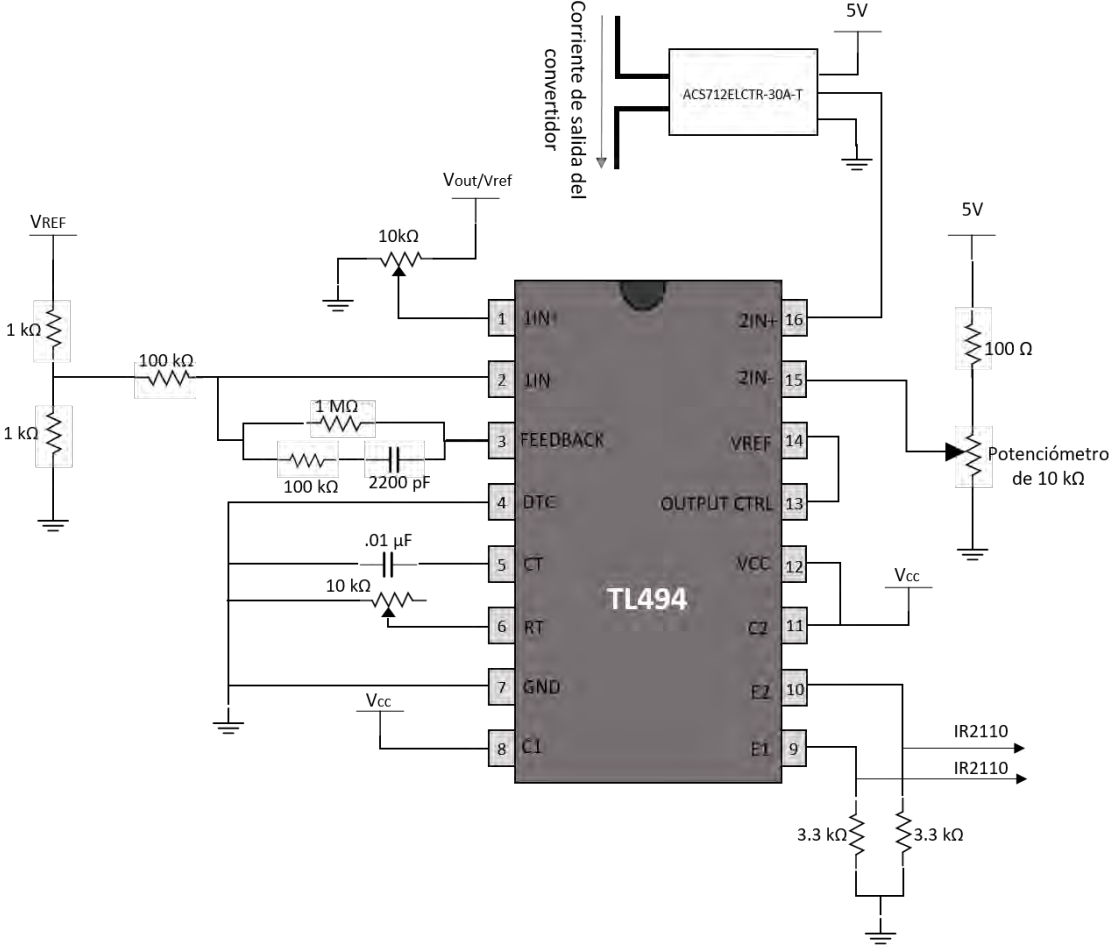


Figura 5.2 Diagrama del TL494 incluyendo el control PI modo voltaje y el circuito limitador de corriente.

5.2 Operación del sensor

El modulo sensor mencionado contiene el integrado ACS712ELCTR-30A-T, *figura 5.3*, el cual tiene un rango de -30 a +30 A sea CD o CA y trabaja usando el efecto Hall detectando el campo magnético que se produce por inducción debido a la corriente que circula a través del conductor.

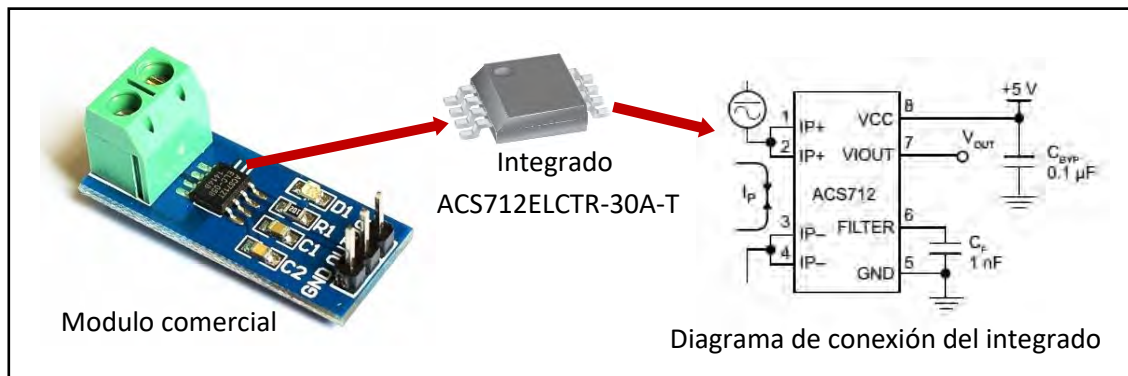


Figura 5.3 Modulo sensor de corriente ACS712ELCTR-30A-T

Para la conexión del sensor se corta el conductor con polaridad positiva que va de la fuente de entrada hacia el convertidor y se usa el sensor como puente entre el corte, como se mostró en la *figura 5.1*. La corriente que se mide es CD, por lo tanto se debe considerar la dirección correcta de la corriente, de no ser así el sensor puede arrojar valores de corriente negativos.

Siguiendo la dirección convencional de la corriente y considerando que esta sale del positivo, en las terminales 1 y 2 (terminales IP+) la corriente entra y en las terminales 3 y 4 (terminales IP-) la corriente sale, observe el diagrama del integrado mostrado en la *figura 5.3*.

La tensión de alimentación del sensor es de 5 V con su respectiva conexión a tierra. Se puede usar una fuente adicional o también se puede obtener un voltaje de 5 V en la terminal 14 (VREF) del TL494. Se recomienda la primera opción. Las tierras del convertidor y la de alimentación del sensor se pueden interconectar.

El sensor mide la corriente que circula a través de él, generando una tensión proporcional a la corriente medida en su terminal 7. La ecuación de conversión de tensión a corriente es la siguiente:

$$I = \frac{V_s - 2.5 V}{sensibilidad} \quad (\text{Ec. 5.1})$$

Donde I es la corriente, V_s el voltaje de salida del sensor y la sensibilidad es la relación entre tensión y corriente que depende del tipo de integrado usado, como se muestra en la *tabla 5.0*. En este la sensibilidad es de 66 mV/A. La constante de 2.5 V supone que es el valor de salida V_s cuando no hay circulación de corriente a través de las terminales del sensor y este se encuentre alimentado en su terminale VCC a 5 V de CD.

Tabla 5.0 Características de diferentes sensores de corriente.

Modelo	Rango	Sensibilidad
ACS712ELCTR-05B-T	-5 a 5 A	185 mV/A
ACS712ELCTR-20A-T	-20 a 20 A	100 mV/A
ACS712ELCTR-30A-T	-30 a 30 A	66 mV/A

5.3 Configuración de parámetros para la implementación del limitador de corriente.

Para configurar el limitador de corriente a los valores deseados hay que seguir los siguientes pasos:

1. **Definir niveles límite de corriente para cada convertidor.** En este paso se debe considerar la corriente de entrada máxima del convertidor. Cada uno de los IBC fue diseñado para una operación máxima de 100 Watts, donde dicha potencia es alcanzada con una corriente de entrada de 8.33 A de acuerdo al diseño establecido, sin embargo este valor es teórico y en la práctica la corriente puede llegar a valores mayores. Por lo tanto se buscará que cada una de las fuentes entregue como máximo 5 A.

2. **Calibrar el sensor.** Para obtener mejores resultados en la ecualización se miden con el osciloscopio las tensiones de salida de los 2 sensores colocados en las entradas de los convertidores, cuando no hay circulación de corriente en ellos, con el fin de corroborar la constante de 2.5 V mencionada en la *ecuación 5.1*. En la *figura 5.4* se pueden apreciar las señales de tensión promedio a corriente cero para ambos sensores. En el caso del sensor 1 (CH1, color amarillo) es de 2.93 V y en para el segundo sensor (CH2, color azul) es de 2.52 V.

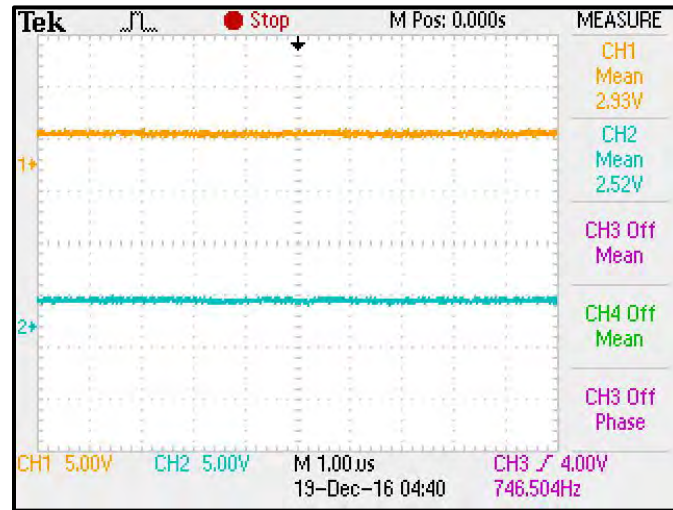


Figura 5.4 Voltajes en el sensor a corriente cero.

Los valores anteriores se deben modificar en la *ecuación 5.1* para un resultado más exacto. Se recomienda firmemente realizar estas mediciones con el mismo instrumento, bajo las mismas condiciones, cuando el sensor se encuentra alimentado con una fuente de 5V y además se encuentra conectado al control, este último operando de preferencia.

3. **Calcular la tensión de salida a una corriente de 5 A.** Siendo 2.93 V el voltaje del sensor 1 a una corriente cero, se modifica la *ecuación* obteniendo:

$$I = \frac{V_{s1} - 2.93 \text{ V}}{66 \text{ mV/A}} \quad (\text{Ec. 5.2})$$

Despejando V_{s1} se obtiene la ecuación para la tensión de salida del sensor cuando circulan 5 A en él.

$$V_{S1} = (66 \text{ mV/A}) * I + 2.93 \text{ V} \quad (\text{Ec. 5.3})$$

$$V_{S1} = (66 \text{ mV/A})(5 \text{ A}) + 2.93 \text{ V} = 3.26 \text{ V}$$

La tensión de salida del sensor 2 a corriente cero fue de 2.52, entonces calculando V_{S2} para 5 A y aplicando la ecuación 5.3 se obtiene:

$$V_{S2} = (66 \text{ mV/A})(5 \text{ A}) + 2.52 \text{ V} = 2.85 \text{ V}$$

4. **Calibración del divisor de tensión.** Como se mostró anteriormente el circuito limitador de corriente tiene en su terminal inversora un divisor de tensión formado por una resistencia de 100Ω y un potenciómetro de $10 \text{ k}\Omega$. Se manipulan los potenciómetros de precisión de tal manera que los divisores de tensión tengan un V_{set1} aproximado de 3.26 V y V_{set2} de 2.85 V para que ambos tengan una corriente límite próxima a 5 A , como se muestra en la *figura 5.5*.

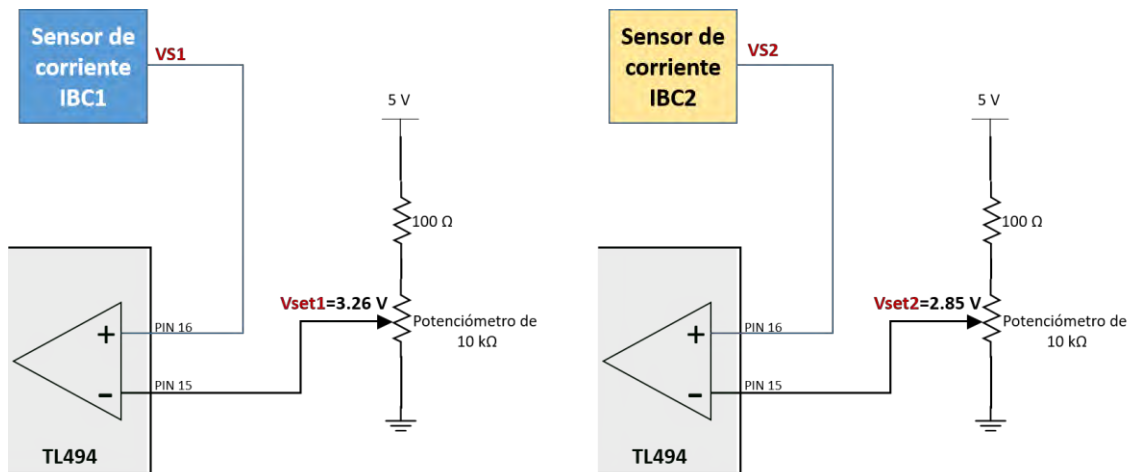


Figura 5.5 Calibración de los divisores de tensión.

Una vez calibrados el comparador y los sensores, el circuito opera de la siguiente manera: cuando V_{set} supera en tensión a V_s , el comparador mantiene encendido el control y sigue mandando los pulsos a los MOSFET. Sin embargo, si la corriente de entrada va aumentando la tensión de salida del sensor (V_s) de igual manera

aumentará hasta ser mayor que V_{set} , en ese momento el comparador apagará el control y dejará de mandar los pulsos al convertidor desactivándolo. Este comportamiento es el mismo para ambos circuitos limitadores. En la *tabla 5.1* se puede apreciar de una manera más clara el comportamiento del limitador de corriente.

Tabla 5.1 Descripción de operación del limitador de corriente.

Voltaje del divisor de tensión	Mayor/Menor	Tensión de salida del sensor	Estado del control
V_{set}	>	V_s	Operando
V_{set}	<	V_s	Inactivo

En la *figura 5.6 a)* se pueden observar las tensiones de salida V_s de los sensores (CH1 y CH2) que son proporcionales a las corrientes de entrada y también se muestran los pulsos enviados a los MOSFET de ambos convertidores. Obsérvese que cuando aumenta el nivel de corriente los pulsos (CH3 y CH4) se dejan de enviar momentáneamente hasta establecerse de nuevo al nivel límite establecido. En la *figura 5.6 b)* se muestra de una manera más clara este comportamiento al usar una escala de tiempo mayor.

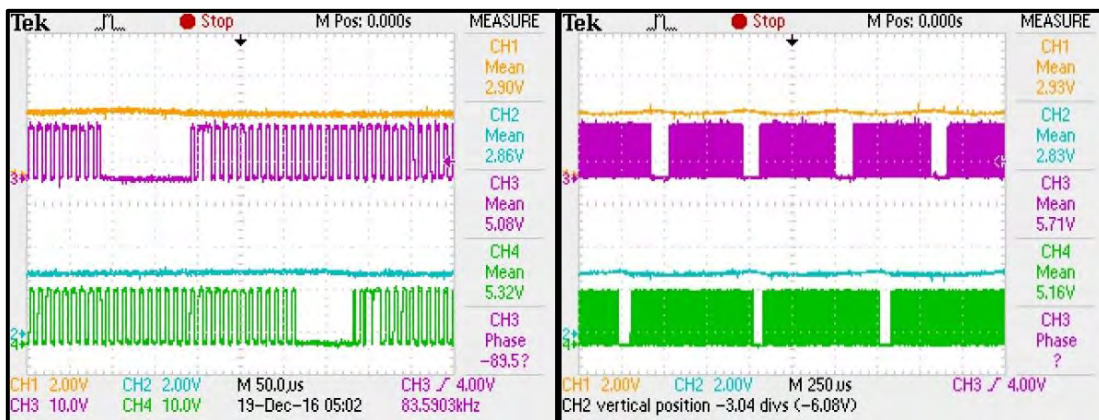


Figura 5.6 a) Pulsos PWM desactivados al pasar el límite de corriente.

Figura 5.6 b) Vista de los pulsos con una escala de tiempo mayor.

5. **Probar la ecualización de corrientes.** Se realiza una prueba ajustando una de las fuentes a 11 V para el IBC1 y a 14 V para el IBC, además se limita la corriente a 5 A. En la *figura 5.7* se puede observar el efecto de la ecualización y como este método divide las corrientes de entrada de una manera casi equitativa, dando como resultado 4.03 A para el IBC1 y 4.26 A para el IBC2, siendo 8.29 A la suma de ambas. De igual manera se muestra como la corriente cae como efecto del apagado de los pulsos hasta mantener un equilibrio. La señal de color rojo (CH A) pertenece a la fuente de entrada de 11 V y la de azul (CH B) a la de 14 V.

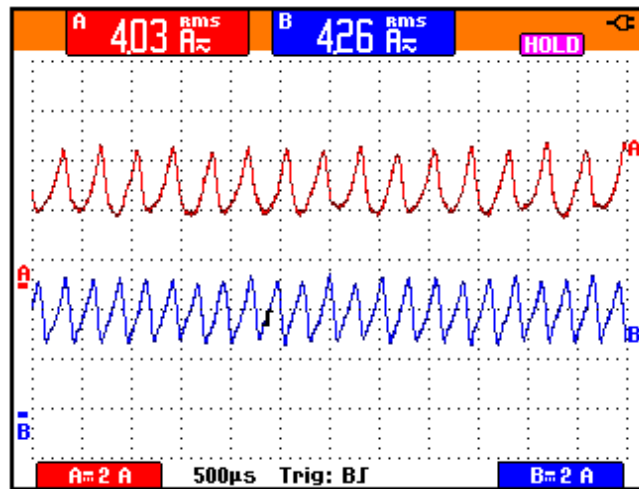


Figura 5.7 Formas de onda de las corrientes de entrada de ambos convertidores, al usar el limitador de corriente con fuentes $V_1 = 11\text{ V}$ y $V_2 = 14\text{ v}$.

La frecuencia de conmutación debida al limitador es más rápida en la señal del CH B, esto se debe a que siendo de mayor magnitud intentará suministrar el porcentaje más alto de corriente, por lo tanto estará constantemente pasando el límite establecido de 5 A y por ende es la que se apaga con mayor frecuencia.

En la *figura 5.8* se muestra otro ejemplo al invertir los papeles, ahora la fuente 1 es de mayor tensión, ajustada a 17 V y la otra 14 V. Sin embargo, al aumentar el voltaje hasta 17 V la corriente total de entrada disminuye de 8.29 A hasta 7.75 A. Siendo el límite establecido de 5 A para cada convertidor, la corriente al dividirse por el efecto del limitador no llegará a los 5 A, lo que provoca una igualación en las frecuencias de conmutación. Sin embargo nótese que existe una pequeña diferencia a favor del CH A que es la fuente de mayor tensión.

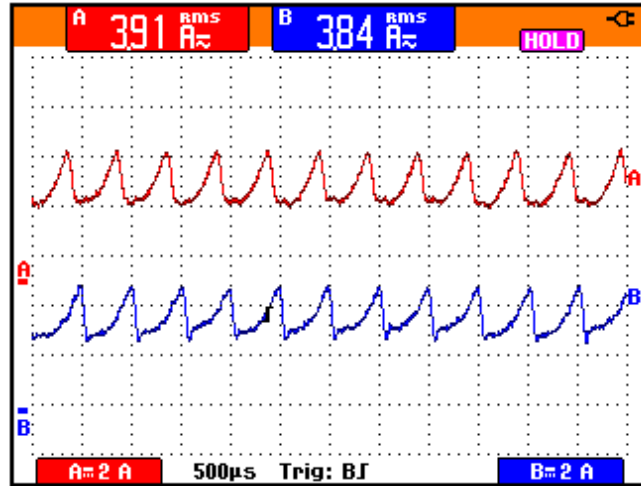


Figura 5.8 Formas de onda de las corrientes de entrada de ambos convertidores, al usar el limitador de corriente con fuentes $V_1 = 17\text{ V}$ y $V_2 = 14\text{ v}$.

Se realizan diversas variaciones en las fuentes de entrada y se registran los datos en la *tabla 5.2* donde se presentan los valores de tensión de ambas fuentes (V_1 y V_2), las corrientes de entrada (I_1 e I_2), la corriente total (I_T) que ingresa al IBCMI, las potencias que suministra cada fuente (P_1 y P_2) y la potencia total (P_T).

Tabla 5.2 Comportamiento de las corrientes, tensiones y potencias en el IBCMI al usar la ecualización de corrientes.

V1 (Volts)	I1	V2 (Volts)	I2	IT (Amperes)	P1	P2	PT (Watts)
11	4.0	14	4.3	8.3	44	60	104
12	4.0	14	4.2	8.2	48	59	107
13	4.0	14	4.2	8.2	52	58	110
14	4.0	14	4.1	8.1	56	57	113
15	4.0	14	4.0	8.0	59	56	116
16	3.9	14	3.9	7.9	63	55	118
17	3.9	14	3.8	7.8	66	54	120

En la *figura 5.9* se muestra la gráfica de las dos corrientes de entrada (I_1 e I_2) cuando se realizan variaciones a la tensión de entrada V_1 . El resultado es que

ambas corrientes se mantienen balanceadas, las diferencias son mínimas. Como se puede ver se corrige el problema producido por la conexión en paralelo que se mostró en la *figura 4.24* de la sección 4.4.

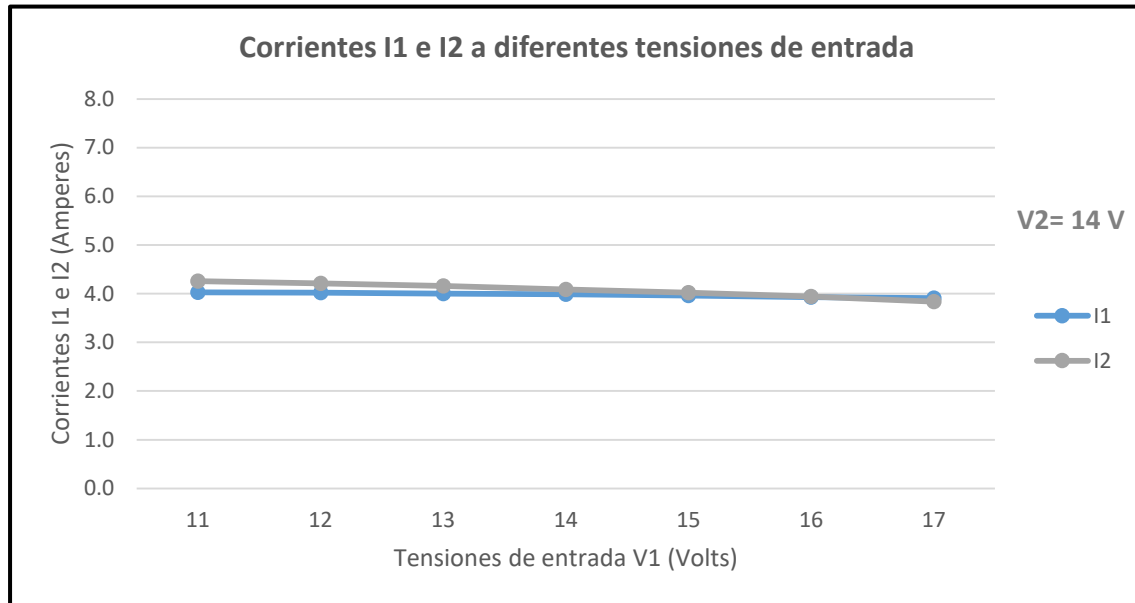


Figura 5.9 Gráfica de las corrientes de entrada I1 e I2 al variar las fuentes V1 y V2 usando la ecualización de corrientes.

En la *figura 5.10* se muestra el comportamiento de las potencias de entrada (P1 y P2). Siendo las corrientes iguales, la fuente que suministra la mayor parte de la energía (potencia) es aquella que tiene la tensión de entrada mayor, sin embargo el problema de las corrientes se corrige con la ecualización.

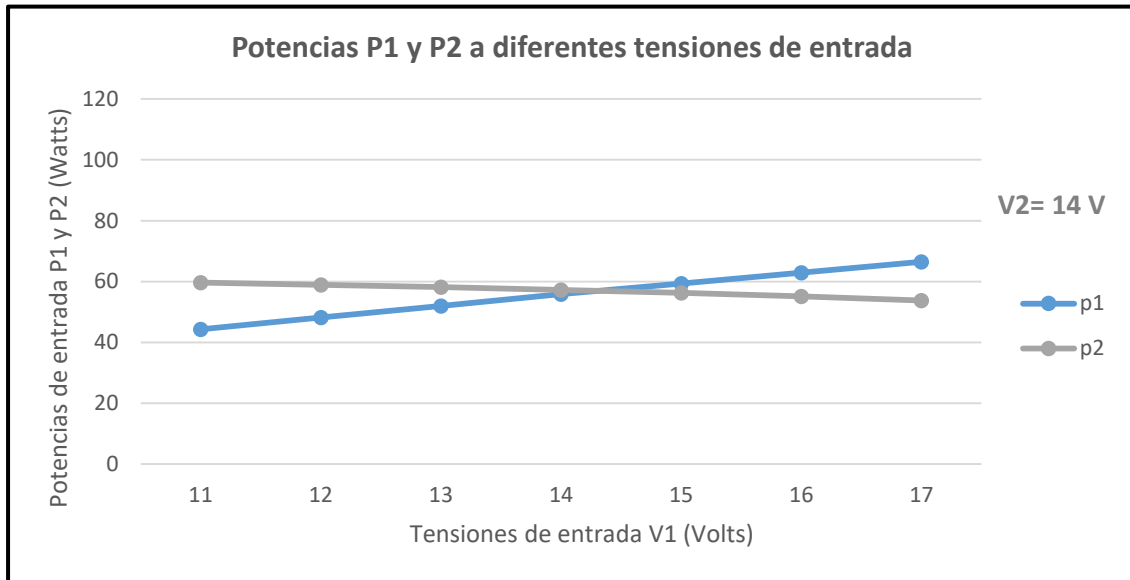


Figura 5.10 Gráfica de las potencias P1 y P2 al variar las fuentes de entrada usando la ecuación de corrientes.

5.4 Efectos de la ecualización: rizado de corrientes y eficiencias.

5.4.1 Rizado de corriente

Como se ha observado las corrientes de entrada se ven afectada en su rizado por el encendido y apagado que provoca el control por ecualización. Se podría llegar a pensar que esto ocasionaría un rizado mayor de la corriente de salida a lo propuesto en el diseño inicial, sin embargo, se realizaron mediciones para analizar esta situación y los resultados se pueden observar en la *figura 5.11*.

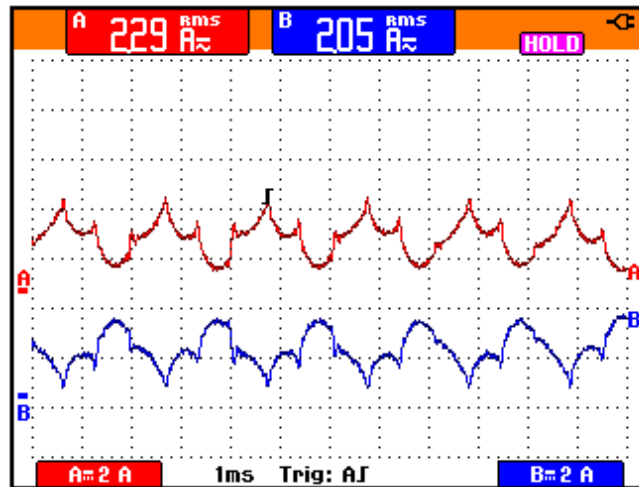


Figura 5.11 Corrientes distorsionadas a la salida de cada uno de los convertidores.

La señal de color rojo (CH A) pertenece a la corriente de salida del IBC1 y la señal azul (CH B) al IBC2, observe que las señales se encuentran desfasadas 180°, esto se debe a que ambos convertidores nunca operan al mismo tiempo por efecto de la ecualización. Hay que recordar que cuando se excede el límite de corriente de entrada de un IBC es apagado por su circuito de control temporalmente, cediendo el trabajo al otro convertidor, cuando este último sobre pasa los límites de igual manera se apaga y regresa toda la carga al primero.

Cuando las dos corrientes desfasadas 180° llegan al punto de unión dado en la resistencia de carga a la salida del IBCMI estas se suman, teniendo como resultado una señal de CD sin tantas variaciones, como se observa en la *figura 5.12*. Se puede observar que a pesar de las señales distorsionadas por la ecualización estas al sumarse generan la señal esperada.

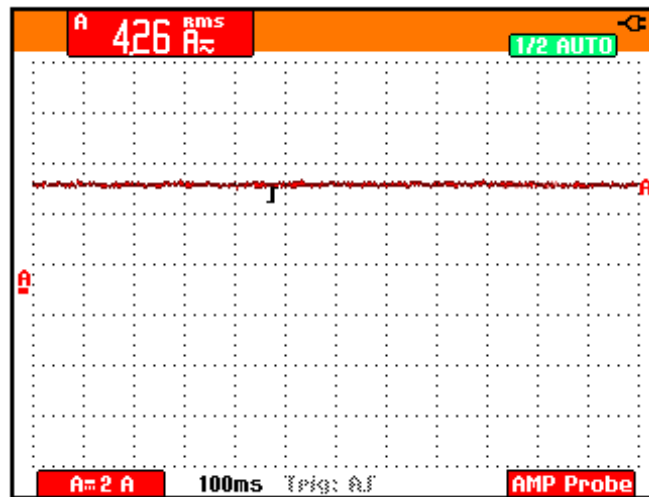


Figura 5.12 Corriente total (suma de I1 e I2) a la salida del IBCMI.

Se mide el rizado de la corriente total a la salida del IBCMI y se obtiene un rizado de 216 mA que equivale a un ΔI del 5%, como se observa en la *figura 5.13*.

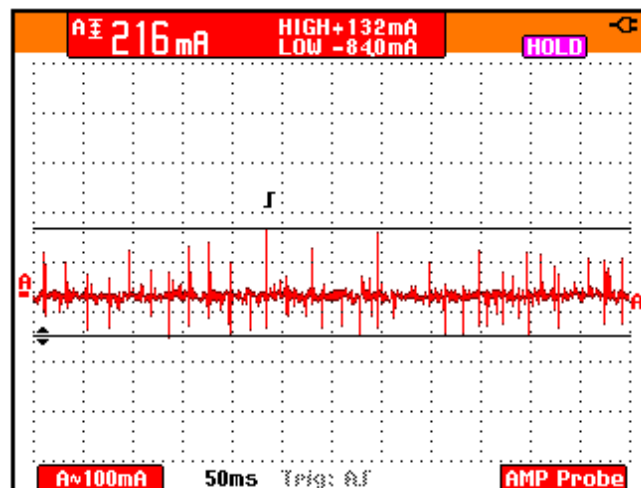


Figura 5.13 Rizado de corriente a la salida del IBCMI.

5.4.2 Eficiencia del IBCMI

Anteriormente se midieron las eficiencias de ambos convertidores de manera individual, ahora se realizarán las mediciones del IBCMI. Para esto se miden corrientes y tensiones de entrada de ambos CBI. Esto nos ayuda a determinar cual es la potencia suministrada por cada una de las fuentes de entrada. En las *figuras 5.14 a)* se observan las corrientes de entrada y en la *figura 5.14 b)* las tensiones de entrada.

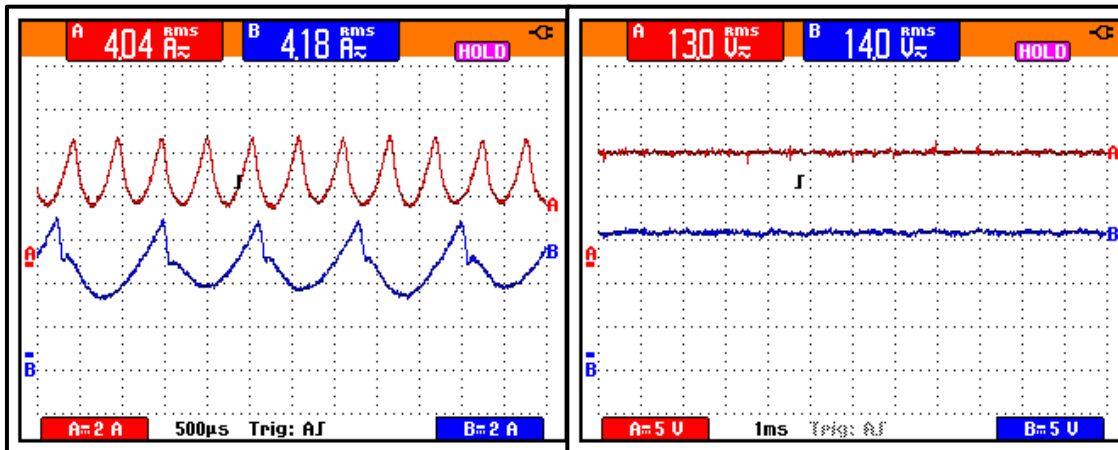


Figura 5.14 a) Corrientes de las fuentes de entrada.

Figura 5.14 b) Tensiones de las fuentes de entrada.

De igual manera se mide la corriente y tensión de salida, para calcular la potencia de salida como se observa en la *figura 5.15*.

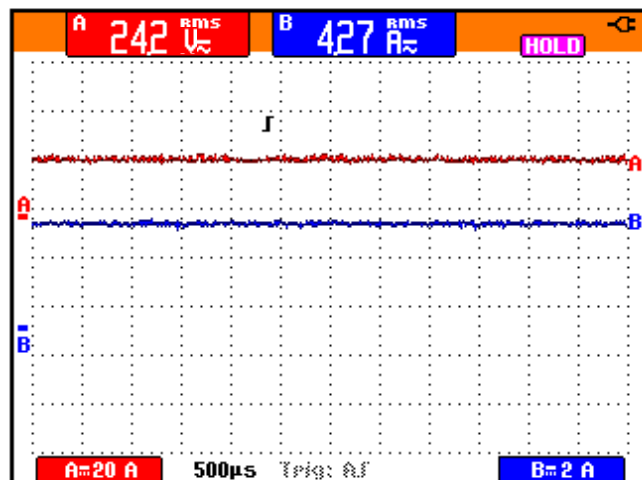


Figura 5.15 Corriente y tensión de salida del IBCMI.

En la *tabla 5.3* se muestra las mediciones de una manera más clara. Se puede ver que el primer convertidor suministra una potencia de 52.9 W (P1) y el segundo 58.9 W (P2) dando un total de 111.8 W (P_{IN}), además la potencia de salida (P_{OUT}) es de 103.33 W. Calculando la eficiencia esto nos da un valor de 92.42%, entonces podemos decir que la eficiencia se mantiene en un valor adecuado.

Tabla 5.3 Corrientes, tensiones, Potencias, y eficiencia del IBCMI.

V1 (V)	I1 (A)	V2 (V)	I2 (A)	P1 (W)	P2 (W)	P _{IN} (W) (p1 + p2)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	EFICIENCIA DEL IBCMI $\eta = P_{OUT}/P_{IN}$
13.1	4.04	14.1	4.18	52.9	58.9	111.8	24.2	4.27	103.33	92.42 %

Se puede observar que las potencias alcanzadas usando la ecualización de corrientes son mayores a 100 W y además se alcanzó una eficiencia de 92.42 % que cumple con los alcances propuestos en esta tesis.

Conclusiones

En este trabajo de tesis, se estudiaron las topologías básicas que existen para los convertidores CD/CD, como son: el convertidor reductor, el elevador, el reductor-elevador y el Cuk. Los convertidores multientrada son en su mayoría modificaciones de estas topologías base.

Se analizó el estado del arte de diferentes topologías de convertidores multientrada con el objetivo de analizar sus ventajas y desventajas basándonos en características como: costo, fiabilidad, flexibilidad, eficiencia y control aplicado. Lo anterior con la finalidad de proponer más adelante una topología que cumpla estos requerimientos.

Si bien el IBC aumenta el número de componentes al agregarle una fase más al circuito, este divide la corriente de entrada en dos partes teóricamente iguales, reduciendo a la mitad la potencia de operación de los componentes. Componentes de menores capacidades se ven minimizados en costos y además el estrés eléctrico y térmico es dividido en las fases del circuito, aumentando la vida útil de los componentes y mejorando la fiabilidad.

El número de convertidores IBC en paralelo puede aumentar permitiendo un convertidor flexible que se puede adaptar a diversas fuentes de energía renovables. Dando así origen a un convertidor de múltiple entrada. Estas topologías presentan una alta eficiencia, mayor al 90%. Además pueden operar con un control Proporcional Integrador, lo cual facilita la aplicación del control.

Se diseñó un IBC que opera a una potencia de 100 Watts, con una eficiencia mínima del 90%.

El capacitor e inductor afectan principalmente en el rizo de voltaje y corriente del convertidor, los cálculos respectivos para los valores comerciales, definieron un ΔV de 1.0 % máximo usando un capacitor de 180 μF y un ΔI de 10.9 % máximo con un inductor de 150 μH . Estos componentes no afectaron negativamente el diseño del convertidor, ya que estos valores de rizado se consideran mínimos.

Los prototipos iniciales presentaron problemas, principalmente en el desbalance de corrientes en las fases. Sin embargo, con un buen diseño de las pistas del PCB en las fases y cuidando la simetría, se logra una distribución de corriente casi equitativa sin necesidad de un control.

El ruido de conmutación de los interruptores de potencia que generaba un alto rizado de voltaje a la salida, se logra eliminar con capacitores de valores pequeños como: $0.1 \mu\text{F}$, $4.7 \mu\text{F}$, $0.22 \mu\text{F}$ y $0.1 \mu\text{F}$ que actúan como filtros pasa-bajas eliminando las frecuencias altas de 100 kHz.

Se conectan dos IBC para dar origen a un convertidor multientrada (IBCMI). Se aplica al convertidor multientrada un control PI modo voltaje. Se realizaron pruebas entre diferentes capacitores de integración y se elige el capacitor de 2200 pF al ser su tiempo de respuesta ante las perturbaciones más rápido y regresar al setpoint en tan solo 18.8 ms, sin entrar a una zona inestable.

Cada IBC tenía su propio control PI independiente, sin embargo esto no permitía que los dos convertidores trabajaran simultáneamente, dejando uno fuera de línea. Por lo tanto, para evitar lo anterior se sincronizan dos controles PI aplicando una configuración maestro-esclavo. Esto integra ambos controles convirtiéndolo en un solo para ambos IBC. Sin embargo, se observó que la corriente se inclinaba hacia la fuente de mayor tensión proporcionando así la mayor parte de la energía.

Resultados finales

Componentes con baja R_{DSon} provocan una mejora en la eficiencia del convertidor a reducir las pérdidas por conmutación.

El esquema de pulsos push-pull favorece a una mejor eficiencia del convertidor al reducir el rizado de corriente en el IBC, sin embargo, el tiempo muerto entre las señales genera un PWM máximo de 45%, causando problemas al compensar el error debido a las perturbaciones. Este problema no lo presenta el single-pulse ya que su ancho de pulso puede llegar hasta 95%, por estas razones fue el elegido.

Al realizar la ecualización, las corrientes de entrada se distribuyen de manera casi equitativa, sin importar la diferencia de tensión entre las fuentes. Por otro lado dentro de las fases del IBC las corrientes se distribuían de manera igualitaria por haber aplicado un diseño simétrico en las pistas.

La conmutación entre convertidores por efecto de la ecualización no se ve reflejada en la carga de salida R_{LOAD} , ya que la energía le llega constante y no se ve interrumpida. Esto se debe a que cuando los convertidores conmutan entre ellos, provoca que sus corrientes de salida estén desfasadas 180° como ocurrían en las fases del IBC. Al llegar a la carga de salida estas señales de corriente se suman y la carga nunca nota la conmutación.

De igual manera se obtuvo un rizo de corriente ΔI a la salida del convertidor del 5%, mejorando así el rizado de corriente propuesto en el diseño del 10%.

Al final se logra un convertidor multientrada que aprovecha simultáneamente la energía de ambas fuentes y que además trabaja usando un control PI modo voltaje y un control modo corriente basado en la ecualización. Se logran potencias mayores de 100 W y eficiencias altas del 92.4 %.

Referencias

- [1] M. H. Rashid, M. H. R. V. González, P. A. S. Fernández, and V. González, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*: Pearson Educación, 2004.
- [2] Z. Rehman, I. Al-Bahadly, and S. Mukhopadhyay, "Multiinput DC–DC converters in renewable energy applications—An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 41, pp. 521-539, 2015.
- [3] Y.-M. Chen, Y.-C. Liu, and S.-H. Lin, "Double-input PWM DC/DC converter for high-/low-voltage sources," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1538-1545, 2006.
- [4] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, "A multiple-input DC-DC converter topology," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 99, pp. 6-9, 2003.
- [5] A. Khaligh, J. Cao, and Y.-J. Lee, "A multiple-input DC–DC converter topology," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, pp. 862-868, 2009.
- [6] K. P. Yalamanchili, M. Ferdowsi, and K. Corzine, "New double input dc-dc converters for automotive applications," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC'06. IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [7] M. Gavriş, O. Cornea, and N. Muntean, "Multiple input DC-DC topologies in renewable energy systems-A general review," in *Exploitation of Renewable Energy Sources (EXPRES), 2011 IEEE 3rd International Symposium on*, 2011, pp. 123-128.
- [8] N. Vázquez, C. Hernández, and E. Vázquez, "A DC/DC converter for clean-energy applications," *SCIYO. COM*, p. 1, 2010.
- [9] M. Jafari, G. Hunter, and J. G. Zhu, "A new topology of multi-input multi-output Buck-Boost DC-DC Converter for microgrid applications," in *Power and Energy (PECon), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, pp. 286-291.
- [10] S. Liu, X. Zhang, H. Guo, and J. Xie, "Multiport DC/DC Converter for stand-alone photovoltaic lighting system with battery storage," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 3894-3897.
- [11] D. Yang, X. Ruan, Y. Li, and F. Liu, "Multiple-input full bridge dc/dc converter," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 2881-2888.
- [12] T. Instruments. (2 de Febrero). *Voltaje Mode Boost Converter Small Signal* Available: <http://www.ti.com/lit/an/slva274a/slva274a.pdf>