

SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO PARA REDES DOMICILIARIAS DE LA
CIUDAD DE TUNJA.

DIEGO ANDRÉS BAUTISTA LÓPEZ

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
BOGOTÁ D.C
2017

SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO PARA REDES DOMICILIARIAS DE LA
CIUDAD DE TUNJA.

DIEGO ANDRÉS BAUTISTA LÓPEZ

Proyecto de grado para optar por el título de Magister en Ingeniería Electrónica

Director

RAFAEL FERNANDO DÍEZ MEDINA, M.Sc, Ph.D.

Codirector

WILLIAM FERNANDO ÁLVAREZ CASTAÑEDA, M.Sc.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
BOGOTÁ D.C
2017

Artículo 23 de la resolución No. 13 de junio de 1946
“La universidad no se hace responsable por los conceptos emitidos por sus alumnos en sus trabajos de tesis. Solo velará porque no se publique nada contrario al dogma y la moral católica y porque las tesis no contengan ataques personales contra persona alguna, antes bien se vea en ellas el anhelo por buscar verdad y justicia”

Bogotá, noviembre 17 de 2017

A Dios, nuestros padres, amigos y docentes que han aportado en cada momento de nuestro desarrollo humano y educativo para poder alcanzar un logro tan importante.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darnos la oportunidad de existir. A mis directores, los Ingenieros Rafael Fernando Diez Medina y William Fernando Álvarez Castañeda por sus conocimientos, asesoría y acompañamiento brindado para el desarrollo y terminación de este proyecto.

A los profesores que tuvieron que ver en mi formación académica, y por brindarme sus conocimientos, amistad y calidad humana.

A la convocatoria 733 del departamento de Boyacá por su apoyo financiero que fue indispensable tanto en mi formación académica como en el desarrollo del proyecto.

Al proyecto “Sistema de gestión de energía basado en almacenamiento para la integración de fuentes fotovoltaicas con regulación de voltaje y frecuencia” que brindó colaboración y apoyo al proyecto.

A mis padres y hermano que han sido un baluarte a lo largo de mi vida y me han dado todo su apoyo para lograr cada objetivo propuesto.

A mis amigos y familiares que con sus palabras de aliento me motivaron para continuar en este camino.

CONTENIDO

LISTA DE TABLAS	10
LISTA DE FIGURAS	11
LISTA DE ECUACIONES	13
RESUMEN	16
INTRODUCCIÓN	17
JUSTIFICACIÓN	18
OBJETIVOS	19
1. MARCO TEÓRICO	20
1.1. Convertidores Conmutados	20
1.1.1. Convertidor DC/AC	20
1.1.1.1. Inversor PWM	21
2. METODOLOGÍA	24
2.1. Tipo de investigación experimental	24
3. ESPECIFICACIONES	25
4. DESARROLLOS	28
4.1. Sistema consumo promedio cero	28
4.1.1. Paneles Solares Fotovoltaicos	28
4.1.2. Convertidor DC/DC MPPT	33
4.1.3. Almacenamiento en baterías	35
4.1.3.1. Opción 1 – 12 V 75 Ah	38
4.1.3.2. Opción 2 – 12 V 200 Ah	40
4.1.3.3. Opción 2 – 12 V 55 Ah	41
4.1.4. Convertidor DC/AC (Inversor)	43
4.1.4.1. Topología CSI (Current Source Inverter)	44
4.1.4.1.1. Síntesis de interruptores	45

4.1.4.1.2.	Dimensionamiento CSI bidireccional.	46
4.1.4.1.2.1.	Cálculo del ciclo útil.	47
4.1.4.1.2.2.	Cálculo de la inductancia de entrada.	48
4.1.4.1.2.3.	Cálculo del condensador.	50
4.1.4.1.2.4.	Simulación CSI.....	51
4.2.	Sistema consumo promedio constante.	52
4.2.1.	Almacenamiento en baterías.	53
4.2.2.	Convertidor DC/AC (Inversor).	56
4.2.2.1.	Topología CSI (Current Source Inverter).....	56
4.2.2.1.1.	Síntesis de interruptores.	56
4.2.2.1.2.	Simulación CSI bidireccional.....	58
4.2.3.	Características sistema consumo promedio constante.....	59
4.3.	Diseño e implementación del Inversor.	60
4.3.1.	Dimensionamiento de los interruptores.....	60
4.3.2.	Pérdidas en los interruptores.	62
4.3.3.	Disipador.	63
4.3.4.	Inductancias.....	64
4.3.4.1.	Inductancia entrada.	64
4.3.4.1.1.	Calibre alambre.....	64
4.3.4.1.2.	Núcleo.	64
4.3.4.1.3.	Numero de vueltas.	66
4.3.4.1.4.	Longitud GAP.	67
4.3.4.1.5.	Resistencia serie de la inductancia.	68
4.3.4.2.	Inductancia de salida.....	68
4.3.5.	Condensador.....	70
4.3.6.	Drivers y sensores.....	70
4.3.6.1.	Drivers.	70
4.3.6.2.	Sensado de corriente.	71
4.3.6.2.1.	Sensado corriente de la red eléctrica.	71
4.3.6.2.2.	Sensado corriente baterías.....	73
4.3.6.3.	Sensado de voltaje.....	74
4.3.6.3.1.	Sensado voltaje de la red eléctrica	74

4.3.6.3.2.	Sensado voltaje baterías.	75
4.3.6.4.	Generación del PWM.....	75
4.3.6.5.	Modelo CSI conectado a la red	76
5.	ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	81
5.1.	Descripción del montaje.	81
5.2.	Pruebas del inversor.....	81
5.2.1.	Malla abierta.....	81
5.2.2.	Conexión a la red.....	85
5.2.2.1.	Entregar energía a la red.....	86
5.2.2.2.	Tomar energía a la red.	88
6.	CONCLUSIONES	90
	Expectativas a futuro.	91
	Bibliografía.	92
	ANEXOS	93
A.	Paneles Solar	93
B.	Cargador de baterías.	93
C.	Baterías.....	93
D.	Inversor.	93
a.	Sensado.....	93
b.	Implementación Convertidor	95
c.	Código implementado en el microcontrolador.....	101

LISTA DE TABLAS

Tabla 4.1.1-1 Características eléctricas del panel Kyocera de 265 W.	30
Tabla 4.1.3-1 Valores límite de la figura 4.1.3.1.	36
Tabla 4.1.3-2 Etapas de carga y descarga del banco de baterías.	37
Tabla 4.1.3.3-1 Cuadro comparativo propuestas almacenamiento en baterías.	42
Tabla 4.1.4-1 Valores máximos y mínimos de la figura 4.1.4-1.	43
Tabla 4.2.1-1 Valores límite de la figura 37.	54
Tabla 4.2.1-2 Etapas de carga y descarga del banco de baterías.	55
Tabla 4.3.5-1 Características condensador CSI.	70
Tabla 5.2.1-1 Prueba de variación de índice de modulación manteniendo la potencia de salida constante.	84

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1-1 Convertidor de Potencia [8].....	20
Figura 1.1.1.1-1 Modulación PWM unipolar construida mediante una señal de referencia sinusoidal y una portadora triangular [9].....	21
Figura 1.1.1.1-2 Estructura básica de un inversor en puente monofásico [9].....	22
Figura 3-1 Consumo promedio por hora de una casa.....	25
Figura 3-2 Consumo promedio diario por mes de una casa.	26
Figura 3-3 Sistema consumo promedio cero.	26
Figura 3-4 Sistema consumo promedio constante.	27
Figura 4.1-1 Sistema consumo promedio cero.....	28
Figura 4.1.1-1 Radiación promedio por hora Tunja.....	29
Figura 4.1.1-2 Temperatura promedio por hora Tunja.	29
Figura 4.1.1-3 Producción energía paneles solares.....	31
Figura 4.1.1-4 Desviación estándar de los datos de radiación.	32
Figura 4.1.1-5 Desviación estándar de los datos de temperatura ambiente de Tunja.	32
Figura 4.1.1-6 Producción energía con desviación estándar de los dato.	33
Figura 4.1.3-1 Corriente en el banco de baterías promedio, mínima y máxima.	36
Figura 4.1.3-2 Cotización baterías. a) VISION y CSB b) KAISE, MTEL y DEKA.....	38
Figura 4.1.3.1-1 Curva descarga I vs t. baterías CSB y VISION de 75 h.	39
Figura 4.1.3.2-1 Curva descarga I vs t. batería KAISE de 200 h.	40
Figura 4.1.3.3-1 Curva descarga I vs t. batería VISION de 55 h.	41
Figura 4.1.4-1 Consumo vivienda con desviación estándar de los datos.....	43
Figura 4.1.4.1-1 Topología CSI [10].	44
Figura 4.1.4.1-2 Topología CSI conectado a la red.	44
Figura 4.1.4.1.1-1 Voltaje en interruptores CSI entregando a la red.	45
Figura 4.1.4.1.1-2 Corriente en interruptores CSI entregando a la red.	45
Figura 4.1.4.1.1-3 b) Voltaje positivo y negativo, corriente positiva a). Características del interruptor [16]	46
Figura 4.1.4.1.2.4-1 Circuito bidireccional CSI.	51
Figura 4.1.4.1.2.4-2 Corriente entrada circuito CSI.....	52
Figura 4.1.4.1.2.4-3 Corriente y voltaje de salida circuito CSI.....	52
Figura 4.2-1 Sistema consumo promedio constante.....	53
Figura 4.2.1-1 Potencia red eléctrica consumo promedio constante.....	53
Figura 4.2.1-2 Corriente en el banco de baterías promedio, mínima y máxima.	54
Figura 4.2.2.1.1-1 Topología CSI tomando energía de la red.....	56
Figura 4.2.2.1.1-2 Voltaje en interruptores CSI tomando energía de la red.....	57
Figura 4.2.2.1.1-3 Corriente en interruptores CSI tomando energía de la red.....	57
Figura 4.2.2.1.1-4 Interruptor voltaje positivo y negativo, corriente negativa.	57
Figura 4.2.2.1.2-1 Circuito bidireccional CSI.....	58
Figura 4.2.2.1.2-2 Corriente entrada circuito bidireccional CSI.	58
Figura 4.2.2.1.2-3 Corriente y voltaje de salida circuito bidireccional CSI.	59

Figura 4.2.3-1 Características sistema consumo promedio constante.	59
Figura 4.3.1-1 Interruptor para convertidor CSI bidireccional.	61
Figura 4.3.1-2 CSI bidireccional con interruptores finales.	62
Figura 4.3.4.1.2-1 Esquema núcleo laminado.	65
Figura 4.3.4.1.2-2 Esquema núcleo laminado dimensionado.	66
Figura 4.3.6.1-1 Esquemático circuito de disparo MOSFET.....	71
Figura 4.3.6.4-1 Esquema conexión convertidor.....	76
Figura 4.3.6.5-1 Circuito equivalente S1 y S4 on, S2 y S3 off.	76
Figura 4.3.6.5-2 Circuito equivalente S1 y S4 off, S2 y S3 on.	77
Figura 5.2.1-1 Esquemático prueba malla abierta	81
Figura 5.2.1-2 Señal amarilla voltaje en la entrada, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente de entrada y señal rosada potencia a la salida.....	82
Figura 5.2.1-3 Señal amarilla voltaje sobre la inductancia, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente sobre la inductancia y señal rosada potencia sobre la inductancia.	83
Figura 5.2.1-4 Señal amarilla voltaje en la entrada, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente de entrada y señal rosada FFT corriente de salida.	83
Figura 5.2.1-5 THD y eficiencia vs índice de modulación	84
Figura 5.2.1-6 Frecuencia de conmutación vs eficiencia.....	85
Figura 5.2.2.1-1 Señal amarilla voltaje red eléctrica, señal azul corriente red eléctrica, señal verde voltaje de entrada, señal roja corriente de entrada y señal rosada potencia entregada a la red.	86
Figura 5.2.2.1-2 Porcentaje de valor rms a partir de la armónica 2, a) Corriente de salida. b) Voltaje de la red	87
Figura 5.2.2.1-3 Seguimiento de referencia, corriente de salida.	87
Figura 5.2.2.2-1 Señal amarilla voltaje red eléctrica, señal azul corriente red eléctrica, señal verde voltaje de salida, señal roja corriente a la salida y señal rosada potencia consumida de la red.	88
Figura 5.2.2.2-2 Porcentaje de valor rms a partir de la armónica 2, a) Corriente de salida. b) Voltaje de la red	89
Figura a-1 Esquemático sensado corriente.	93
Figura a-2 Vista 3D PCB sensado corriente.	94
Figura a-3 Esquemático sensado voltaje red eléctrica.	94
Figura a-4 Vista 3D PCB Sensado de voltaje red y baterías.	94
Figura b-1 Esquemático CSI bidireccional.....	95
Figura b-2 Vista PCB Capa Top y Boton.....	96
Figura b-3 Vista superior 3D PCB	97
Figura b-4 Vista inferior 3D PCB	98
Figura b-5 Algoritmo para conectar el circuito a la red.....	99
Figura b-6 Montaje final circuito.....	100

LISTA DE ECUACIONES

Ecuación 1.1.1.1-1.....	22
Ecuación 1.1.1.1-2.....	23
Ecuación 1.1.1.1-3.....	23
Ecuación 4.1.1-1	30
Ecuación 4.1.1-2	30
Ecuación 4.1.1-3	30
Ecuación 4.1.1-4	31
Ecuación 4.1.1-5	31
Ecuación 4.1.2-1	33
Ecuación 4.1.2-2	34
Ecuación 4.1.2-3	34
Ecuación 4.1.3-1	35
Ecuación 4.1.3-2	35
Ecuación 4.1.3-3	35
Ecuación 4.1.3-4	35
Ecuación 4.1.3-5	37
Ecuación 4.1.3-6	37
Ecuación 4.1.3.1-1.....	38
Ecuación 4.1.3.1-2.....	38
Ecuación 4.1.3.1-3.....	39
Ecuación 4.1.4.1.2-1	46
Ecuación 4.1.4.1.2-2.....	46
Ecuación 4.1.4.1.2-3	46
Ecuación 4.1.4.1.2-4.....	46
Ecuación 4.1.4.1.2-5	47
Ecuación 4.1.4.1.2-6.....	47
Ecuación 4.1.4.1.2.1-1	48
Ecuación 4.1.4.1.2.1-2	48
Ecuación 4.1.4.1.2.2-1	48
Ecuación 4.1.4.1.2.2-2	48
Ecuación 4.1.4.1.2.2-3	49
Ecuación 4.1.4.1.2.2-4	49
Ecuación 4.1.4.1.2.2-5	49
Ecuación 4.1.4.1.2.2-6	49
Ecuación 4.1.4.1.2.2-7	50
Ecuación 4.1.4.1.2.2-8	50
Ecuación 4.1.4.1.2.3-1	50
Ecuación 4.1.4.1.2.3-2	50
Ecuación 4.1.4.1.2.3-3	51
Ecuación 4.1.4.1.2.3-4	51

Ecuación 4.2.1-1	54
Ecuación 4.2.1-2	54
Ecuación 4.3.1-1	60
Ecuación 4.3.1-2	60
Ecuación 4.3.2-1	62
Ecuación 4.3.2-2	62
Ecuación 4.3.2-3	62
Ecuación 4.3.2-4	63
Ecuación 4.3.2-5	63
Ecuación 4.3.2-6	63
Ecuación 4.3.2-7	63
Ecuación 4.3.3-1	63
Ecuación 4.3.3-2	64
Ecuación 4.3.4.1.1-1	64
Ecuación 4.3.4.1.2-1	65
Ecuación 4.3.4.1.3-1	66
Ecuación 4.3.4.1.3-2	66
Ecuación 4.3.4.1.3-3	67
Ecuación 4.3.4.1.3-4	67
Ecuación 4.3.4.1.4-1	67
Ecuación 4.3.4.1.5-1	68
Ecuación 4.3.4.1.5-2	68
Ecuación 4.3.4.2-1	69
Ecuación 4.3.4.2-2	69
Ecuación 4.3.4.2-3	69
Ecuación 4.3.6.2.1-1	72
Ecuación 4.3.6.2.1-2	72
Ecuación 4.3.6.2.1-3	72
Ecuación 4.3.6.2.1-4	72
Ecuación 4.3.6.3.1-1	74
Ecuación 4.3.6.3.1-2	74
Ecuación 4.3.6.5-1	76
Ecuación 4.3.6.5-2	76
Ecuación 4.3.6.5-3	76
Ecuación 4.3.6.5-4	77
Ecuación 4.3.6.5-5	77
Ecuación 4.3.6.5-6	77
Ecuación 4.3.6.5-7	77
Ecuación 4.3.6.5-8	78
Ecuación 4.3.6.5-9	78
Ecuación 4.3.6.5-10	78
Ecuación 4.3.6.5-11	78

Ecuación 4.3.6.5-12.....	78
Ecuación 4.3.6.5-13.....	78
Ecuación 4.3.6.5-14.....	78
Ecuación 4.3.6.5-15.....	78
Ecuación 4.3.6.5-16.....	79
Ecuación 4.3.6.5-17.....	79
Ecuación 4.3.6.5-18.....	79
Ecuación 4.3.6.5-19.....	79
Ecuación 4.3.6.5-20.....	80
Ecuación 4.3.6.5-21.....	80
Ecuación 4.3.6.5-22.....	80
Ecuación 4.3.6.5-23.....	80

RESUMEN.

TITULO

SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO PARA REDES DOMICILIARIAS DE LA CIUDAD DE TUNJA.

AUTOR

BAUTISTA LÓPEZ, DIEGO ANDRÉS

PALABRAS CLAVES

Potencia, eficiencia, inversor, rectificador, carga, control.

DESCRIPCIÓN

En este documento se presenta el diseño y montaje de un convertidor bidireccional. Dicho sistema está en la capacidad de entregar y tomar energía de la red para cargar un banco de baterías de 72 V

El sistema cuenta con dos modos de funcionamiento, sistema consumo promedio constante, la potencia pico del convertidor bidireccional es 88 W y sistema consumo promedio cero, el inversor conectado a la red es de potencia pico 251 W.

INTRODUCCIÓN.

La energía solar ha tenido gran impacto en los últimos años ya que se han desarrollado sistemas de conversión a energía eléctrica (paneles fotovoltaicos) que han beneficiado a familias que no tenían energía eléctrica principalmente por la ausencia de tendido eléctrico. España ha sido pionero en el desarrollo de sistemas fotovoltaicos [1], Cayetano Espejo en su artículo muestra la producción de la energía fotovoltaica generada desde 1990 a 2002 [1].

La red eléctrica domiciliaria de la ciudad de Tunja obtiene la energía principalmente de procesos de transformación de energía hidráulica y energía térmica en energía eléctrica, estos procesos de transformación afectan al medio ambiente produciendo gases contaminantes, efecto invernadero en el caso de la térmica o cambiando la climatología de la región [2]. Por lo que el uso de paneles fotovoltaicos presenta una solución para disminuir la contaminación ambiental.

El consumo de energía eléctrica de una vivienda no es constante, por lo tanto surge la necesidad de realizar un estudio para estimar el consumo por cada hora y así dimensionar sistemas que puedan reducir los picos de consumo y disminuir los costos en los montajes eléctricos residenciales.

Como solución a este problema se plantea el diseño e implementación de un sistema que pueda recibir en las horas de menor consumo para luego entregarla en las horas de máximo consumo.

El proyecto plantea un sistema completo que tome energía de unos módulos solares y mediante un convertidor cargará la batería obteniendo la máxima potencia posible. El sistema está en la capacidad de suministrar energía a la línea de dos fuentes: la batería o el convertidor MPPT; además se podrá recibir energía de la red si los módulos solares no están en la capacidad de generar la energía suficiente para cargar las baterías, para esto se necesitará la implementación de un convertidor bidireccional elevador.

Con el fin de dimensionar la potencia del sistema se solicitaron datos de consumo energético a la Empresa de Energía de Boyacá (EBSA), quien ha facilitado el trabajo previo a este proyecto, los datos están bajo confidencialidad, por lo tanto, no se referencian los datos expuestos a continuación.

JUSTIFICACIÓN.

Colombia tiene un potencial de $8000 \frac{KW}{m^2}$ por año [3], Aunque lo anterior solo muestra la radiación incidente en el territorio y no tiene en cuenta las temperaturas en cada zona del país, sabiendo que esta variable afecta la eficiencia de los paneles fotovoltaicos. El autor concluye con la importancia de generar energía a partir de fuentes renovables ya que hacia allá van las políticas energéticas de los países del mundo para mejorar los índices de calidad de aire (GEI- “Gases efecto invernadero”) [3].

La ciudad de Tunja presenta un buen índice de radiación solar lo cual permite optimizar el uso de la Energía Solar en el proceso de transformarla a energía eléctrica. El brillo solar de la ciudad de Tunja anualmente está entre 5 y 6 horas de luz pico al día [4], siendo la zona con mayor índice de brillo solar en el departamento de Boyacá. Con respecto a la radiación solar, Tunja presenta en promedio 5,25 horas de sol pico al día, uno de los mejores en la zona andina ya que su índice es de $4,5 \frac{KW}{m^2}$ al día [4].

En el artículo [5] se propone un modelo de sistema solar fotovoltaico para una escuela de Tibaná Boyacá. El modelo se realiza gracias al estudio de las variables que intervienen en el aprovechamiento de energía solar, pero hace falta proponer un sistema que convierta de forma eficiente la energía que entregan los paneles fotovoltaicos (DC) a corriente alterna (AC) para la conexión de equipos usados en dicha escuela. El desarrollo de convertidores toma diferentes consideraciones para su diseño, una de ellas es, si el lugar donde se va a implementar es una zona interconectada a la red eléctrica del país.

El carácter variable de la energía solar hace necesario almacenar la energía transformada u obtenida de la red (en caso de que la instalación esté interconectada). Actualmente se presentan estudios para mejorar la eficiencia de los convertidores bidireccionales (tomar y entregar energía a la red eléctrica), almacenando la energía obtenida en niveles de voltaje mayor, aplicando estrategias de control y realizando cargas de baterías inteligentes durante el día [6] [7].

Al proponer convertidores que puedan almacenar la energía que entregan los paneles solares además de tomar energía de la red eléctrica en hora de bajo consumo y por lo tanto de menor precio, surge la necesidad de proponer sistemas de almacenamiento que mejoren la eficiencia del sistema. Por lo tanto, se requiere estudiar modelos en donde se analicen los niveles de voltaje seguros que se podrán almacenar en las baterías del sistema.

OBJETIVOS.

OBJETIVO GENERAL

Estudiar y diseñar un sistema de electrificación para reducir las variaciones de consumo de energía eléctrica en una vivienda de la ciudad de Tunja que emplee energía solar fotovoltaica y tome energía de la red eléctrica e implementar en laboratorio un inversor bidireccional que cumpla con las especificaciones del sistema.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar un análisis del consumo promedio y radiación solar durante un año del lugar de instalación.
- Dimensionar el almacenamiento en baterías a partir de la generación de energía solar fotovoltaica y tomada de la red.
- Estudiar y dimensionar el sistema de generación fotovoltaica para diferentes casos de reducción de consumo promedio.
- Diseñar e implementar un convertidor DC/AC bidireccional que dependiendo la hora del día pueda entregar o tomar energía de la red eléctrica.

1. MARCO TEÓRICO.

El objetivo de esta sección es definir varios términos usados frecuentemente al referirse a convertidores DC/AC

1.1. Convertidores Conmutados.

El concepto inicial de convertidor conmutado se puede ver como una caja negra en donde su potencia de entrada es igual a la potencia de salida, pero las variables que contiene la potencia como lo es el voltaje y la corriente varían, existen diferentes tipos de convertidores como lo son los DC/AC, DC/DC, AC/DC y AC/AC [8].

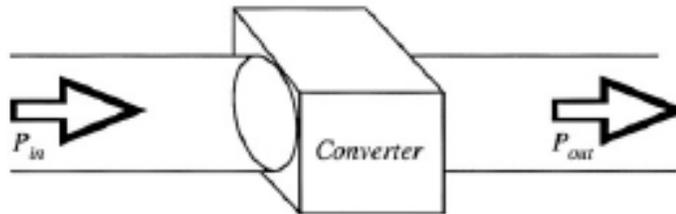


Figura 1.1-1 Convertidor de Potencia [8].

1.1.1. Convertidor DC/AC.

Se entiende por convertidor DC/AC o inversor aquel circuito que es capaz de transformar una corriente continua en alterna. La utilidad de este tipo de circuitos es variada. Puede pensarse en la alimentación de equipos informáticos, médicos, de comunicaciones o electrónicos en general, a partir de una fuente de alimentación de corriente continua. Este sería el caso típico de un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) que proporciona una salida alterna a partir de baterías cuando falla la alimentación. Este no es, sin embargo, el único caso en el que los convertidores DC/AC son importantes [9].

Las máquinas asíncronas giran a una velocidad próxima a la de sincronismo, que es proporcional a la frecuencia de la tensión de alimentación. Estas aplicaciones podrían encabezar una lista en la que se incluirían también fuentes de alimentación DC/DC con aislamiento galvánico, etc.

Desde un punto de vista general, los inversores suelen clasificarse en dos grandes grupos:

- Convertidor de onda cuadrada.
- Convertidor PWM.

1.1.1.1. Inversor PWM.

El inversor PWM no es, desde el punto de vista de la topología del circuito, una alternativa al inversor de onda cuadrada. La novedad de este tipo de inversores reside en la estrategia de control de los interruptores del puente. La modulación de anchura de pulsos es un método de control que permite reducir la tasa de distorsión armónica, especialmente si se compara con el inversor de onda cuadrada [9].

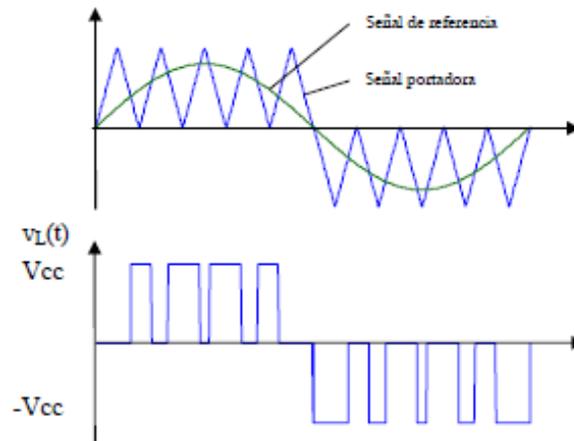


Figura 1.1.1.1-1 Modulación PWM unipolar construida mediante una señal de referencia sinusoidal y una portadora triangular [9].

Las ventajas comparativas de este tipo de control, frente al de onda cuadrada son:

- Menor THD.
- Reducción de los requerimientos del filtro necesario para reducir los armónicos.
- Control de la amplitud de salida.

Como ocurre siempre en ingeniería, las soluciones llevan siempre asociados algunos inconvenientes.

Entre otros:

- Circuitos de control más complejos.
- Pérdidas más elevadas en el inversor debido al incremento en la frecuencia de conmutación.

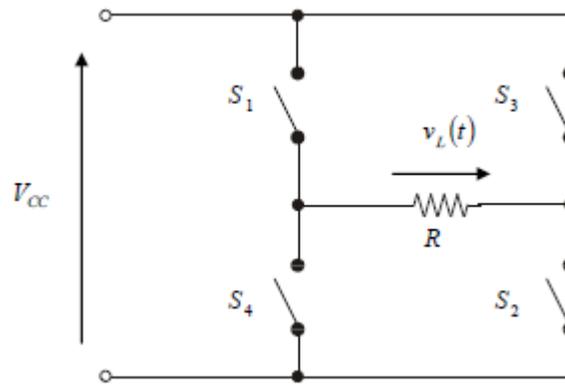


Figura 1.1.1.1-2 Estructura básica de un inversor en puente monofásico [9]

El control de los interruptores se realiza comparando una señal de referencia denominada señal moduladora que en el caso más simple es una senoide y una señal portadora, que en el caso más simple es una señal triangular que controla la frecuencia de conmutación. En la figura 1.1.1.1-1 se muestra la señal moduladora y la portadora así como la forma de onda de la tensión de salida. En este tipo de modulación, el estado de los interruptores se obtiene a partir de la comparación entre una señal de referencia, en este caso sinusoidal y una señal portadora, en este caso triangular. De la figura 1.1.1.1-1 se puede observar que durante el semiciclo positivo los interruptores 3 y 4 se activan cuando la señal de referencia es mayor que la portadora. En el caso del semiciclo negativo, se activan los interruptores 1 y 2 cuando la señal de referencia es mayor que la portadora, ambas expresadas en valor absoluto.

Para poder trabajar con este tipo de inversores, es necesario definir algunos parámetros importantes:

Índice de modulación de frecuencia, m_f . Se define como el cociente en las frecuencias de las señales portadora y referencia.

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}}$$

Ecuación 1.1.1.1-1

Un valor elevado de m_f provoca un incremento en la frecuencia en la que se generan los armónicos.

Como desventaja, a mayor m_f , mayores pérdidas de conmutación en los semiconductores que actúan como interruptores.

Índice de modulación de amplitud, m_a . Se define como el cociente entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora.

$$m_a = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}}$$

Ecuación 1.1.1.1-2

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida, V_1 , es linealmente proporcional a m_a ,

$$V_1 = m_a * V_{cc}$$

Ecuación 1.1.1.1-3

2. METODOLOGÍA.

2.1. Tipo de investigación experimental.

Se trata de aquella situación en la que el investigador produce las condiciones en las que se va a observar la conducta, con un absoluto control de las variables restantes, además de su conducta.

Ya definido el tipo de estudio a realizar y establecidos los objetivos e hipótesis de la investigación para desarrollar el proyecto, se concibió la manera práctica para ejecutar la investigación, esto implicó seleccionar un diseño de investigación el cual sirvió como plan estratégico que contribuyó en responder a las preguntas derivadas de la investigación.

El diseño experimental permitió realizar experimentos virtuales en todos los campos de la ingeniería electrónica que permitan describir el sistema, el cual estuvo sometido a una serie de pruebas en las cuales se indujeron cambios deliberados en una o más variables de naturaleza eléctrica de entrada en el sistema, de manera que fue posible observar e identificar las causas en la respuesta de salida. En consecuencia el tipo de investigación que se aplicó es del tipo investigación experimental porque se manipularon distintas variables experimentales eléctricas que necesitan ser comprobadas en condiciones aleatorias controladas, con el fin de describir de qué modo o que causa produce una situación o comportamiento particular al intercambiar los tipos de cargas propuestos para la investigación.

3. ESPECIFICACIONES.

A partir de los datos suministrados por la EBSA (Empresa de Energía de Boyacá) se han extraído los datos de consumo del sector Cooservicios de la ciudad con 8457 usuarios; estos han sido suministrados del 1 de agosto de 2015 al 4 de agosto de 2016 teniendo la potencia promedio por cada hora.

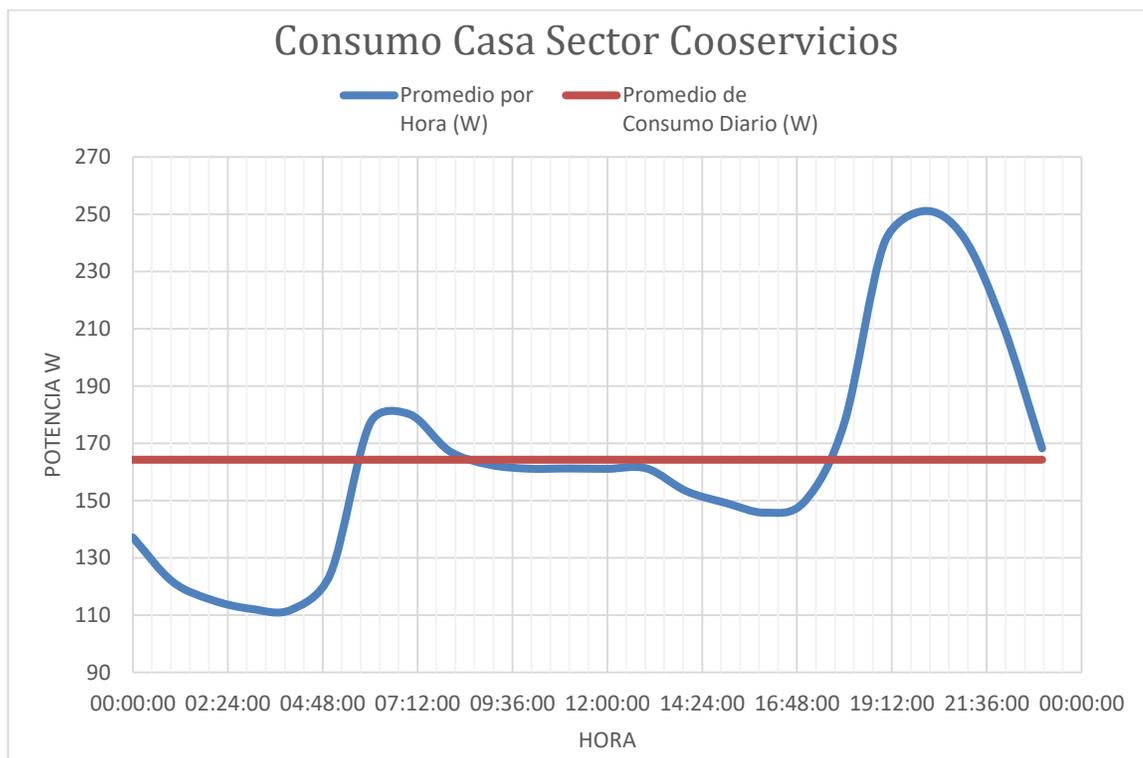


Figura 3-1 Consumo promedio por hora de una casa

En la figura 3-1 se observan las variaciones de consumo en promedio por hora de un usuario promedio del sector, donde se obtienen las horas de mayor consumo, 6 am a 9 am y 6 pm a 10 pm. El sector de Cooservicios es principalmente residencial por lo que se observan consumos por debajo del promedio diario en horas de la tarde.

El consumo de energía al día en promedio es aproximadamente 3,92 kWh. Este valor se obtiene de la integral de la figura 3-1 y varía dependiendo el mes del año como se puede observar en la siguiente gráfica.

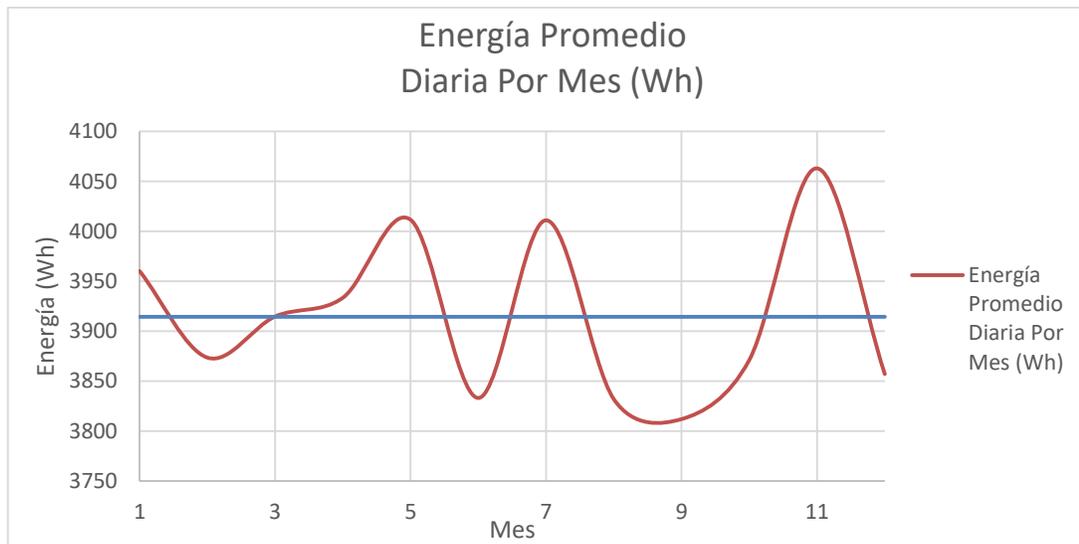


Figura 3-2 Consumo promedio diario por mes de una casa.

En la figura 3-2 se observan las variaciones de consumo en promedio diarias por mes de un usuario promedio del sector, siendo septiembre el mes de menor consumo. Noviembre es el mes en donde es mayor el consumo de un usuario promedio con una energía de aproximadamente 4,06 kWh, por lo que se usará este valor para diseñar el sistema fotovoltaico ya que para el diseño de un sistema solar se selecciona el mes donde la relación de energía incidente/energía consumida es menor, esto considerando que es la exigencia máxima para el sistema.

En este sistema se plantean dos modos de trabajo. El primero en donde el consumo de la vivienda es constante, se reducen las variaciones de consumo que por diversas causas se presentan en una vivienda, pero sin disminuir el consumo total. El segundo en donde se desea tener un consumo total de 0 Wh.

El sistema propuesto para tener consumo de energía eléctrica promedio cero una vivienda de la ciudad de Tunja es el siguiente.

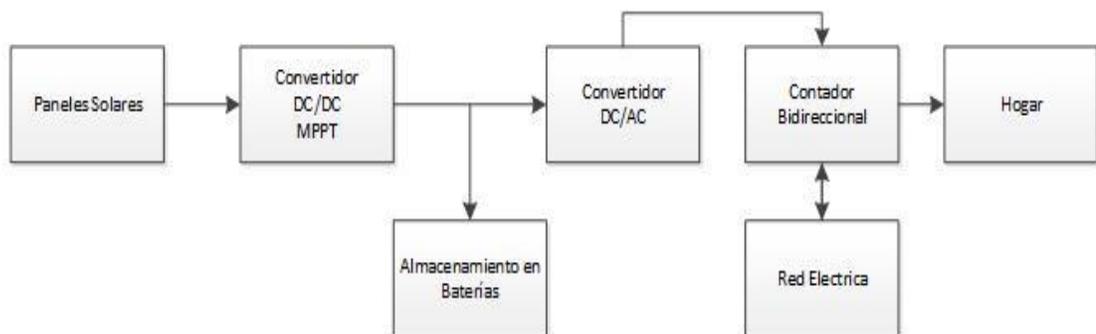


Figura 3-3 Sistema consumo promedio cero.

El sistema propuesto para para reducir las variaciones de consumo de energía eléctrica una vivienda de la ciudad de Tunja es el siguiente.

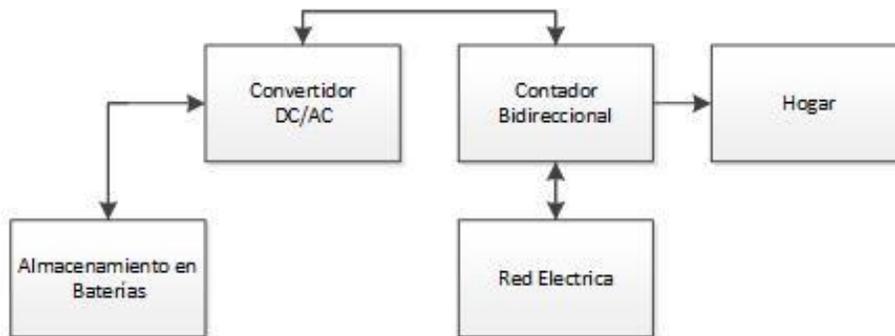


Figura 3-4 Sistema consumo promedio constante.

En el desarrollo de este proyecto se diseñó y construyó el convertidor DC/AC. Se dimensionaron los otros elementos de la figura 3-3 y 3-4, que se encontraron en el mercado.

4. DESARROLLOS.

4.1. Sistema consumo promedio cero.

En este modo de funcionamiento el sistema entrega energía a la red eléctrica a partir de un banco de baterías o de un campo solar fotovoltaico. El sistema hará que el consumo promedio por hora de la casa sea cero. En la siguiente figura se puede observar el diagrama del sistema propuesto.

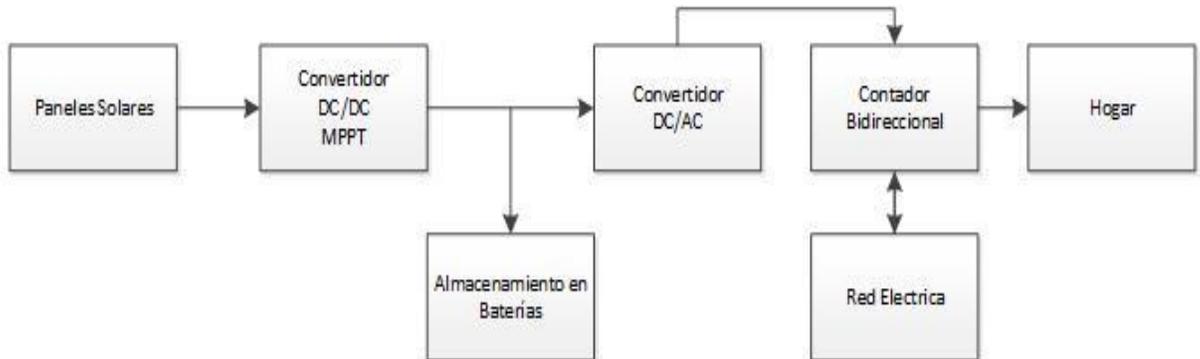


Figura 4.1-1 Sistema consumo promedio cero.

4.1.1. Paneles Solares Fotovoltaicos.

A partir de los datos (18-12-2012 a 11-02-16) de la estación meteorológica de la Universidad Santo Tomas de Tunja, se puede obtener las gráficas de radiación solar y temperatura en la ciudad. En la siguiente figura se muestra la radiación por hora.

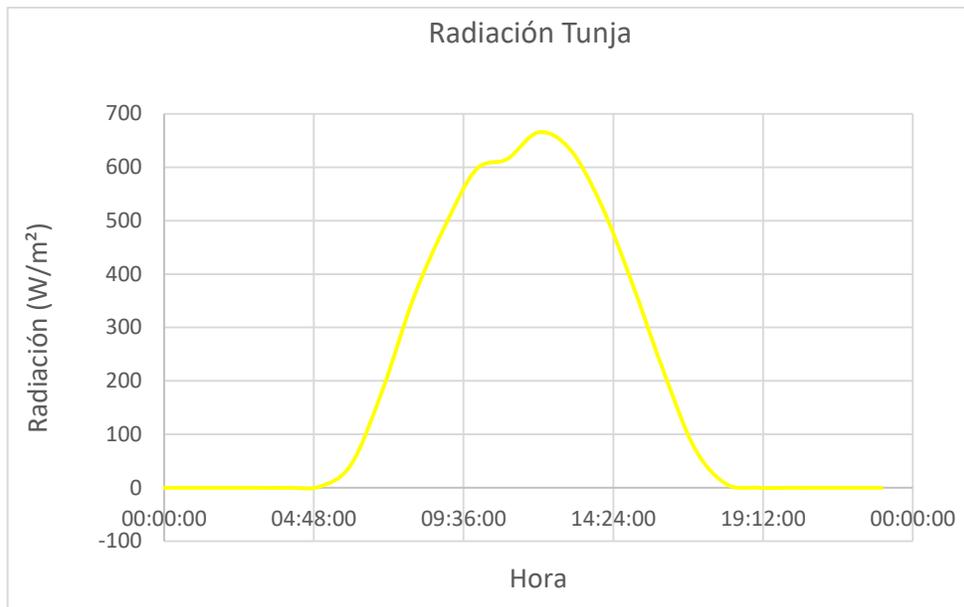


Figura 4.1.1-1 Radiación promedio por hora Tunja.

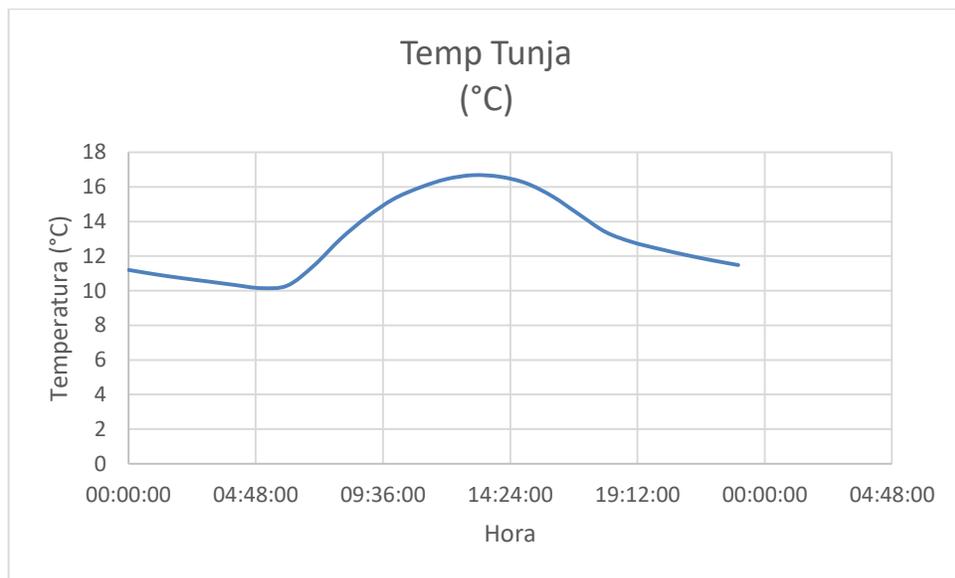


Figura 4.1.1-2 Temperatura promedio por hora Tunja.

Teniendo en cuenta la figura 3-1 el consumo promedio por día del hogar es de 3942,3 Wh. En la figura 4.1.1-1 se muestra la radiación incidente (E_x) sobre Tunja. Las horas de sol pico (HSP) son 4,8 en promedio, esto hace que los cálculos hechos en el anteproyecto de número de paneles solares cambien. A continuación, se presentan los cálculos realizados para encontrar el número de paneles necesarios para la instalación.

Tabla 4.1.1-1 Características eléctricas del panel Kyocera de 265 W.

Kyocera KU265-6MCA		
	Condiciones STC (Estándar de operación)	Condiciones NOCT (Normales de operación)
P_{max}	265 W	191 W
V_{oc}	38,3 V	35,1 V
I_{sc}	9,26 A	7,49 A
V_{mp}	31 V	27,9 V
I_{mp}	8,55 A	6,85 A
β	-0,45 $\frac{\%}{^{\circ}C}$	
TONC	45 $^{\circ}C$	

Las dimensiones del panel son las siguientes:

- Alto: 0,046 m
- Largo: 1,622 m
- Ancho: 0,99 m
- Área: 1,65 m²

Para encontrar el número de paneles que produzcan 4kWh al día se tiene en cuenta la potencia por área del panel.

$$Panel_{\frac{W}{m^2}} = \frac{P_{max}}{Área_{panel}} = \frac{265 W}{1,65 m^2} = 161,06 \frac{W}{m^2}$$

Ecuación 4.1.1-1

Se encuentra el área necesaria para consumo promedio cero.

$$Área_{instalación} = \frac{\overline{Consumo}}{Panel_{\frac{W}{m^2}} * HPS} = \frac{4 kWh}{161,06 \frac{W}{m^2} * 4,8 HPS} = 5,1 m^2$$

Ecuación 4.1.1-2

$$\#paneles = \frac{Área_{instalación}}{Área_{panel}} = \frac{5,1 m^2}{1,65 m^2} = 3,1 \cong 3$$

Ecuación 4.1.1-3

A continuación, se presenta la gráfica de producción de energía por hora. También se encuentran las variables que la afectan como la temperatura en el lugar de instalación (t_{amb}) que se presentó en la figura 4.1.1-2.

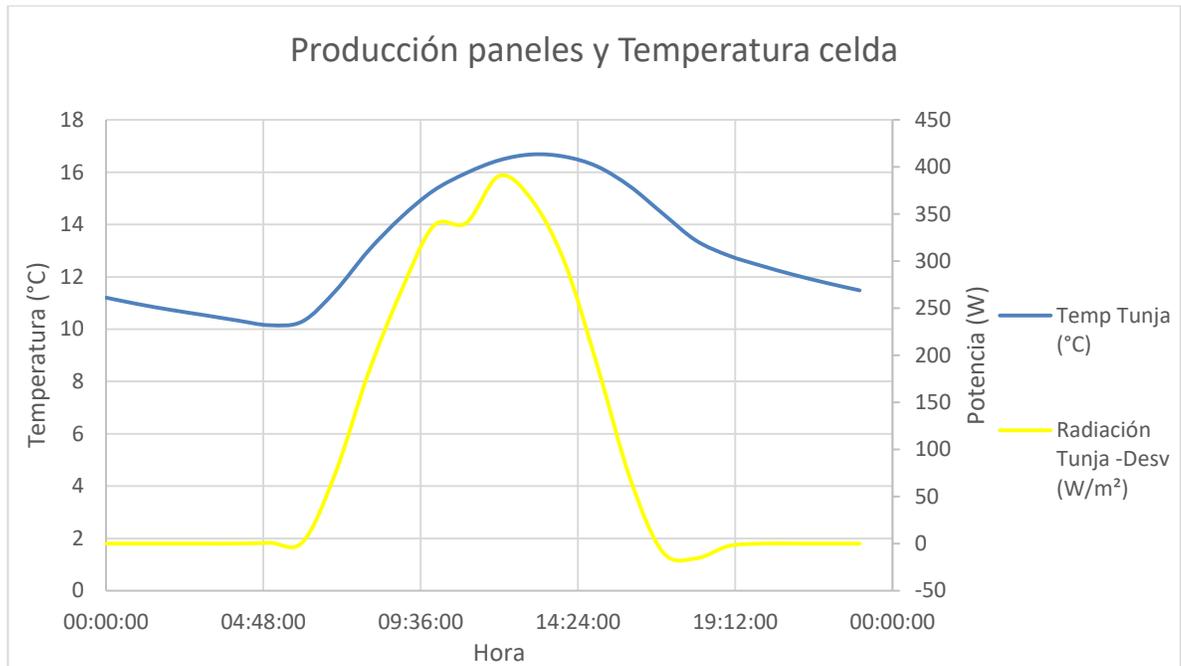


Figura 4.1.1-3 Producción energía paneles solares.

La figura 4.1.1-3 muestra la producción de energía en un día con el número de paneles encontrados, teniendo en cuenta las ecuaciones 4.1.1-4 y 4.1.1-5:

$$t_{cell} = t_{amb} + (TONC - 20 \text{ } ^\circ\text{C}) * \frac{E_x}{800 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}}$$

Ecuación 4.1.1-4

La radiación incidente E_x es la mostrada en la figura 4.1.1-1 y la temperatura ambiente t_{amb} se puede visualizar en la figura 4.1.1-2.

$$P_{produc} = V_{pmp} * I_{pmp} * \#paneles * \left[1 + \left(g * (t_{cell} - 25 \text{ } ^\circ\text{C}) * \frac{E_x}{1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}} \right) \right]$$

Ecuación 4.1.1-5

La producción de energía en un día a partir de la ecuación 4.1.1-5 es de 3,706 kWh. En la figura 4.1.1-3 se puede observar el pico de potencia producidos por los paneles, 500 W.

A partir de los datos suministrados por la estación meteorológica de la Universidad Santo Tomas Tunja, se encuentra la dispersión de estos datos con relación al promedio de los mismos. A continuación se presentan diferentes gráficos mostrando la variación de la radiación y la temperatura ambiente.

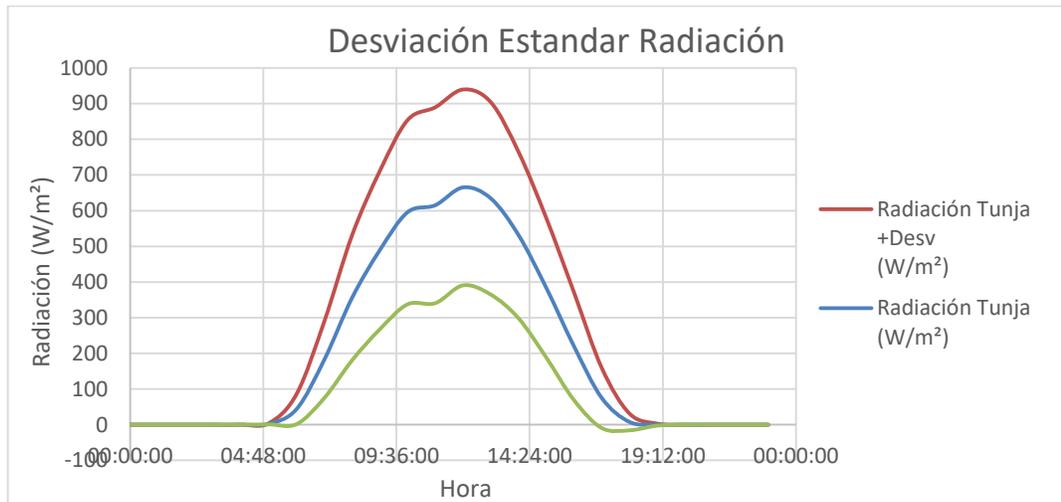


Figura 4.1.1-4 Desviación estándar de los datos de radiación.

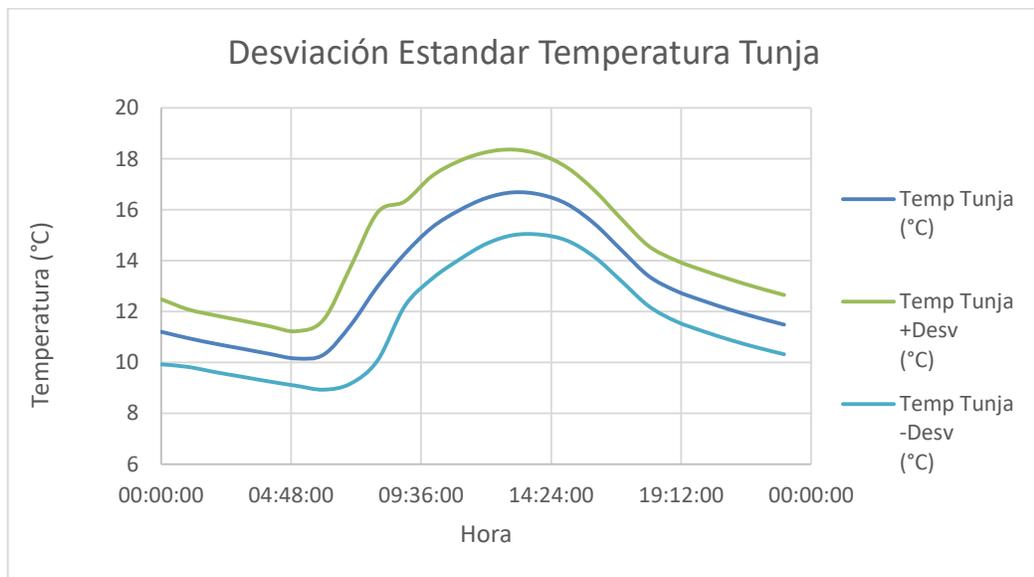


Figura 4.1.1-5 Desviación estándar de los datos de temperatura ambiente de Tunja.

Se encuentran diferentes curvas de producción del campo solar fotovoltaico a partir de las tres curvas encontradas en la figura 4.1.1-4. Se usa la ecuación 4.1.1-5 para encontrar la producción de los paneles.

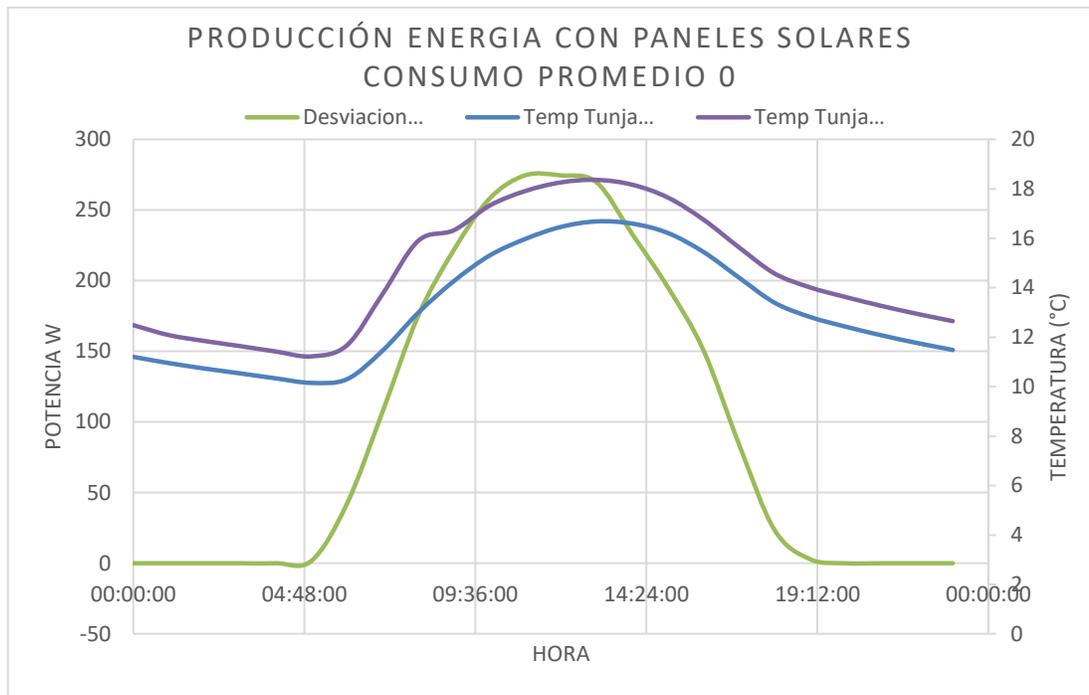


Figura 4.1.1-6 Producción energía con desviación estándar de los dato.

La producción menos la desviación estándar nos produciría 2 kWh en el día y la producción más la desviación estándar entregaría a la red 5,3 kWh en el día, colocando 3 paneles en la vivienda.

4.1.2. Convertidor DC/DC MPPT.

Sabiendo las características del panel solar, tabla 4.1.1-1 y la producción del campo solar se puede encontrar un cargador de baterías (convertidor DC/DC MPPT) para el sistema.

El voltaje de entrada al cargador de baterías es:

$$V_{icb} = \#paneles * V_{oc} = 3 * 38,3 V = 114,9 V$$

Ecuación 4.1.2-1

A partir de las medidas de radiación solar realizadas cada dos segundos durante tres días del mes de Mayo del 2014 en Bogotá por el Ingeniero Alberto Ávila, Msc, estudiante de doctorado de la Universidad Javeriana, se observa un pico máximo de radiación de $1500 \frac{W}{m^2}$.

$$P_{Pico_CampoSolar} = \#paneles * \frac{P_{max} * Radiación_{pico}}{Radiación_{STC}}$$

Ecuación 4.1.2-2

$Radiación_{pico}$: Máxima radiación presentada en un instante de tiempo.

$Radiación_{STC}$: Radiación de $1000 \frac{W}{m^2}$, usada para medir la potencia de salida de los panel.

$\#paneles$: 3 paneles que se usarán en el lugar de instalación.

P_{max} : Potencia máxima del panel solar en condiciones estándar de operación.

$$P_{Pico_CampoSolar} = 3 * \frac{265 W * 1500 \frac{W}{m^2}}{1000 \frac{W}{m^2}}$$

$$P_{Pico_CampoSolar} = 1192,5 W$$

La potencia pico producida por los paneles es 1192.5 W, sabiendo el voltaje de entrada al cargador de baterías se puede encontrar la corriente de entrada.

$$I_{i_{cb}} = \frac{P_{i_{cb}}}{V_{i_{cb}}} = \frac{1192,5 W}{114,9 V} = 10,378 A$$

Ecuación 4.1.2-3

Por lo que el campo solar podría teóricamente entregar hasta 1,2 kW instantáneos, por lo que el cargador de baterías deberá manejar esta potencia en su entrada, el cargador de baterías con algoritmo MPPT que cumple con estas características es MidNite Solar CLASSIC 150 MPPT Charge Controller.

Voltaje baterías: 12 V – 72 V

Máximo voltaje de entrada (PV): 150 V

Máxima corriente de entrada (PV): 96 A

Máxima corriente de salida (Baterías): 96 A

El convertidor (DC/DC) con algoritmo MPPT MidNite Solar CLASSIC 150 MPPT Charge Controller, tiene un voltaje de salida a baterías máximo de 72 V que disminuiría las pérdidas del convertidor elevador que precede al inversor. Una ventaja de realizar el inversor

conectado a la red es que los picos de consumo son suministrados por la red eléctrica y así se puede reducir la potencia pico del inversor, cumpliendo con el requerimiento de un consumo promedio constante.

4.1.3. Almacenamiento en baterías.

Para el voltaje del banco de baterías de 72 V. Se calcula la corriente utilizando la ecuación 4.1.3-1.

$$P_{ocb} = P_{bat} + P_{inv}$$

Ecuación 4.1.3-1

En donde:

P_{ocb} es la potencia de salida del cargador de baterías.

P_{bat} es la potencia en el banco de baterías.

P_{inv} es la potencia en el inversor.

$$P_{bat} = P_{ocb} - P_{inv}$$

Ecuación 4.1.3-2

$$V_{bat} * I_{bat} = P_{ocb} - P_{inv}$$

Ecuación 4.1.3-3

$$I_{bat} = \frac{P_{ocb} - P_{inv}}{V_{bat}}$$

Ecuación 4.1.3-4

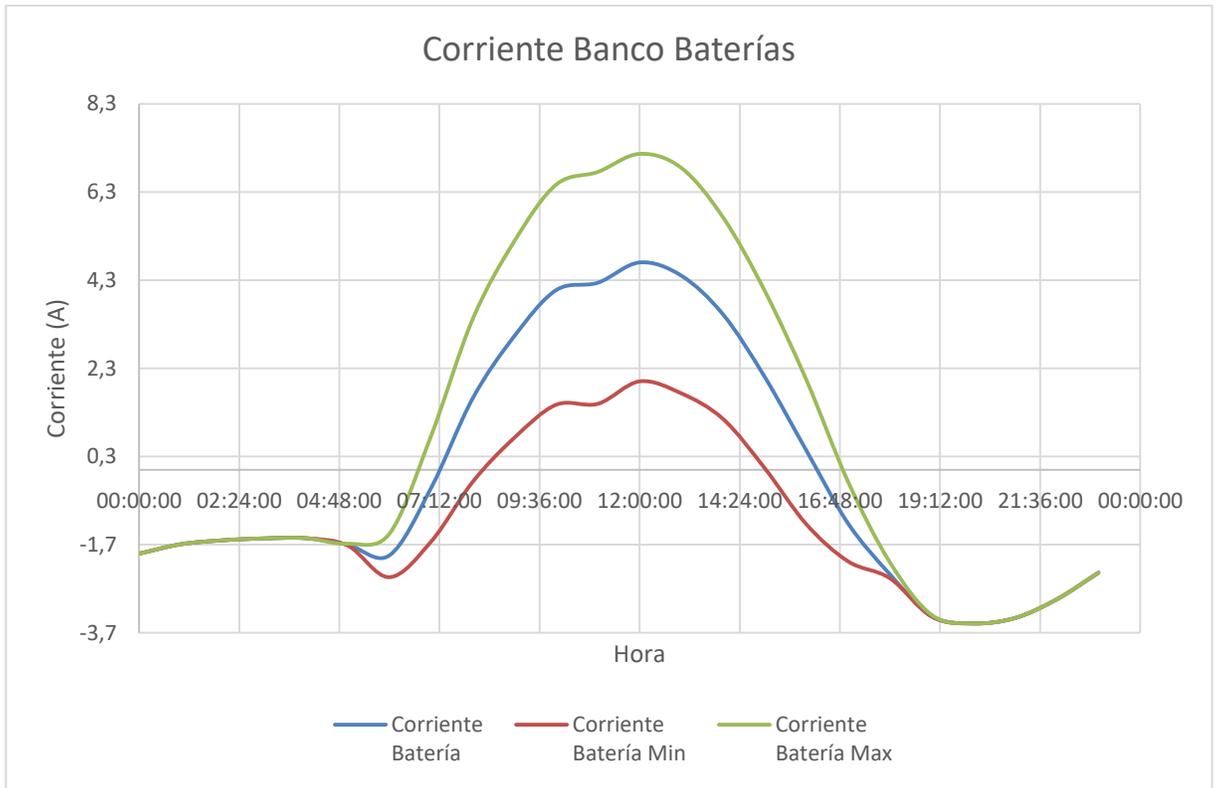


Figura 4.1.3-1 Corriente en el banco de baterías promedio, mínima y máxima.

Tabla 4.1.3-1 Valores límite de la figura 4.1.3.1.

Corriente Banco Baterías		
Máximo	Mínimo	
2,00486	-3,48784	Lim Min (A)
4,70217	-3,48784	Prom (A)
7,16552	-3,48784	Lim Max (A)

En la tabla 4.1.3-1 se observa los valores máximos de carga y descarga de las baterías, en donde se puede ver la corriente en el banco de baterías producto de la producción menos el consumo con la desviación estándar de esos datos obtenidos.

En la tabla 4.1.3-2 se observan los valores de corriente promedio para carga y descarga en cada caso.

Tabla 4.1.3-2 Etapas de carga y descarga del banco de baterías.

Carga y Descarga				
	<i>Carga</i>		<i>Descarga</i>	
	Horas	Corriente	Horas	Corriente
Lim Min	7	1,2315	17	-2,0945
Prom	9	3,1263	15	-2,0942
Lim Max	10	4,8425	14	-2,0887

Para dimensionar la capacidad de las baterías se calcula la energía que se requiere almacenar

$$E = I_o * Horas * V_{almacenamiento}$$

Ecuación 4.1.3-5

$$E = 2,1 A * 17 h * 72 V = 2570,4 Wh$$

Las baterías a utilizar son de plomo acido con una profundidad de descarga del 30% para alcanzar el máximo número de ciclos de carga, alrededor de 1600 cargas y descargas.

Se calcula la capacidad del banco de baterías.

$$C_{banco} = \frac{I_o * Horas}{Prof Descarg}$$

Ecuación 4.1.3-6

$$C_{banco} = \frac{2,1 A * 17 h}{0,3} = 119 Ah$$

En la tabla 4.1.3-2 se muestra la descarga del banco de baterías con el promedio de los datos menos su desviación estándar, la corriente promedio es 2,1A durante 17h. A partir de la tabla 4.1.3-1 se puede observar que el pico de corriente en las baterías será de 7,17A al momento de cargarlas.

Item	Descripción	Valor UN	Cant	Subtotal
Baterías selladas libres de Mto VRLA				
MARCA CSB				
1.	Batería 12V – 17AH / ref. GP12170	\$ 143.000	14	\$ 2' 002.000
2.	Batería 12V – 26AH / ref. GP12260	\$ 252.000	10	\$ 2' 520.000
3.	Batería 12V – 34AH / ref. GP12340	\$ 336.000	7	\$ 2' 352.000
4.	Batería 12V – 52AH / ref. GPL12520	\$ 525.000	5	\$ 2' 625.000
5.	Batería 12V – 75AH / ref. GPL12750	\$ 610.400	3	\$ 1' 831.200
Baterías selladas libres de Mto VRLA				
MARCA VISION				
6.	Batería 12V – 17AH / ref. 6FM17-X	\$ 126.000	14	\$ 1' 764.000
7.	Batería 12V – 24AH / ref. 6FM24-X	\$ 224.000	10	\$ 2' 240.000
AMERICAN INSAP S. A. S.				
Tel: +57(4) 4-300-600 / Fax: 230 37 04 - comercial@americaninsap.com.co www.americaninsap.com.co				
				
8.	Batería 12V – 33AH / ref. 6FM33-X	\$ 272.000	7	\$ 1' 904.000
9.	Batería 12V – 33AH / ref. h12-165W-X	\$ 308.000	7	\$ 2' 156.000
10.	Batería 12V – 55AH / ref. 6FM55-X	\$ 389.600	5	\$ 1' 948.000
11.	Batería 12V – 65AH / ref. 6FM65-X	\$ 466.600	4	\$ 1' 866.400
12.	Batería 12V – 75AH / ref. 6FM75-X	\$ 489.700	3	\$ 1' 469.100

a)

2016-08-22 11:06 GMT-05:00 Ivonne Adriana Medina Fandiño <proyectos2@smartgreencolombia.com>:
Buenos días Alberto,

De acuerdo a su solicitud a continuación envío la información correspondiente:

- Baterías marca MTEK, sellada AGM 255Ah - 12V - \$ 1.165.000 más IVA.
- Baterías marca MTEK, sellada AGM 55Ah - 12V - \$ 306.000 más IVA.
- Baterías marca MTEK, sellada AGM 35Ah - 12V - \$ 194.800 más IVA.
- Baterías marca KAISE, sellada AGM 200Ah - 12V - \$ 1.138.000 más IVA.
- Baterías marca KAISE, sellada AGM 55Ah - 12V - \$ 360.000 más IVA
- Baterías marca KAISE, sellada AGM 40Ah - 12V - \$ 288.000 más IVA
- Baterías marca DEKA, sellada GEL 40Ah - 12V - \$ 650.000 más IVA

Quedo pendiente a cualquier inquietud.
Buen día

b)

Figura 4.1.3-2 Cotización baterías. a) VISION y CSB b) KAISE, MTEL y DEKA

4.1.3.1. Opción 1 – 12 V 75 Ah.

$$\# \text{ baterías serie} = \frac{V_{\text{almacenamiento}}}{V_{\text{bat}}}$$

Ecuación 4.1.3.1-1

$$\# \text{ baterías serie} = \frac{72V}{12V} = 6$$

$$\# \text{ baterías paralelo} = \frac{C_{\text{banco}}}{C_{\text{bat}}}$$

Ecuación 4.1.3.1-2

$$\# \text{ baterías paralelo} = \frac{119 \text{ Ah}}{75 \text{ Ah}} \approx 2$$

Según el manual de usuario, las baterías se pueden cargar a máximo a 0,3 C lo que corresponde a 45 A valor que nunca se superará ya que con la desviación máxima se llega a 7,17 A, tabla 4.1.3-1.

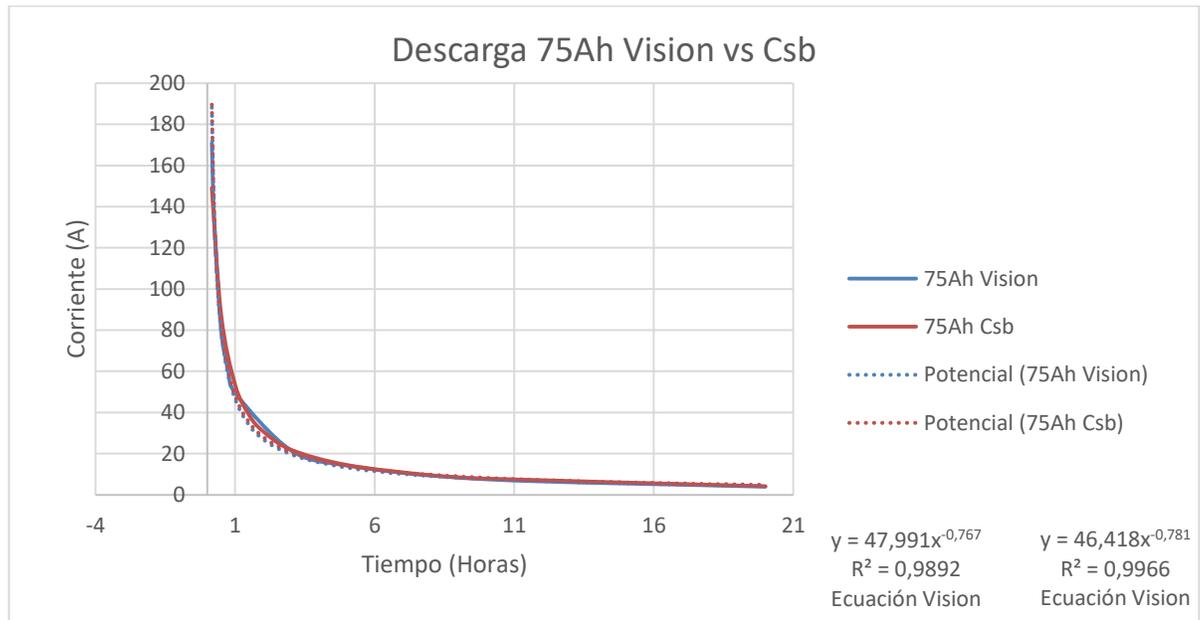


Figura 4.1.3.1-1 Curva descarga I vs t. baterías CSB y VISION de 75 h.

A partir de la estimación de la figura 4.1.3.1-1 la batería CSB de 75 h para 17 horas de descarga continua la corriente que entrega es de 5,08 A en promedio. Para la batería Vision de 75 h para 17 horas podrá entregar 5,46 A. Valores que superan a los 2,1 A que entregará batería como máximo.

La figura 4.1.3-2 a) corresponde a una cotización solicitada por el Ingeniero Alberto Ávila. Se podría estimar el costo del banco del sistema.

12 baterías de 12V a 75Ah CSB 7'368.000

12 baterías de 12V a 75Ah Vision 5'876.400

La profundidad de descarga se encuentra a partir de la ecuación 4.1.3.1-3.

$$Prof\ Descarg = \frac{C * 0,3}{\#Bat_{paralelo} * C_{bat}}$$

Ecuación 4.1.3.1-3

$$Prof\ Descarg = \frac{119\ Ah * 0,3}{75\ Ah * 2} = 0,238$$

4.1.3.2. Opción 2 – 12 V 200 Ah.

Usando las ecuaciones 4.1.3.1-1 y 4.1.3.1-2.

$$\#\ baterias\ serie = \frac{72\ V}{12\ V} = 6$$

$$\#\ baterias\ paralelo = \frac{115,73\ Ah}{200\ Ah} \approx 1$$

Según el manual de usuario, las baterías se pueden cargar a máximo a 0,3 C lo que corresponde a 60 A valor que nunca se superará, ya que con la desviación máxima se llega a 7,17 A, tabla 4.1.3-1.

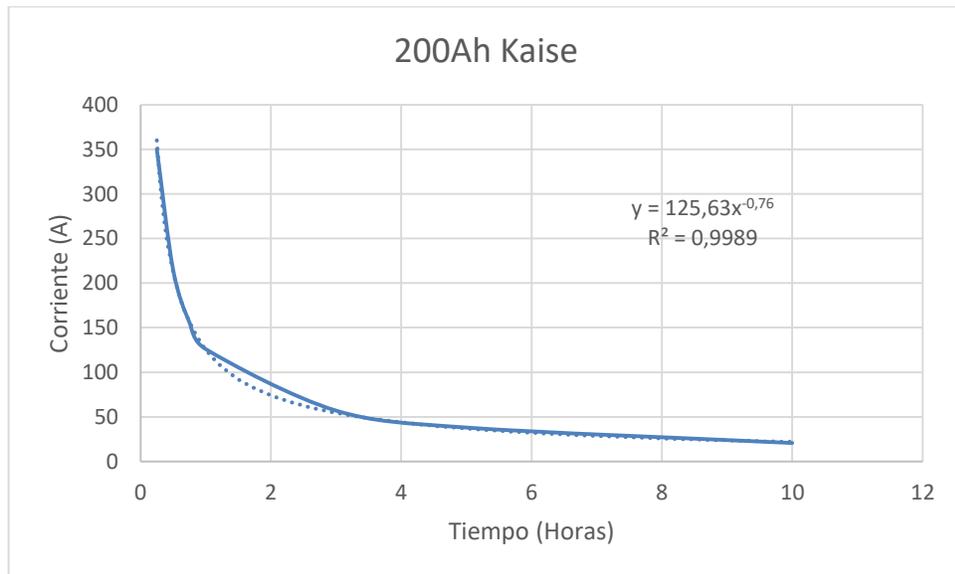


Figura 4.1.3.2-1 Curva descarga I vs t. batería KAISE de 200 h.

A partir de la estimación de la figura 4.1.3.2-1 la batería KAISE de 200 h para 17 horas de descarga continua la corriente que entrega es de 14,58 A en promedio, valor que superan a los 2,1 A que entregará batería como máximo en 17 horas.

La figura 4.1.3-2 a) corresponde a una cotización solicitada por el Ingeniero Alberto Ávila. Se estimar el costo del banco del sistema.

6 Baterías marca KAISE, sellada AGM 200 Ah - 12V \$ 6.828.000 más IVA.

La profundidad de descarga se encuentra a partir de la ecuación 4.1.3.1-3.

$$Prof Descarg = \frac{C * 0,3}{\#Bat_{paralelo} * C_{bat}} = \frac{119 Ah * 0,3}{200 Ah * 1} = 0,1785$$

4.1.3.3. Opción 2 – 12 V 55 Ah.

Usando las ecuaciones 4.1.3.1-1 y 4.1.3.1-2.

$$\# baterias serie = \frac{72 V}{12 V} = 6$$

$$\# baterias paralelo = \frac{119 Ah}{55 Ah} \approx 2$$

Según el manual de usuario, las baterías se pueden cargar a máximo a 0,3 C, que corresponde a 33 A valor que nunca se superará ya que con la desviación máxima llegaremos a 7,17 A, tabla 4.1.3-1.

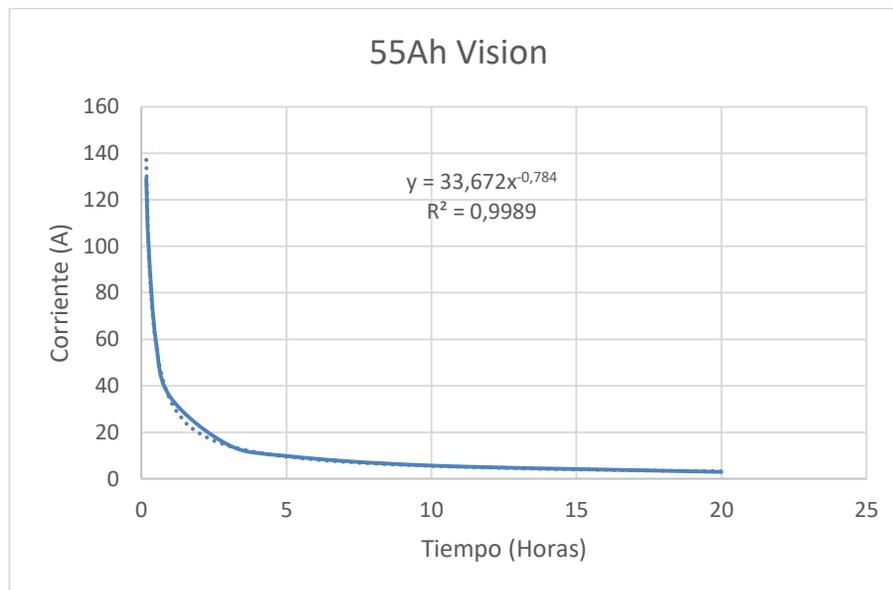


Figura 4.1.3.3-1 Curva descarga I vs t. batería VISION de 55 h.

A partir de la estimación de la figura 4.1.3.3-1 la batería VISION de 55 h para 17 horas de descarga continua la corriente que entrega es de 7,305 A en promedio, valor que superan a los 2,1 A que entregará batería como máximo.

Revisando la figura 4.1.3-2 b) que corresponde a una cotización solicitada por el Ingeniero Alberto Ávila. Se puede estimar el costo del banco del sistema.

12 Baterías marca VISION 55Ah - 12V \$ 4.675.200 más IVA.

La profundidad de descarga para este tipo de baterías se halla de la ecuación 4.1.3.1-3.

$$Prof\ Descarg = \frac{C * 0,3}{\#Bat_{paralelo} * C_{bat}} = \frac{119 Ah * 0,3}{55 Ah * 2} = 0.3245$$

A continuación se presenta una tabla resumen de las tres opciones para el almacenamiento en las baterías.

Tabla 4.1.3.3-1 Cuadro comparativo propuestas almacenamiento en baterías.

Comparación Propuestas				
	Opción 1		Opción 2	Opción 3
	Vision	CSB		
Profundidad Descarga	0,238	0,238	0,1785	0,3245
Precio	\$5.876.400	\$7.368.000	\$6.828.000	\$4.675.200

4.1.4. Convertidor DC/AC (Inversor).

La potencia del convertidor se halla a partir de la siguiente figura.

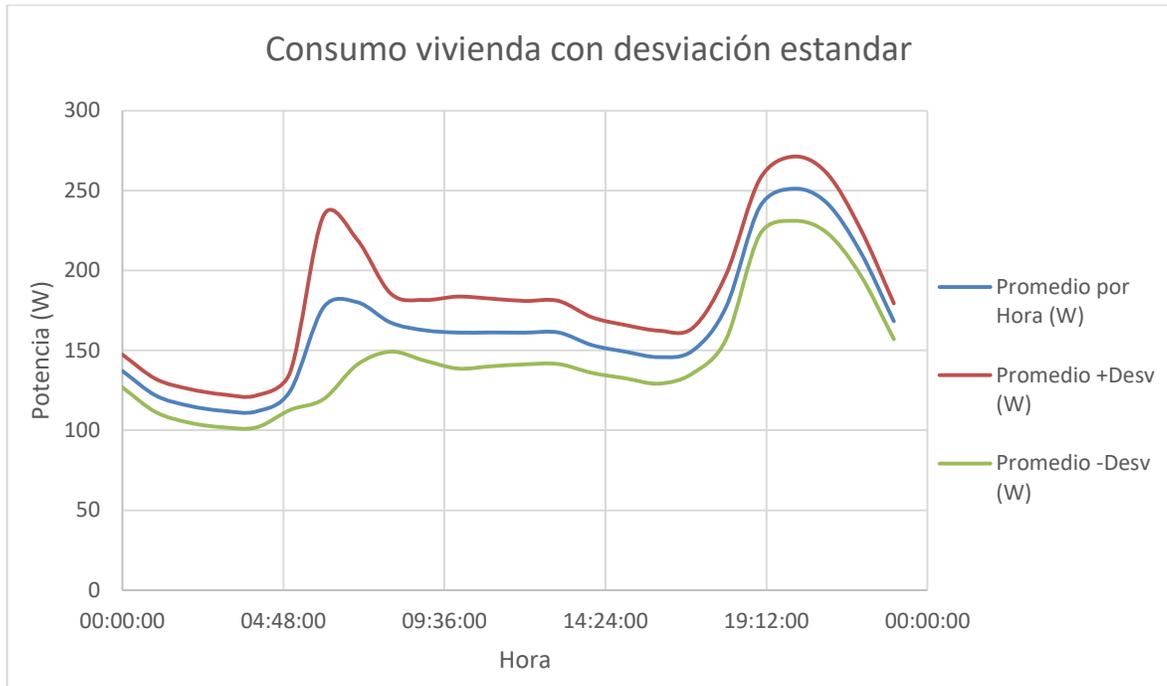


Figura 4.1.4-1 Consumo vivienda con desviación estándar de los datos.

Tabla 4.1.4-1 Valores máximos y mínimos de la figura 4.1.4-1.

Consumo y desviación estándar de los datos		
Máximo	Mínimo	
231,030893	101,822602	Lim Min
251,124538	111,82069	Prom
271,218183	121,818778	Lim Max

En la tabla 4.1.4-1 se observa que la máxima potencia promedio por hora que consume la vivienda es 272 W. Sabiendo que la producción de los paneles solares puede tener un pico de **400 W** se elige esta potencia para realizar el convertidor y que pueda ser adaptable a un sistema sin almacenamiento.

Se eligió una topología de inversor que eleva por lo tanto se omite el convertidor elevador a la salida de las baterías y se conecta directamente el inversor a las baterías.

4.1.4.1. Topología CSI (Current Source Inverter).

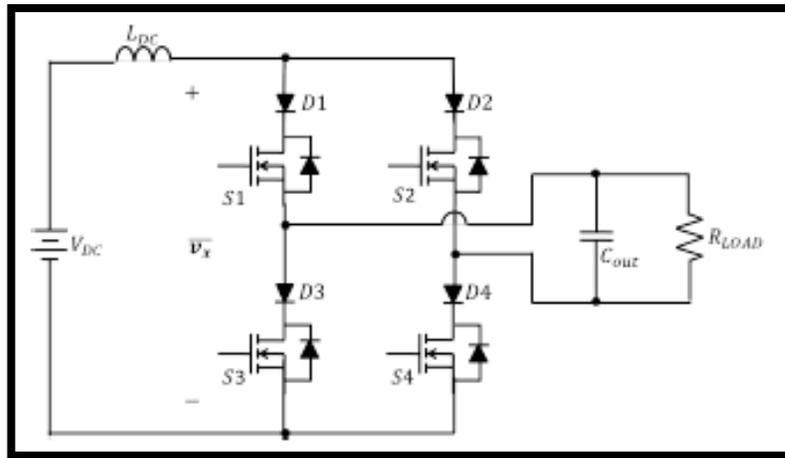


Figura 4.1.4.1-1 Topología CSI [10].

El CSI es un convertidor tipo elevador que usa la inductancia L_{DC} en serie con voltaje de entrada para producir una fuente de corriente constante. En el inversor de puente H se lleva a cabo una modulación sinusoidal con el fin de generar una salida de corriente alterna con una componente sinusoidal de baja frecuencia que es filtrada por el condensador de salida C_{out} .

Como el convertidor está conectado a la red y la salida del convertidor de la figura 4.1.4.1-1 es en voltaje se hace necesario agregar una inductancia para conectarlo a la red.

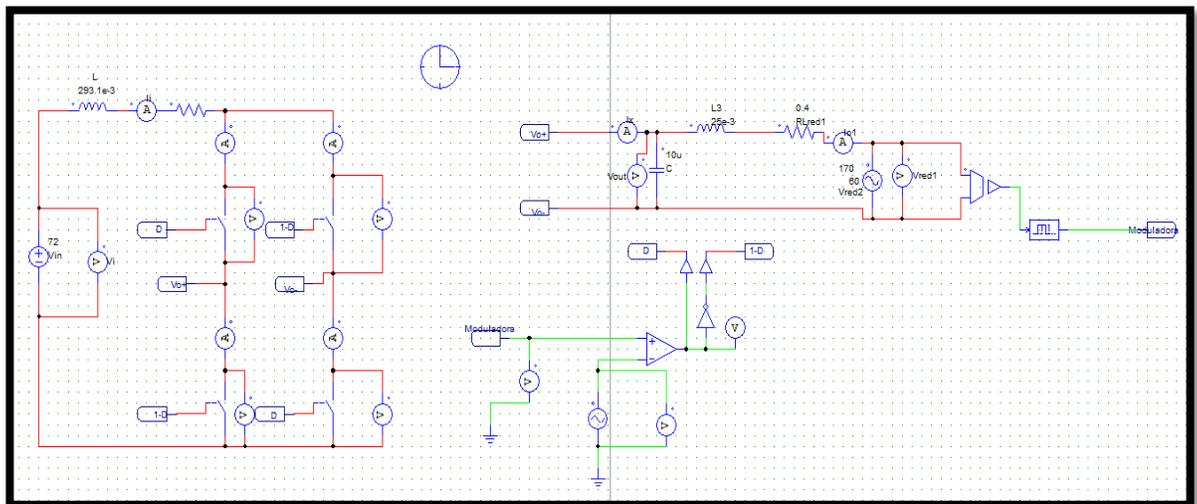


Figura 4.1.4.1-2 Topología CSI conectado a la red.

4.1.4.1.1. Síntesis de interruptores.

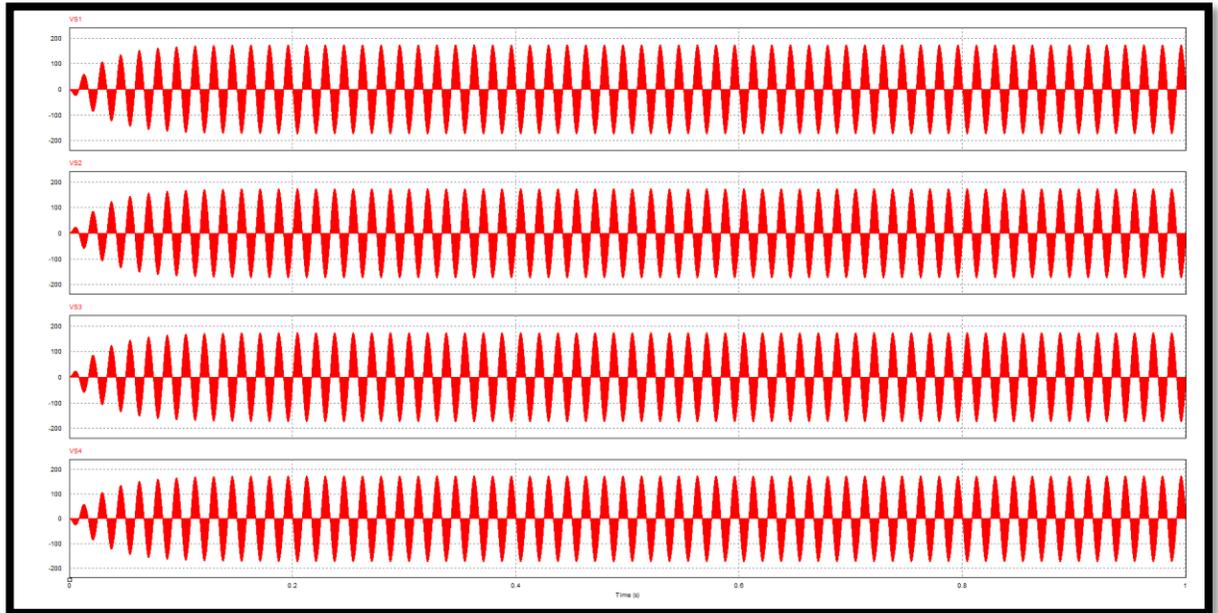


Figura 4.1.4.1.1-1 Voltaje en interruptores CSI entregando a la red.

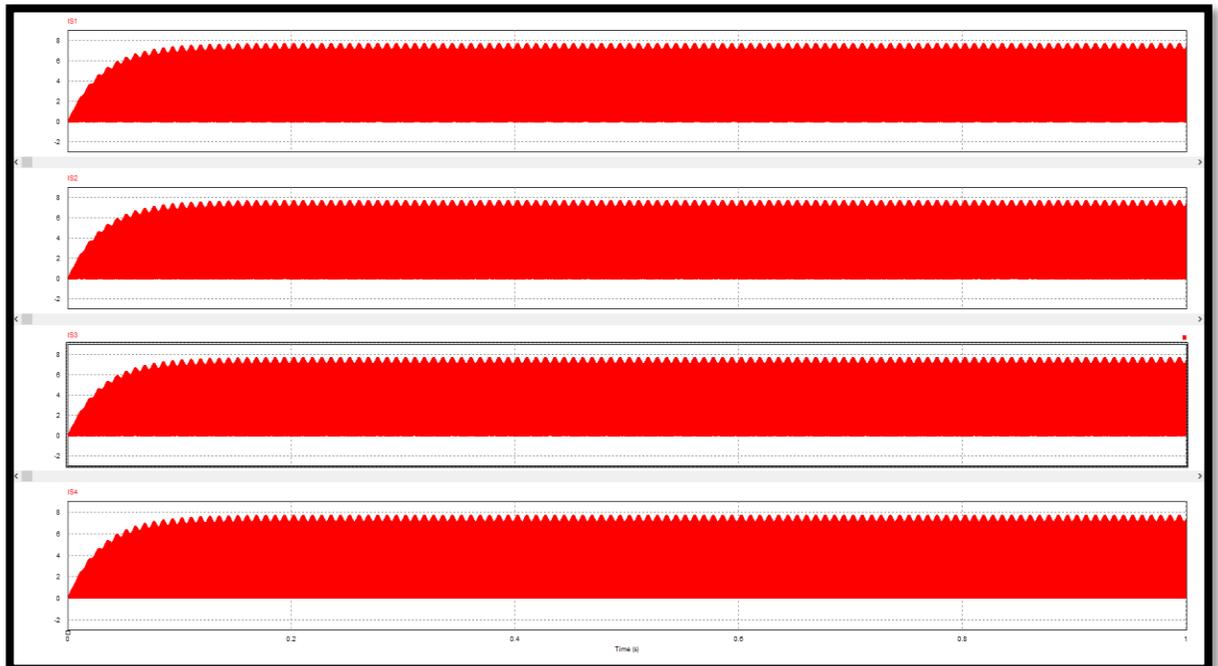


Figura 4.1.4.1.1-2 Corriente en interruptores CSI entregando a la red.

El voltaje es positivo y negativo pero la corriente siempre es positiva por lo tanto el interruptor es un DIODO en serie con un transistor.

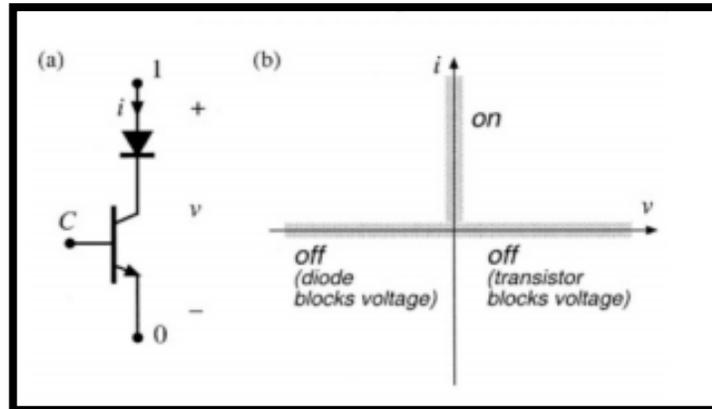


Figura 4.1.4.1.1-3 b) Voltaje positivo y negativo, corriente positiva a). Características del interruptor [8]

4.1.4.1.2. Dimensionamiento CSI bidireccional.

Si se supone una corriente de entrada constante, la corriente de salida quedará determinada por el índice de modulación de la siguiente manera:

$$I_p = m * I_i$$

Ecuación 4.1.4.1.2-1

Para determinar el máximo voltaje de entrada (Vdc) que se puede colocar en el inversor:

$$P_o = V_p \sin(\omega t) * I_p \sin(\omega t)$$

Ecuación 4.1.4.1.2-2

$$P_o = \frac{V_p * I_p}{2} (1 - \cos(2\omega t))$$

Ecuación 4.1.4.1.2-3

Como se puede observar de la ecuación, la potencia de salida está compuesta por una componente DC y una componente AC del doble de la frecuencia de salida.

$$\frac{V_p * I_p}{2} DC$$

Ecuación 4.1.4.1.2-4

Sabiendo que la potencia (400 W) y el voltaje pico ($120V * \sqrt{2}$) deseados a la salida del inversor es posible determinar la corriente pico de salida:

$$I_p = 3.333A * \sqrt{2} = 4,71A$$

Asumiendo una eficiencia del 100% con un índice de modulación $m = 1$ se obtendrá el valor máximo que puede tener el voltaje de entrada. Dado que sobre la inductancia debe existir balance de flujo.

$$P_o = P_i = \overline{v_x} * I_i$$

Ecuación 4.1.4.1.2-5

v_x voltaje conmutado en el puente.

$$V_i = \overline{v_x} = \frac{P_i}{I_p}$$

Ecuación 4.1.4.1.2-6

$$\frac{P_i}{I_p} = \frac{400 W}{4,71 A} = 85 V$$

Voltaje de almacenamiento 72 V

El voltaje de flotación de las baterías es de 2,35 V por celda cada batería tiene 6 celdas y el banco de baterías tiene 6 entonces el máximo voltaje del banco de baterías sería de 84,6 V.

Para calcular el índice de modulación, se utiliza la ecuación 4.1.3.3.2-1.

$$m = \frac{I_p}{\frac{P_i}{V_i}} = \frac{4,71 A}{\frac{400 W}{72 V}} = 0,848$$

4.1.4.1.2.1. Cálculo del ciclo útil.

Se utiliza la técnica de modulación bipolar [8] para hacer la conmutación del puente h de interruptores.

En el estado de 0 a DT, siendo D el tiempo de conmutación

$$i_x = i_i$$

En el estado de D a T

$$i_x = -i_i$$

En promedio se tiene

$$\hat{i}_x = i_i D - i_i (1 - D)$$

$$\hat{i}_x = i_i (2D - 1)$$

Ecuación 4.1.4.1.2.1-1

$$I_p \sin(\omega t) = i_i (2D - 1)$$

$$\frac{I_p \sin(\omega t)}{2i_i} + \frac{1}{2} = D$$

Ecuación 4.1.4.1.2.1-2

4.1.4.1.2.2. Cálculo de la inductancia de entrada.

Como existe un balance de carga se cumple que

$$V_L = V_i - V_p \sin(\omega t) + V_p \sin(\omega t) (1 - D)$$

$$V_L = V_i - 2DV_p \sin(\omega t) + V_p \sin(\omega t)$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-1

Remplazando el ciclo útil

$$V_L = V_i - \frac{V_p I_p}{i_i} \sin^2(\omega t)$$

$$V_L = V_i - \frac{V_p I_p}{2i_i} (1 - \cos(2\omega t))$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-2

Encontrando otra expresión para índice de modulación.

$$m = \frac{I_p}{I_i} = \frac{2P_o}{\frac{V_p}{\frac{P_i}{V_i}}} = \frac{2V_i}{V_p}$$

$$m = \frac{2V_i}{V_p}$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-3

$$\frac{V_p I_p}{i_i} = V_p m = V_p \frac{2V_i}{V_p} = 2V_i$$

$$V_L = V_i - \frac{2V_i}{2}(1 - \cos(2\omega t))$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-4

$$V_L \rightarrow \frac{V_i}{2} DC \quad V_i \cos(2\omega t) AC$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-5

La corriente en la entrada es la misma que en la inductancia entonces se determinó así:

$$i_i = \frac{1}{L} \int V_L dt = \frac{1}{L} \int [V_i \cos(2\omega t)] dt$$

$$i_i = \frac{V_i}{2\omega L} \sin(2\omega t)$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-6

Para encontrar el delta de la corriente se evalúa entre $\frac{3T}{4}$ y $\frac{T}{8}$

$$\frac{\Delta i_i}{2} = \frac{V_i}{2\omega L}$$

Como el valor máximo de la corriente de entrada desde el pico mínimo hasta el máximo se debe multiplicar por 2 la anterior expresión.

$$\Delta i_i = \frac{V_i}{\omega L}$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-7

$$L = \frac{V_i}{\omega \Delta i_i}$$

Ecuación 4.1.4.1.2.2-8

Se desea un rizado del 10%. Usando la ecuación 4.1.3.3.2.2-8 se encuentra la inductancia de entrada.

Suponiendo una eficiencia del convertidor del 80% la potencia de entrada seria 500W.

$$L = \frac{72 V}{2 * \pi * 0.1 * \frac{500 W}{72 V}} = 0,3 H$$

4.1.4.1.2.3. Cálculo del condensador.

En el estado de 0 a DT, siendo D el tiempo de conmutación.

$$i_c = i_i - i_p$$

En el estado de D a T

$$i_c = -i_i - i_p$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_c dt$$

$$V_c = \frac{1}{C} (i_i - i_p) T_s$$

Ecuación 4.1.4.1.2.3-1

$$\Delta V_c = \frac{(i_i - i_o) D}{C f_s}$$

Ecuación 4.1.4.1.2.3-2

$$C = \frac{(i_i - i_o)D}{\Delta V_c f_s}$$

Ecuación 4.1.4.1.2.3-3

Usando la ecuación 4.1.3.3.2.3-3 y máximo del 8% se reemplaza el ciclo útil por 1.

$$C = \frac{\left(\frac{500 \text{ W}}{72 \text{ V}} - \frac{400 \text{ W}}{120 \text{ V}}\right)}{0.08 * 170 \text{ V} * 20 \text{ kHz}} = 13.6 \mu$$

Ecuación 4.1.4.1.2.3-4

4.1.4.1.2.4. Simulación CSI.

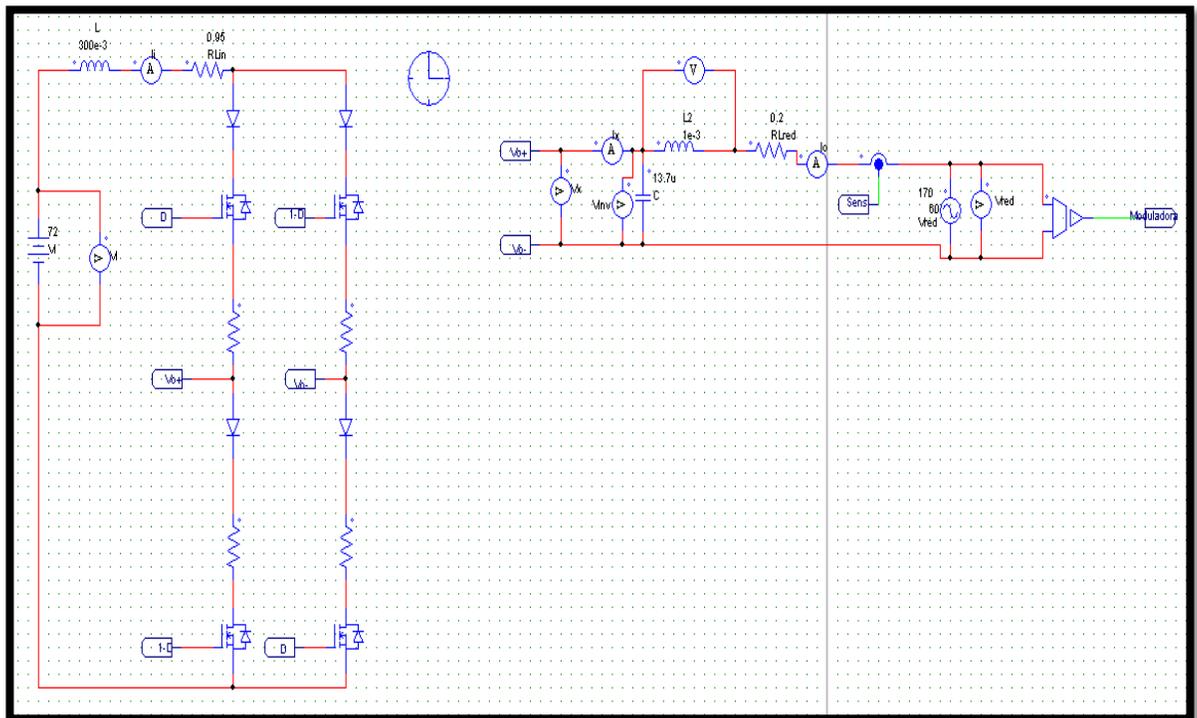


Figura 4.1.4.1.2.4-1 Circuito bidireccional CSI.

En la siguiente grafica se puede observar la corriente de entrada, de 0 s a 0,3 s se está cargando la batería con la energía de la red. A partir de 0,3 s se descarga la batería entregando la energía a la red.

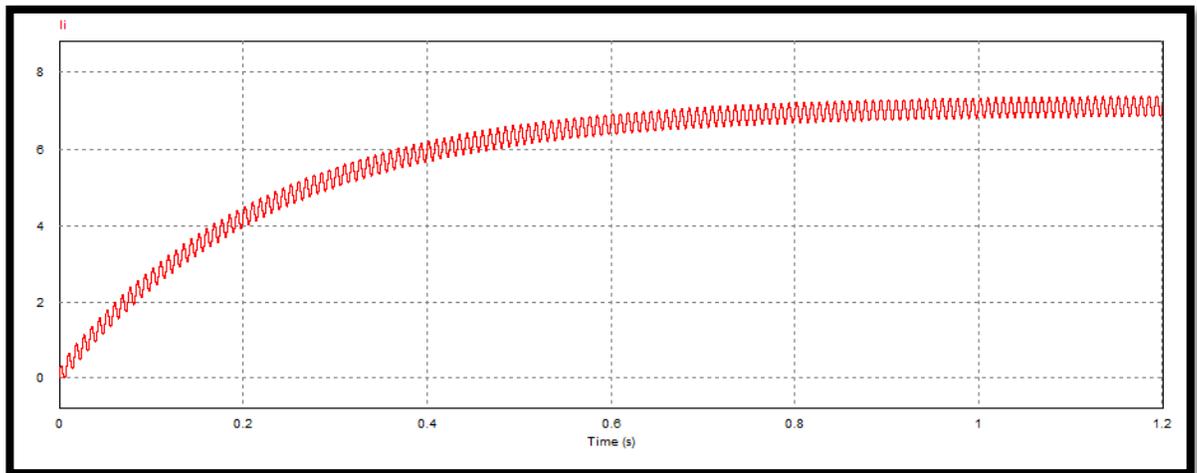


Figura 4.1.4.1.2.4-2 Corriente entrada circuito CSI.

En la figura 4.1.3.3.2.4-3 observar como la corriente de salida está en fase con el voltaje de entrada

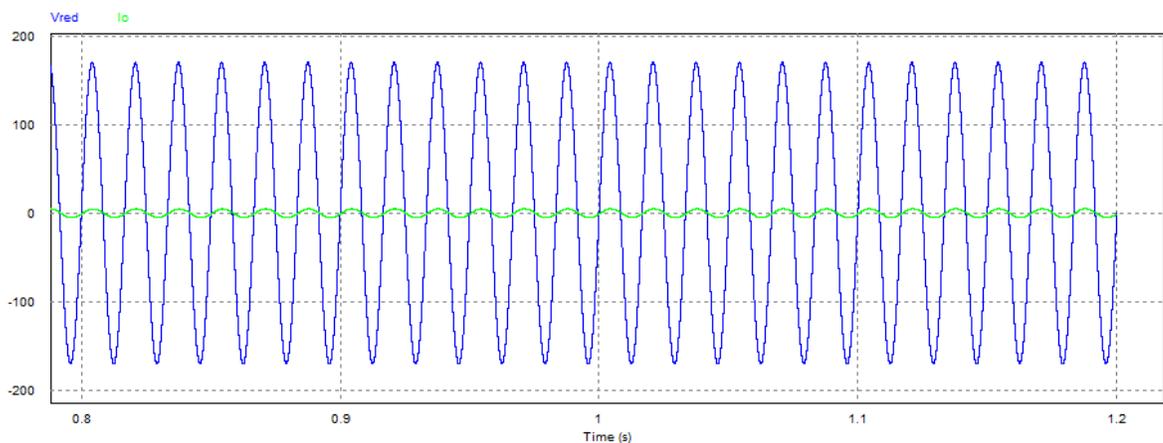


Figura 4.1.4.1.2.4-3 Corriente y voltaje de salida circuito CSI.

4.2. Sistema consumo promedio constante.

En este modo de funcionamiento el sistema entrega energía de un banco de baterías a la red eléctrica y solamente carga el banco de baterías a partir de la red eléctrica. El sistema hará que el consumo promedio por hora de la casa sea constante. En la siguiente figura se puede observar el diagrama del sistema propuesto.

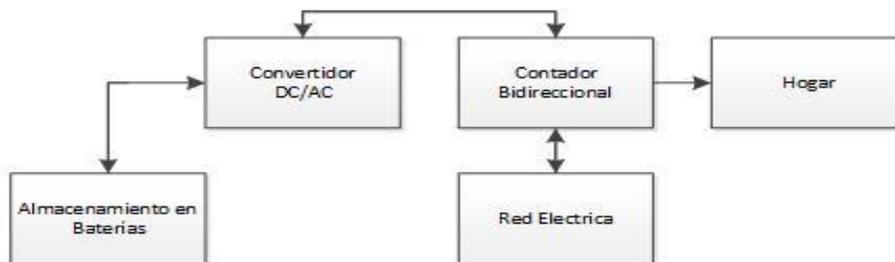


Figura 4.2-1 Sistema consumo promedio constante.

Como se presentó en la Figura 3-1 se puede saber que potencia por hora se debe consumir o entregar a la red eléctrica para que el consumo de la casa sea 164 W por hora durante un día, el convertidor DC/AC debe ser bidireccional.

4.2.1. Almacenamiento en baterías.

En la figura 4.2.1-1 se puede observar la potencia que se debe consumir o entregar a la red para que el consumo sea 164 W promedio por hora al día.

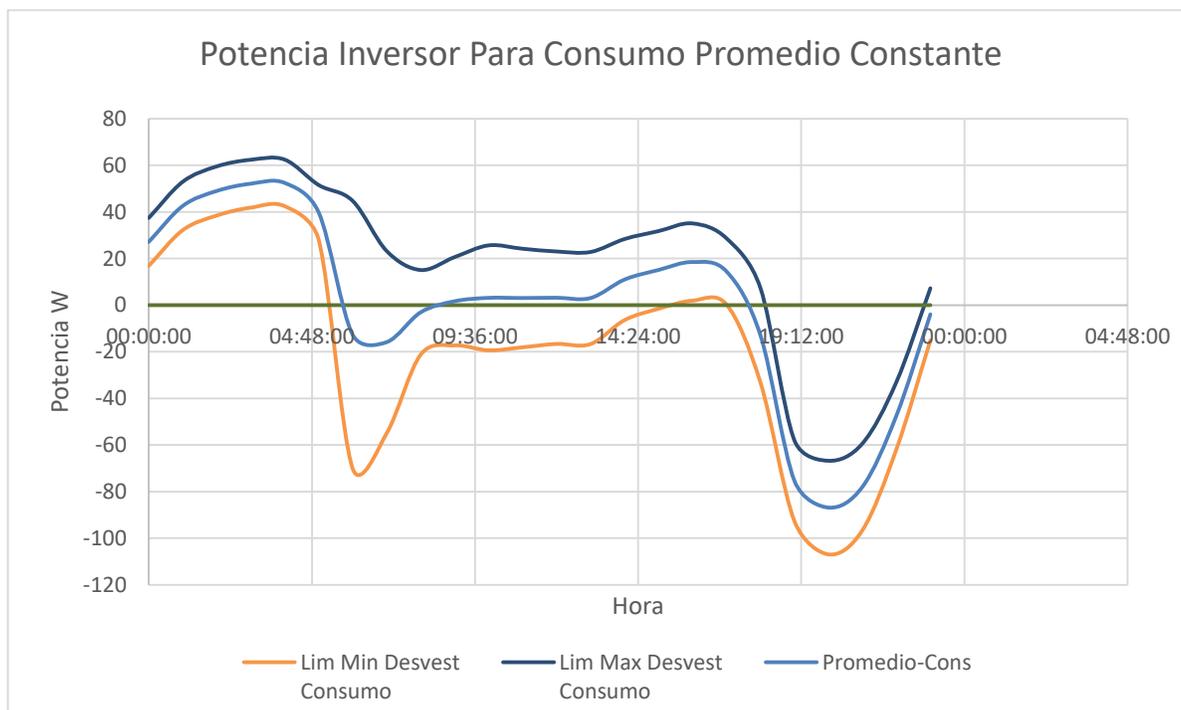


Figura 4.2.1-1 Potencia red eléctrica consumo promedio constante.

Anteriormente se definió el voltaje del banco de baterías de 72 V. Para determinar la corriente que va entregar o recibir el banco se definen la potencia del inversor.

$$P_{inver} = P_{prom} - P_{cons}$$

Ecuación 4.2.1-1

$$V_{bat} * I_{bat} = P_{prom} - P_{cons}$$

$$I_{bat} = \frac{P_{prom} - P_{cons}}{V_{bat}}$$

Ecuación 4.2.1-2

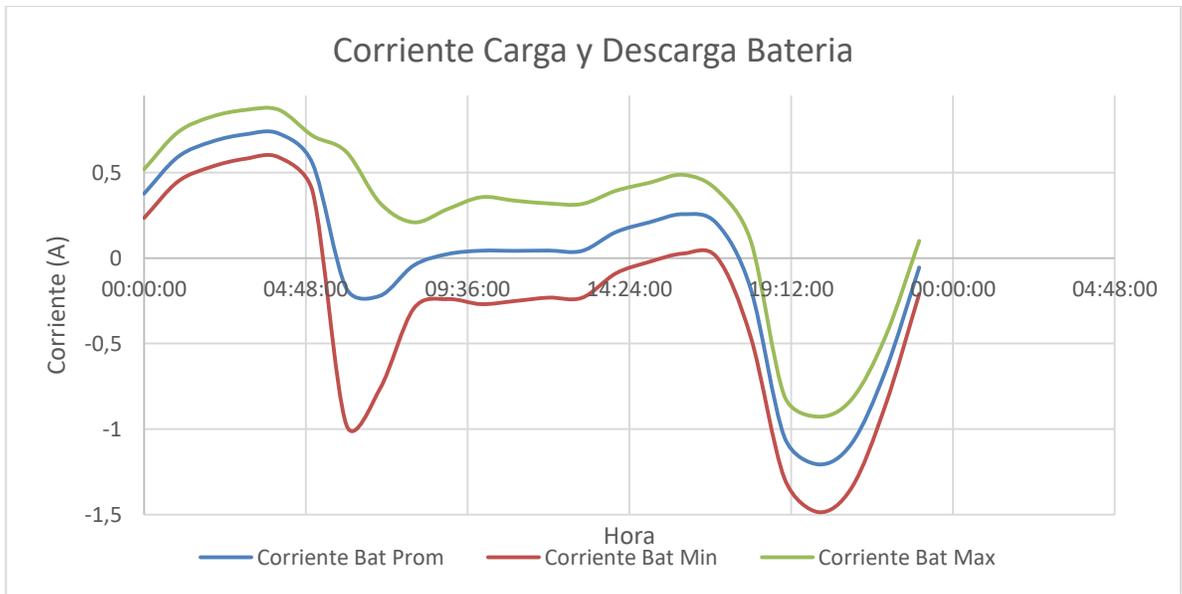


Figura 4.2.1-2 Corriente en el banco de baterías promedio, mínima y máxima.

En la tabla 4.2.1-1 podemos observar los valores máximos de carga y descarga de las baterías, en donde podemos ver la corriente en el banco de baterías producto de la producción menos el consumo con la desviación estándar de esos datos obtenidos.

Tabla 4.2.1-1 Valores límite de la figura 37.

Corriente Banco Baterías		
Máximo	Mínimo	
0,589525152	-1,485466	Lim Min
0,728387483	-1,206388	Prom
0,867249815	-0,927309	Lim Max

En la tabla 4.2.1-2 se observan los valores de corriente promedio para carga y descarga en cada caso.

Tabla 4.2.1-2 Etapas de carga y descarga del banco de baterías.

Carga y Descarga				
	<i>Carga</i>		<i>Descarga</i>	
	Horas	Corriente	Horas	Corriente
Lim Min	8	0,1871	16	-0,5633
Prom	15	0,3113	9	-0,5189
Lim Max	19	0,4801	5	-0,5833

Para dimensionar la capacidad de las baterías se calcula la energía que se requiere almacenar, usando la ecuación 4.1.3-5 y teniendo la corriente de 0,5633 de la tabla 4.2.1-2.

$$E = 0,57A * 16 h * 72 V = 656,64 Wh$$

Las baterías a utilizar son de plomo acido por lo tanto la máxima profundidad de descarga es del 30% para alcanzar el máximo número de ciclos de carga, para esta baterías esta alrededor de 1600 cargas y descargas.

Para encontrar la capacidad del banco de baterías se calcula la corriente, usando la ecuación 4.1.3-5.

$$C_{banco} = \frac{0,57A * 16 h}{0,3} = 30,4 Ah$$

El número de baterías en serie y paralelo se determinar con las ecuaciones 4.1.3.1-1 y 4.1.3.1-2. Sabiendo que el baterías a utilizar son de 12 V a 33 Ah.

$$\# baterias serie = \frac{72 V}{12 V} = 6$$

$$\# baterias paralelo = \frac{33 Ah}{30,4 Ah} \approx 1$$

En la figura 4.1.3-2 a) corresponde a una cotización solicitada por el Ingeniero Alberto Ávila. Se podría estimar el costo del banco del sistema.

12 baterías de 12 V a 33 Ah CSB 1'632.000

4.2.2. Convertidor DC/AC (Inversor).

La potencia del convertidor se halla a partir de la figura 4.2-1, en donde el pico máximo de potencia es de 108W

4.2.2.1. Topología CSI (Current Source Inverter).

4.2.2.1.1. Síntesis de interruptores.

El convertidor es capaz de entregar o tomar energía a la red eléctrica por lo tanto se debe analizar los dos casos para encontrar los interruptores correctos. En el título 4.1.3.1.1 se realizó la síntesis de los interruptores cuando entrega energía a la red. A continuación se realizará cuando toma energía de la red.

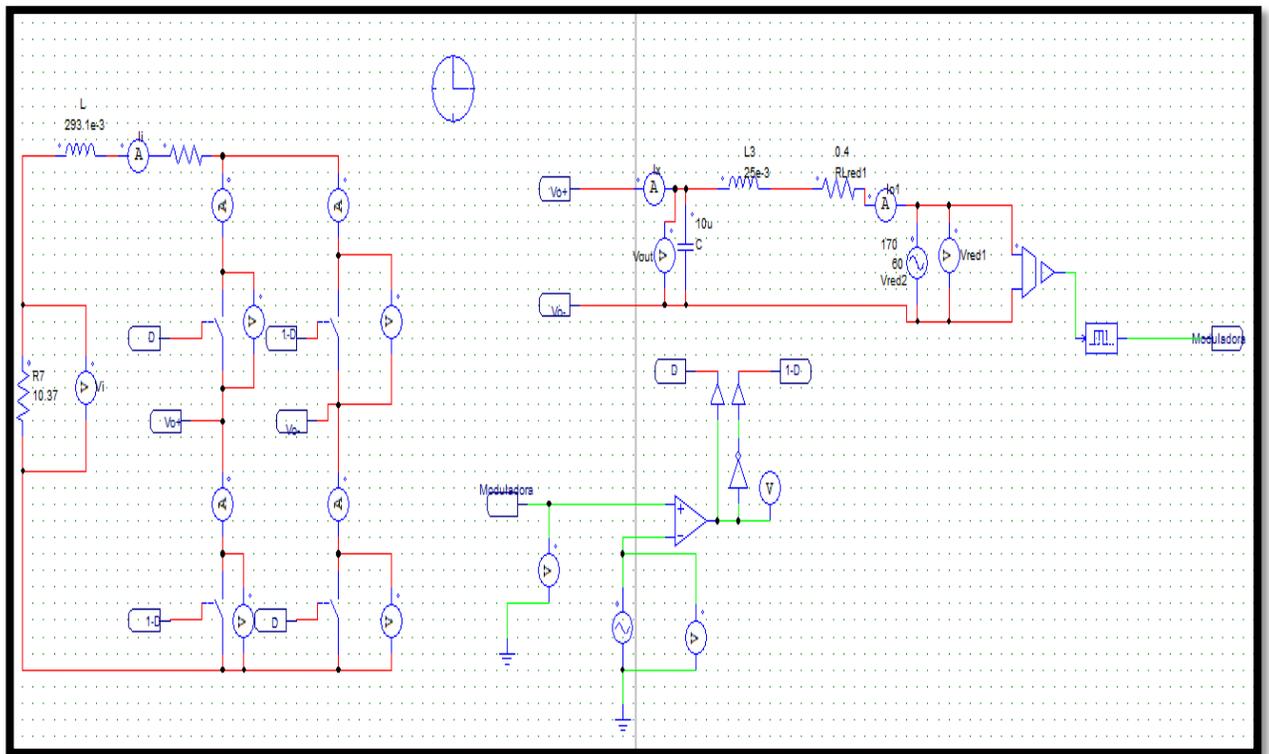


Figura 4.2.2.1.1-1 Topología CSI tomando energía de la red.

Se mide el voltaje y corriente sobre los cuatro interruptores del circuito de la figura 4.2.2.1.1-1:

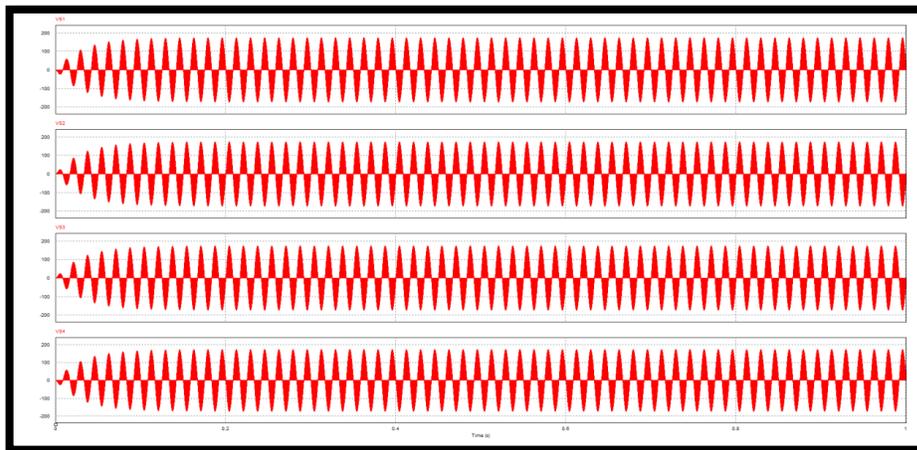


Figura 4.2.2.1.1-2 Voltaje en interruptores CSI tomando energía de la red.

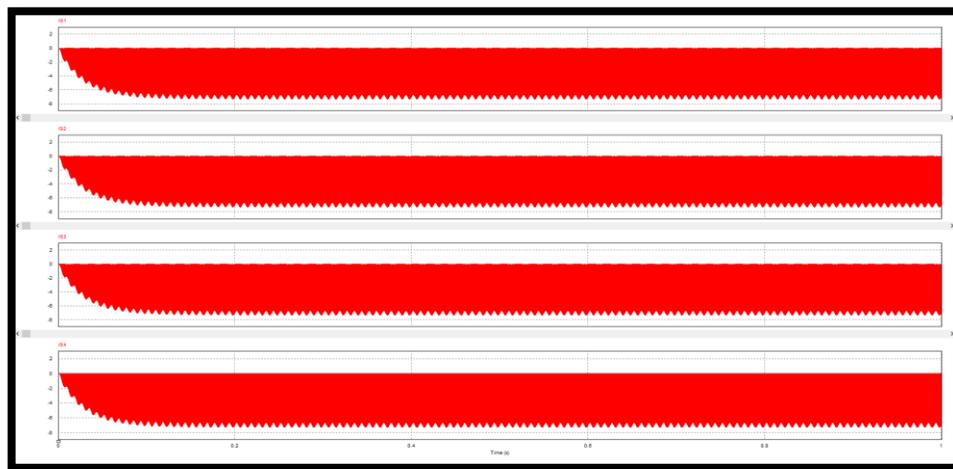


Figura 4.2.2.1.1-3 Corriente en interruptores CSI tomando energía de la red.

El voltaje es positivo y negativo pero la corriente siempre es negativa por lo tanto el interruptor es el siguiente:

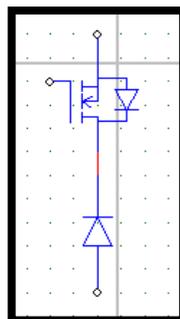


Figura 4.2.2.1.1-4 Interruptor voltaje positivo y negativo, corriente negativa.

4.2.2.1.2. Simulación CSI bidireccional.

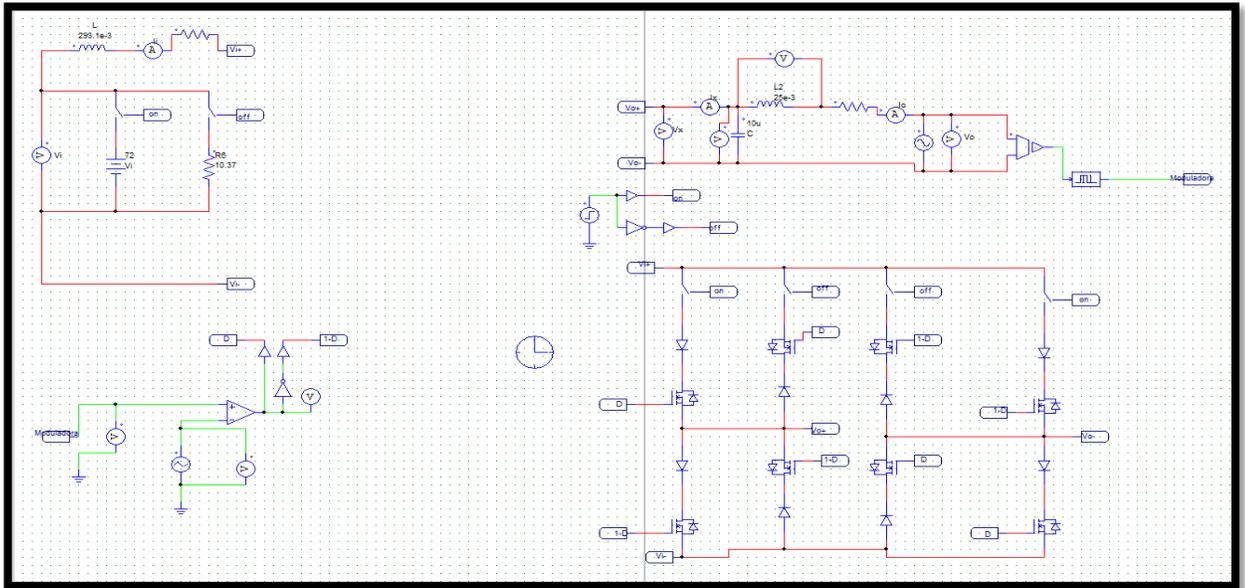


Figura 4.2.2.1.2-1 Circuito bidireccional CSI.

En la figura 4.2.2.1.2-2 se puede observar la corriente de entrada, de 0 s a 0,3 s se está cargando la batería con la energía de la red. A partir de 0,3 s se descarga la batería entregando la energía a la red.

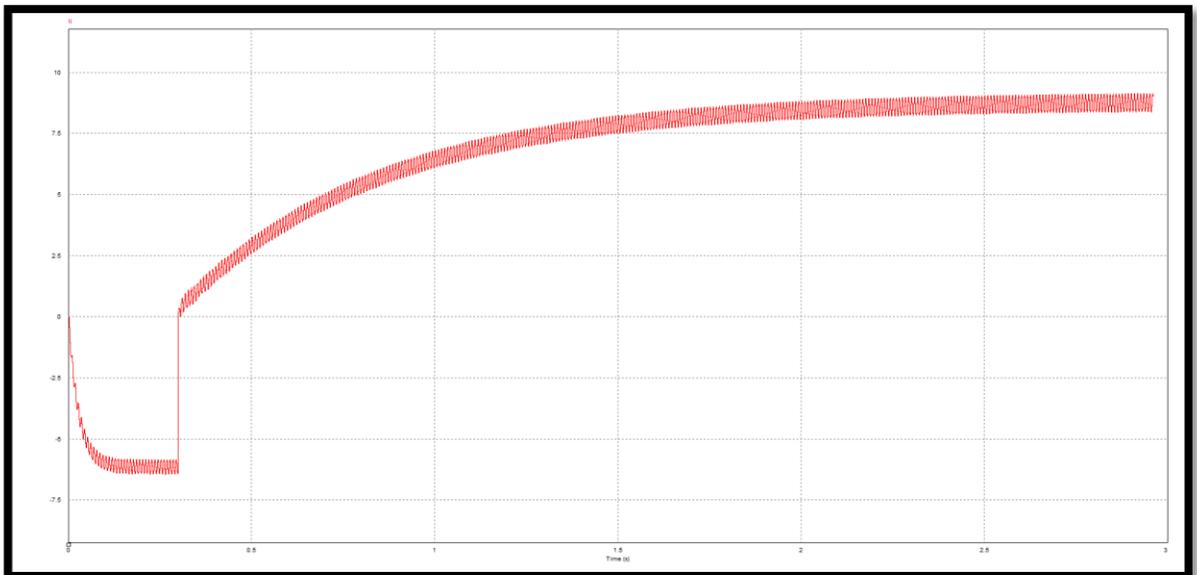


Figura 4.2.2.1.2-2 Corriente entrada circuito bidireccional CSI.

En la figura 4.2.2.1.2-3 se puede observar como la corriente de salida cambia su ángulo (180°) con respecto al voltaje de la red.

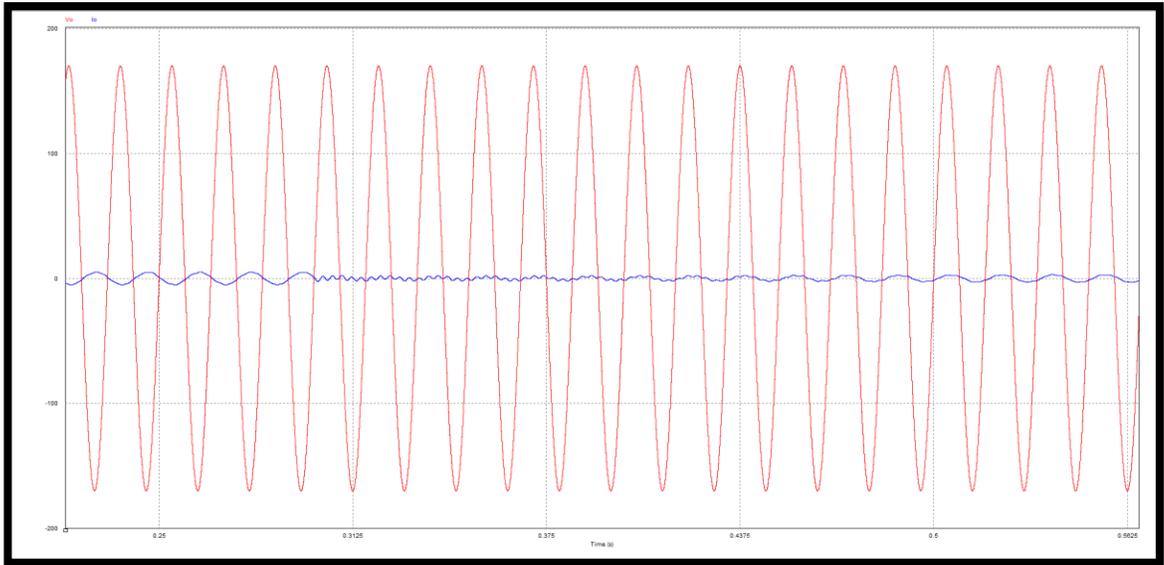


Figura 4.2.2.1.2-3 Corriente y voltaje de salida circuito bidireccional CSI.

4.2.3. Características sistema consumo promedio constante.

En la figura 4.2.3-1 se puede observar el voltaje y corriente en cada etapa del sistema y la potencia que entregara a la red tanto en modo inversor como en modo rectificador.

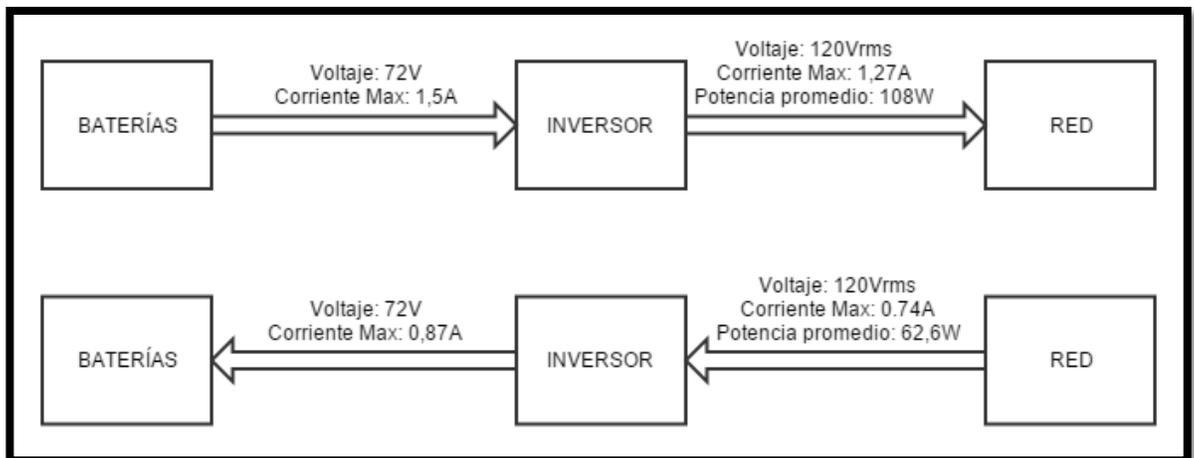


Figura 4.2.3-1 Características sistema consumo promedio constante.

4.3. Diseño e implementación del Inversor.

Se implementó un inversor que este en la capacidad de adaptarse a las características de cada caso de estudio tanto promedio constante y promedio cero. El inversor está en la capacidad de ser bidireccional y tiene como máxima potencia 400 W.

4.3.1. Dimensionamiento de los interruptores.

A Partir de las figuras 4.1.4.1.1-2, 4.2.2.1.1-1 y 4.2.2.1.1-2 se sabe que los valores máximos de voltaje y corriente que debes soportar los interruptores son:

$$V_{sw} = \pm V_{pred}$$

Ecuación 4.3.1-1

$$V_{sw} = \pm 210 V$$

$$I_{sw} = \pm I_{pin}$$

Ecuación 4.3.1-2

$$I_{sw} = \pm 8 A$$

Con se puede observar en las gráficas 4.1.4.1.1-3 y 4.2.2.1.1-3 el interruptor final para nuestro convertidor bidireccional es el siguiente.

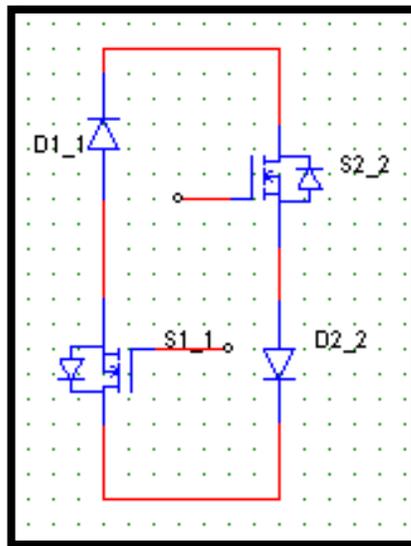


Figura 4.3.1-1 Interruptor para convertidor CSI bidireccional.

Como se puede observar en la figura 4.3.1-1 el DIODO 1_1 y el MOSFET 1_1 se usan cuando se toma energía de la red y el DIODO 2_2 y el MOSFET 2_2 cuando se entrega energía a la red.

Se eligieron DIODOS de carburo de silicio ya que esta tecnología presenta un tiempo de conmutación de prácticamente 0 ns y así el DIODO pueda bloquear al MOSFET que tiene en serie y evitar que la corriente en los dos componentes cambie de sentido.

✓ MOSFET C3M0065090D

$$\begin{aligned}
 R_{dson} &= 65 \text{ m}\Omega \\
 I_D &= 36 \text{ A} \\
 t_{conmutación} &= 268 \text{ nS} \\
 V_{DSS} &= 900 \text{ V} \\
 V_{GSS} &= -8 \text{ V}/+19 \text{ V}
 \end{aligned}$$

✓ DIODO C3D16060D

$$\begin{aligned}
 R_d &= 90 \text{ m}\Omega \\
 I_D &= 22 \text{ A} \\
 t_{conmutación} &= 0 \text{ nS} \\
 V_D &= 600 \text{ V} \\
 V_\gamma &= 1,5 \text{ V}
 \end{aligned}$$

El esquemático final que se implementó es el siguiente.

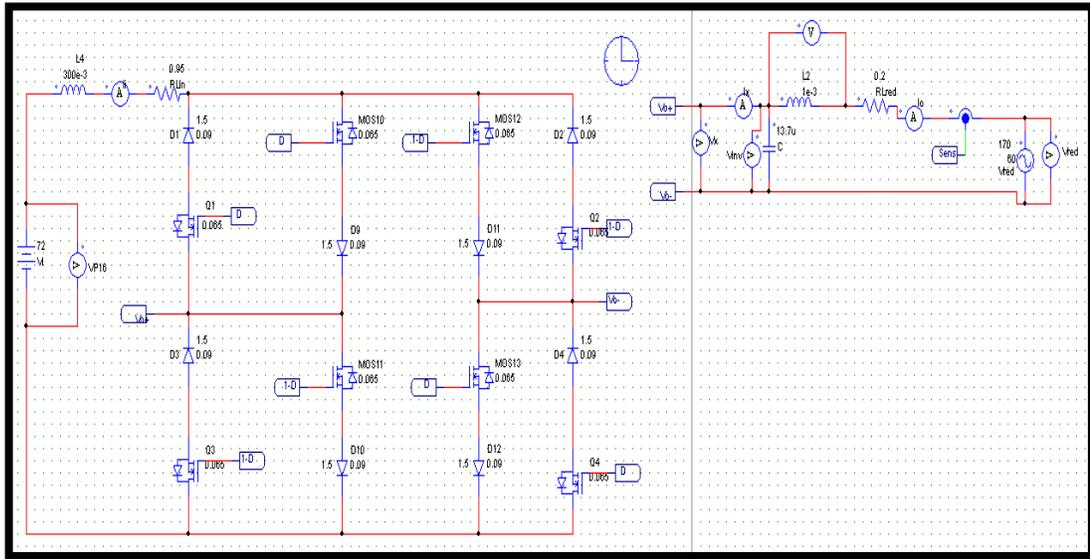


Figura 4.3.1-2 CSI bidireccional con interruptores finales.

4.3.2. Pérdidas en los interruptores.

Las pérdidas en los interruptores son:

Pérdidas en conducción

$$V_{DS} = I_{DSmax} * R_{dson}$$

Ecuación 4.3.2-1

$$V_{DS} = 9 A * 65 m\Omega = 0,585 V$$

$$\bar{P} = V_{DS} * I_{DSmax} * D_{max}$$

Ecuación 4.3.2-2

$$\bar{P}_m = 0,52 V * 9 A * 1 = 5,265 W$$

Pérdidas en conmutación

$$P_{on} = V * I * t_{on} * f_s$$

Ecuación 4.3.2-3

$$P_{on} = 242 V * 9 A * 46 ns * 15 kHz = 1,503 W$$

$$P_{off} = V * I * t_{on} * f_s$$

Ecuación 4.3.2-4

$$P_{off} = 242 V * 9 A * 32 ns * 15 kHz = 1,045 W$$

La potencia total sobre los interruptores es:

$$P_{T_m} = \overline{P_m} + P_{on} + P_{off}$$

Ecuación 4.3.2-5

$$P_{T_m} = 5,265 W + 1,503 W + 1,045 W = 7,813 W$$

La potencia sobre los DIODOS es:

$$V_{AK} = I_{AK_{max}} * R_d$$

Ecuación 4.3.2-6

$$V_{DS} = 9 A * 90 m\Omega = 0,81 V$$

$$\overline{P_d} = V_{DS} * I_{DS_{max}} * D_{max}$$

Ecuación 4.3.2-7

$$\overline{P_d} = 0,81 V * 9 A * 1 = 7,29 W$$

4.3.3. Disipador.

Con la potencia absorbida por los interruptores se puede encontrar un disipador que permita mantener una temperatura de función correcta.

En cualquier modo de funcionamiento del convertidor se utilizan 4 DIODOS y 4 MOSFET, la potencia disipada por los 8 interruptores es:

$$\overline{P_T} = 4 * P_{T_m} + 4 * P_d$$

Ecuación 4.3.3-1

$$\overline{P_T} = 4 * 7,813 + 4 * 7,29 = 60,412$$

Ahora tomamos de la hoja de especificaciones de los interruptores, los datos de la temperatura de juntura y la resistencia de la junction to case, asumimos una temperatura ambiente de 50°C, con esto obtenemos:

$$R_{dis} = \frac{T_j - T_a}{W} - \frac{R_{jc}}{\#SW}$$

Ecuación 4.3.3-2

$$R_{dis} = \frac{150\text{ }^{\circ}\text{C} - 50\text{ }^{\circ}\text{C}}{60,4\text{ W}} - \frac{1\text{ }^{\circ}\text{C}}{8\text{ W}} = 1,53\text{ } \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

4.3.4. Inductancias.

4.3.4.1. Inductancia entrada.

4.3.4.1.1. Calibre alambre.

$$I_{Lin} \cong 8\text{ A}$$

$$S_a = \frac{I_{LRMS}}{J}$$

Ecuación 4.3.4.1.1-1

$$S_a = \frac{8\text{ A}}{3\text{ } \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}} = 2,66\text{ mm}^2$$

Para la sección transversal de 2,66 mm² el calibre de alambre para realizar el embobinado es de AWG 13.

4.3.4.1.2. Núcleo.

La frecuencia de la corriente que circula sobre la inductancia es de 120Hz como se puede deducir de la ecuación 4.2.3-1, por lo tanto el núcleo se puede realizar laminado.

En la figura 4.3.4.1.2-1 se puede observar la relación de medidas de un núcleo laminado.

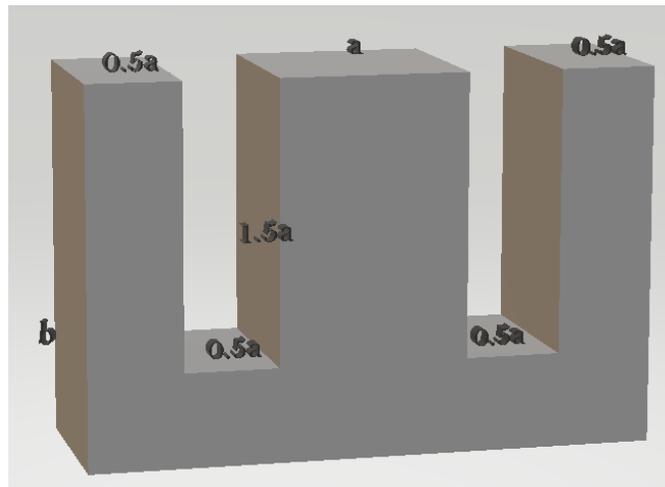


Figura 4.3.4.1.2-1 Esquema núcleo laminado.

El área efectiva del núcleo está dada por.

$$A_e = a * b * k$$

Ecuación 4.3.4.1.2-1

En donde k es el factor a de apilamiento de las láminas, el área efectiva del núcleo es:

$$a = 60mm$$
$$b = 60mm$$

El factor de apilamiento se relaciona con el grosor de las láminas utilizadas, como el fabricante de la inductancia usa láminas de 0.05mm de grosor el factor de apilamiento es:

$$k = 0,95$$
$$A_e = 60mm * 60mm * 0,95 = 3,42mm^2$$



Figura 4.3.4.1.2-2 Esquema núcleo laminado dimensionado.

4.3.4.1.3. Numero de vueltas.

$$N_{min} = \frac{L * I_{LMAX}}{\Delta B * A_e}$$

Ecuación 4.3.4.1.3-1

$$N_{min} = \frac{0,3H * 8A}{1,22T * 3,42mm^2} = \mathbf{585 vueltas}$$

El número de vueltas posibles en el núcleo se calcula sabiendo el diámetro del cable y las medidas del núcleo figura 4.3.4.1.2-1. Primero se calcula el número de vueltas por capa sabiendo que el diámetro del alambre 13AWG es de $1,93mm$ con esmalte que lo recubre.

$$\#_{vueltas \times capa} = \frac{1,5 * a}{diámetro_{alambre}}$$

Ecuación 4.3.4.1.3-2

$$\#_{vueltas \times capa} = \frac{1,5 * 60mm}{1,93mm} = \frac{90}{1,93} = \mathbf{46 vueltas}$$

Ahora se encuentra el número de capas posibles.

$$\#_{\text{capas posibles}} = \frac{\frac{a}{2} - \text{grosor}_{\text{formaleta}}}{\text{diametro}_{\text{alambre}} + \text{grosor}_{\text{papel}}}$$

Ecuación 4.3.4.1.3-3

Para que el alambre no toque las láminas se usa una formaleta y para separar cada capa se usa papel prespan, que tienen un grosor y disminuyen la cantidad de capas que se pueden hacer en el núcleo.

$$\#_{\text{capas posibles}} = \frac{\frac{60\text{mm}}{2} - 3\text{mm}}{1,93\text{mm} + 0,1\text{mm}} = \mathbf{13 \text{ capas}}$$

Se encuentran el número de vueltas posibles en el núcleo.

$$N = \#_{\text{capas posibles}} * \#_{\text{vueltas x capa}}$$

Ecuación 4.3.4.1.3-4

$$N = 13 * 46 = \mathbf{598 \text{ vueltas}}$$

4.3.4.1.4. Longitud GAP.

Se encuentra la longitud del gap para ajustar el número de vueltas que se dan en el núcleo y tener el valor de inductancia deseado.

$$l_g = \mu_o * A_e * \frac{N^2}{L}$$

Ecuación 4.3.4.1.4-1

$$l_g = 1.256 * 10^{-6} * 3,42 * 10^{-3} \text{m} * \frac{598^2}{0,3\text{H}} = \mathbf{5,13\text{mm}}$$

4.3.4.1.5. Resistencia serie de la inductancia.

La resistencia asociada a la inductancia se calcular sabiendo la longitud y la sección transversal del cable.

La longitud del cable se puede encontrar sabiendo el número de vueltas dadas y la distancia de una vuelta.

$$l_{cable} = N * (2a + 2b)$$

Ecuación 4.3.4.1.5-1

$$l_{cable} = 598 * (2 * 60mm + 2 * 60mm) = 143,52m$$

La resistencia del cable es:

$$R_{Lin} = \rho * \frac{l_{cable}}{S}$$

Ecuación 4.3.4.1.5-2

$$R_{Lin} = 0,01786 \frac{mm^2\Omega}{m} * \frac{143,52m}{2,63mm^2} = 0,974\Omega$$

4.3.4.2. Inductancia de salida.

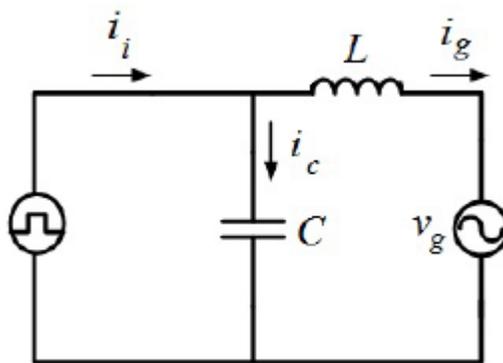


Figura 4.3.4.2-1 Corriente sobre la inductancia de salida [11]

La corriente de entrada i_i es conmutada y es filtrada por el condensador C, en el artículo [11] el autor presentar un método para calcular el filtro de salida CL y así reducir la distorsión armónica, relacionando la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia del filtro.

A continuación se calcula la inductancia de conexión a la red.

$$L = \frac{r^2}{4 * \pi^2 * f_s^2 * C}$$

Ecuación 4.3.4.2-1

En donde r es la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia del filtro. A r se le puede relacionar con un factor de atenuación.

$$k_a = \frac{1}{|1 - r^2|}$$

Ecuación 4.3.4.2-2

De acuerdo a la norma IEEE 519-1992 y IEEE 1547-2008 no se puede inyectar corriente a la red con armónica 35 que supere el 0,3% del punto común de conexión.

El factor k_a que cumple con la anterior condición es 0,02 [11].

$$r = \sqrt{1 + \frac{1}{k_a}}$$

Ecuación 4.3.4.2-3

$$r = \sqrt{1 + \frac{1}{0,02}} = 7,14$$

Usando la ecuación 4.3.4.2-1 calculamos la inductancia.

$$L = \frac{r^2}{4 * \pi^2 * f_s^2 * C} = \frac{7.14^2}{4 * \pi^2 * (15 \text{ kHz})^2 * 13,6 \mu\text{F}} = 434,7 \mu\text{H}$$

4.3.5. Condensador.

El condensador de salida es el que se encarga de manejar el contenido AC. Los condensadores de polipropileno metalizado están diseñados especialmente para operar con corrientes de alta frecuencia [12] y entre otras cosas, se caracterizan por su tamaño pequeño, su amplio rango de operación y su baja impedancia parásita.

Se seleccionó el condensador de polipropileno metalizado marca Kemet, con las siguientes características.

Tabla 4.3.5-1 Características condensador CSI.

Tipo	C4ATGBW4680A3GJ
V_{rms} (Vac)	275
V_r (Vdc)	450
C_r (μ F)	6,8
Dimensiones wxhxl (mm)	22 x 37 x 32
I_{rms} @ 100 kHz	29
ESR @ 10 kHz ($m\Omega$)	2,7

El condensador calculado en la ecuación 4.1.4.1.2.3-3 es de 13,8 μ F, se elige un condensador de la mitad del valor por efectos de diseño del PCB ya que la distancia entre los interruptores y el condensador es lejana por la cantidad que se utiliza, al usar dos condensadores se puede reducir esa distancia.

4.3.6. Drivers y sensores.

4.3.6.1. Drivers.

En el convertidor CSI se utiliza el driver IXDD609PI que permite conmutar el MOSFET, este es un driver individual, en la figura 4.3.6.1-1 se observar el circuito de disparo para el MOSFET.

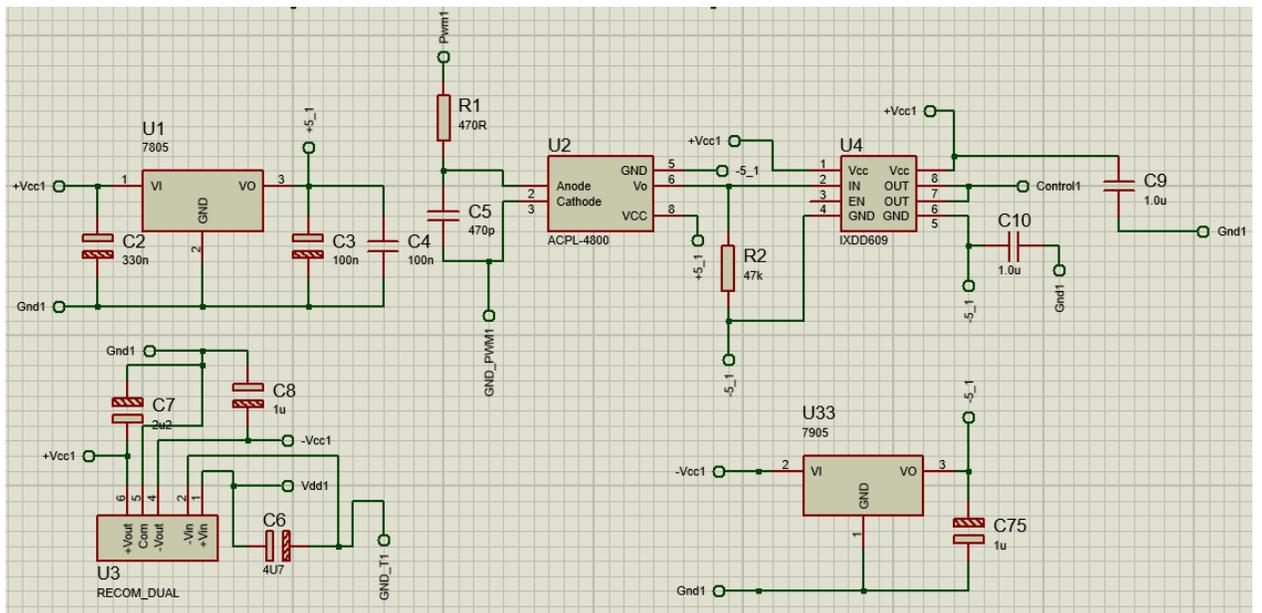


Figura 4.3.6.1-1 Esquemático circuito de disparo MOSFET.

El componente que permite aislar la parte de control de la parte de potencia y así evitar daños en la parte de control. El componente ACPL-4800 es un opto acoplador de alta velocidad sin necesidad de resistencia de pull-up.

El driver IXDD609PI tiene como máxima corriente de salida 9A, el voltaje de alimentación es de 4,5V a 35V. El voltaje con el que se van a prender los MOSFET es de 15V y se apagarán con -5V.

4.3.6.2. Sensado de corriente.

Para el sensado de corriente tanto para la red eléctrica como para el banco de baterías se utilizó el sensor LA-25NP.

4.3.6.2.1. Sensado corriente de la red eléctrica.

Sabiendo que la corriente pico de la línea es de 4,7Ap se elige la configuración 4 a 1000 del sensor que permite sensar hasta 9Ap. La salida del sensor es en corriente y por lo tanto se desea encontrar una resistencia que permita tener una relación en voltaje y así por conectar el sensor al microcontrolador.

El voltaje máximo del ADC del microcontrolador es de 3V, por lo tanto la resistencia de salida del sensor es:

$$I_{out_{sensor}} = I_{max_{sens}} * K_N$$

Ecuación 4.3.6.2.1-1

$$I_{out_{sensor}} = 9 A * \frac{4}{1000} = 36 mA$$

$$R_{sensor_{red}} = \frac{V_{max}}{I_{out_{sensor}}}$$

Ecuación 4.3.6.2.1-2

$$R_{sensor_{red}} = \frac{3 V}{0,036 A} = 83,33 \Omega$$

Resistencia comercial existe de 82Ω

Usando la ecuación 4.3.6.2.1-2 podemos encontrar el máximo valor que puede entregar el sensor al ADC.

$$V_{max_{adc}} = I_{sens} * K_N * R_{sensor}$$

Ecuación 4.3.6.2.1-3

$$V_{max_{adc}} = 5 A * \frac{4}{1000} * 82 \Omega = 1,64 V$$

La potencia que disipa la resistencia de salida del sensor es:

$$P_{R_{sen_{red}}} = I_{sens} * K_N * V_{max_{adc}}$$

Ecuación 4.3.6.2.1-4

$$P_{R_{sen_{red}}} = 5 A * \frac{4}{1000} * 1,64 V = 0,0328 W$$

4.3.6.2.2. Sensado corriente baterías.

Sabiendo que la corriente máxima de la entrada es de 8A se elige la configuración 2 a 1000 del sensor que permite sensar hasta 18Ap. La salida del sensor es en corriente y por lo tanto se desea encontrar una resistencia que permita tener una relación en voltaje y así por conectar el sensor al microcontrolador.

El voltaje máximo del ADC del microcontrolador es de 3V, usando las ecuaciones 4.3.6.2.1-1 y 4.3.6.2.1-2 podemos hallar la resistencia de salida del sensor.

$$I_{out_{sensor}} = 18 A * \frac{2}{1000} = 36 mA$$

$$R_{sensor_{red}} = \frac{3 V}{0,036 A} = 83,33 \Omega$$

Resistencia comercial existe de 82Ω

Usando la ecuación 4.3.6.2.1-3 podemos encontrar el máximo valor que puede entregar el sensor al ADC.

$$V_{max_{adc}} = 8 A * \frac{2}{1000} * 82 \Omega = 1,312 V$$

La potencia que disipa la resistencia a la salida del sensor se puede hallar usando la ecuación 4.3.6.2.1-4.

$$P_{R_{sen_{red}}} = 8 A * \frac{2}{1000} * 1,312 V = 0,021 W$$

Los esquemáticos de sensado tanto de corriente de entrada y salida se puede observar en el anexo D en las figuras a-1 y a-2.

4.3.6.3. Sensado de voltaje.

4.3.6.3.1. Sensado voltaje de la red eléctrica

El pico de la red es 170V aunque la red tiene variaciones del $\mp 10\%$, el voltaje máximo de entrada en el ADC es de 3v.

La ganancia del sensado es:

$$G = \frac{V_{adc_{max}}}{V_{red_{max}}}$$

Ecuación 4.3.6.3.1-1

$$G = \frac{1.5 \text{ v}}{270 \text{ v}} = 0.00555 = \frac{1}{180}$$

Se toma un valor pico máximo de 270 V por las variaciones de la red y además para evitar la saturación del sensado. El valor de 1.5 V es seleccionado como voltaje de offset y centrar el sensado en este valor y así el pico negativo quede en 0 V y el pico máximo en 3 V

Se selecciona las resistencias R1 y R2 igual a 180k Ω , R3 y R4 igual a 1 k Ω para obtener una ganancia de 0.00555. El voltaje offset se obtiene de un divisor y se usa un buffer para tener una baja impedancia en el circuito de sensado, sabiendo que ese voltaje debe ser 1.5 V se obtiene:

$$R_2 = \frac{V_{offset} * R_1}{V_{cc} - V_{offset}}$$

Ecuación 4.3.6.3.1-2

$$R_2 = \frac{1.5 \text{ V} * 10 \text{ k}\Omega}{3.3 \text{ V} - 1.5 \text{ V}} = 8.33 \text{ k}\Omega$$

Los esquemáticos de sensado tanto de corriente de entrada y salida se puede observar en el anexo D en las figuras a-3 y a-2.

4.3.6.3.2. Sensado voltaje baterías.

El voltaje de las baterías es 72 V, pero estas pueden entregar hasta 84,6 V, el voltaje máximo de entrada en el ADC es de 3 V.

Usando las ecuaciones 4.3.6.3.1-1 y 4.3.6.3.1-2 se halla la ganancia y resistencia del sensado.

$$G = \frac{3 V}{100 V} = 0,03 = \frac{1}{33,333}$$

Se toma un valor máximo de 100 V para evitar la saturación del sensado.

Se selecciona las resistencias R1 y R2 igual a 33 kΩ, R3 y R4 igual a 1 kΩ para obtener una ganancia de 0,03030 y porque una resistencia de 33,33 kΩ no es comercial.

4.3.6.4. Generación del PWM

Las señales de control de los interruptores se generaron por medio de un microcontrolador de la familia C2000 de Texas Instruments.

Tabla 4.3.4.1 Microcontrolador: TMS 320F28377S.

Frequency (MHz)	200
Flash (KB)	1024
RAM (KB)	164
ROM (KB)	0
12-bit ADC Channels	14
High Resolution PWM(Ch)	16

A continuación se presenta un esquema de conexión entre el microcontrolador y el circuito.

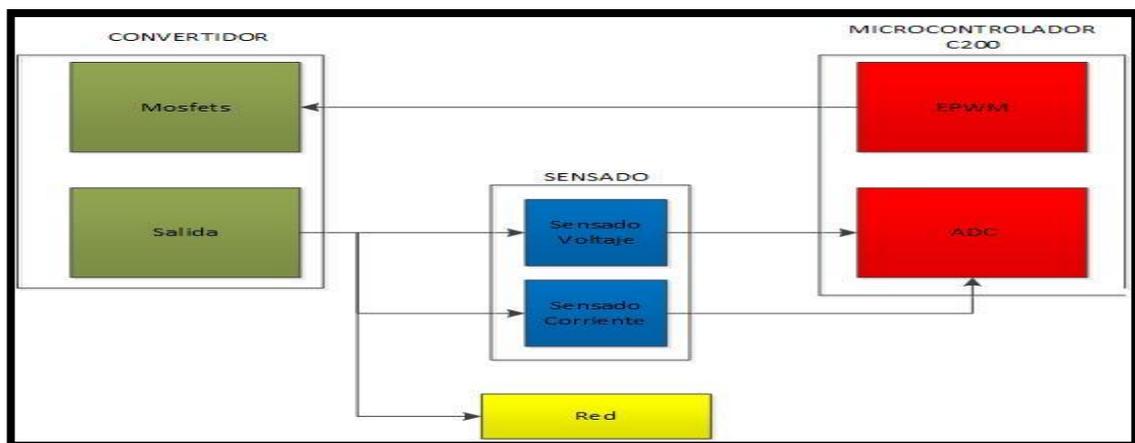


Figura 4.3.6.4-1 Esquema conexión convertidor.

4.3.6.5. Modelo CSI conectado a la red

Modelando el circuito para el intervalo de 0 a DT se tiene el siguiente circuito equivalente

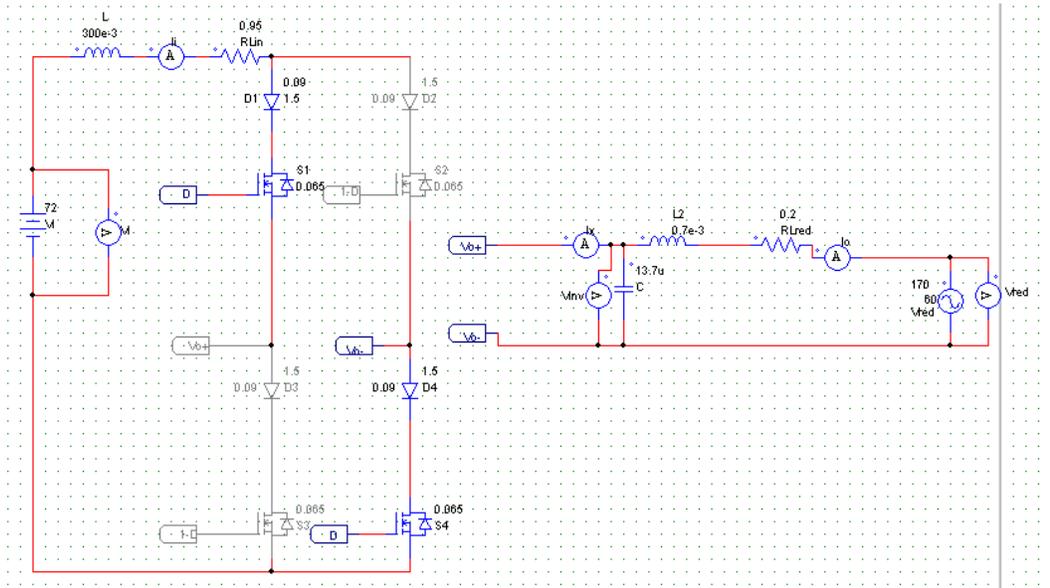


Figura 4.3.6.5-1 Circuito equivalente S1 y S4 on, S2 y S3 off.

Se obtienen las siguientes expresiones para el voltaje en la inductancia de entrada, corrientes en el condensador y voltaje en la inductancia de salida.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_i - i_1 (R_{L_1} + 2R_D + 2R_{dson}) - 2V_Y - V_c$$

Ecuación 4.3.6.5-1

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_1 - i_2$$

Ecuación 4.3.6.5-2

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_c - i_2 R_{L_2} - V_{red}$$

Ecuación 4.3.6.5-3

Modelando el circuito para el intervalo de DT a T se tiene el siguiente circuito equivalente

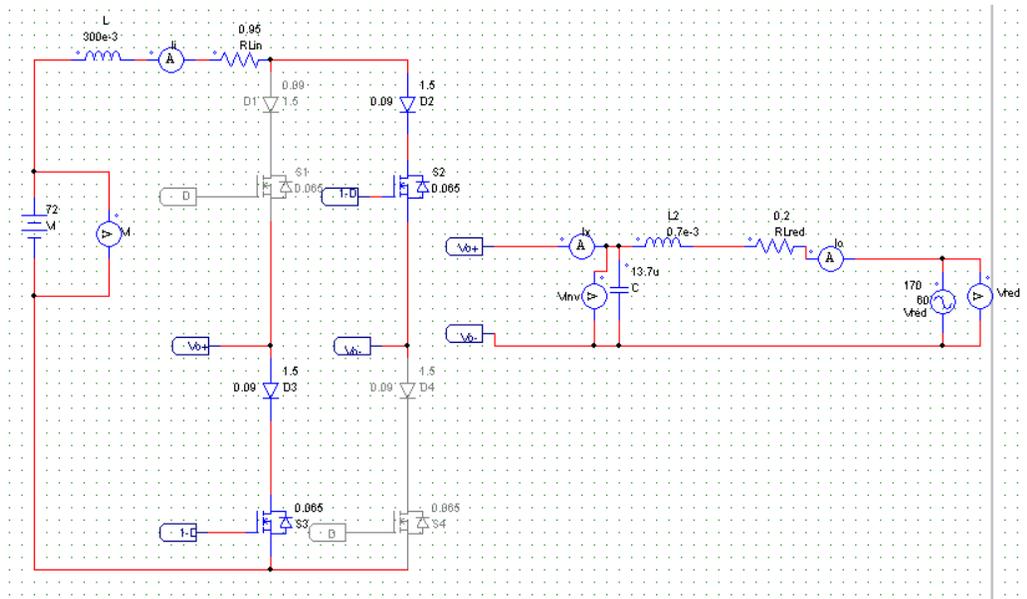


Figura 4.3.6.5-2 Circuito equivalente S1 y S4 off, S2 y S3 on.

Se obtienen las siguientes expresiones para el voltaje en la inductancia de entrada, corrientes en el condensador y voltaje en la inductancia de salida.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_i - i_1(R_{L_1} + 2R_D + 2R_{dson}) - 2V_\gamma + V_c$$

Ecuación 4.3.6.5-4

$$C \frac{dv_c}{dt} = -i_1 - i_2$$

Ecuación 4.3.6.5-5

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_c - i_2 R_{L_2} - V_{red}$$

Ecuación 4.3.6.5-6

Aplicando el balance de voltios por segundo y amperios por segundo se tiene.

$$\frac{d \langle i_1 \rangle}{dt} = \frac{\langle v_i \rangle}{L_1} - \langle i_1 \rangle - \frac{(R_{L_1} + 2R_D + 2R_{dson})}{L_1} \langle i_1 \rangle - \frac{2}{L_1} V_\gamma + \frac{(2 \langle d \rangle - 1)}{L_1} \langle V_c \rangle$$

Ecuación 4.3.6.5-7

$$\frac{d \langle v_c \rangle}{dt} = (\langle i_1 \rangle) \frac{2 \langle d \rangle - 1}{C} - \frac{1}{C} \langle i_2 \rangle$$

Ecuación 4.3.6.5-8

$$\frac{d \langle i_2 \rangle}{dt} = \frac{1}{L_2} \langle V_c \rangle - \langle i_2 \rangle \frac{R_{L_2}}{L_2} - \frac{1}{L_2} \langle V_{red} \rangle$$

Ecuación 4.3.6.5-9

Haciendo.

$$R_x = R_{L_1} + 2R_D + 2R_{dson}$$

Ecuación 4.3.6.5-10

Se tiene.

$$\frac{d\hat{i}_1}{dt} = \frac{\hat{v}_l}{L_1} - \hat{i}_1 \frac{R_x}{L_1} - \frac{2}{L_1} V_\gamma + \frac{2D-1}{L_1} \hat{v}_c - \frac{2V_c}{L_1} \hat{d}$$

Ecuación 4.3.6.5-11

$$\frac{d\hat{v}_c}{dt} = \hat{i}_1 \frac{2D-1}{C} + \hat{d} \frac{2I_1}{C} - \frac{1}{C} \hat{i}_2$$

Ecuación 4.3.6.5-12

$$\frac{d\hat{i}_2}{dt} = \frac{1}{L_2} \hat{v}_c - \hat{i}_2 \frac{R_{L_2}}{L_2} - \frac{1}{L_2} \widehat{v_{red}}$$

Ecuación 4.3.6.5-13

Haciendo.

$$U = 2D - 1$$

Ecuación 4.3.6.5-14

$$\hat{u} = 2\hat{d} - 1$$

Ecuación 4.3.6.5-15

$$\frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} \widehat{i}_1 \\ \widehat{i}_2 \\ \widehat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_x}{L_1} & 0 & -\frac{U}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{U}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \widehat{i}_1 \\ \widehat{i}_2 \\ \widehat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_c}{L_1} \\ 0 \\ \frac{I_1}{C} \end{bmatrix} * \widehat{u} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * \widehat{v}_i + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} * \widehat{v}_{red}$$

Ecuación 4.3.6.5-16

Donde el vector final $\begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * \widehat{v}_i$ serán las variaciones de la entrada que pueden afectar el funcionamiento del circuito.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_x}{L_1} & 0 & -\frac{U}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{U}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

Ecuación 4.3.6.5-17

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_c}{L_1} \\ 0 \\ \frac{I_1}{C} \end{bmatrix}$$

Ecuación 4.3.6.5-18

$$D = [0]$$

Ecuación 4.3.6.5-19

Donde A, B, C son las matrices del espacio de estados $\dot{X} = AX + B: Y = CX + D$ y S es la transformada laplace, para encontrar cada estado en función del ciclo útil, se cambia la matriz C, como la matriz X está organizada de la siguiente manera

$$G = C(SI - A)^{-1}B$$

Ecuación 4.3.6.5-20

$\begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \\ \hat{v}_c \end{bmatrix}$ haciendo modificaciones en C [1 0 0], [0 1 0], [0 0 1], y aplicando la ecuación 4.3.6.5-20, para cada uno de los casos se obtienen todas las funciones de transferencia.

Sabiendo que los valores promedio son

$$V_c = 0$$

$$U = 0$$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_x} = \frac{V_i}{R_{L_1} + 2R_D + 2R_{dson}} = \frac{72V}{1,26\Omega} = 54,7619A$$

Las funciones de transferencia para las variables de estado planteadas anteriormente son:

$$G_{h_{i_1}}(s) = 0$$

Ecuación 4.3.6.5-21

$$G_{h_{i_2}}(s) = \frac{\frac{I_1}{C * L_2}}{s^2 + \frac{R_{L_2}}{C}s + \frac{1}{L_2 C}} = \frac{5,71x10^9}{s^2 + 257,1s + 1,043x10^8}$$

Ecuación 4.3.6.5-22

$$G_{h_{v_c}}(s) = \frac{(I_1 * R_{L_2} + L_2 * s))}{C * L_2} \frac{1}{s^2 + \frac{R_{L_2}}{C}s + \frac{1}{L_2 C}} = \frac{3,997x10^6s + 1,028x10^9}{s^2 + 257,1s + 1,043x10^8}$$

Ecuación 4.3.6.5-23

5. ANÁLISIS DE RESULTADOS.

En este capítulo se exponen las mediciones realizadas en el laboratorio 612 de la Pontificia Universidad Javeriana, demostrando la capacidad del convertidor diseñado e implementado.

5.1. Descripción del montaje.

El PCB del convertidor se diseñó en una única placa teniendo los 8 DIODOS y los 8 MOSFET, estos últimos con alimentación independiente o modo flotante, se diseñó el circuito de tal forma que la mitad del área del PCB es para los componentes cuando el circuito entrega y la otra mitad cuando toma energía a la red eléctrica. Ver anexo D figuras b-1, b-2, b-3 y b-5

5.2. Pruebas del inversor.

5.2.1. Malla abierta.

Se implementó el convertidor CSI con la salida conectada a una resistencia de 30Ω que está en la capacidad de disipar hasta 4 kW. En la siguiente imagen se puede observar el esquemático del circuito implementado para la prueba.

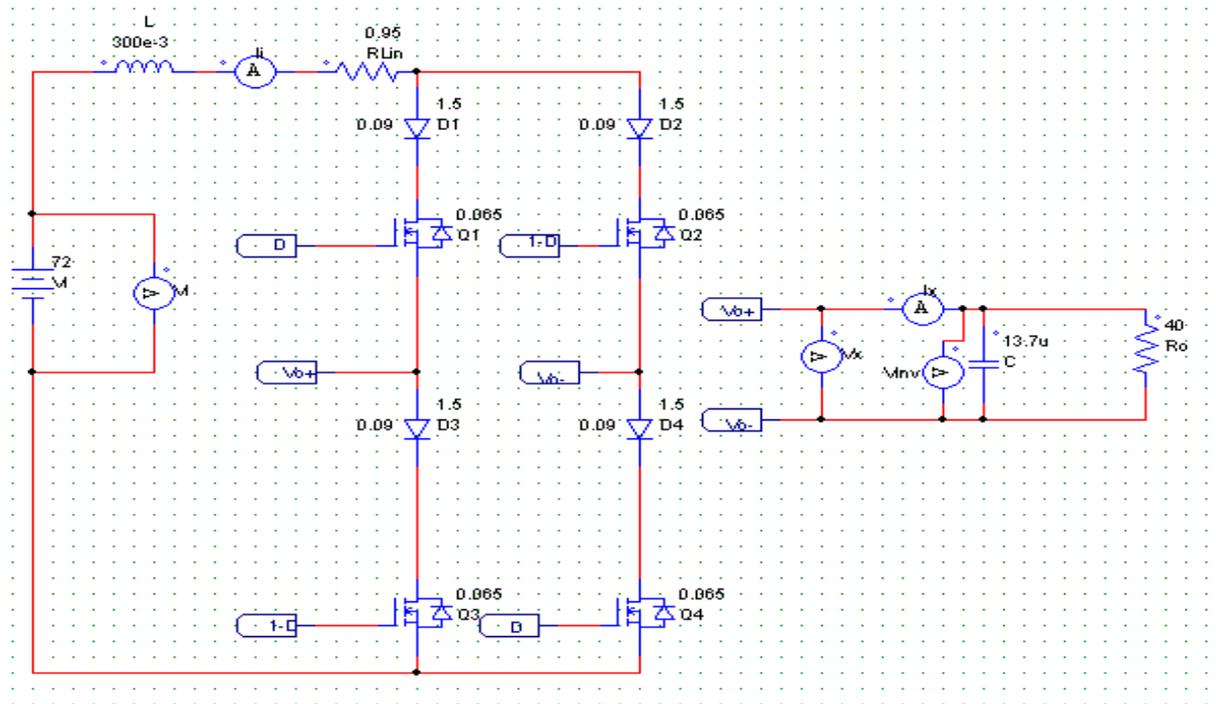


Figura 5.2.1-1 Esquemático prueba malla abierta

La prueba arrojó lo siguientes datos.

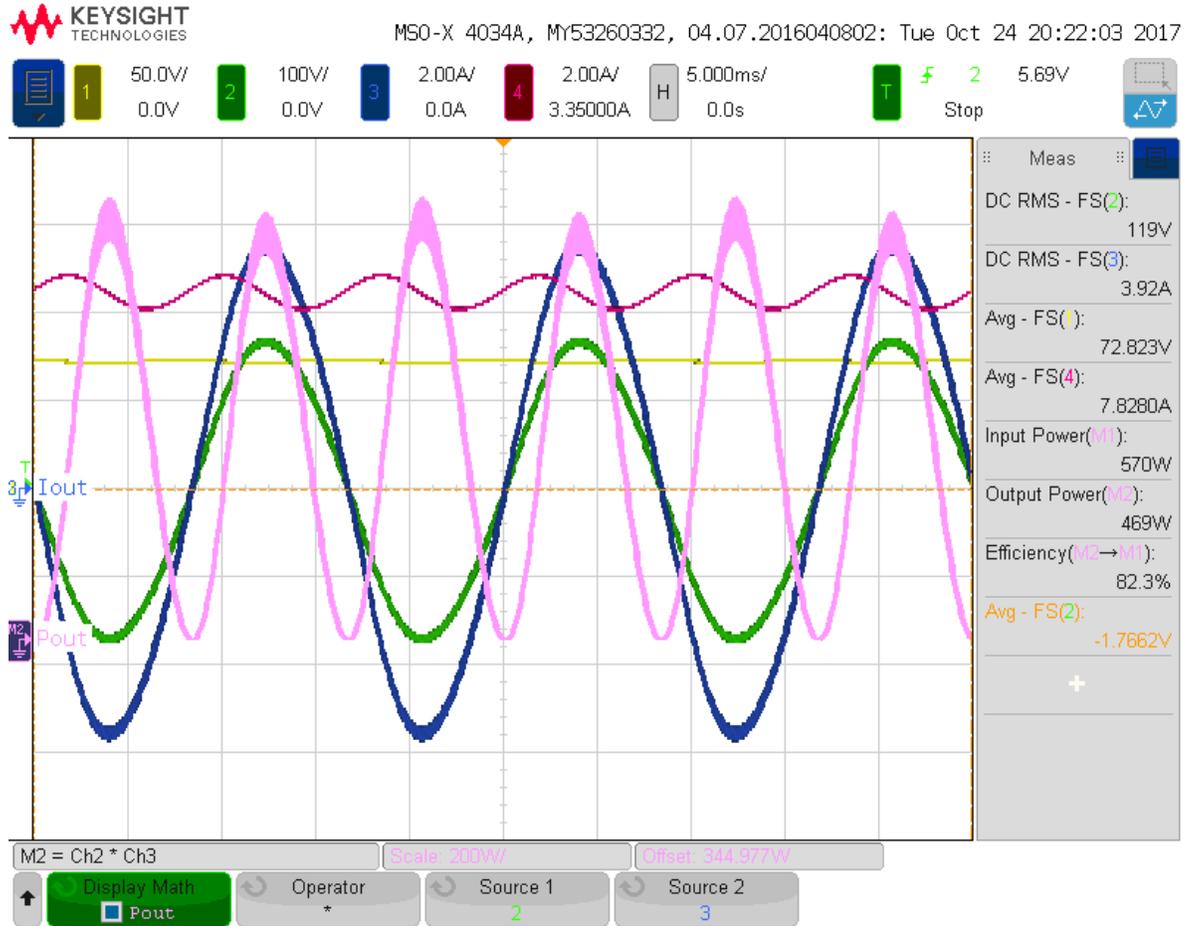


Figura 5.2.1-2 Señal amarilla voltaje en la entrada, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente de entrada y señal rosada potencia a la salida

Se tiene un voltaje de entrada de 72,823V constante y una corriente de 7,828A en promedio, un voltaje a la salida de 119Vrms y una corriente a la salida de 3,92Arms. Para una eficiencia del 82,3%.

Se realizó la medida de potencia sobre la inductancia de entrada y se obtuvo que en ella se pierden alrededor de 62W como se puede observar en la siguiente figura.

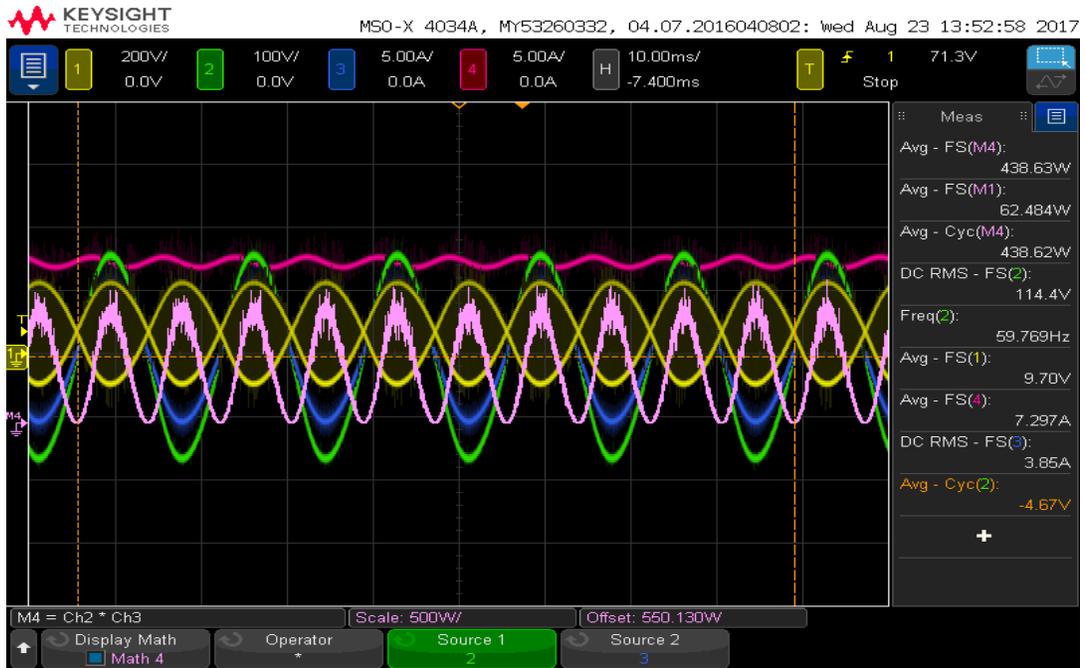


Figura 5.2.1-3 Señal amarilla voltaje sobre la inductancia, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente sobre la inductancia y señal rosada potencia sobre la inductancia.

Gracias a las herramientas de análisis de potencia del osciloscopio MSO-X 4034A Agilent se encuentra la distorsión armónica de la corriente.

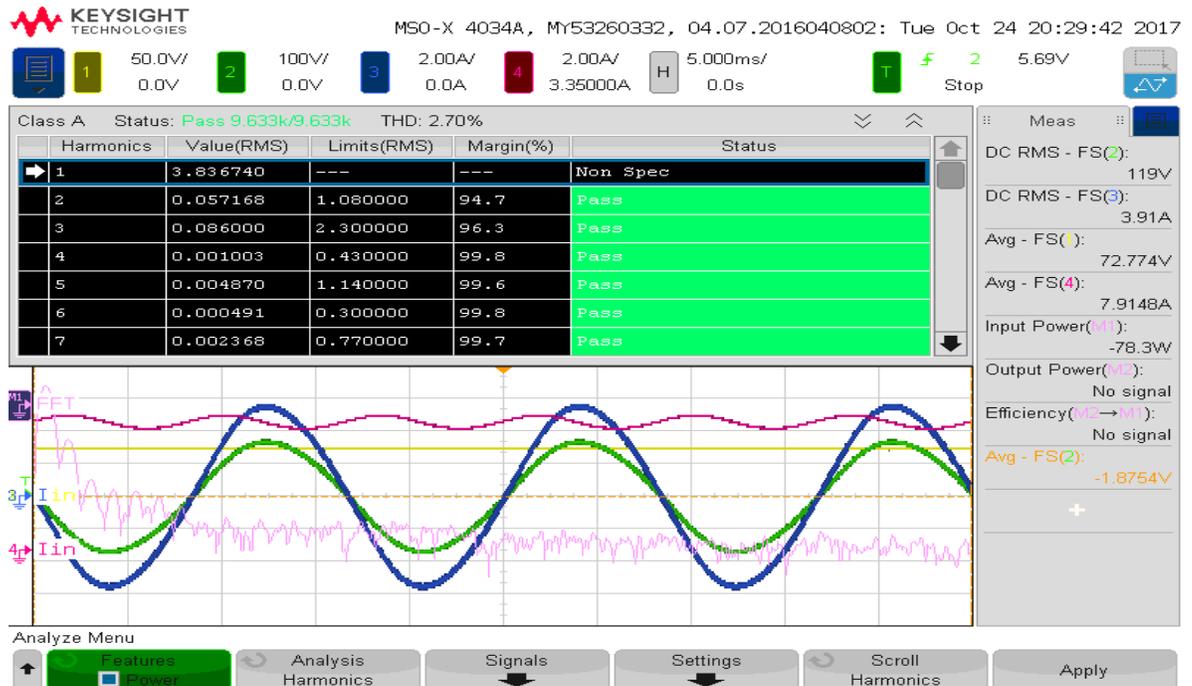


Figura 5.2.1-4 Señal amarilla voltaje en la entrada, señal azul corriente a la salida, señal verde voltaje a la salida, señal roja corriente de entrada y señal rosada FFT corriente de salida.

Se obtuvo un THD del 2,7%, de manera práctica se hace un barrido en el índice de modulación para observar como varía la distorsión. La potencia a la salida se mantiene constante para esta prueba. Se observan los siguientes resultados.

Tabla 5.2.1-1 Prueba de variación de índice de modulación manteniendo la potencia de salida constante

Índice de modulación	THD (%)	Po (W)	Io (Arms)	Vo (Vrms)	Vi (V)	Ii (A)	Ro (Ω)	Pi (W)	η (%)
0,4	1,83	118	1	117,2	35,54	4,23	120	151	78
0,5	2,1	118	1	117	41,4	3,35	120	139	84,6
0,6	2,81	117	1	116,6	47,75	2,75	120	131	88,9
0,7	3,5	116	1	116,2	54,37	2,3	120	125	91,8
0,8	4,7	117	1	116,6	61,78	2	120	123	94,2
0,82	5,1	117	1	116,5	63,1	1,95	120	123	94,5

En la siguiente figura se observa como varía la distorsión armónica y la eficiencia del convertidor con variaciones del índice de modulación.

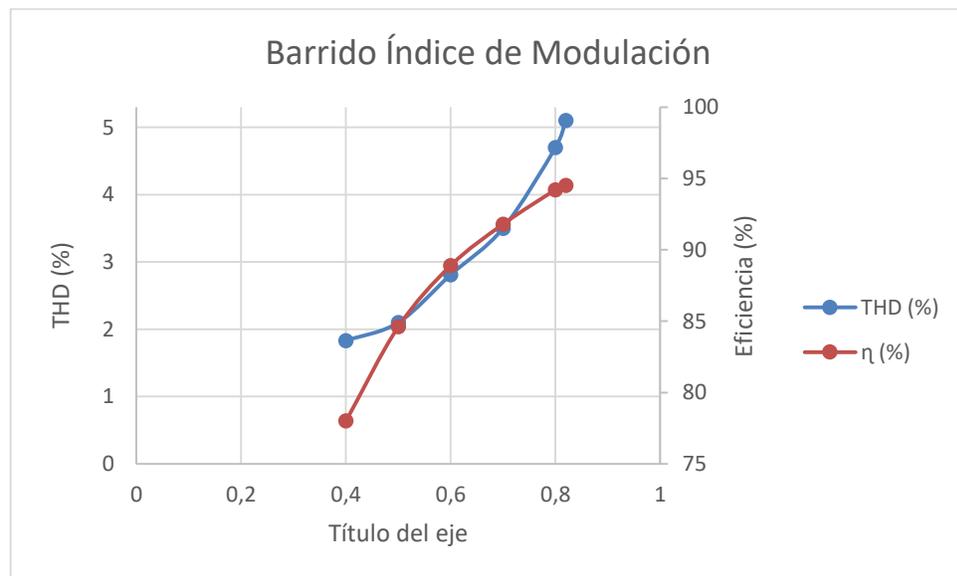


Figura 5.2.1-5 THD y eficiencia vs índice de modulación

Se observa que la distorsión armónica disminuye si el índice de modulación es bajo pero la eficiencia del circuito también disminuye.

Se puede encontrar una relación entre THD y eficiencia para así poder cumplir con estándares de interconexión a la red y disminución en las pérdidas

Se realizó un barrido en frecuencia de conmutación vs eficiencia del circuito bajo las siguientes condiciones

- Índice de modulación: 0.67
- Resistencia de carga: 30Ω
- Voltaje de entrada: 72 V
- Voltaje de salida: 120 Vrms

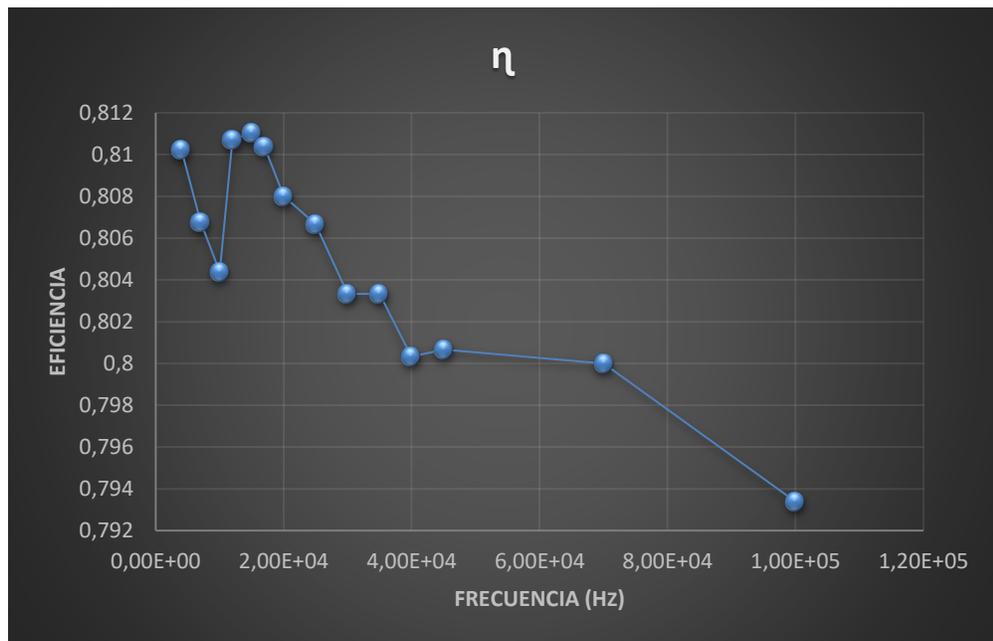


Figura 5.2.1-6 Frecuencia de conmutación vs eficiencia

Se encontró que en 15 kHz la eficiencia del circuito es máxima, esta prueba se realizó con una resistencia de salida de 30Ω y un voltaje de salida de 120 Vrms.

La eficiencia del convertidor es del 82,3% con una potencia de salida de 469 W y la potencia que se disipa en la inductancia es de 60 W. Del 100% de las pérdidas del circuito aproximadamente se pierde el 60% en la inductancia. La potencia teórica pérdida sobre los interruptores es de 46 W como se puede ver en el título 4.3.2.

5.2.2. Conexión a la red.

La conexión a la red se realizó a partir del algoritmo del anexo D figura b-5. Que almacena el voltaje y la corriente de la red en vectores para luego encontrar sus valores rms, también calcula la posición en donde se localiza el cero de cada función y así saber cuántas posiciones

debe desplazar la corriente para quedar en fase o contrafase respecto al voltaje, en caso de entregar o recibir energía de la red, respectivamente.

5.2.2.1. Entregar energía a la red.

El esquemático del convertidor en modo inversor se puede observar en la figura 4.1.3.3-2. A continuación se pueden observar los datos de corriente de entrada y salida, voltaje en la red y la potencia entregada a la red.

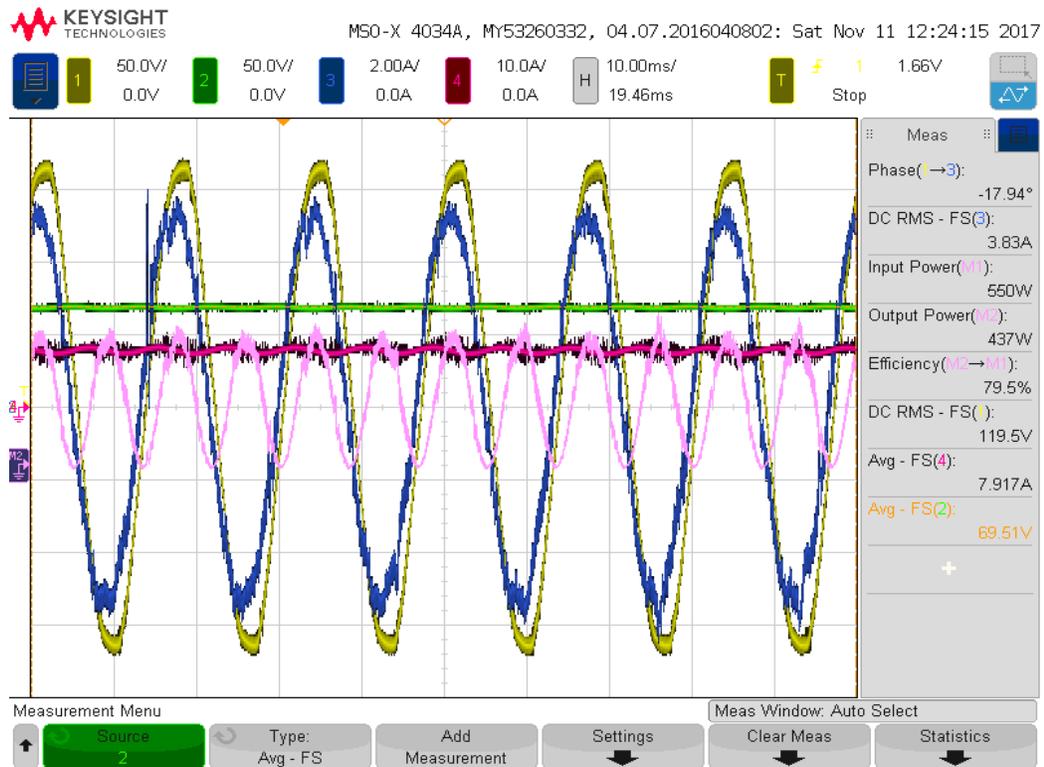


Figura 5.2.2.1-1 Señal amarilla voltaje red eléctrica, señal azul corriente red eléctrica, señal verde voltaje de entrada, señal roja corriente de entrada y señal rosada potencia entregada a la red.

Se puede observar que se están entregando 437 W a la línea eléctrica y la eficiencia del convertidor es de 79,5%, la distorsión armónica calculada es de 9,8% para la corriente de salida y de 3,68% para la red eléctrica.

En la figura 5.2.2.1-1 se logra observar un desfase entre la corriente de salida y el voltaje de la red, esto se debe a que el algoritmo implementado presenta variaciones en el punto de operación, esto se podría mejorar almacenando más periodos de las señales aunque haría más lento las correcciones ante variaciones de la red tanto en fase como en la corriente que se le inyecta.

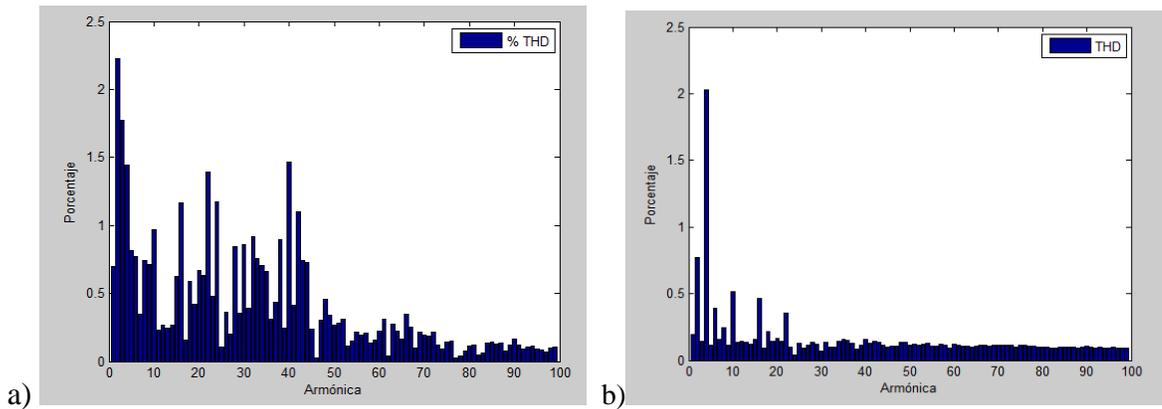


Figura 5.2.2.1-2 Porcentaje de valor rms a partir de la armónica 2, a) Corriente de salida. b) Voltaje de la red

La corriente de salida presenta una componente de 2,2% en la tercera armónica, siendo la armónica con mayor porcentaje, en el voltaje de la red se observa una componente de quinta armónica con 2% del valor rms de la red.

Calculando la distorsión en la corriente teniendo en cuenta la ya presente distorsión de la red, encontramos que la corriente tiene 2,66% THD con respecto a la red.

A continuación se presenta un cambio de referencia en el control RMS de la corriente de salida, se tiene una referencia inicial de 1 Arms y una referencial final de 1,41 Arms. El tiempo de establecimiento es de 6 s.

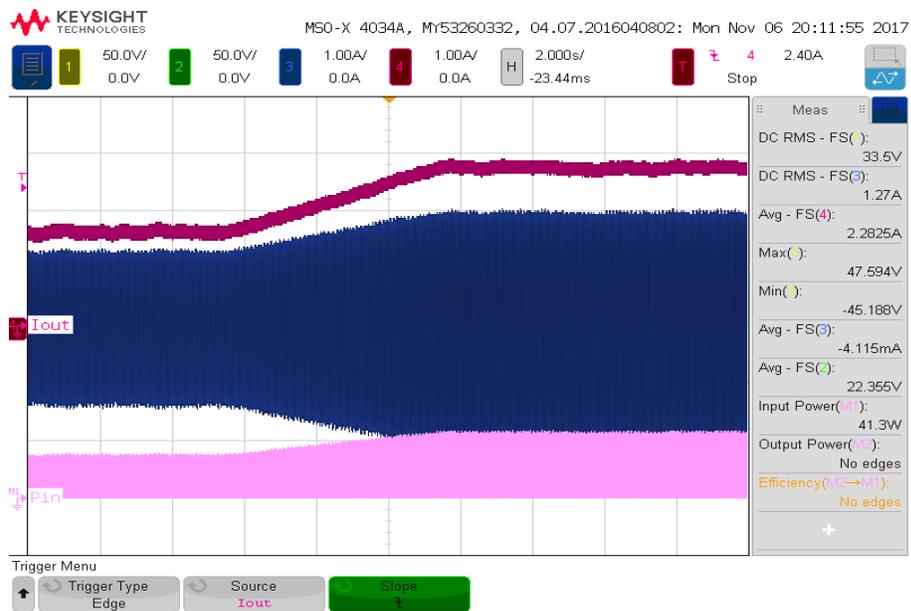


Figura 5.2.2.1-3 Seguimiento de referencia, corriente de salida.

5.2.2.2. Tomar energía a la red.

Las medidas se realizaron teniendo en cuenta la polaridad del inversor por lo tanto se debe ver un desfase de 180 grados entre la corriente y el voltaje de la red.

El esquemático del convertidor en modo rectificador se puede observar en la figura 4.2.2.1.1-1. En el cual se observa que se deja abierto el interruptor s1_1 y se realiza la modulación con el interruptor s2_2, que por su conexión en serie con el diodo permite entregar energía en la entrada del circuito.

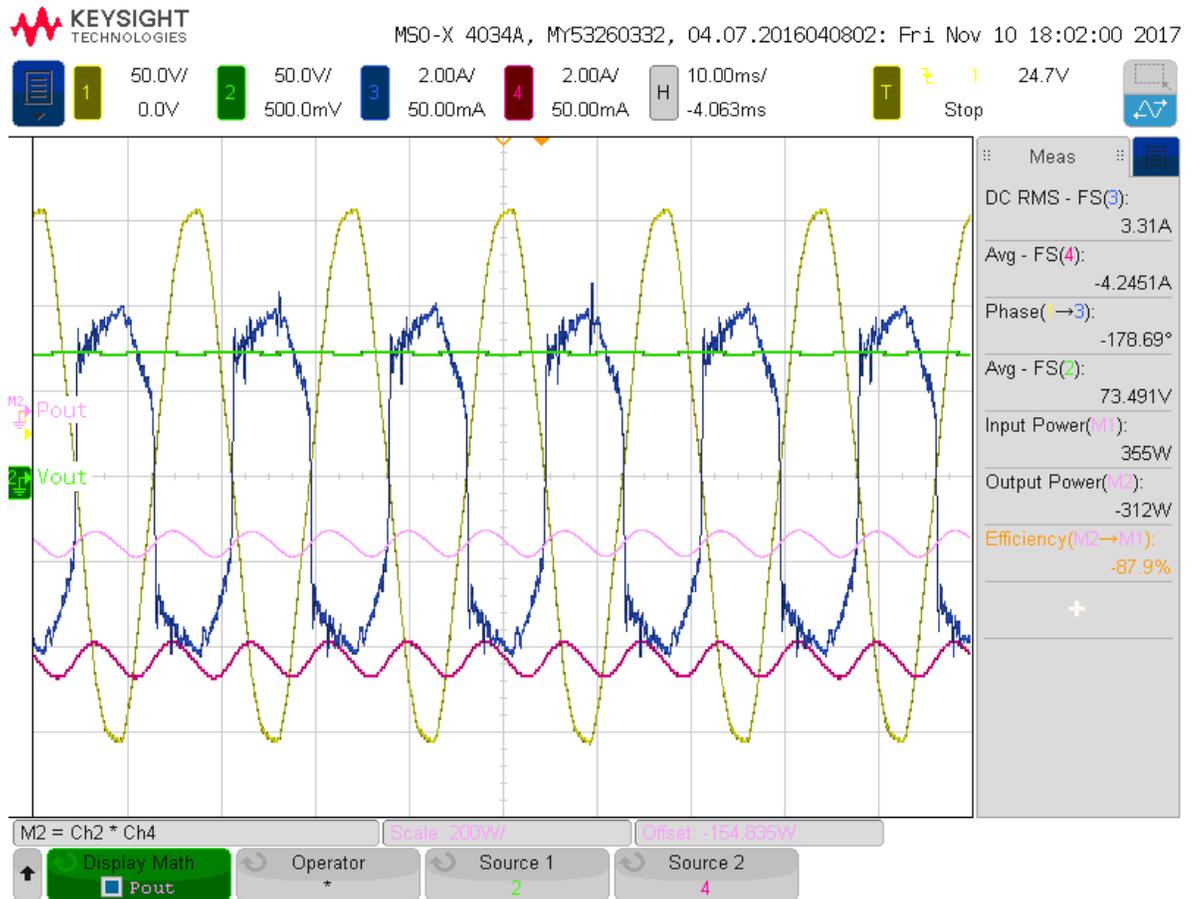
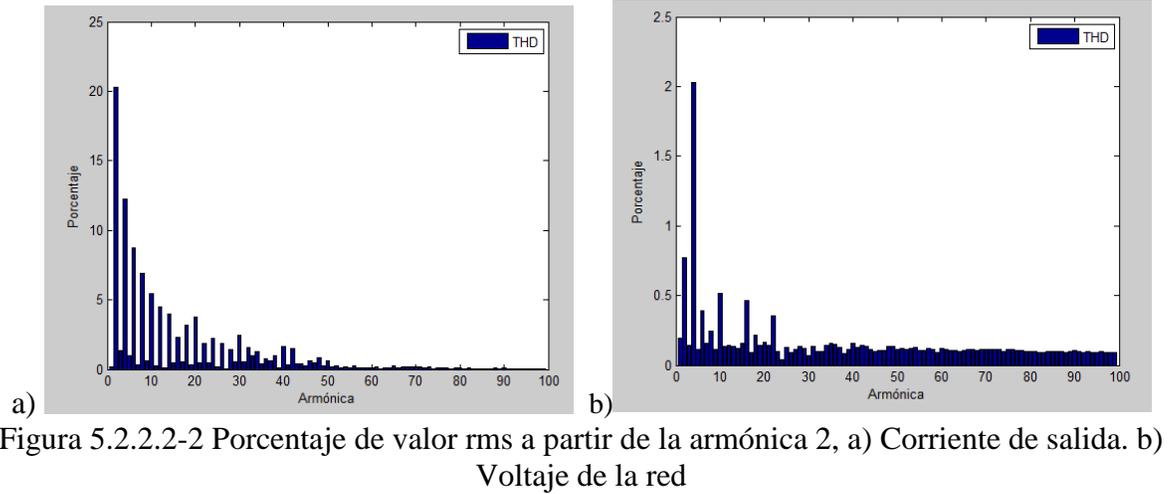


Figura 5.2.2.2-1 Señal amarilla voltaje red eléctrica, señal azul corriente red eléctrica, señal verde voltaje de salida, señal roja corriente a la salida y señal rosada potencia consumida de la red.

Se puede observar que se está consumiendo 355 W de la línea eléctrica y la eficiencia (potencia de salida sobre potencia de entrada) del convertidor es de 87,9%, la distorsión armónica calculada es de 28,8% para la corriente de salida y de 3,68% para la red eléctrica. Se plantea como expectativa a futuro mejorar el control implementado para que la forma de onda de la corriente de salida sea semejante al voltaje de entrada.



La corriente de entrada presenta una componente de 20% en la tercera armónica, siendo la armónica con mayor porcentaje, en el voltaje de la red se observa una componente de quinta armónica con 2% del valor rms de la red.

Calculando la distorsión en la corriente teniendo en cuenta la ya presente distorsión de la red, encontramos que la corriente tiene 7,82% THD con respecto a la red.

En el anexo D, figura b-6 se observa el montaje final del circuito el cual está conformado por los siguientes bloques

- Inductancia de entrada
- Convertidor Bidireccional
- Tarjeta Microcontrolador
- Tarjeta Sensado.

6. CONCLUSIONES

El circuito se ha probado bidireccional pero con pruebas separadas, se requiere de una prueba extra para poder programar un perfil de consumo y así comprobar que el circuito es capaz de generar un consumo promedio por hora constante o cero.

El control implementado presenta variaciones en el punto de operación, esto se debe a que se requiere una adición de parte integral, se realizaron simulaciones pero no se logró el objetivo de tener un desfase de cero grados.

El convertidor tiene una gran desventaja y está dada por la inductancia de entrada, ya que el valor depende de la frecuencia de la red eléctrica y no de la frecuencia de conmutación eso hace que su valor sea grande y por lo tanto se requiera una extensa cantidad de cable que se traduce en una resistencia serie grande.

El convertidor al tener una inductancia con una resistencia serie alta y siendo elevador, la corriente de entrada es mayor que la de la salida y las pérdidas en esta se verán elevadas al cuadrado cada vez que se quiera subir en potencia.

El índice de modulación que determina el pico de la corriente de salida respecto a la corriente de entrada, influye en el THD y en la eficiencia del circuito. Al disminuirlo afecta positivamente la señal de salida disminuyendo su distorsión, aunque al disminuirlo también reduce la eficiencia del circuito ya que requiere mayor corriente a la entrada.

A partir de las funciones de transferencia se concluye que la corriente de entrada no afecta a la dinámica de la corriente de salida, ya que la corriente de entrada no varía respecto al ciclo útil.

Se realizó un comparativo sobre las diferentes configuraciones para la inductancia de entrada, siendo la de una sola inductancia la mejor opción tanto en precio como en el valor de la resistencia serie asociada.

El circuito puede ser conectado a un sistema de banco de baterías y gracias a la inductancia de entrada pueda tener un bajo rizado de corriente sin necesidad de un filtro adicional como sucede en el inversor VSI.

Expectativas a futuro.

Analizar cómo reducir la resistencia serie de la inductancia de entrada y así mejorar la eficiencia del inversor.

Implementar un control con mejor seguimiento de la referencia ya que el actual tiene variaciones alrededor del punto de operación y no se logra error cero en estado estable.

Analizar otros métodos diferentes de modulación y concluir si se reduce la el valor de la inductancia de entrada.

Integrar en un sistema multinivel que permita tener bajos voltajes de almacenamiento reduciendo en si la inductancia de entrada y el valor de corriente que circule por ella.

Bibliografía.

- [1] C. Espejo Marín, «La energía solar fotovoltaica en España,» *Nimbus*, pp. 5-31, 2004.
- [2] C. Severiche, «El agua y la generación de energía en entornos de sostenibilidad,» *Revista de la Escuela de Ingenierías y Arquitectura*, pp. 1-6, 7 Marzo 2013.
- [3] H. Rodríguez Murcia, *Revista de ingeniería. Universidad de los Andes. Bogotá, Colombia*, pp. 83-89, Noviembre 2008.
- [4] H. O. Benavides Ballesteros, O. Simbaqueva, L. Ayala, E. González, H. J. Zapata, O. C. González y C. E. Rocha, «INSTITUTO DE HIDROLOGÍA, METEOROLOGÍA Y ESTUDIOS AMBIENTALES,» 2015. [En línea]. Available: <http://atlas.ideam.gov.co/visorAtlasRadiacion.html>.
- [5] A. Wiesner Hernandez, Sistema fotovoltaico conectado a la línea, con control programado del suministro de energía, Bogotá: PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA, 2013, p. 64.
- [6] J. Ami y S. Mohammad , «Battery storage systems in electric power systems,» *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006.
- [7] E. Behrouzian , «A hybrid photovoltaic and battery energy storage system for high power grid-connected applications,» *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pp. 1-10, 2-6 Septiembre 2013.
- [8] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Segunda ed., Boulder: Springer US, 2001, p. 883.
- [9] M. Mañana Canteli, *REGULACIÓN, CONTROL Y PROTECCIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS*, Santander, Cantabria, 2008.
- [10] A. Perez Barbosa, «INVERSOR PARA S I S T E M A FOTVOLTAICO A I S L A D O,» Bogotá, 2016.
- [11] S. Jayalath y M. Haninf, «CL-FILTER DESIGN FOR GRID-CONNECTED CSI,» *IEEE Explorer* , 2015.
- [12] B. C. Parikshith, «Integrated approach to filter design for grid connected power converters,» 2009.

ANEXOS

A. Paneles Solar

El panel solar fotovoltaico Kyocera KU265-6MCA.

B. Cargador de baterías.

El cargador MidNite Solar CLASSIC 150 MPPT Charge Controller

C. Baterías.

1. Vision 75Ah.
2. CSB 75Ah.
3. KASIE 200Ah.
4. CSB 55Ah.
5. CSB 33Ah.

D. Inversor.

a. Sensado

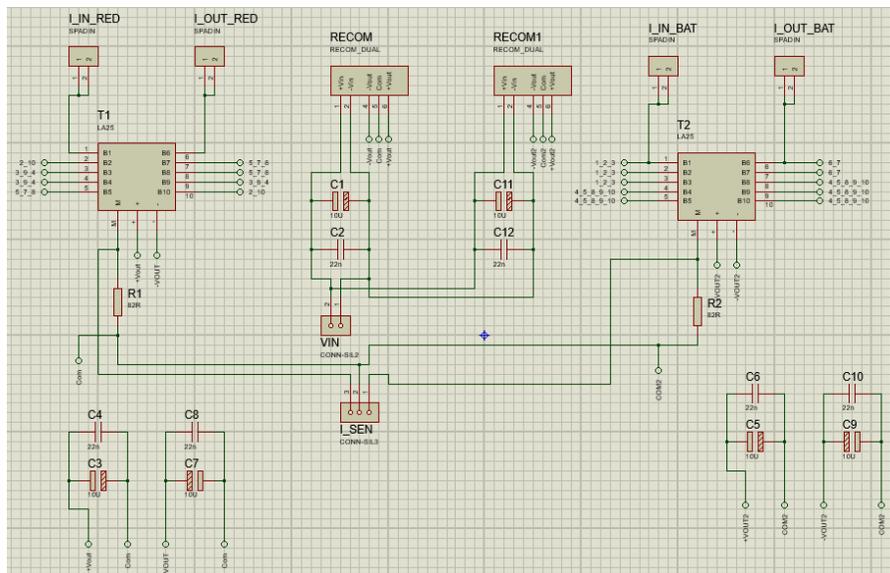


Figura a-1 Esquemático sensado corriente.

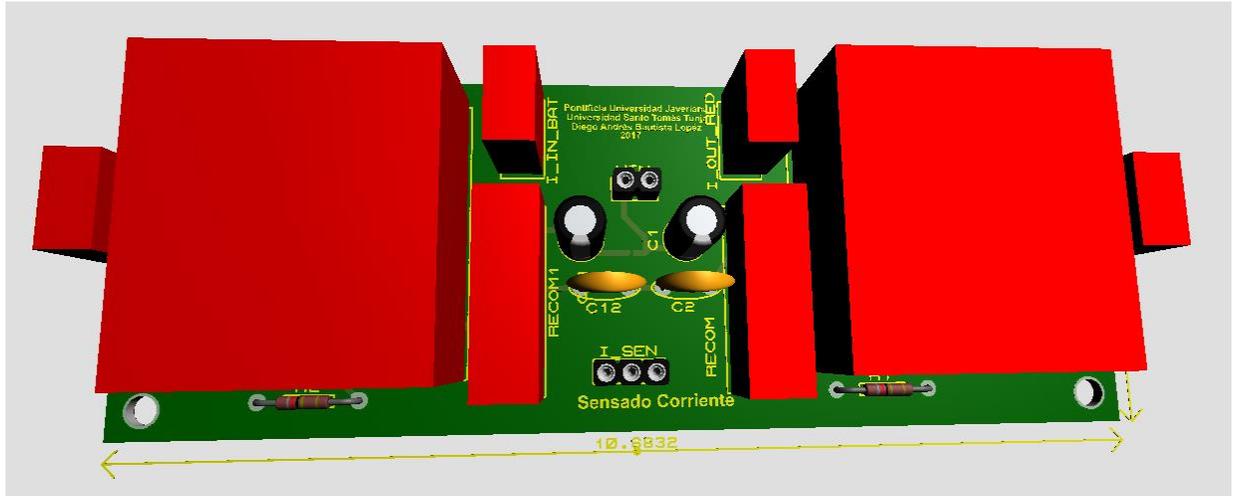


Figura a-2 Vista 3D PCB sensado corriente.

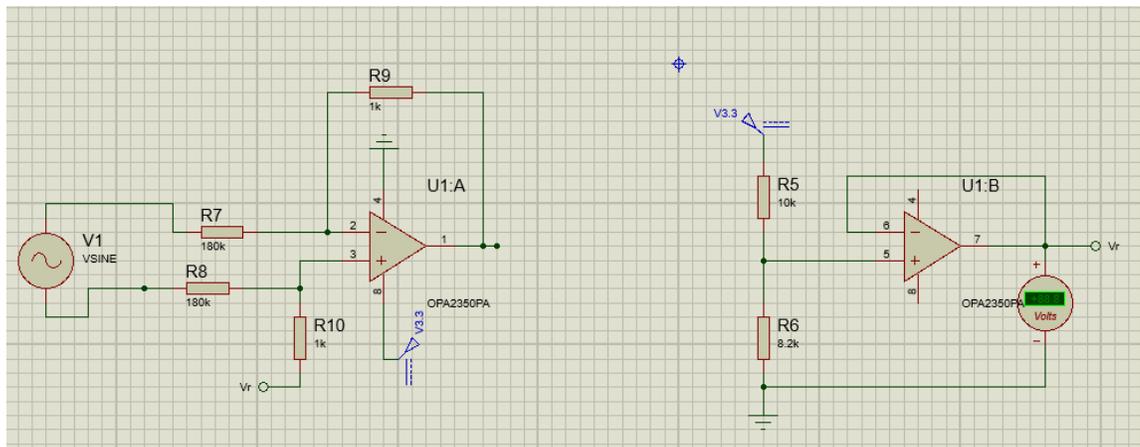


Figura a-3 Esquemático sensado voltaje red eléctrica.

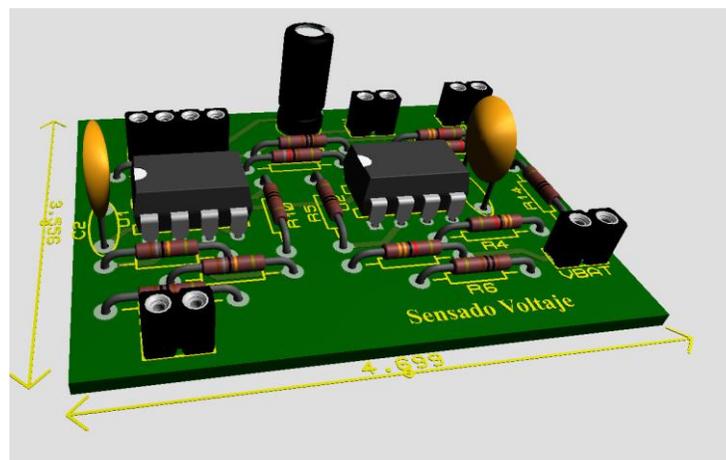


Figura a-4 Vista 3D PCB Sensado de voltaje red y baterías.

b. Implementación Convertidor

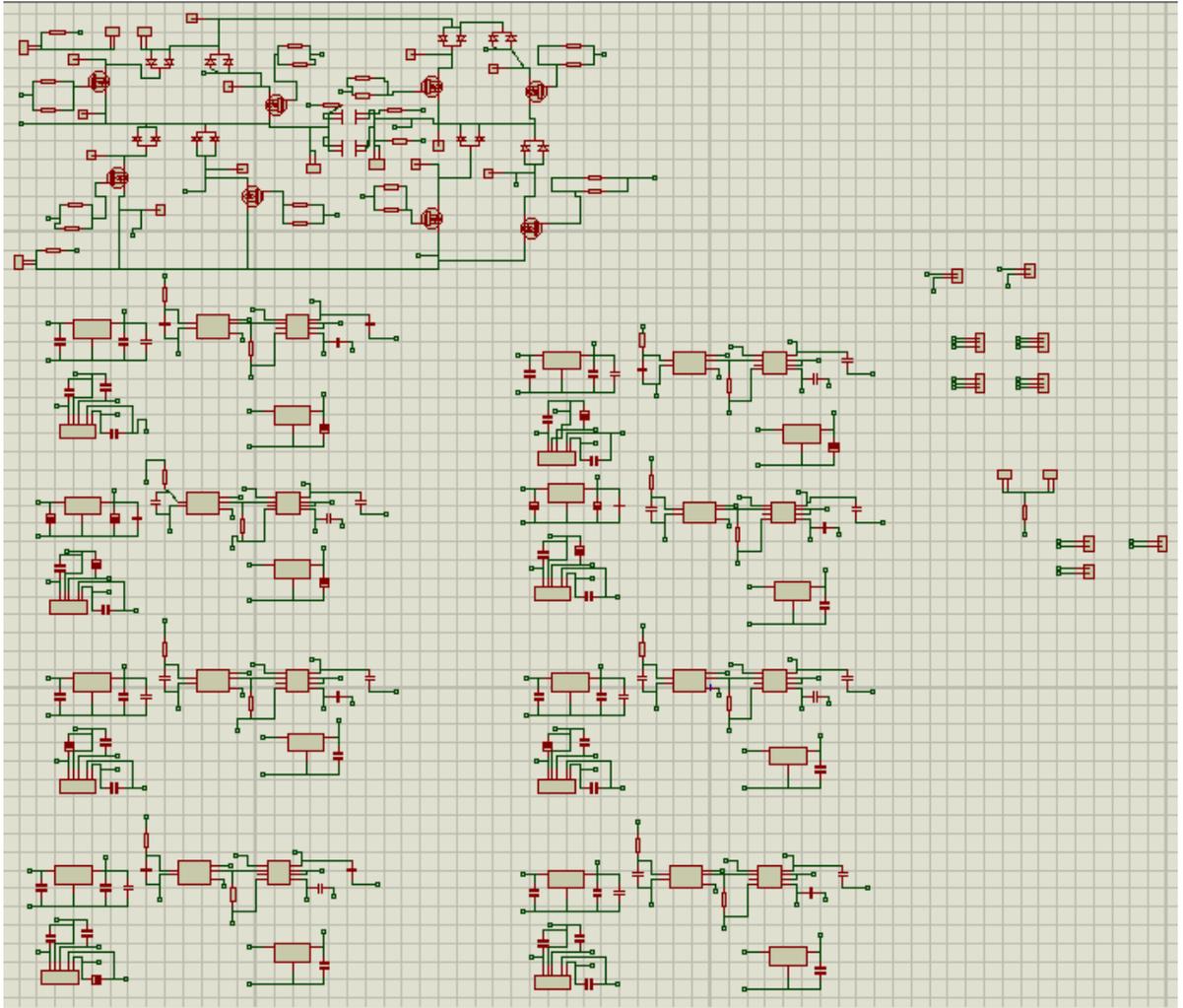


Figura b-1 Esquemático CSI bidireccional.

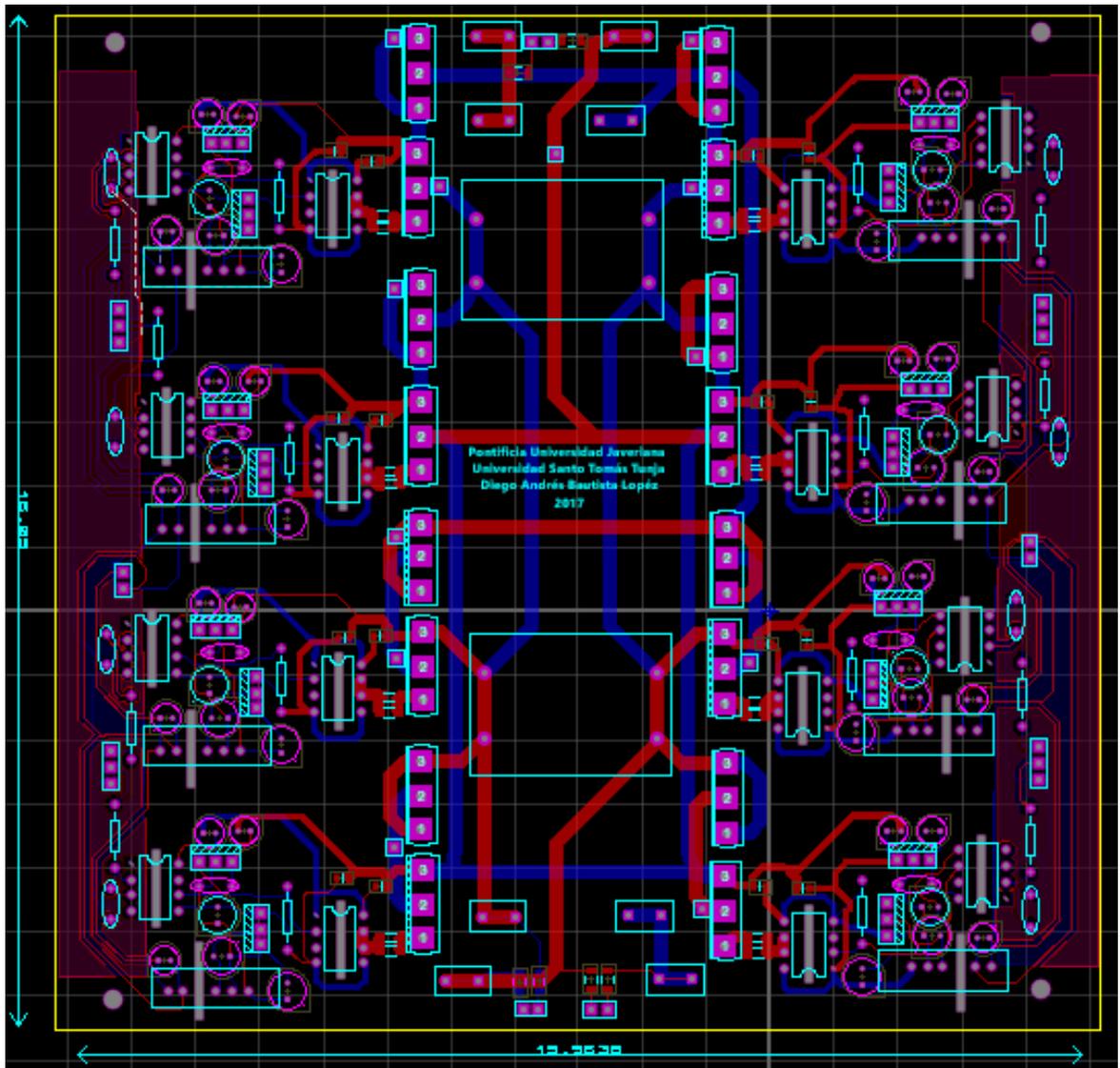


Figura b-2 Vista PCB Capa Top y Boton.

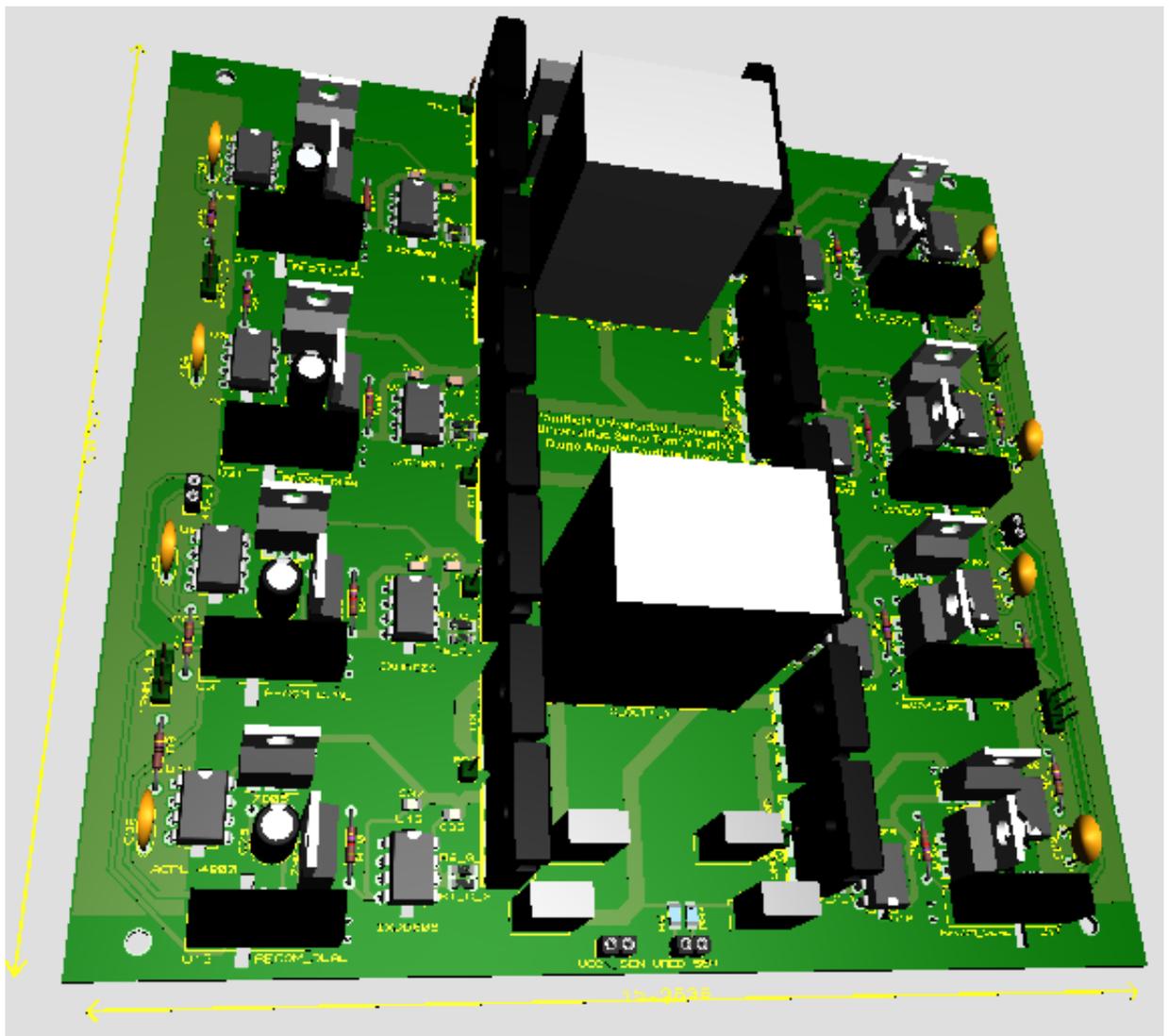


Figura b-3 Vista superior 3D PCB

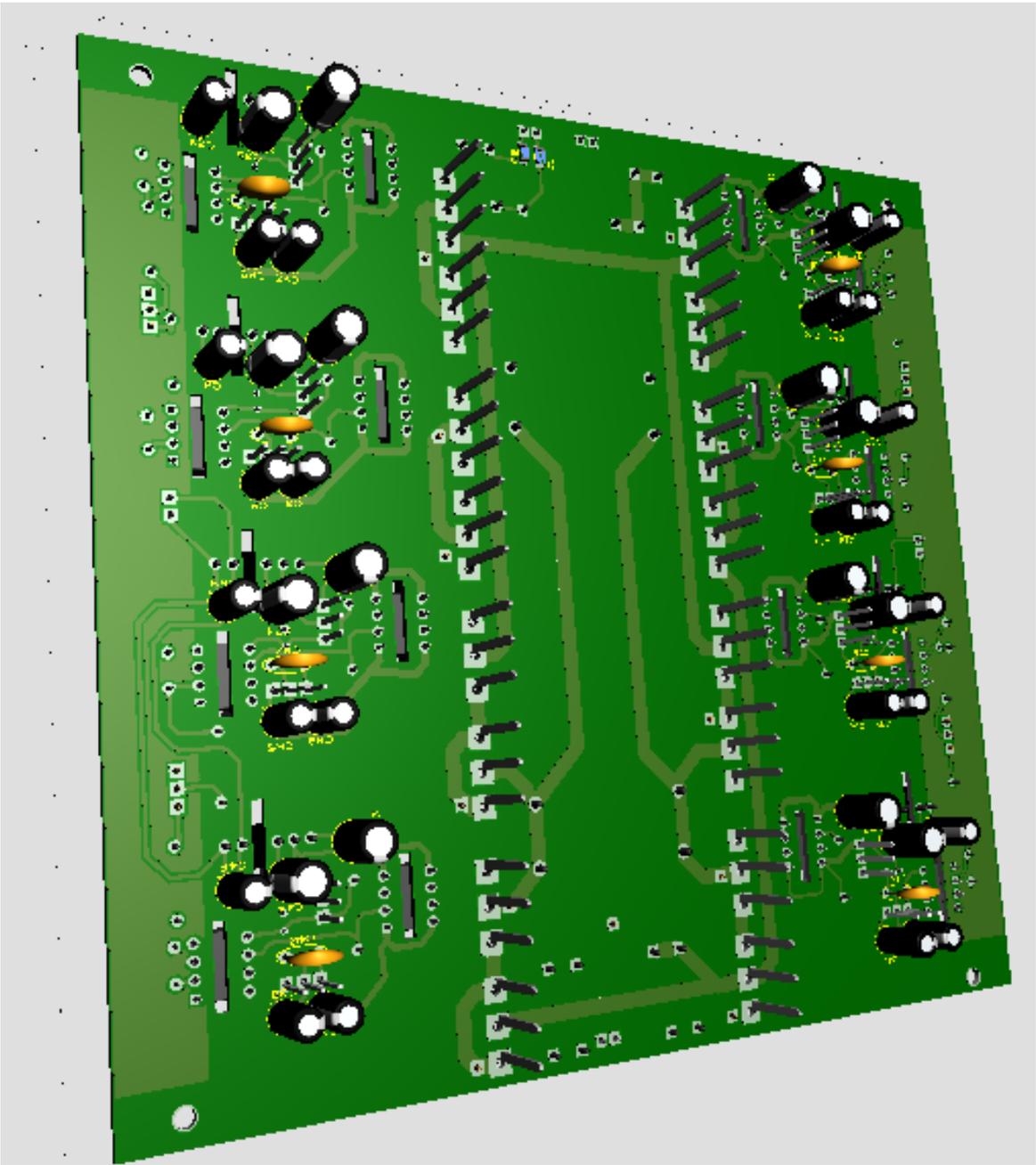


Figura b-4 Vista inferior 3D PCB

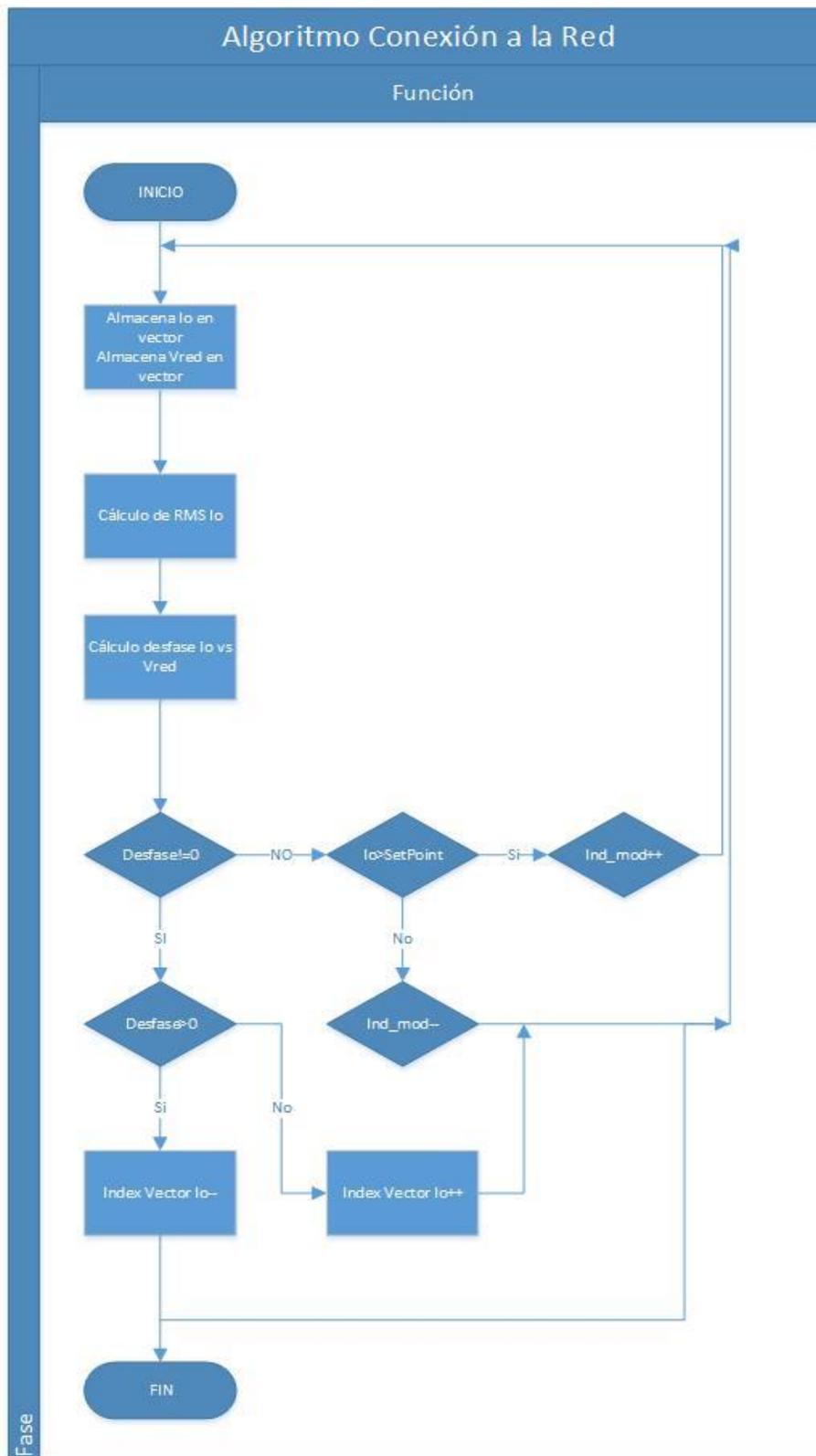


Figura b-5 Algoritmo para conectar el circuito a la red

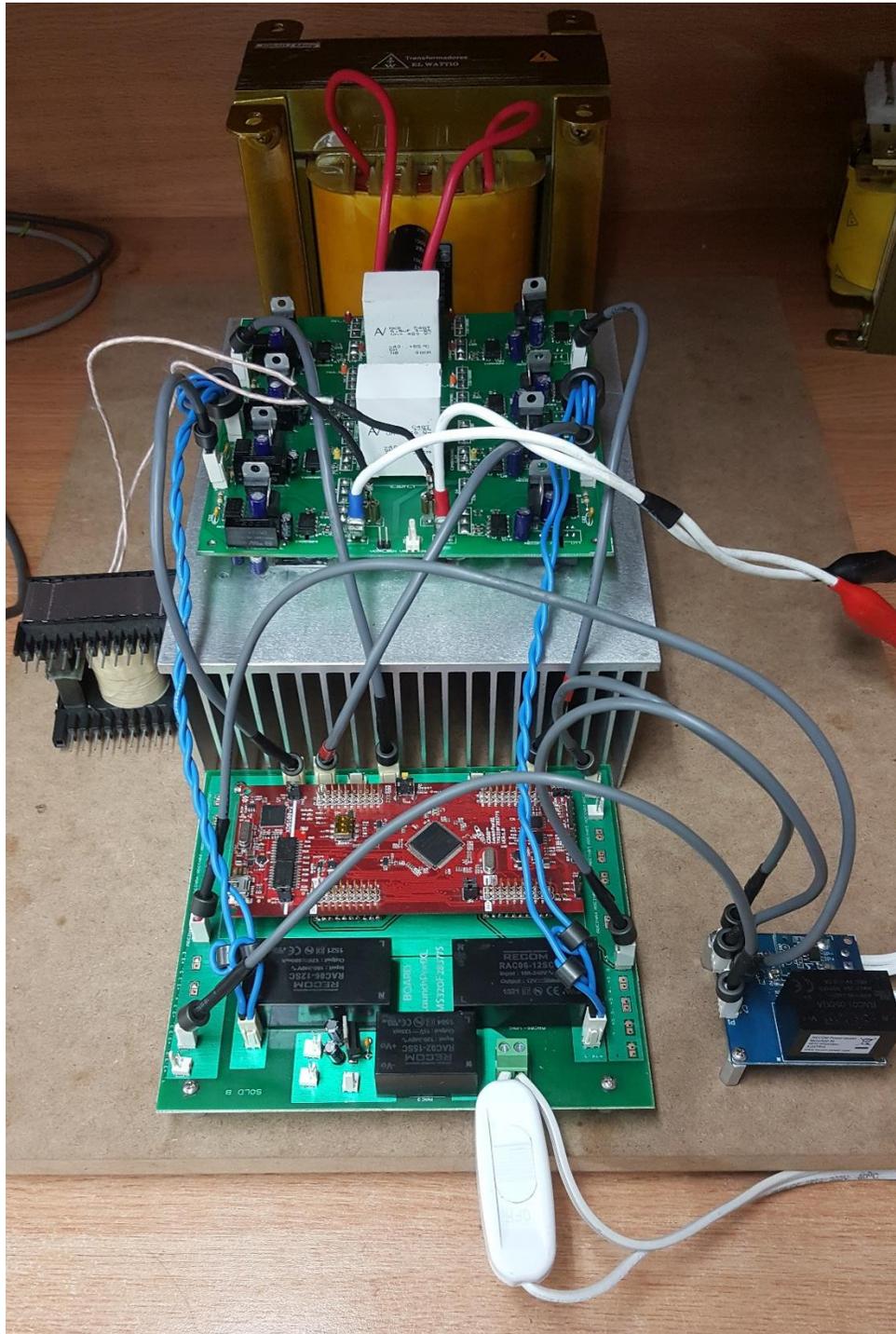


Figura b-6 Montaje final circuito.

c. Código implementado en el microcontrolador

```
//#####  
//  
// FILE:   bidireccional.c  
//  
// TITLE:  LED Blink Example for F2837xS.  
//  
//! \addtogroup cpu01_example_list  
//! <h1> Blinky </h1>  
//!  
//! This example blinks LED X  
//  
//#####  
// $TI Release: F2837xS Support Library v200 $  
// $Release Date: Tue Jun 21 13:52:16 CDT 2016 $  
// $Copyright: Copyright (C) 2014-2016 Texas Instruments Incorporated -  
//           http://www.ti.com/ ALL RIGHTS RESERVED $  
//#####  
  
//  
// Included Files  
//  
#include "F28x_Project.h"  
  
#include "math.h"  
extern void InitSysCtrl(void);  
extern void InitPieCtrl(void);  
extern void InitPieVectTable(void);  
void Gpio_select(void);  
extern void DSP28x_usDelay(Uint32 Count);  
void Setup_ePWM1(void);  
  
// Function Prototypes  
//  
void ConfigureADC(void);  
void ConfigureEPWM(void);  
void SetupADCEpwm(Uint16 channel, Uint16 channel1);  
interrupt void adca1_isr(void);  
  
//  
// Defines  
//  
#define RESULTS_BUFFER_SIZE 256  
  
//  
// Globals  
//  
Uint16 AdcaResults;  
volatile Uint16 bufferFull;
```

```

float t;
unsigned tope=3333; //2000=25khz
float i_m=0.95;
float d=0;

unsigned d_t=33;

unsigned buff=250;

float Ibuf[250];
float Ibuf1[250];
float Ibuf2[250];

float I_m_buf[250];
float I_m_buf1[250];
float I_m_buf2[250];

float sum=0.0,rms_V=0.0;
float sum1=0.0,rms_I=0.0;

unsigned i=0;
unsigned j=0;
unsigned desf=0;
unsigned mod=0;
unsigned inv=1;

float Res_ADC=0.000732899993; // 3/2^12
float Voltage_Red=0.0;
float Corriente_Red=0.0;
float m=1.7235,b=2.205;
float m_vr=290.31,b_vr=361.15;
float m_ar=10.162,b_ar=15.704;

float Ired=2.0;

void main(void)
{
    //
    // Step 1. Initialize System Control:
    // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks14

    // This example function is found in the F2837xS_SysCtrl.c file.
    //
    InitSysCtrl();

    //
    // Step 2. Initialize GPIO:
    // This example function is found in the F2837xS_Gpio.c file and

```

```

// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
//
    InitGpio(); // Skipped for this example

//
// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
//
    DINT;

//
// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the F2837xS_PieCtrl.c file.
//
    InitPieCtrl();

//
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
//
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

//
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in F2837xS_DefaultIsr.c.
// This function is found in F2837xS_PieVect.c.
//
    InitPieVectTable();

//
// Map ISR functions
//
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
    EDIS;

//

    Gpio_select();
    Setup_ePWM1();

// Configure the ADC and power it up
//
    ConfigureADC();

//
// Configure the ePWM
//

```

```

        ConfigureEPWM();

//
// Setup the ADC for ePWM triggered conversions on channel 0
//
        SetupADCEpwm(14,15);

//
// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
//
        IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
        EINT; // Enable Global interrupt INTM
        ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

//
// Initialize results
//

        AdcaResults= 0;

        bufferFull = 0;

//
// enable PIE interrupt
//
        PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;

//
// sync ePWM
//
        EALLOW;
        CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

//
//take conversions indefinitely in loop
//
//
while(1)
{
//
//start ePWM
//
//EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA
//EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //unfreeze, and enter up count
mode

//

```

```

interrupts, //wait while ePWM causes ADC conversions, which then cause
bufferFull //which fill the results buffer, eventually setting the
//flag
//
//while(!bufferFull);
//bufferFull = 0; //clear the buffer full flag

//
//stop ePWM
//
//EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; //disable SOCA
//EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 3; //freeze counter

//
//at this point, AdcaResults[] contains a sequence of conversions
//from the selected channel
//

//
//software breakpoint, hit run again to get updated conversions
//
//asm(" ESTOP0");

}
}

//
// ConfigureADC - Write ADC configurations and power up the ADC for
both //
// ADC A and ADC B
//
void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW;

    //
    //write configurations
    //
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 1; //set ADCCLK divider to /1
    AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT,
ADC_SIGNALMODE_SINGLE);

    //
    //Set pulse positions to late
    //
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;

    //

```

```

        //power up the ADC
        //
        AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;

        //
        //delay for 1ms to allow ADC time to power up
        //
        DELAY_US(1000);

        EDIS;
    }

    //
    // ConfigureEPWM - Configure EPWM SOC and compare values
    //
    void ConfigureEPWM(void)
    {
        EALLOW;
        // Assumes ePWM clock is already enabled
        EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Disable SOC on A group
        EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC on up-count
        EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st
event
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0.5*tope; // Set compare A value
to 2048 counts
        EPwm2Regs.TBPRD = tope; // Set period to 4096
counts
        EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // freeze counter
        EDIS;
    }

    //
    // SetupADCEpwm - Setup ADC EPWM acquisition window
    //
    void SetupADCEpwm(Uint16 channel,Uint16 channel1)
    {
        Uint16 acqps;

        //
        //determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on
resolution
        //
        if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
        {
            acqps = 14; //75ns
        }
        else //resolution is 16-bit
        {
            acqps = 63; //320ns
        }

        //
        //Select the channels to convert and end of conversion flag

```

```

//
EALLOW;
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = channel; //SOC0 will convert pin
A14
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100
SYSCLK cycles
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 7; //trigger on ePWM2 SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = channel1; //SOC1 will convert
pin A15
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100
SYSCLK cycles
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 7; //trigger on ePWM2 SOCA/C

AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC0 will set
INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is
cleared
EDIS;
}

//
// adca1_isr - Read ADC Buffer in ISR
//
interrupt void adca1_isr(void)
{
Voltage_Red = ((float)AdcaResultRegs.ADCRESULT0)*Res_ADC;
Corriente_Red=((float)AdcaResultRegs.ADCRESULT1)*Res_ADC;

    if(i==buff){

        sum=0;
        sum1=0;

        i=0;

        rms_V=0;
        rms_I=0;

        for(j=0; j<buff; j++){

            sum=(Ibuf2[j]*Ibuf2[j])+sum;
            I_m_buf[j]=Ibuf[j];

            I_m_buf1[j]=Ibuf1[j];
            I_m_buf2[j]=Ibuf2[j];

            sum1=(Ibuf1[j]*Ibuf1[j])+sum1;
        }
}

```

```

rms_V=sqrt(sum/(buff));
//rms_2=sum1/buff;
rms_I=sqrt(sum1/(buff));

if(rms_I>Ired&&mod==1){
    i_m=i_m+0.001;
    if(i_m>0.999){
        i_m=0.999;
    }
}else if(rms_I<Ired&&mod==1){
    i_m=i_m-0.001;
    if(i_m<0.3){
        i_m=0.3;
    }
}

}

Ibuf[i]=Voltage_Red;

Ibuf1[i]=Corriente_Red*m_ar-b_ar;
Ibuf2[i]=Voltage_Red*m_vr-b_vr;

d=(((float)tope)*i_m/2)*(((I_m_buf[i]))*m-b)+(((float)tope)/2);
//d=(((float)tope)*i_m/2)*((I_m_buf[i+desf])*m-
b)+(((float)tope)/2);
//d=((float)tope)*i_m;

EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA =(unsigned)d;
EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA =(unsigned)d;

EPwm7Regs.TBPRD = tope;
EPwm8Regs.TBPRD = tope;

```

```

        EPwm7Regs.DBRED.bit.DBRED = d_t;           // 10
microseconds delay
        EPwm7Regs.DBFED.bit.DBFED = d_t;
microseconds delay
        EPwm7Regs.DBRED.bit.DBRED = d_t;           // 10
        EPwm7Regs.DBFED.bit.DBFED = d_t;
to 2048 counts
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0.5*tope;       // Set compare A value
counts
        EPwm2Regs.TBPRD = tope;                   // Set period to 4096

        i++;

        AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
        PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    }

void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;                 // GPIO15 ... GPIO0 = General
Purpose I/O

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;         // ePWM2A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1;         // ePWM2B active
    //GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1;
    //GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 1;        //pwm7a
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 1;        // pwm7b
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 1;        // pwm8a
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 1;        // pwm8b

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;                 // GPIO31 ... GPIO16 = General
Purpose I/O

    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO16 = 1;        //pwm9a
    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO17 = 1;        // pwm9b
    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO18 = 1;        // pwm10a
    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO19 = 1;        // pwm10b
    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO20 = 1;        // pwm11a
    GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO21 = 1;        // pwm11b

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 1;        //pwm9a
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO17 = 1;        // pwm9b
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO18 = 1;        // pwm10a
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO19 = 1;        // pwm10b
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 1;        // pwm11a
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 1;        // pwm11b

```

```

        GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;           // GPIO47 ... GPIO32 = General
Purpose I/O
        GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;           // GPIO63 ... GPIO48 = General
Purpose I/O
        GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;           // GPIO79 ... GPIO64 = General
Purpose I/O
        GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;           // GPIO87 ... GPIO80 = General
Purpose I/O

        GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
//GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 1; // peripheral explorer: LED LD1 at
GPIO9
//GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1; // peripheral explorer: LED LD2 at
GPIO11
// GPIO87-64 as inputs
        EDIS;
}
void Setup_ePWM1(void)
{
    for(j=0; j<buff; j++){
        I_m_buf[j]=0;
        Ibuf[j]=0;
        Ibuf1[j]=0;
    }
        EALLOW;

        EPwm7Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; // CLKDIV = 1
        EPwm7Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // HSPCLKDIV =
2
        EPwm7Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // up - down mode

        EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAU =1;           // set ePWM1A
on CMPA up
        EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAD =2;

        //EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBU =1;           // set ePWM1A
on CMPA up
        //EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBD =2;

        // clear ePWM1A on CMPA down
        EPwm7Regs.TBPRD = tope;                 // 1KHz - PWM
signal

        EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = 0.5*tope;
        //EPwm7Regs.CMPB.bit.CMPB = 0.5*tope;
        EPwm7Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = 1;
        EPwm7Regs.DBRED.bit.DBRED = d_t;           //

10 microseconds delay
        EPwm7Regs.DBFED.bit.DBFED = d_t;

```

```

microseconds delay          //EPwm4Regs.DBRED = 24;                // 10
                            //          EPwm4Regs.DBFED = 24;

EPwm7Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;    // ePWM1A = RED
EPwm7Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 1;     // S3=1
inverted signal at ePWM1B
RED & FED                    EPwm7Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0; // ePWM1A = source for

                            EPwm8Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; // CLKDIV = 1
                            EPwm8Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
                            // HSPCLKDIV = 2
                            EPwm8Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //
up - down mode

                            EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAU = 1;
                            EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAD = 2;
                            //EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBU = 1;
                            //EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBD = 2;
                            // clear ePWM1A on CMPA down
                            EPwm8Regs.TBPRD = tope;
                            // 1KHz - PWM signal

                            EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = 0.5*tope;
                            //EPwm7Regs.CMPB.bit.CMPB =
0.5*tope;

                            //          EPwm7Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = 1;
                            EPwm8Regs.DBRED.bit.DBRED = d_t;
                            // 10 microseconds delay
                            EPwm8Regs.DBFED.bit.DBFED = d_t;

                            //EPwm4Regs.DBRED = 24;
                            //          EPwm4Regs.DBFED
= 24;

                            EPwm8Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;    // ePWM1A
= RED
                            EPwm8Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 1;     // S3=1
inverted signal at ePWM1B
source for RED & FED        EPwm8Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0; // ePWM1A =

                            EPwm8Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
                            EPwm8Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;

```

```

= 1
HSPCLKDIV = 2
down mode

ePWM1A on CMPA up

ePWM1A on CMPA up

PWM signal
cycle first

EPwm10Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; // CLKDIV
EPwm10Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; //
EPwm10Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // up -

EPwm10Regs.AQCTLA.bit.CAU =1; // set
EPwm10Regs.AQCTLA.bit.CAD =2;

EPwm10Regs.AQCTLB.bit.CBU =1; // set
EPwm10Regs.AQCTLB.bit.CBD =2;
// clear ePWM1A on CMPA down
EPwm10Regs.TBPRD = tope; // 1kHz -

EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = 0; // 50% duty

EPwm10Regs.CMPB.bit.CMPB = 0;
EPwm10Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
//EPwm10Regs.TBSTS.bit.SYNCI=1;

EPwm11Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; // CLKDIV = 1
EPwm11Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // HSPCLKDIV =
2
mode

on CMPA up

on CMPA up

signal
first

EPwm11Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // up - down

EPwm11Regs.AQCTLA.bit.CAU =1; // set ePWM1A
EPwm11Regs.AQCTLA.bit.CAD =2;

EPwm11Regs.AQCTLB.bit.CBU =1; // set ePWM1A
EPwm11Regs.AQCTLB.bit.CBD =2;
// clear ePWM1A on CMPA down
EPwm11Regs.TBPRD = tope; // 1kHz - PWM

EPwm11Regs.CMPA.bit.CMPA = 0; // 50% duty cycle

EPwm11Regs.CMPB.bit.CMPB = 0;
EPwm11Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
EPwm11Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;

EDIS;

}

```