



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

ADAPTADOR DE IMPEDANCIA PARA FUENTES FOTOVOLTAICAS

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

CLAUDIO RICARDO VERGARA RAMÍREZ

PROFESOR GUÍA:
RODRIGO PALMA BEHNKE

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
LUIS VARGAS DÍAZ
PATRICIO MENDOZA ARAYA

SANTIAGO DE CHILE
AGOSTO 2008

RESUMEN DE LA MEMORIA
PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: CLAUDIO VERGARA RAMÍREZ
FECHA: 01/08/2008
PROF. GUÍA: SR. RODRIGO PALMA

ADAPTADOR DE IMPEDANCIA PARA FUENTES FOTOVOLTAICAS

La naturaleza no ideal de los procesos de conversión de energía se manifiesta en la aparición de distintos puntos de operación, para los cuales la eficiencia de la transformación difiere apreciablemente. Dentro de ellos, los mecanismos a través de los cuales se genera la electricidad plantean la necesidad de abordar el asunto de la generación eficiente hasta el máximo grado económicamente justificable. En esta misma línea, los actuales niveles de precios de la energía eléctrica han despertado el interés por aprovechar fuentes que hasta hace poco no parecían competitivas, impulsando así el perfeccionamiento de sus tecnologías de explotación asociadas. Los sistemas fotovoltaicos (FV) destacan por presentar mínimos costos de operación y elevadas inversiones, quedando su viabilidad económica fuertemente asociada a la capacidad de maximizar la energía generada usando equipos de bajo costo.

Este trabajo busca diseñar y construir un equipo capaz de manejar la curva de carga de los sistemas FV igualando la impedancia aparente de la carga a la impedancia interna de la fuente, asegurando así alcanzar la máxima tasa de transferencia de energía. Actualmente se observa un aumento en la presencia de estos dispositivos, conocidos en la literatura como “seguidores del punto de máxima potencia” (MPPT, por sus siglas en inglés), gracias a que los avances en equipos electrónicos de potencia permiten contar con ellos a un precio razonable.

Se presenta el desarrollo de un MPPT para aplicaciones móviles y estacionarias consistente en un conversor CC/CC de tipo elevador con rectificación sincrónica, realimentado por un lazo de maximización de la corriente entregada a la carga. El control hace uso de un algoritmo capaz de detectar máximos en dominios no convexos y hacer un seguimiento dinámico de ellos, manteniendo un punto de operación en el panel solar cercano al de máxima potencia. La topología del convertidor CC/CC permite transferir energía entre distintos niveles de tensión en ambos sentidos y su eficiencia se beneficia de la introducción de un MOSFET rectificador. Además, la operación en paralelo de varias de estas unidades es directa y la migración hacia su uso en otras fuentes de corriente continua se puede llevar a cabo con mínimas modificaciones en el algoritmo.

El diseño y la construcción del convertidor CC/CC es descrita en detalle haciendo especial énfasis en la elección de los transistores de potencia, su sistema de disparo y el cálculo del núcleo del inductor. Se discuten los algoritmos para condiciones de operación normal y ante paneles dañados, desarrollándose un cálculo teórico del rendimiento del sistema que explica el 99,96 % de las pérdidas medidas. Las pruebas empíricas se realizan para el caso de un panel

fotovoltaico de 200 [W] nominales, obteniéndose una eficiencia del 94,87 % en el conversor ante una potencia de entrada de 100 [W] y una pérdida de eficiencia del 1,07 % asociada al comportamiento del algoritmo de mantención del punto de máxima potencia. Se propone como trabajo futuro mejorar el rendimiento del dispositivo mediante el uso de convertidores resonantes y algoritmos basados en la respuesta dinámica de las celdas FV.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivos y alcance	2
1.1.1. Objetivo general	2
1.1.2. Objetivos específicos	2
1.1.3. Alcance	3
1.2. Estructura del trabajo	3
1.3. Propuesta metodológica	4
2. Las fuentes fotovoltaicas.	7
2.1. Naturaleza de la radiación solar	7
2.1.1. El Sol como emisor	7

2.1.2. Radiación en la superficie de la Tierra	9
2.2. Fundamentos físicos de los sistemas fotovoltaicos	11
2.2.1. Efecto fotoeléctrico	11
2.2.2. Junturas semiconductoras	11
2.3. Las celdas fotovoltaicas	13
2.3.1. Respuesta espectral	13
2.3.2. Curva de carga	14
2.3.3. Circuito equivalente	16
2.3.4. Modelo matemático	17
3. Adaptación de impedancia	20
3.1. Las transferencias de energía	20
3.1.1. Cargas y el teorema de la máxima transferencia de potencia	21
3.2. Caso fotovoltaico de la adaptación de impedancia	24
3.2.1. Punto de máxima transferencia de potencia	25
3.2.2. Suficiencia del conversor DC/DC para fijar el punto de máxima potencia.	25
3.3. Conversores de potencia electrónicos.	27
3.4. Conversor Buck	27
3.5. Conversor Boost	28
3.6. Conversor Buck-Boost	29

3.7. Conversor Cuk	30
4. Desarrollo de un adaptador de impedancia para fuentes fotovoltaicas.	32
4.1. Comportamiento funcional requerido	33
4.1.1. Conversor DC/DC	33
4.1.2. Sistema de medición	34
4.1.3. Algoritmos de operación	35
4.2. Antecedentes	36
4.2.1. Conversor DC/DC	37
4.2.2. Algoritmos	38
4.2.3. Alternativas disponibles en el mercado	41
4.2.4. La experiencia Eolian	43
4.3. Diseño del conversor DC/DC	49
4.3.1. Ecuaciones de funcionamiento	50
4.4. Algoritmos	53
4.4.1. Descripción de los estados	55
4.5. Implementación	61
4.5.1. Rango de operación	61
4.5.2. Interruptores de potencia	62
4.5.3. Frecuencia de commutación de los interruptores de potencia	62

4.5.4. Elementos reactivos	63
4.5.5. Diseño del inductor	64
4.5.6. Sistema de disparo de los interruptores de potencia.	74
4.5.7. Supresor de transitorios de tensión (Snubber)	78
4.5.8. Unidad de procesamiento	80
4.5.9. Sensores y transductores	80
4.5.10. Fuente de alimentación	84
4.5.11. Integración física	84
4.6. Estimación del rendimiento	86
4.6.1. Pérdidas en el Booster	86
4.6.2. Consumo de la etapa de control	89
4.7. Resultados experimentales	91
4.7.1. Consumo de la electrónica	91
4.7.2. Eficiencia del convertidor	92
5. Conclusiones y trabajo futuro	96
Bibliografía	99
A. Implementación del algoritmo	103
B. Circuitos electrónicos	110

Índice de figuras

1.1. Etapas generales del desarrollo.	4
1.2. Caracterización del problema.	5
1.3. Diagramas de flujo para las metodologías de desarrollo de los algoritmos y del módulo de potencia.	6
2.1. Espectro de radiación de un cuerpo negro. Curvas para distintas temperaturas en grados Kelvin [6].	9
2.2. Espectro AM 1,5 [7].	10
2.3. Estructura de bandas de la juntura P-N y su funcionamiento como fuente de corriente en una celda fotovoltaica [7].	12
2.4. Mejoras en la celda fotovoltaica SunPower A300 [9].	14
2.5. Característica I-V de una celda fotovoltaica [7].	15
2.6. Característica P-V de una celda fotovoltaica [7].	15

2.7. Relación I-V de un diodo [7]	16
2.8. Circuito equivalente de una celda fotovoltaica.	17
2.9. Efecto de la intensidad de la radiación en la curva I-V de una celda fotovoltaica [7].	18
2.10. Efecto de la temperatura en la curva I-V de una celda fotovoltaica [7]. Temperaturas en grados Kelvin.	19
 3.1. Circuito equivalente de un acumulador electroquímico [12].	22
3.2. Carga activa en paralelo con un banco de baterías.	23
3.3. Panel solar conectado a un acumulador mediante un diodo.	24
3.4. Panel solar conectado a un acumulador mediante un conversor DC/DC.	26
3.5. Topología Buck.	28
3.6. Topología Boost.	29
3.7. Topología Buck-Boost.	30
3.8. Topología Cuk.	30
 4.1. Sistema MPPT.	33
4.2. Comparación en las pérdidas en el elemento rectificador [19].	37
4.3. Curvas de un panel solar en presencia de sombra parcial. [21].	40
4.4. Comportamiento de la eficiencia del Sunny boy SB7000 [16].	42
4.5. Comportamiento de la eficiencia del Drivetek MPPT Race [18].	43

4.6. Pablo Gibson, Hugo Muñoz, Rodrigo Palma, Claudio Vergara y Manuel Vargas junto al auto solar Eolian.	44
4.7. Vista esquemática del sistema eléctrico de Eolian.	45
4.8. MPPT del auto solar Eolian.	46
4.9. Topología Boost con rectificador sincrónico	49
4.10. Booster como adaptador de un panel solar a una carga mixta.	49
4.11. Estados del Booster.	50
4.12. Tensión en el inductor	51
4.13. Corriente en el inductor.	51
4.14. Corriente en el condensador de salida.	53
4.15. Diagrama de estados del MPPT.	54
4.16. Función SEGUIMIENTO_TENSION.	56
4.17. Estado INICIAL.	57
4.18. Estado BARRIDO	58
4.19. Estado GRADIENTE	60
4.20. Inductor [44].	66
4.21. Efecto pelicular [44].	67
4.22. Típica curva de magnetización con histéresis [48].	70
4.23. Núcleo 44022EC [48].	71
4.24. Permeabilidad relativa en función de la densidad de flujo [48].	72

4.25. Densidad de flujo de saturación en función de la temperatura [48].	72
4.26. Núcleo magnético con entrehierro [44].	73
4.27. Circuito de disparo de los MOSFET [51].	75
4.28. Relación entre V_{GS} y Q_G [40].	77
4.29. Snubbers de tensión.	79
4.30. Acondicionamiento de la muestra de tensión.	81
4.31. Respuesta en frecuencia del filtro de la medición de tensión	82
4.32. Ubicación de los transductores de corriente.	82
4.33. Conexión del ACS712 [56].	83
4.34. Tiempo de respuesta en función del condensador de filtro [56].	83
4.35. Ubicación de los componentes en el circuito impreso.	85
4.36. Tensión drenaje - fuente y corriente por el MOSFET en el encendido y el apagado [41].	87
4.37. Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo para distintas frecuencias [48].	90
4.38. Consumo en función de la tensión de la fuente.	92
4.39. Potencia en la fuente y el panel solar en función del tiempo.	93
4.40. Tensión en el panel solar durante la prueba.	94
4.41. Eficiencia del convertidor en función de la potencia de entrada.	95
 B.1. Esquemático.	111

B.2. Plantilla del circuito impreso.	112
--	-----

CAPÍTULO 1

Introducción

El sostenido decaimiento en la disponibilidad de recursos energéticos tradicionales impulsa a usar fuentes de energía que, por su costo o magnitud, no se consideraban apropiadas para aportar a satisfacer las necesidades energéticas de la población. Determinante es, en este contexto, asegurar que el proceso mediante el cual se convierten los energéticos primarios en una forma de energía apropiada para las aplicaciones se realice en condiciones de máxima eficiencia, mejorándose así la rentabilidad de los proyectos de inversión y por lo tanto permitiendo ampliar el conjunto de alternativas viables; para cada fuente, la factibilidad de realizarlo dependerá de la disponibilidad de tecnologías cuyo costo se justifique por los ingresos adicionales derivados de un aumento de la energía generada.

Los avances de los últimos 30 años en el campo de la electrónica de potencia han derivado en una amplia disponibilidad de componentes y equipos capaces de manejar las transferencias de energía eléctrica con eficiencias cercanas a la unidad, permitiendo desacoplar el punto de operación del comportamiento de la carga o sistema de transmisión asociado [15]. En cuanto a la generación fotovoltaica, dichos desarrollos han contribuido al aumento de ese tipo de sistemas funcionando tanto en forma aislada como sincronizados a los sistemas interconectados. Pese a ello, los costos asociados a las instalaciones fotovoltaicas continúan siendo elevados, por lo que sólo se dan en forma masiva bajo esquemas subsidiados o con fines de investigación.

Por cuento los costos asociados a la etapa de electrónica de potencia en los sistemas fotovoltaicos representan alrededor de un 20 % de la inversión, se hace interesante desarrollar

dispositivos que, manteniendo las cualidades técnicas de los actuales, presenten características que permitan bajar su costo por medio de la modularidad, adaptabilidad a distintas fuentes y factibilidad de ser fabricados en serie sin la necesidad de costosas instalaciones. Lo anterior, junto a los conocimientos adquiridos en el desarrollo del auto solar Eolian¹ motivan la presente memoria de título.

Se presenta en este trabajo el diseño y los resultados de la implementación de un adaptador de impedancia para fuentes fotovoltaicas que busca contribuir con una alternativa para instalaciones fotovoltaicas de baja potencia y adecuado tanto para aplicaciones estacionarias como también móviles del tipo autos solares.

1.1. Objetivos y alcance

1.1.1. Objetivo general

“Contar con una alternativa modular, eficiente, configurable y de bajo costo para maximizar la eficiencia en la transferencia de energía desde fuentes de corriente continua y hacia cargas de la misma naturaleza”

1.1.2. Objetivos específicos

1. Conocer el estado del arte en convertidores de corriente continua y algoritmos de maximización de la eficiencia en la transferencia de energía,
2. Diseñar y construir un conversor electrónico eficiente en un amplio rango de operación,
3. Desarrollar algoritmos de búsqueda y mantención del punto de máxima eficiencia en la transferencia de energía,
4. Idear un proceso de fabricación de baja complejidad para el dispositivo,
5. Contar con un análisis crítico del rendimiento del adaptador de impedancia del auto solar Eolian en la Panasonic World Solar Challenge 2007.

¹Primer auto solar chileno, desarrollado por alumnos de la Universidad de Chile y competidor del Panasonic World Solar Challenge 2008

1.1.3. Alcance

Los frentes por los que se ataca el problema de la maximización de la eficiencia en las transferencias de energía son múltiples y se atacan profusamente en la literatura contemporánea. Por cuanto la intención de esta memoria es contar con un dispositivo funcional, se renuncia a abordar profundamente cada uno de los temas para privilegiar resultados sistémicos. Así, temas como los conversores resonantes, supresores de transitorios de tensión y algoritmos dinámicos son reemplazados por alternativas de menor complejidad. Tampoco se ha abordado la selección, montaje y cableado de celdas fotovoltaicas ni mecanismos de concentración de radiación o seguimiento solar.

El trabajo se centra en describir minuciosamente el diseño y la construcción del dispositivo final, haciendo énfasis en las etapas más trascendentales y de las cuales depende en gran medida el rendimiento del equipo. Entre ellas destacan el circuito de disparo de los transistores de potencia, el núcleo del inductor, los sistemas de medición y los algoritmos de control.

1.2. Estructura del trabajo

Se comienza con una descripción fenomenológica cuantitativa de la radiación solar y las fuentes fotovoltaicas de modo de contar con un modelo matemático como condición de frontera del sistema. A continuación se discuten los principios generales de las transferencias de energía y se establecen las condiciones de máxima potencia distinguiendo el caso fotovoltaico como particular; para esto se considera tanto el modelo de las celdas fotovoltaicas como también el de las cargas que comúnmente interactúan con ellas. Se sigue con una revisión general de los tipos de conversores electrónicos de potencia básicos, justificando su suficiencia para realizar adaptación de impedancia. Finalmente, se describe en detalle el proceso de recabado de antecedentes, diseño e implementación del dispositivo, incluyendo una estimación teórica del rendimiento contrastada con resultados experimentales.

Los anexos contienen información de apoyo y sustento a los resultados entregados en el documento principal, específicamente códigos, esquemáticos e imágenes de la plantilla del circuito impreso. Se incluye un CD-ROM con las referencias bibliográficas y la versión digital del documento.

1.3. Propuesta metodológica

El proceso de investigación y desarrollo detrás de la obtención de los objetivos de éste trabajo comprende tres etapas claramente diferenciadas: 1)Caracterización del problema de la transferencia de energía desde una fuente fotovoltaica hacia una carga arbitraria, 2)diseño y construcción de un módulo de potencia adaptador de impedancia y 3)Generación e implementación de algoritmos de control capaces de entregar consignas al módulo de potencia de forma de asegurar una máxima transferencia de energía. A continuación se describe la metodología utilizada para abordar el problema.



Figura 1.1: Etapas generales del desarrollo.

Caracterización del problema La función de la etapa de caracterización del sistema es contar con requerimientos que permitan elaborar el diseño conceptual del equipo propuesto y se divide en tres etapas:

1. Derivación de las ecuaciones de la fuente fotovoltaica en base a su circuito equivalentes de modo de contar con una condición de frontera en la entrada del equipo,
2. Desarrollo de las ecuaciones de una familia de cargas representativa de aquellas comúnmente conectadas a los sistemas fotovoltaicos para contar con similar condición de frontera en la salida,
3. Establecer los requerimientos funcionales que debe cumplir el equipo para permitir encontrar y mantener el punto de máxima potencia.

Módulo de potencia En base a las condiciones funcionales determinadas en la etapa anterior y a la revisión del estado del arte se define la topología del módulo de potencia a utilizarse en la siguiente forma:

1. Determinación de las condiciones de operación esperadas,
2. Revisión bibliográfica,
3. Revisión de las aplicaciones disponibles en el mercado,

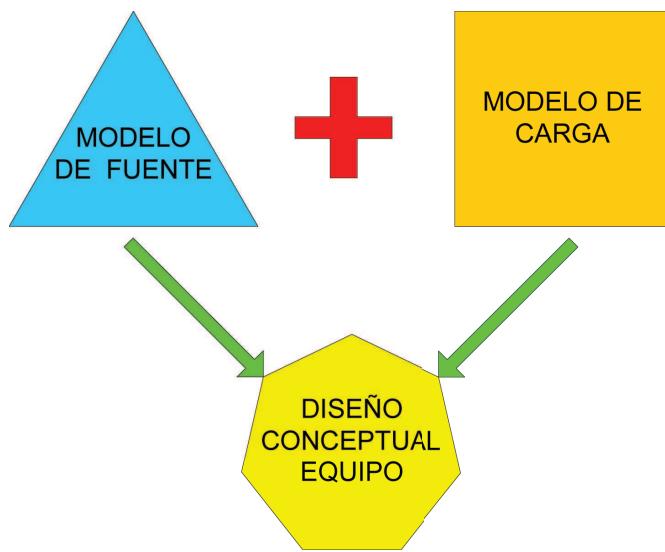


Figura 1.2: Caracterización del problema.

4. Elección del tipo de módulo de potencia,
5. Elección de la topología específica,
6. Diseño en detalle,
7. Implementación.

Algoritmos Se encuentra que los algoritmos pueden desarrollarse en forma independiente de las características del módulo de potencia. Esto permite llevar acabo un proceso similar al anterior en paralelo como se enumera a continuación:

1. Revisión bibliográfica,
2. Estudio de condiciones de operación esperadas,
3. Elección de algoritmos,
4. Estudio de requerimientos de hardware,
5. Evaluación de factibilidad de implementación,
6. Implementación.

Es de notar que la etapa de implementación de los algoritmos y del módulo de potencia corresponde a un proceso de prueba y ajuste que abarca gran parte del desarrollo pero que no se explica en detalle para no perder el foco del documento. El desarrollo temporal de

ambos procesos se muestra en los diagramas de la figura. En cuanto a la metodología de las pruebas de validación y el análisis, se presenta en las secciones correspondientes.

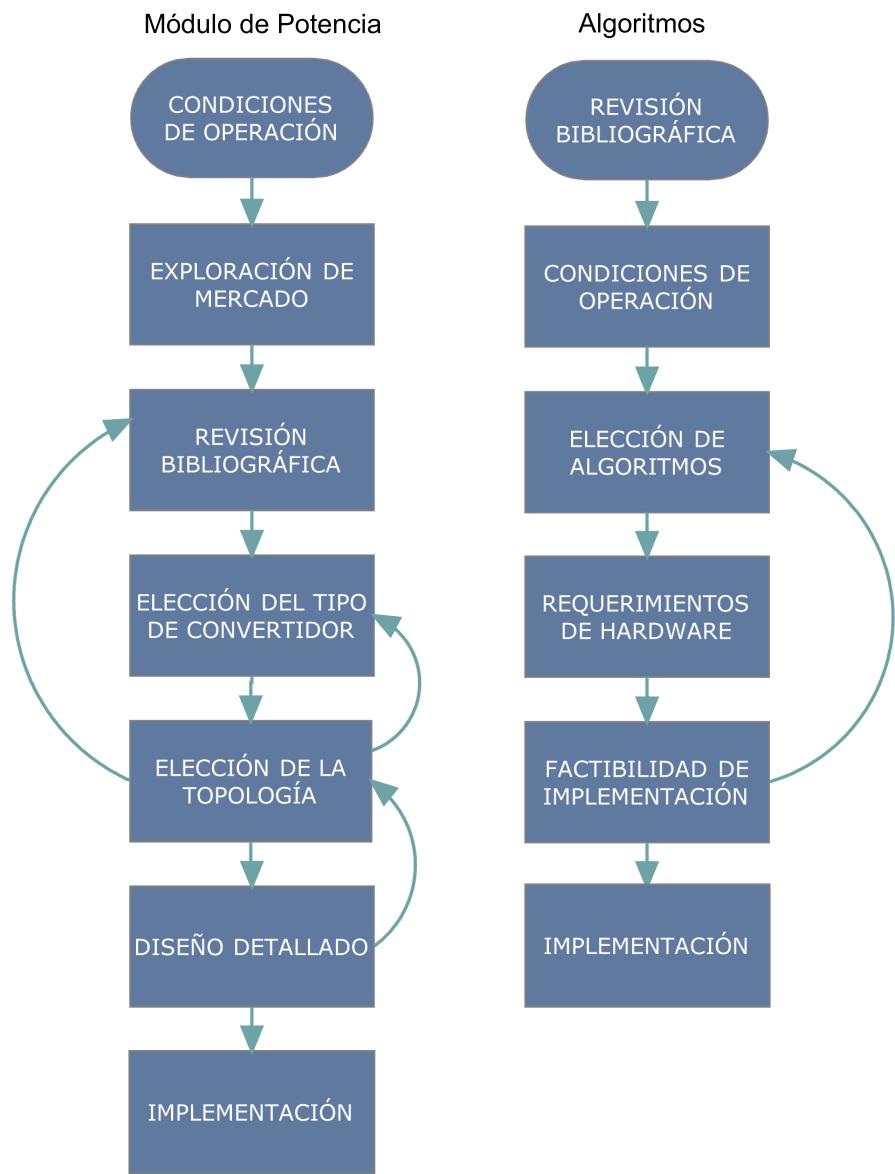


Figura 1.3: Diagramas de flujo para las metodologías de desarrollo de los algoritmos y del módulo de potencia.

CAPÍTULO 2

Las fuentes fotovoltaicas.

2.1. Naturaleza de la radiación solar

2.1.1. El Sol como emisor

La Tierra recibe radiación electromagnética proveniente del Sol, una estrella con clasificación espectral de Harvard G2¹ cuya corteza está a una temperatura de 5800 [K] y que se encuentra a 150 millones de kilómetros de distancia de la Tierra. Al emitir ondas electromagnéticas, el Sol irradia energía que es repuesta por medio de reacciones nucleares en su núcleo, región que comprende aproximadamente el 10 por ciento de la masa de la estrella y se acota al volumen en que la temperatura permite la fusión nuclear [1].

Debido a que la temperatura del núcleo del Sol es de alrededor de 15 millones de grados Kelvin, coexisten 2 reacciones: el ciclo Protón-Protón y el ciclo Carbono-Nitrógeno. En ambas reacciones, siendo la primera más eficiente para el caso del Sol, reacciones de fusión convierten

¹La clasificación de Harvard ordena las estrellas según su temperatura superficial. Las estrellas más frías son la clase M con T° superficial de menos de 3000 [K] y las más calientes la clase O, que están por sobre los 30000 [K]

7 gramos de cada kilogramo de hidrógeno que reacciona en energía según la relación $e = mc^2$, donde e es la energía, m es la masa y c es la velocidad de la luz en el vacío. Una fracción de dicha energía se irradia y la otra mantiene la temperatura y presión del núcleo, variables de las que depende la estabilidad de la estrella. A este ritmo de gasto de masa y considerando que las reacciones sólo ocurren en el 10 % más interno de la estrella, el Sol tardará unos 5400 millones de años en consumir el Hidrógeno [2].

Lo expuesto en el párrafo anterior permite considerar que el balance térmico del Sol permanece, para efectos de la vida en la Tierra, estable en el largo plazo existiendo desviaciones estacionales con un período de alrededor de 11 años debido a fenómenos magnéticos derivados de la rotación y que están asociados a las manchas solares [3]. Descontado esto último, el Sol es básicamente una esfera caliente de 0,7 millones de kilómetros de radio.

Los datos muestran que el patrón de radiación del Sol se aproxima a un cuerpo negro teórico, cuya distribución en frecuencia para una temperatura arbitraria está dada por la relación descubierta por Max Planck [4] [5]:

$$I(\nu) = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{1}{e^{\frac{h\nu}{\kappa T}} - 1} \left[\frac{W}{m^2 \cdot Hz} \right] \quad (2.1)$$

Donde h es la constante de Planck, ν la frecuencia de la radiación, c la velocidad de la luz en el vacío y κ la constante de Boltzmann. Graficando en función de la longitud de onda se obtienen las curvas de la figura 2.1, donde se muestra la intensidad de la radiación en función de la longitud de onda ($\lambda = \frac{1}{\nu}$) para varias temperaturas en grados Kelvin.

La energía total irradiada por unidad de superficie se obtiene integrando sobre todo el espectro y puede ser aproximada por la ley de Stefan-Boltzmann:

$$I = \int_0^\infty I(\lambda) d\lambda = \sigma T^4 \left[\frac{W}{m^2 \cdot K^4} \right] \quad (2.2)$$

Donde σ es la constante de Stefan-Boltzmann, que vale $0,56710^{-7} [\frac{W}{m^2 K^4}]$. La longitud de onda para la cual se produce la radiación máxima se puede obtener mediante la ley de desplazamiento de Wien, originada en la observación: $\lambda_{max} = \frac{0,29}{T} [cm]$ lo que corresponde para el Sol al color verde en el espectro visible. Sin embargo, debido a la asimetría de la distribución de Planck la mayor parte de la radiación está hacia el amarillo, de ahí su color percibido [6].

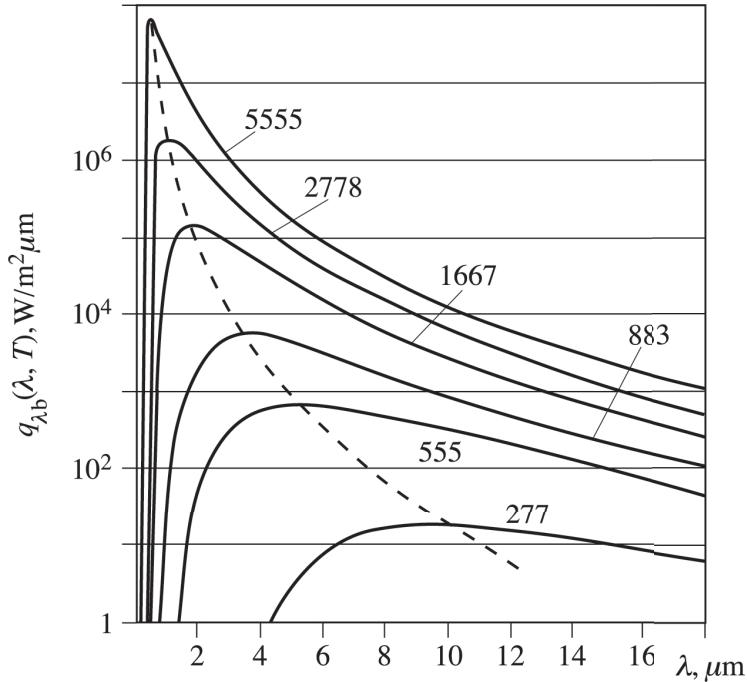


Figura 2.1: Espectro de radiación de un cuerpo negro. Curvas para distintas temperaturas en grados Kelvin [6].

2.1.2. Radiación en la superficie de la Tierra

A partir del área y la temperatura de la corteza del Sol y considerando que la estrella se encuentra a 150.000.000 [km], la densidad de potencia radiativa incidente en un punto inmediatamente exterior a la atmósfera que se encuentre sobre el vector Tierra-Sol es de $1381[\frac{\text{W}}{\text{m}^2}]$, manteniéndose proporcionalmente la distribución relativa a la frecuencia [3]. Por otro lado, las moléculas presentes en la atmósfera son capaces de absorber fotones cuya frecuencia corresponde a la diferencia entre alguno de sus niveles de energía según la relación $e = h\nu$, convirtiéndose la energía de éstos en calor que se traduce en un aumento de la temperatura del gas absorbente, el cual a su vez irradia como un cuerpo negro según su temperatura [3].

Debido a que en la atmósfera existe una variedad de gases, el espectro que llega a la superficie terrestre se asemeja al original en su envolvente, pero se presenta atenuado y con ventanas [3]. Este fenómeno y sus distintas intensidades dan lugar a clasificaciones promedio, dependiendo del lugar de la tierra y el momento de la medición, que se denominan AMx donde x es el espesor promedio de atmósfera que atraviesan los rayos solares [7]. Para efectos ilustrativos se suele usar el espectro AM1,5 que se muestra en la figura 2.2.

Integrando sobre el espectro, se obtiene una radiación al nivel del mar, medida bajo ciertas condiciones estándar de presión, temperatura y humedad de alrededor de $1000 [\text{W/m}^2]$ en el

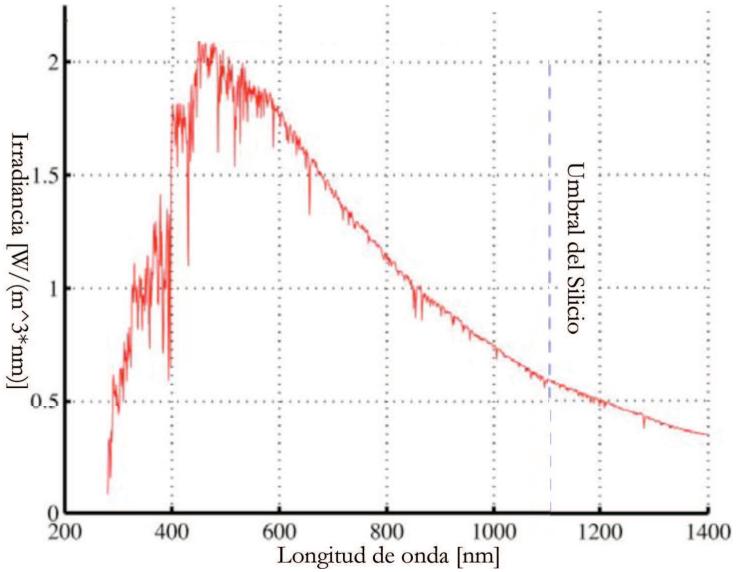


Figura 2.2: Espectro AM 1,5 [7].

mediodía solar.

Ecuaciones de radiación

La radiación solar incidente $OC \downarrow$ en la superficie de la Tierra depende de la latitud geográfica, la fecha, la hora y las condiciones atmosféricas [3]. La expresión relevante es la que relaciona $OC \downarrow$ con el ángulo cenital χ y la transmisividad de la atmósfera:

$$OC \downarrow [W] = 1386 \cdot \cos(\chi) \cdot T_N \quad (2.3)$$

El ángulo cenital se mide entre el vector que va desde el punto de la medición al Sol y el plano horizontal. Su valor es tal que:

$$\cos(\chi) = \sin(\varphi) \cdot \sin(\delta) + \cos(\varphi) \cdot \cos(\delta) \cdot \cos(h) \quad (2.4)$$

Donde φ es la latitud del lugar, δ es la declinación solar y h es el ángulo horario que se calcula tomando en cuenta que $24h = 2 \cdot \pi$ radianes y donde el ángulo 0 corresponde al mediodía solar.

La declinación solar es, para cada día, la latitud en la que el Sol de mediodía cae verticalmente:

$$\delta = 23,45^\circ \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot (d - d_{sv})}{365,25}\right) \quad (2.5)$$

Donde d es el día juliano al momento de la medición (se cuenta desde el primero de enero) y d_{sv} es el día juliano correspondiente al solsticio de verano.

La transmisividad atmosférica T_N se puede estimar según las fracciones del cielo cubiertas por nubosidad alta(f_{sH}), media(f_{sM}) y baja(f_{sL}) más el ángulo cenital:

$$T_N = (0,6 + 0,2 \cdot \cos(\chi)) \cdot (1 - 0,4 \cdot f_{sH}) \cdot (1 - 0,7 \cdot f_{sM}) \cdot (1 - 0,4 \cdot f_{sL}) \quad (2.6)$$

La medición de $OC \downarrow$ se hace mediante un piranómetro, instrumento que mide la diferencia de temperatura entre el sector negro y el sector blanco de un bimetal, variable que resulta función conocida de la radiación incidente.

2.2. Fundamentos físicos de los sistemas fotovoltaicos

2.2.1. Efecto fotoeléctrico

Heinrich Hertz fabricó un tubo al vacío con dos placas metálicas enfrentadas en su interior y comunicadas externamente con una fuente de tensión. Luego, con ambas placas a distinto potencial, hizo incidir radiación sobre una de las placas y comprobó la aparición de una corriente por el conductor, la cual, al estar el tubo al vacío, solo podía deberse a electrones viajando entre ambas placas. Este efecto, además, sólo se presentaba para radiaciones sobre cierta longitud de onda [6].

La explicación del fenómeno quedó abierta hasta que en 1905 Albert Einstein propuso su teoría basada en la predominancia de la naturaleza corpuscular de la luz y de la existencia de niveles discretos de energía en los átomos [4]. Resulta ser que al igual que con los gases de la atmósfera, los electrones presentes en los sólidos son susceptibles de aumentar su nivel de energía mediante la absorción de fotones. Cuando el nivel de energía es tal que permite al electrón escapar a las fuerzas que lo mantienen unido a la estructura del cristal, podrá ser atrapado por el campo eléctrico externo siendo impulsado, en el experimento de Hertz, hacia la placa positiva y retornando al negativo a través del circuito externo, estableciendo una corriente eléctrica. Este principio, junto con el descubrimiento de las junturas semiconductoras, es lo que posibilita la existencia de las celdas fotovoltaicas.

2.2.2. Junturas semiconductoras

Una celda fotovoltaica es fundamentalmente una juntura semiconductora de gran área en la cual la capa con dopaje tipo N se encuentra expuesta a la luz solar [8]. La introducción de materiales semiconductores, como el Silicio tipo P y N permitió la creación de las junturas PN en la década de los 1950' [4]. El Silicio tipo P se forma agregando átomos de Boro, Aluminio o Galio en una pequeña proporción, los que capturan el último electrón del Silicio dejando un nivel vacante conocido como "hueco". Para el tipo N, se agrega Antimonio, Arsénico o

Fósforo, con lo que se obtienen electrones débilmente ligados o electrones libres. Cuando mediante difusión de dopantes se fabrica un cristal que en una cara es tipo P y en la otra es tipo N se forma una juntura PN como la que se muestra en la figura 2.3. Los electrones libres del lado N se difunden hacia el lado P creando un campo eléctrico en la juntura debido al gradiente de carga inducido por la difusión. Cuando la fuerza del campo eléctrico iguala a la proveniente del gradiente de concentración de electrones y huecos, el sistema queda en equilibrio [5].

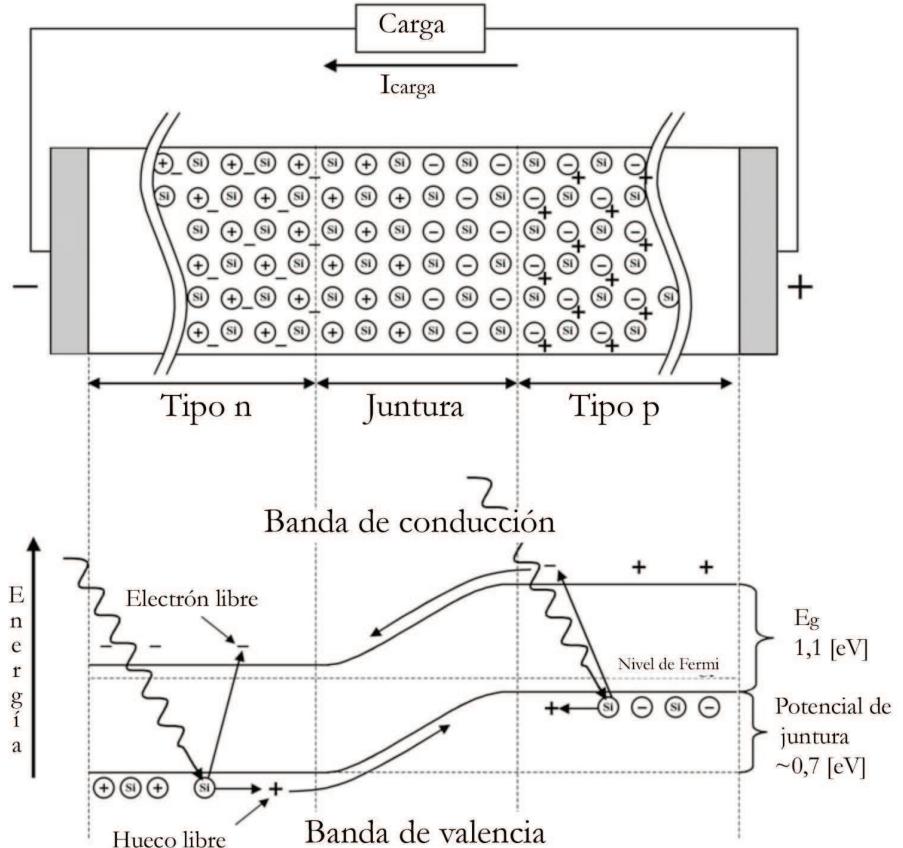


Figura 2.3: Estructura de bandas de la juntura P-N y su funcionamiento como fuente de corriente en una celda fotovoltaica [7].

Para una juntura de Silicio, el campo eléctrico de equilibrio corresponde a una diferencia de potencial de entre 0,65 y 0,7 [V]. Para saltar de la banda de valencia a la de conducción, los electrones deben aumentar su energía en 1,12 [eV]. Cuando se aplica una tensión externa quedando el lado N a mayor potencial que el lado P, los electrones libres del lado N y los huecos del lado P son atraídos lejos de la juntura aumentando la zona despoblada de huecos y electrones y por lo tanto en equilibrio. Como no hay portadores en la zona media, no puede fluir corriente por la juntura. Si en cambio se pone el lado P a un potencial más alto que el lado N, ambos tipos de portadores serán empujados hacia el otro lado de la juntura, eliminando así la barrera de potencial y permitiendo la conducción [5].

2.3. Las celdas fotovoltaicas

Como se dijo anteriormente, una celda fotovoltaica consiste en una juntura PN extendida de modo de recibir la luz del Sol en el lado N. Cuando sobre ésta inciden, en el caso del Silicio, fotones con una energía mayor o igual a $1,12[eV]$ (E_g , del inglés Energy Gap), algunos electrones de la capa de valencia pasan a la de conducción y de éstos una fracción son atraídos por el campo eléctrico de la juntura, moviéndose hacia el lado P. El resto de los electrones se recombinan en tiempos del orden de 10^{-4} a 10^{-5} segundos, liberando fotones con $1,12[eV]$ de energía que aumentan la temperatura de la celda. Los electrones que llegan al campo eléctrico son acelerados por éste y, si se conecta una carga entre el ánodo y el cátodo, se establece una corriente eléctrica (figura 2.3) [7]. La fracción de electrones que se recombinan depende del largo del camino promedio que deben recorrer hacia el campo eléctrico y hacia los contactos recolectores. Por esto, para minimizar la pérdida de electrones por recombinación, las celdas tienen un espesor de unos pocos cientos de micrómetros [8].

Otro factor que afecta la eficiencia de una celda fotovoltaica es la probabilidad de que un fotón incidente efectivamente sea absorbido por un electrón. Este fenómeno se conoce como eficiencia cuántica y es menor cuanto más delgada es la celda. Existe por lo tanto un compromiso entre las pérdidas por recombinación y aquellas debidas a la pérdida de fotones, a consecuencia del cual se ha llegado a las dimensiones actuales. Una forma de aumentar la eficiencia cuántica es cubrir la capa P con un material reflectante de forma de doblar el espesor aparente de la celda, dando al fotón una segunda oportunidad de ser absorbido luego de la reflexión. También la eficiencia disminuye debido a que los contactos metálicos de la capa N reducen el área efectiva de captación de luz entre el 10 y el 7 por ciento. Finalmente, la reflexión debido a ángulos de incidencia muy planos impide a muchos fotones aptos penetrar en la estructura cristalina del material semiconductor [8].

Para disminuir los efectos descritos en los párrafos anteriores, los fabricantes de celdas fotovoltaicas agregan elementos anexos a la celda, como la mencionada película reflectora en la capa P, antireflectantes en la capa N y contactos internos, llegándose a estructuras como la que se muestra en la figura 2.4.

2.3.1. Respuesta espectral

Sólo los electrones que obtengan una energía igual o mayor que E_g aportarán a la corriente generada por la celda. Este valor variará según el material base del que están hechos los semiconductores. Los fotones con menos energía pueden atravesar el material sin interactuar o aumentar la energía vibracional de los átomos y calentar la celda. Si la energía del fotón está por sobre E_g , el residuo no se transforma en energía eléctrica sino en energía cinética, la cual contribuirá a aumentar la temperatura. El aumento de la temperatura disminuye la eficiencia, por lo que es lícito preguntarse acerca de la pertinencia de bloquear, mediante

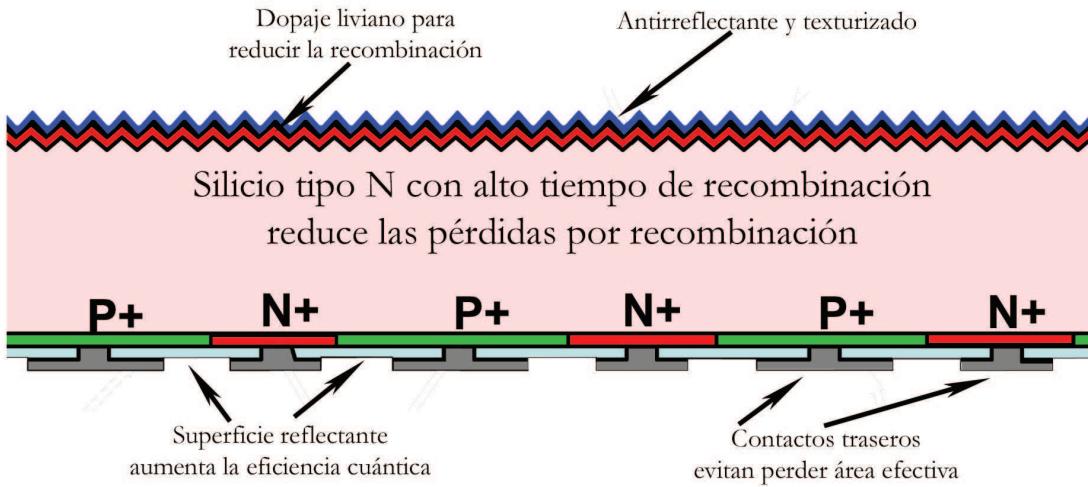


Figura 2.4: Mejoras en la celda fotovoltaica SunPower A300 [9].

filtros ópticos, los fotones cuya energía sea tal que el perjuicio derivado del calentamiento no compense la ganancia producto de contar con un electrón más en la corriente eléctrica. Este efecto es particularmente relevante en las celdas fotovoltaicas que funcionan bajo radiación concentrada, ya que la cantidad de calor que se debe remover de un área pequeña es un problema difícil de resolver. En [10] Se propone el uso de concentradores plásticos en base a pigmentos capaces de reemitter los fotones de alta frecuencia en una frecuencia menor.

Existe una relación entre el valor de E_g y la efectiva utilización del espectro. Para el espectro terrestre el óptimo de este valor está alrededor de 1,4 [eV] [7].

Haciendo uso de las diferencias en E_g para distintos elementos se fabrican celdas que combinan varios materiales en cascada. En las celdas de triple juntura se comienza por una capa de GaInP seguida de una de GaAs y finalmente Ge, llegando a eficiencias por sobre el 28 % [21].

2.3.2. Curva de carga

Las celdas fotovoltaicas, por cuanto son una fuente de corriente continua no ideal, presentan regulación. Experimentalmente, al realizar un barrido en tensión cambiando el valor de la carga resistiva conectada, se obtienen curvas como las de las figuras 2.6 y 2.5.

La curva de la figura 2.6 se obtiene multiplicando la tensión por la corriente de la celda. Lo relevante de estas curvas es la existencia de un punto donde este producto es máximo, el cual es conocido como el punto de máxima potencia (MPP, por sus siglas en inglés). Debido a que

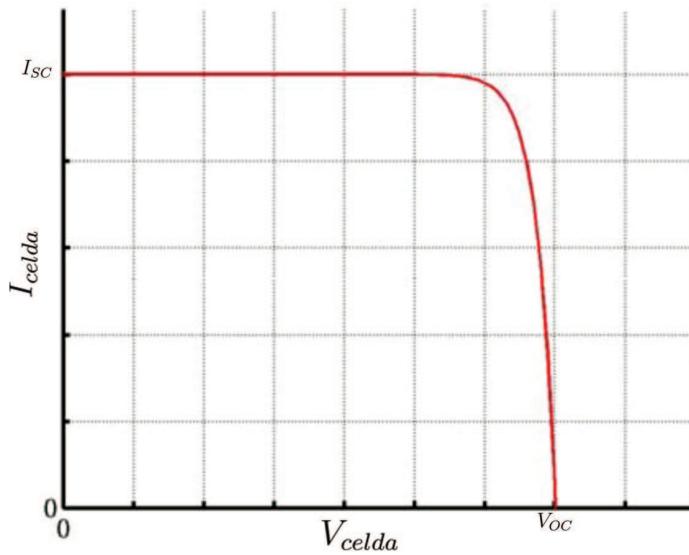


Figura 2.5: Característica I-V de una celda fotovoltaica [7].

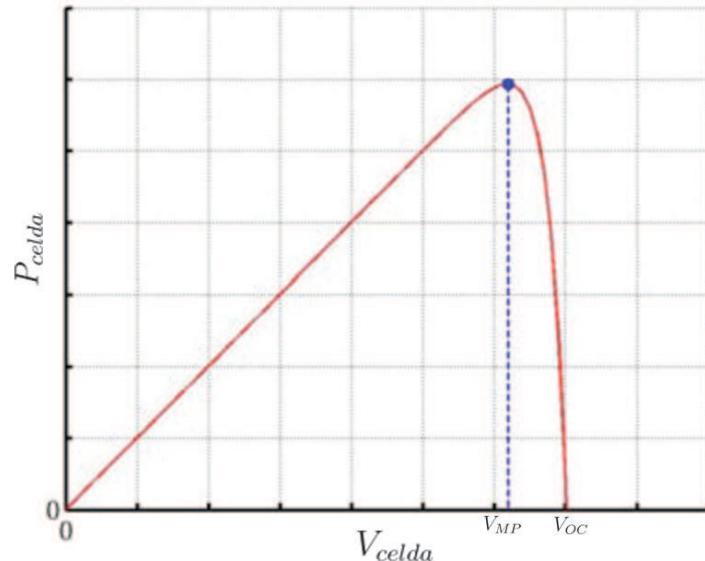


Figura 2.6: Característica P-V de una celda fotovoltaica [7].

la potencia de entrada, radiación solar, no depende de la carga a la que esté conectada la celda, el punto de máxima potencia es también el punto de máxima eficiencia . Las coordenadas V_{mp}, I_{mp} de este punto son función de la radiación incidente y de la temperatura de la celda.

2.3.3. Circuito equivalente

Para explicar la curva de carga de las celdas fotovoltaicas se aprovecha que constructivamente una celda fotovoltaica es muy parecida a un diodo. En el caso de la celda, la corriente circula por efecto de la luz en presencia de una carga en lugar de por polarización externa. En un diodo, si se aplica una tensión directa mayor a la tensión de equilibrio, se produce un rápido aumento de la corriente, según características como las de la figura 2.7. De acuerdo con ésto, el comportamiento de las celdas fotovoltaicas se ajusta bien al modelo de circuito equivalente compuesto por una fuente de corriente, un diodo y una resistencia de la figura 2.8 [7]. Aunque existen modelos más completos en los que se incluye el efecto de la capacidad parásita y de la resistencia en derivación, se consideró suficiente trabajar con el equivalente simple debido a que la forma de la curva no varía significativamente al incluir los detalles adicionales y el tratamiento matemático se complica. El comportamiento dinámico de la celda se considera implícitamente al ajustar los parámetros de los algoritmos que se explican más adelante en el documento.

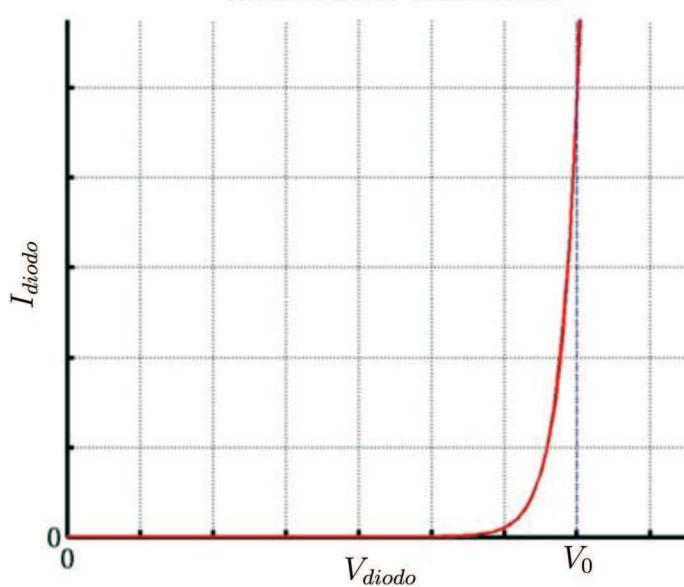


Figura 2.7: Relación I-V de un diodo [7].

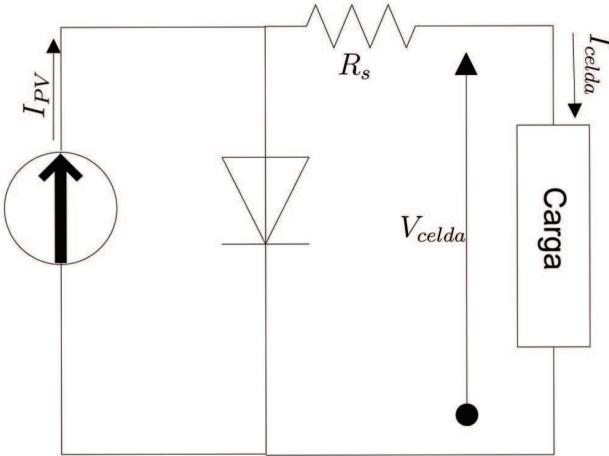


Figura 2.8: Circuito equivalente de una celda fotovoltaica.

2.3.4. Modelo matemático

Para establecer una condición matemática de frontera entre la celda y una carga arbitraria se requiere de un modelo ajustable a los parámetros de cualquier celda. Tomando en cuenta el análisis anterior, se propone trabajar con el propuesto en [7], cuyos parámetros están ajustados para la celda SunPower A300 [8]:

$$V_{celda} = \kappa \cdot T \cdot \ln \left(\frac{I_{sc}(\Lambda, T) - I_{celda}}{I_0} - I_{celda} \cdot R_s \right) \quad (2.7)$$

Donde

$$\begin{aligned}
I_0 &= 32 \cdot 10^{-12} [A] \\
I_{sc}(\Lambda, T) &= I_{sc,ref} \cdot \frac{\Lambda_s}{\Lambda_{ref}} + \alpha \cdot (T - T_{ref}) \\
I_{sc,ref} &= 5,75 [A] \\
V_{oc,ref} &= 0,655 [V] \\
\Lambda_{ref} &= 1000 \left[\frac{W}{m^2} \right] \\
T_{ref} &= 298 [K] \\
\alpha &= 1,75 \left[\frac{mA}{K} \right] \\
R_s &= 0,1 [\Omega] \\
\kappa &= 8,617 \cdot 10^{-5} \left[\frac{eV}{K} \right] \\
T &\in (-50, 50) [\text{°C}] \\
\Lambda &\in (200, 1200) \left[\frac{W}{m^2} \right] \\
V_{oc}(\Lambda, T) &= \kappa \cdot T \cdot \ln \left(\frac{I_{sc}(\Lambda, T)}{I_0} + 1 \right) + \beta \cdot (T - T_{ref}) \\
\beta &= -4,1 \left[\frac{mV}{K} \right]
\end{aligned}$$

Con el fin de llegar a una expresión numérica de referencia para trabajar, se toman los siguientes valores para las constantes:

$$T = 40[^\circ C] \quad (2.8)$$

$$\Lambda = 800[\frac{W}{m^2}] \quad (2.9)$$

Reemplazando en las ecuaciones se obtiene:

$$I_{sc} = 4,62[A] \quad (2.10)$$

$$V_{celda} = 0,02607 \cdot \ln \left(\frac{4,62 - I_{celda}}{3,2 \cdot 10^{-11}} + 1 \right) - 0,1 \cdot I_{celda} \quad (2.11)$$

$$P_{celda} = I_{celda} \cdot \left(0,02697 \cdot \ln \left(\frac{4,62 - I_{celda}}{3,2 \cdot 10^{-11}} + 1 \right) - 0,1 \cdot I_{celda} \right) \quad (2.12)$$

El contar con un modelo analítico permite analizar el comportamiento de la celda ante variaciones tanto de sus parámetros como de factores externos. La figura 2.9 muestra curvas V-I bajo distintos niveles de radiación incidente, mientras que la figura 2.10 grafica el comportamiento en distintas temperaturas. Se observa en las curvas que la coordenada de tensión del punto de máxima potencia (codo de la curva) varía muy poco para distintos niveles de radiación, estando la baja en potencia asociada a corrientes más débiles. Por otro lado, los cambios de temperatura tienen un marcado efecto en la coordenada de tensión y prácticamente nulo en la corriente.

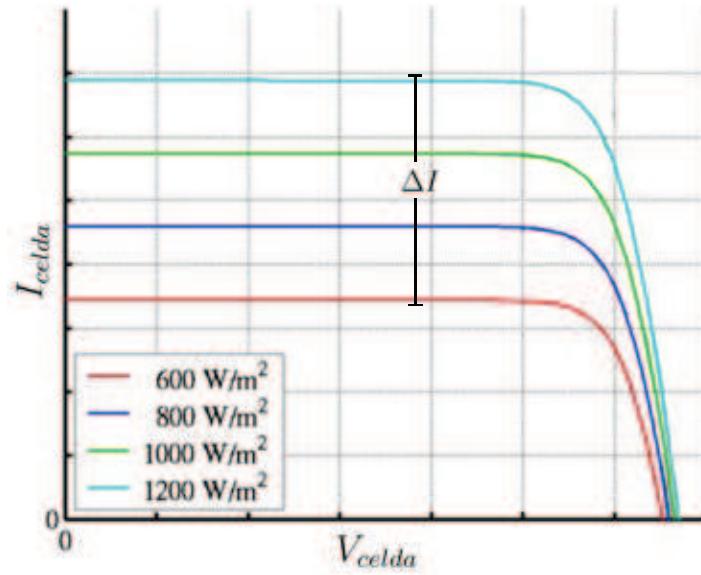


Figura 2.9: Efecto de la intensidad de la radiación en la curva I-V de una celda fotovoltaica [7].

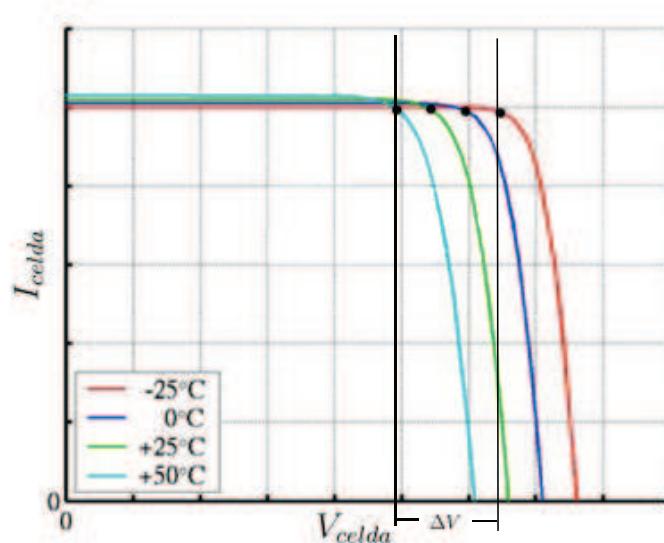


Figura 2.10: Efecto de la temperatura en la curva I-V de una celda fotovoltaica [7]. Temperaturas en grados Kelvin.

CAPÍTULO 3

Adaptación de impedancia

3.1. Las transferencias de energía

El problema de llevar la energía desde la fuente hacia el consumo es transversal a las disciplinas relacionadas con la ingeniería. Su relevancia radica en que, en la mayoría de los casos, la forma en la que ésta se encuentra no es apropiada para la aplicación final, requiriéndose una transformación. Dado que las fuentes son fuentes reales, presentan curvas de funcionamiento que determinan tanto la tasa a la que se realiza el proceso de conversión como también su eficiencia; así, un motor bencinero en un automóvil logrará desplazarse distintas distancias según el punto de operación inducido, o un ciclista que hace buen uso del sistema de cambios, mantendrá su punto de operación cerca del correspondiente a la eficiencia óptima recorriendo mayores distancias que uno menos hábil en ese sentido.

El caso de las fuentes que producen electricidad no escapa a la realidad mencionada, por lo que al decidir la forma en que se traspasará la energía hacia una carga deberán tenerse en cuenta las consideraciones relativas al impacto que el punto de operación pueda tener sobre el rendimiento del sistema. Motivado por esta consideración se presenta a continuación una revisión del problema de la máxima tasa de transferencia energía en fuentes de corriente continua.

3.1.1. Cargas y el teorema de la máxima transferencia de potencia

El concepto de carga eléctrica y su interacción con una fuente están regidos por el teorema de la máxima transferencia de potencia, el cual en corriente continua se traduce en que en el punto de máxima potencia la resistencia de salida de la fuente es igual a la resistencia de entrada de la carga. La mayoría de las aplicaciones consideran los tipos de carga listados en la tabla 3.1.1, para los cuales se entrega su característica I-V.

Tipo de carga	Característica
Resistiva	$V_r = R \cdot I$
Capacitiva	$V_c = V_0 + \frac{\int_0^t I_C(t) dt}{C}$
Inductiva	$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$
Activa	$V_A = \frac{P_A}{I_A}$
Banco de baterías	$V_B = E_B + R_B \cdot I_B$
Motor	$V_M = f(I_{M,armadura}, I_{M,campo}, W_M)$

Tabla 3.1: Características V-I de distintas cargas.

Dado que interesan las fuentes de corriente continua, no es relevante analizar las cargas capacitivas e inductivas puras, sino solo su influencia cuando se encuentran acompañadas de otro tipo de cargas o como característica parásita de ellas. El caso de una carga activa y de un banco de baterías en paralelo es el de mayor interés puesto que corresponde a la configuración que frecuentemente se encuentra en los sistemas fotovoltaicos en isla y en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red que cuentan con un banco de baterías. El caso de los sistemas fotovoltaicos sincronizados directamente a la red corresponde al problema de la adaptación de cargas en corriente alterna, el cual no se tratará en este documento. El caso de una carga activa, banco de baterías, motor y carga mixta se analizan con mayor detalle.

Carga activa En una carga activa ideal de corriente continua (no se perciben los efectos de la conmutación en la entrada), la corriente consumida es independiente de la tensión y puede ser controlada a voluntad según referencias de corriente, tensión o potencia. De esta forma, una carga activa puede imponer, dentro de los límites impuestos por la fuente de alimentación, una potencia consumida, sin que ésta sea necesariamente la de máxima potencia.

Banco de baterías Normalmente se llama “baterías” a los grupos (baterías) de acumuladores electroquímicos. Para aquellas de tipo Plomo-ácido (predominantes como apoyo a los sistemas fotovoltaicos) su comportamiento puede modelarse en primer orden suponiendo que una celda consiste en una tensión interna (tensión electroquímica E_{bat}) en serie con una resistencia cuyo valor depende del estado de carga y es distinto para la carga y la descarga. El circuito equivalente simplificado se muestra en la figura 3.1, donde se incluye un condensador parásito por efecto de la disposición de las placas.

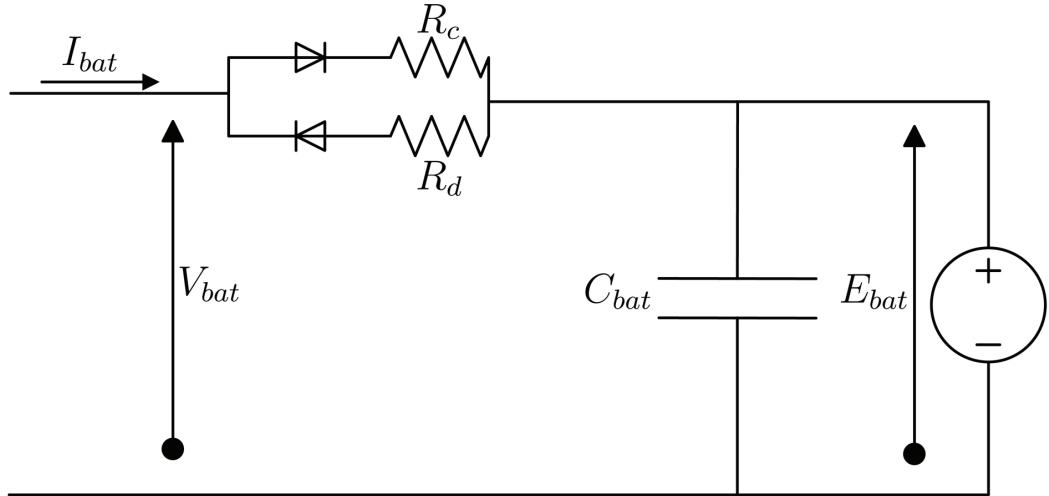


Figura 3.1: Circuito equivalente de un acumulador electroquímico [12].

Tanto la resistencia a la descarga como a la carga cambian su valor con el estado de carga del acumulador según las ecuaciones 3.1 y 3.2 respectivamente [12].

$$R_d = \frac{R_a}{1 - \frac{\Delta Q_d}{Q_a}} \quad (3.1)$$

$$R_c = \frac{R_a}{1 - \frac{\Delta Q_c}{Q_a}} \quad (3.2)$$

Como se ve en las ecuaciones, el comportamiento de la batería es tal que la resistencia a la carga se acerca a infinito cuando el banco está completamente cargado y se acerca a cero cuando el banco está completamente descargado, ocurriendo el fenómeno opuesto para la resistencia a la descarga. Consecuentemente, la relación entre la tensión en bornes y la corriente de carga V_{bd} o descarga V_{bc} de la batería cambiará con el estado de carga según las ecuaciones 3.3 y 3.4 [12].

$$V_{bd} = E_b - R_d \cdot I_{bat} \quad (3.3)$$

$$V_{bc} = E_b + R_c \cdot I_{bat} \quad (3.4)$$

Motores No es frecuente encontrar aplicaciones recientes con motores de corriente continua conectados directamente a fuentes de alimentación no controladas. Lo común es que entre

la fuente y el motor exista un regulador o un controlador electrónico capaz de manejar a voluntad dentro de ciertos límites el torque, la velocidad y la potencia consumida. De esta forma, los motores de corriente continua se comportan en la actualidad como cargas activas. Existen sin embargo aplicaciones en las que sólo importa que el motor funcione a la máxima potencia posible todo el tiempo, como en sistemas de bombeo donde interesa levantar la mayor cantidad de agua mientras brilla el Sol. Las ecuaciones de estos sistemas varían de acuerdo al tipo de bomba utilizada y al desajuste entre la curva de carga del panel solar y aquella del sistema de bombeo. En [13] se hace un análisis para dos tipos distintos de bombas operando conectadas directamente a paneles solares y luego conectadas a través de adaptadores de impedancia, encontrándose una mejora del 26,6 % en el rendimiento para bombas volumétricas y del 3,89 % para bombas centrífugas.

Carga Mixta La figura 3.2 muestra el detalle del modelo simplificado de una carga mixta. Una carga activa consume, a saber, una potencia que es independiente de la tensión de

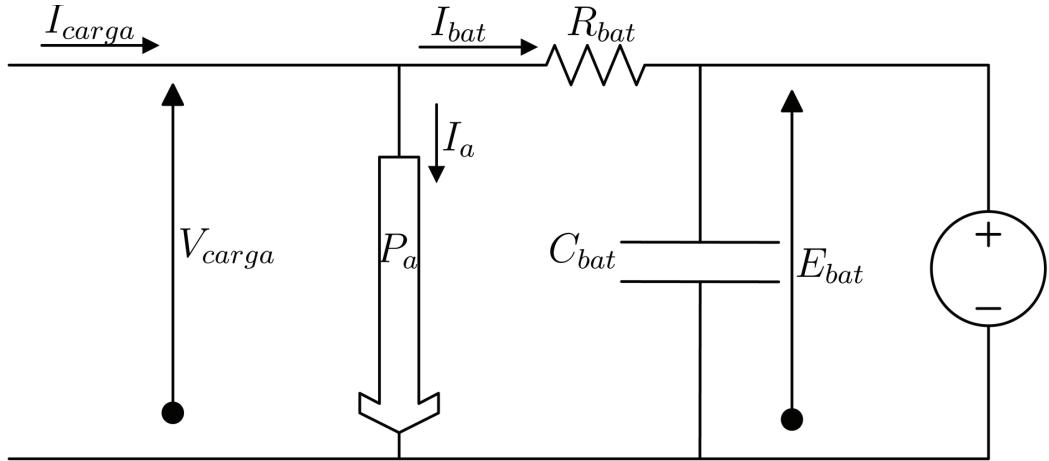


Figura 3.2: Carga activa en paralelo con un banco de baterías.

alimentación. Se tienen las siguientes relaciones:

$$P_{carga} = I_{carga} \cdot V_{carga} \quad (3.5)$$

$$I_a = \frac{P_a}{V_{carga}} \quad (3.6)$$

$$I_{bat} = \frac{V_{carga} - E_{bat}}{R_{bat}} \quad (3.7)$$

$$I_{carga} = I_a + I_{bat} \quad (3.8)$$

Combinando las ecuaciones se llega a que:

$$P_{carga} = \frac{(E_{bat} + I_{carga} \cdot R_{bat}) \cdot I_{carga} \cdot V_{bat}}{I_{carga} \cdot R_{bat} + V_{bat}} \quad (3.9)$$

3.2. Caso fotovoltaico de la adaptación de impedancia

El problema de la adaptación de impedancia puede ejemplificarse resolviendo conjuntamente las ecuaciones del panel solar y de una carga arbitraria. Es común encontrar aplicaciones de energía solar donde, ante el desconocimiento de las curvas de las celdas, el usuario se limita a elegir un panel solar de tensión superior a la del banco de baterías y a conectar el panel hacia el banco a través de un diodo como se muestra en la figura 3.3.

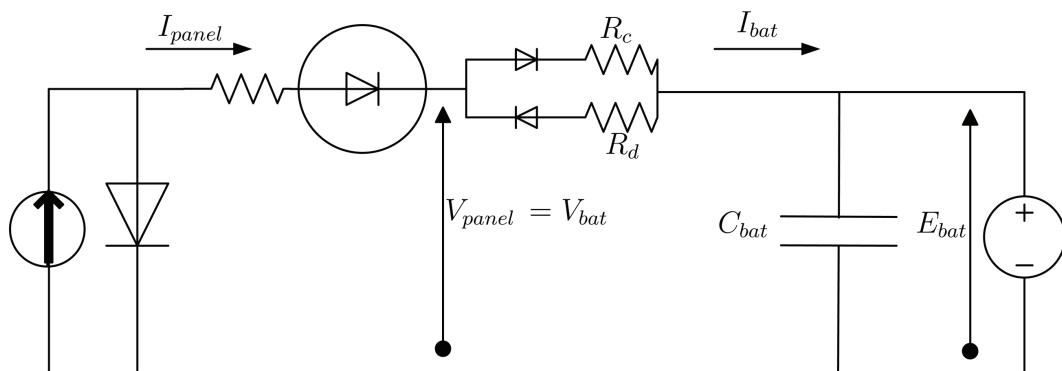


Figura 3.3: Panel solar conectado a un acumulador mediante un diodo.

Sistema fotovoltaico Se supone un sistema compuesto por 100 celdas SunPower A300 conectadas en serie y bajo una iluminación pareja de $800 \frac{W}{m^2}$. La temperatura de las celdas se supone en $40 [^\circ C]$. Según la ecuación 2.11, la relación V-I del arreglo es:

$$V_{panel} = 100 \cdot \left(0,02607 \cdot \ln \left(\frac{4,62 - I_{panel}}{3,2 \cdot 10^{-11}} + 1 \right) - 0,1 \cdot I_{panel} \right) \quad (3.10)$$

Carga Se considera un banco de plomo-ácido de $61,05 [V]$ de tensión interna y estado de carga tal que $R_c = 1[\Omega]$. Con esto la relación I-V del banco, según la ecuación 3.4 es

$$V_{bc} = 61,05 + 2 \cdot I_{bat} \quad (3.11)$$

Despreciando la caída de tensión en el diodo se reemplaza 3.11 en 3.10 obteniéndose:

$$61,05 + 2 \cdot I_{panel} = 100 \cdot \left(0,02607 \cdot \ln \left(\frac{4,62 - I_{panel}}{3,2 \cdot 10^{-11}} + 1 \right) - 0,1 \cdot I_{panel} \right) \quad (3.12)$$

Despejando I_{celda} se obtiene:

$$I_{panel} = 0,471[A] \quad (3.13)$$

Reemplazando en 3.10 y multiplicando por el resultado se obtienen la tensión y la corriente en el punto de operación:

$$V_{panel} = 61,992[V] \quad (3.14)$$

$$P_{panel} = 29,15[W] \quad (3.15)$$

3.2.1. Punto de máxima transferencia de potencia

El resultado de la ecuación 3.15 sugiere averiguar si es posible extraer más potencia del arreglo fotovoltaico. Para resolver esto se maximiza la ecuación 2.12 en función de la corriente de la celda.

$$\frac{\partial P_{panel}}{\partial I_{panel}} = 0 \Rightarrow I_{panel} = 3,05[A] \quad (3.16)$$

La que corresponde a una potencia de 186,431 [W]. A partir de este resultado, la eficiencia de la conversión respecto de la máxima potencia disponible es:

$$\eta = \frac{29,15}{186,431} = 15,6[\%] \quad (3.17)$$

3.2.2. Suficiencia del conversor DC/DC para fijar el punto de máxima potencia.

De la ecuación 3.12 es directo que el sistema no cuenta con los suficientes grados de libertad para que en el punto de operación óptimo del panel la tensión en la carga sea tal que ésta consuma idéntica corriente ya que la tensión y la corriente en el punto de conexión deben ser iguales para la fuente y la carga. La situación se resuelve agregando una constante de proporcionalidad en 3.12 e imponiendo máxima transferencia de potencia para fijar el valor de la constante. Con ésto se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

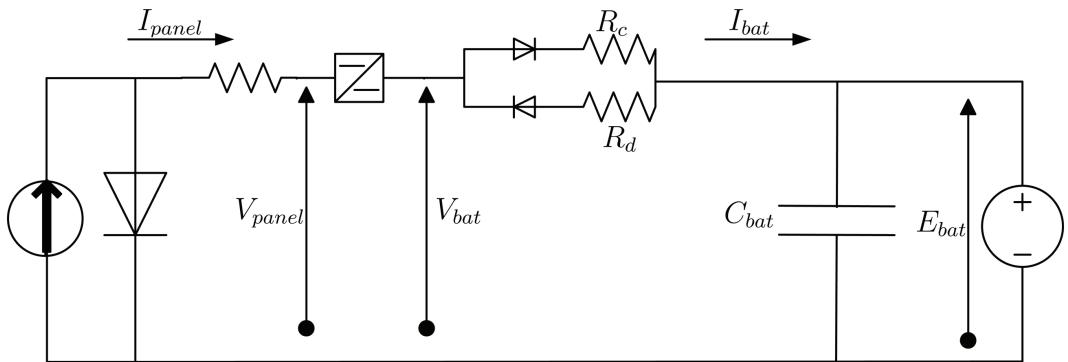


Figura 3.4: Panel solar conectado a un acumulador mediante un conversor DC/DC.

$$61,05 + 2 \cdot \alpha \cdot I_{panel} = 100 \cdot \left(0,02607 \cdot \ln \left(\frac{4,62 - I_{panel}}{3,2 \cdot 10^{-11}} + 1 \right) - 0,1 \cdot I_{panel} \right) \quad (3.18)$$

$$I_{panel} \cdot (61,05 + 2 \cdot \alpha \cdot I_{panel}) = 186,431 \quad (3.19)$$

$$I_{bat} = \alpha \cdot I_{panel} \quad (3.20)$$

Resolviendo para α , I_{panel} , I_{bat} se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{bat} &= 4 \\ I_{panel} &= 3 \\ \alpha &= 0,75 \end{aligned}$$

Un conversor DC/DC cumple exactamente la función de la constante α . Al incluir entre el panel solar y la carga (figura 3.4) un bloque con relación de transformación α para la corriente y $\frac{1}{\alpha}$ para la tensión se obtiene un sistema que conserva la potencia y es capaz de fijar puntos de operación distintos en el panel y en la batería. Cuando el convertidor DC/DC es capaz de variar su constante de transformación en función de encontrar y mantener el punto de máxima potencia, se cuenta con un MPPT. En la siguiente sección se revisan las principales topologías de convertidores.

3.3. Conversores de potencia electrónicos.

La introducción de los semiconductores a principios de la década de los cincuenta abre la posibilidad de un manejo flexible de las transferencias de energía eléctrica [14]. Debido al costo y el incipiente desarrollo de los transistores capaces de soportar altas corrientes y permitir altas frecuencias de conmutación, no es hasta la década de los setenta cuando se comienzan a usar conversores de potencia electrónicos en las fuentes de alimentación [15]. El presente capítulo se refiere únicamente a los conversores electrónicos para fuentes de corriente continua.

Usualmente se usa el término “conversores electrónicos” para referirse a aquellos que funcionan por acción de conmutación, los cuales se diferencian de los conocidos como “lineales”, en que la transferencia de energía se controla mediante transistores conmutando flujos entre elementos reactivos. En los segundos, se hace uso de la zona lineal de los transistores para producir una caída de tensión adecuada. El control de la forma en que se hace la conmutación se lleva a cabo mediante el control del ciclo de trabajo de los interruptores ($D \in (0, 1)$, del inglés “duty”), encontrándose para cada topología una relación entre este valor y la relación de transformación entre la tensión de entrada y la tensión de salida.

La principal ventaja de los reguladores por conmutación respecto de los lineales es su eficiencia. Además, ocupan menos espacio y se presentan menor calentamiento que sus equivalentes lineales, lo que está asociado a una mayor eficiencia. Entre sus principales desventajas se encuentran el precio (aunque cada vez son más baratos) y el hecho de que introducen distorsión armónica de alta frecuencia e interferencia electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés).

Se revisan a continuación las topologías más usadas en los conversores de potencia electrónicos y sus principales ecuaciones asociadas, extraídas de [15]. La topología se refiere solamente a la ubicación y a la interconexión de los elementos, dejándose para la etapa de la implementación la elección de los tipos y valores específicos.

3.4. Conversor Buck

El conversor Buck (reductor o step-down) se caracteriza porque la tensión en la carga es menor o igual que la tensión en la fuente. Su topología se muestra en la figura 3.5

Se distinguen 2 modos de operación según si la corriente por el inductor cruza por cero: 1) Modo Continuo y 2) Modo discontinuo. La resistencia crítica es aquella para la cual el conversor pasa de modo continuo a modo discontinuo en función del valor de la carga (resistiva

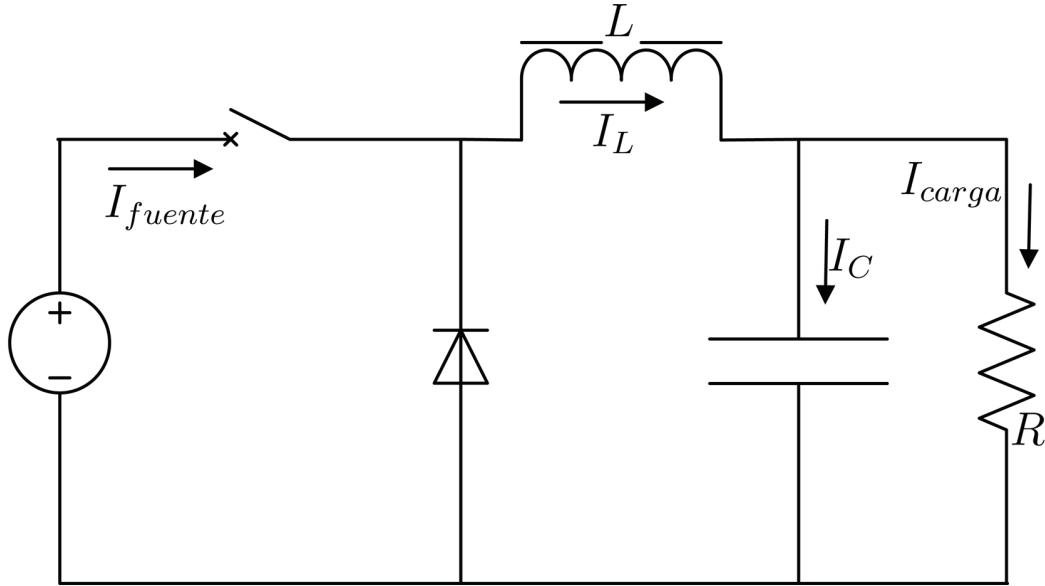


Figura 3.5: Topología Buck.

en el ejemplo) y el ciclo de trabajo.

$$L_c = \frac{R \cdot (1 - D)}{2 \cdot f} \quad (3.21)$$

La tensión de salida en función de entrada es

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (3.22)$$

Despreciando las pérdidas de commutación y en el inductor, la eficiencia se puede aproximar en función de la caída de tensión en el diodo y la resistencia de encendido del MOSFET.

$$\eta = \frac{V_{out}}{V_{out} + I_a \cdot R_{on} \cdot D + (1 - D) \cdot V_D} \quad (3.23)$$

Donde R_{on} es la resistencia del MOSFET cuando éste se encuentra encendido.

Es claro de la última ecuación que la eficiencia aumenta cuando se disminuye el valor de la resistencia de encendido del MOSFET y la caída de tensión en el diodo.

3.5. Conversor Boost

El conversor Boost (elevador o step-up) se caracteriza porque la tensión en la carga es mayor o igual que la tensión en la fuente. Su topología se muestra en la figura 3.6

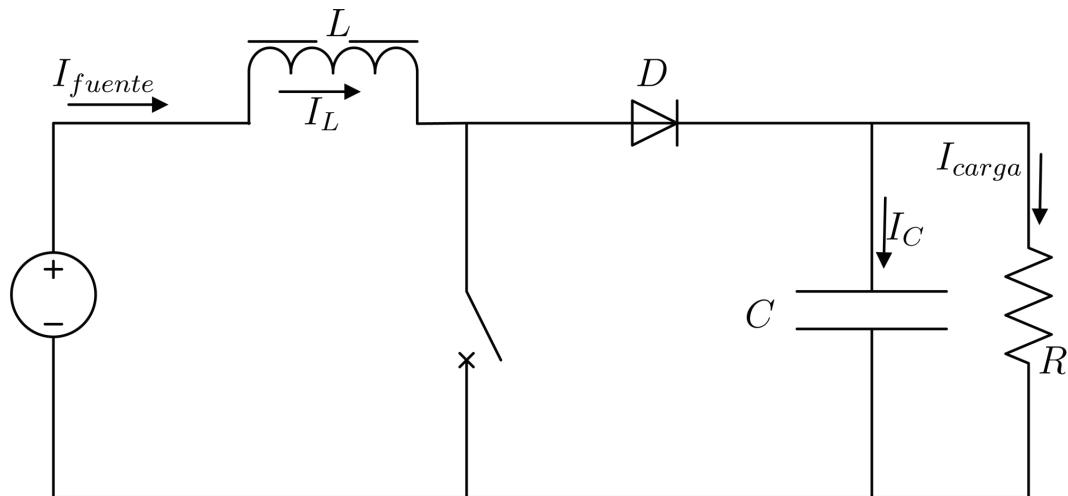


Figura 3.6: Topología Boost.

Al igual que en el conversor Buck, se distinguen el modo continuo y el discontinuo según la continuidad de la corriente en el inductor.

La inductancia crítica con carga resistiva es:

$$L_c = \frac{R \cdot D \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f} \quad (3.24)$$

La relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida es:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.25)$$

3.6. Conversor Buck-Boost

El conversor Buck-Boost se caracteriza porque la tensión en la carga puede ser mayor o menor que la tensión en la fuente. Su topología se muestra en la figura 3.7 Al igual que en los modos anteriores se distinguen el modo continuo y el discontinuo. La inductancia crítica que define el paso de un modo a otro es:

$$L_c = \frac{R \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f} \quad (3.26)$$

De igual forma se entrega la expresión que relaciona las tensiones de entrada y salida.

$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot D}{1 - D} \quad (3.27)$$

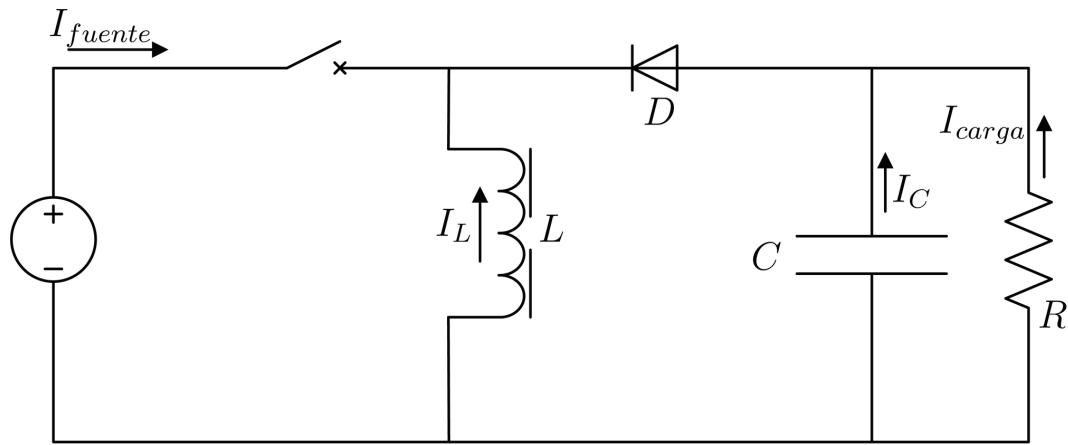


Figura 3.7: Topología Buck-Boost.

3.7. Conversor Cuk

Finalmente, se revisará otro conversor conocido como Cuk. Al igual que el Buck-Boost, tiene la propiedad de reducir o aumentar la tensión de la fuente. La diferencia en su comportamiento es que la tensión de salida está invertida respecto de la entrada. Su topología se muestra en la figura 3.8.

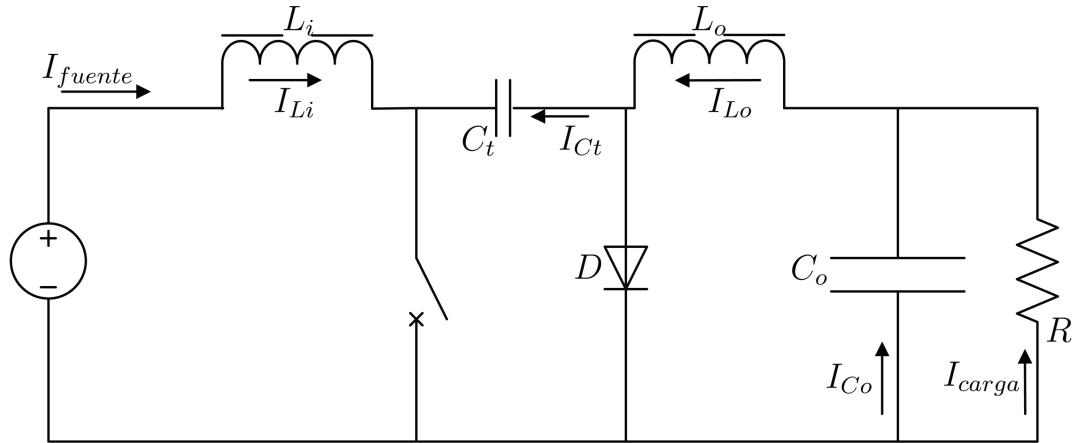


Figura 3.8: Topología Cuk.

Al haber dos inductores existen dos condiciones de continuidad.

$$L_{ci} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \quad (3.28)$$

$$L_{co} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f} \quad (3.29)$$

De usarse un condensador electrolítico en C_t es conveniente contar con una expresión para continuidad de signo en la tensión del condensador C_t :

$$Ct_c = \frac{D}{2 \cdot f \cdot R} \quad (3.30)$$

CAPÍTULO 4

Desarrollo de un adaptador de impedancia para fuentes fotovoltaicas.

Según lo revisado en el capítulo 3, para encontrar y fijar puntos de operación sobre la curva de carga de una fuente fotovoltaica se pueden usar conversores DC/DC. El desarrollo de este adaptador de impedancia o MPPT requiere elegir una topología y calcular los componentes de ella, para lo que se procede como sigue: 1) Especificar el comportamiento requerido según criterios de funcionalidad, 2) determinar las condiciones de entrada-salida impuestas por la fuente fotovoltaica y la carga, 3) antecedentes y 4) definir la topología y el valor de los componentes.

Existe en la literatura un amplio consenso en las partes que comprende un MPPT, siendo estas:

1. Conversor DC/DC,
2. Sistema de medición,
3. Algoritmos de búsqueda y sistema de procesamiento.

Como se vió en el capítulo 3, el conversor DC/DC puede fijar un punto de operación en el panel solar. Este punto de operación es observado por el sistema de medición y transmitido

al sistema de procesamiento, el cual realimenta al disparo del conversor DC/DC, de acuerdo a una estrategia de seguimiento, para que se mantenga o modifique el punto de operación a fin de maximizar la potencia entregada a la carga. Esta relación se muestra en la figura 4.1.

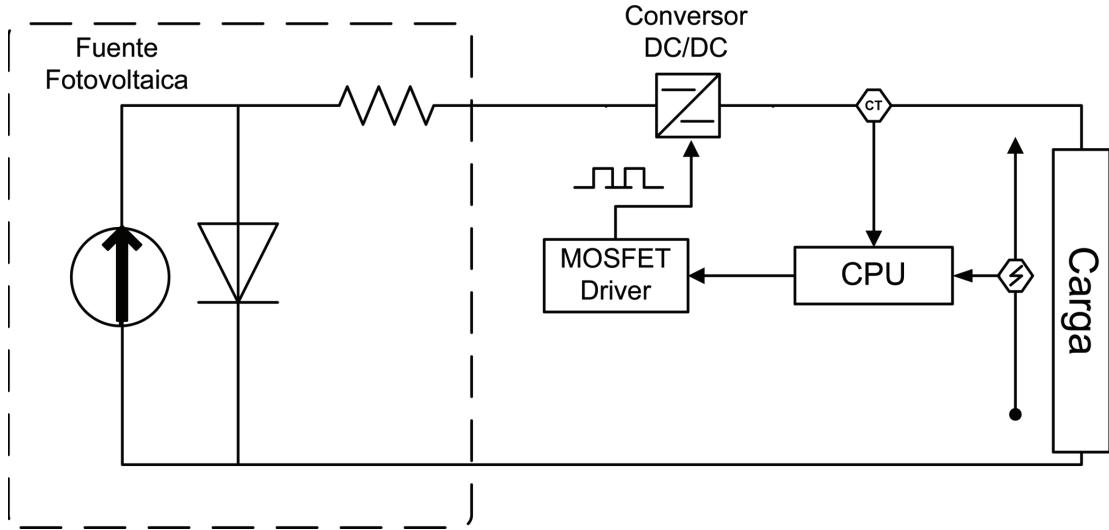


Figura 4.1: Sistema MPPT.

4.1. Comportamiento funcional requerido

En concordancia con los objetivos generales del trabajo y pese a que el diseño específico se realiza para un panel solar, el equipo como hardware debe permitir adaptar impedancias de fuentes de corriente continua en general, diferenciándose fundamentalmente en el software que opera en cada caso.

4.1.1. Conversor DC/DC

La elección de la topología del conversor DC/DC se hace tomando en consideración los siguientes puntos:

1. Mejor eficiencia de conversión promedio en el rango de operación esperado,
2. Seguridad ante condiciones de operación imprevistas,
3. Menor número de componentes,
4. Compatibilidad con varios tipos de fuentes de CC,

5. Posibilidad de ser conectado en paralelo con otras unidades similares,
6. Menor costo y amplia disponibilidad de los componentes.

Para ésto se considera el caso de un arreglo fotovoltaico conectado a un banco de baterías en paralelo con una carga activa. Dentro de este caso pueden darse 3 situaciones particulares:

1. La tensión del banco es siempre mayor que la tensión de máxima potencia del panel.
2. La tensión del banco es siempre menor que la tensión de máxima potencia del panel.
3. La tensión del banco es en ocasiones menor y en ocasiones mayor que la tensión de máxima potencia.

La mayoría de las aplicaciones han optado por privilegiar el primer caso debido a que en paneles planos y estacionarios es conveniente elevar la tensión con el fin de disminuir el tamaño de los conductores [16] [17]. En el caso de los autos solares que participan en competencias como el World Solar Challenge australiano, la caprichosa forma de los paneles solares y la alta probabilidad de rotura de celdas en los arreglos serie han condicionado la elección de paneles de menor tensión que el banco de baterías. La tercera condición de operación sólo se da en sistemas en que el banco de baterías está mal dimensionado o en los cuales las celdas presentan un daño considerable.

4.1.2. Sistema de medición

Es fundamental contar con información confiable y precisa acerca de la potencia transferida (para encontrar el punto de máxima potencia) de las variables que determinan la respuesta del lazo de maximización de potencia y de aquellas cuyo valor fuera de rango responda a una condición de falla. Especialmente sensibles son los casos de la sobrecorriente en los elementos del conversor DC/DC y de la tensión en bornes del banco de baterías, sobre todo cuando se usan tecnologías como el Litio polímero (LiPo). Se decide medir las siguientes variables:

1. Tensión en el lado de la fuente.
2. Tensión en el lado de la carga.
3. Corriente en el lado de la fuente.
4. Corriente en el lado de la carga.

Medida	Error máximo [%]
Tensión en la fuente	0,5
Tensión en la carga	0,5
Corriente en la fuente	0,5
Corriente en la carga	0,1 ¹

Tabla 4.1: Errores máximos para las variables medidas

Medida	Tiempo máximo de muestreo [ms]
Tensión en la fuente	20
Tensión en la carga	20
Corriente en la fuente	50
Corriente en la carga	1

Tabla 4.2: Tiempos máximos de muestreo para las variables medidas

Se descarta efectuar mediciones de temperatura de los componentes del equipo debido a que el gasto extra de energía y dinero que involucran no se justifica con un aumento en la eficiencia. El comportamiento térmico de los semiconductores está implícito en las condiciones límite de operación del equipo.

Según las características de la fuente fotovoltaica y para el caso de un banco de baterías de LiPo se especifican los errores aceptables para cada medida que se muestran en la tabla 4.1. Los valores, expresados en %, se traducen a unidades físicas a través de los valores nominales de operación indicados mas adelante.

Tomando en cuenta la dinámica de las celdas solares se definen los tiempos de muestreo requeridos para cada variable que se muestran en la tabla 4.1.2:

4.1.3. Algoritmos de operación

El aspecto de los algoritmos de búsqueda y mantención del punto de máxima transference de energía se diferencia de los anteriores en que es específico para celdas solares. Se definen los siguientes requerimientos:

1. Capacidad de encontrar el máximo con precisión,
2. Presentar un tiempo de convergencia reducido,
3. Detección de máximos múltiples,

4. Protección ante condiciones de operación anormales,
5. Control de la tensión del banco de baterías,
6. Minimizar las oscilaciones y desplazamientos respecto del punto de máxima potencia producto de la operación del algoritmo.

Para trasladar los parámetros cualitativos enumeradas a parámetros de diseño, se considera un algoritmo ideal de referencia en el que ellas son llevadas cuantitativamente al extremo como sigue:

1. El punto de operación siempre corresponde al máximo,
2. La convergencia es instantánea,
3. No hay oscilaciones en torno al punto de máxima potencia,
4. Las fallas son despejadas en el tiempo necesario para no dañar ningún elemento.

Los algoritmos desarrollados, que por limitaciones físicas y de tiempo de procesamiento no serán ideales, se desarrollan en función de minimizar su desviación respecto del algoritmo ideal.

4.2. Antecedentes

El contar con equipos que cumplan la función de garantizar una transferencia eficiente de energía no es una necesidad reciente. Es así como existen distintas alternativas en el mercado que cumplen con dicha función y constantemente se trabaja en versiones técnicamente mejoradas y de menor precio. En forma complementaria, investigadores de todo el mundo proponen modelos y prototipos que alimentan estos desarrollos.

En referencia a la división por componentes expuesta al comienzo del capítulo, se encuentra que los sensores y los algoritmos son tratados en forma conjunta en la mayoría de las publicaciones debido al evidente compromiso entre lo que se requiere medir y lo que se puede procesar en función de ello. A fin de decidir los parámetros generales del diseño del MPPT se realiza una revisión de las publicaciones en la materia y de las alternativas disponibles en el mercado para el conversor DC/DC y el sistema algoritmos-mediciones.

Por cuanto el MPPT del auto solar Eolian es un antecedente práctico directo de este trabajo, se incluye en esta sección una discusión acerca del mismo.

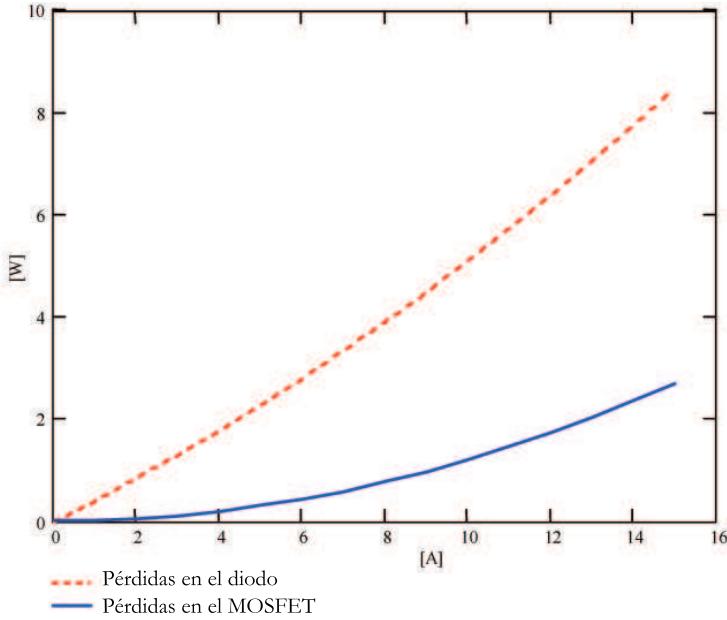


Figura 4.2: Comparación en las pérdidas en el elemento rectificador [19].

4.2.1. Conversor DC/DC

Se encuentra una gran cantidad de variaciones de las topologías clásicas expuestas en el capítulo 3. Las alternativas responden a la posibilidad de reducir las pérdidas de conmutación realizándola a corriente cero, tensión cero [15], o ambos [18]; a la posibilidad de bajar las pérdidas de conducción en los MOSFET mediante el reemplazo de los diodos rectificadores por rectificadores sincrónicos [19] [20] y a conversores capaces de elevar la tensión muy por encima de la tensión de entrada usando transformadores de alta frecuencia.

En [19] se propone el uso de un rectificador sincrónico para disminuir las pérdidas en el diodo rectificador en un convertidor Buck y en [20] se hace lo propio con un convertidor Boost. La figura 4.2 muestra la relación entre las pérdidas en el MOSFET rectificador v/s las pérdidas si se usa un diodo en su lugar.

En cuanto a la selección de la estructura básica del conversor, se encuentra que en vehículos solares suele preferirse la topología Boost [21] [22] y en sistemas estacionarios la topología Buck [23] [24], comúnmente asociada a inversores. En [25] se realiza un análisis que plantea la conveniencia generalizada de elegir un conversor en un MPPT fundado en la continuidad de la forma de onda de la corriente en la celda.

Otra familia de conversores la integran los dispositivos con la posibilidad de conectarse directamente a la red eléctrica [26] [27] [28] mediante la inclusión de puentes inversores, eliminando así la necesidad de un gran banco de baterías.

4.2.2. Algoritmos

Debido a la sensibilidad de la curva de carga ante variaciones atmosféricas y de su propia temperatura, los algoritmos que controlan la razón de transformación del convertidor DC/DC son un tema ampliamente tratado en la literatura. Su elección está íntimamente ligada a los sistemas de medición a usarse y ésto a su vez con las necesidades de procesamiento y los costos totales del equipo.

En condiciones normales de operación, la búsqueda del punto de máxima potencia corresponde a un problema de optimización no lineal en un dominio convexo. Según ésto, la maximización puede resolverse mediante dos enfoques: 1) solución analítica y 2) solución iterativa. La principal diferencia funcional entre ambos enfoques es que el primero requiere un conocimiento a priori de los parámetros de la celda y una estimación de los factores externos que inciden en la ubicación del máximo, mientras que el segundo se puede aplicar directamente.

Elección de la variable maximizada

La variable maximizada por el algoritmo es fundamental para un buen rendimiento. Aunque en principio lo que interesa es mantener un punto en el que la potencia a la salida de la celda sea máxima, los algoritmos difieren tanto en la conveniencia de ello como en la forma de medir la potencia. Algunos autores usan directamente la definición de potencia de la celda [29] [33], buscando el máximo de la cantidad $V_{celda} \cdot I_{celda}$ mientras que otros argumentan que lo relevante es la potencia entregada a la carga puesto que así se consideran también las curvas de eficiencia del convertidor DC/DC que como se aprecia en la figura 4.5 no necesariamente representan una eficiencia constante [34] [21].

La forma de estimar la potencia en cada lado también es diversa. Se argumenta la posibilidad de omitir la multiplicación entre la tensión y la corriente por cuanto es costosa en términos de capacidad de procesamiento (en implementaciones con microcontroladores) o en número de componentes (en implementaciones con electrónica analógica). Además, como ambas mediciones tienen un error asociado, de su multiplicación resulta una amplificación de éste.

En [21] se propone considerar únicamente la corriente hacia la carga, argumentando que su máximo corresponde al de la potencia para una gran cantidad de cargas y en [30] se refuerza el análisis incluyendo la mayoría de las cargas posibles. Otros autores proponen usar la tensión en la celda en relación a su temperatura [31] haciendo uso del modelo de la celda o en relación a la tensión de circuito abierto [32]. Ambas elecciones difieren tanto en su justificación física como en el lazo de control derivado, siendo el lazo de control a partir de la maximización de la corriente uno cerrado, y el de estimación de la tensión de máxima potencia uno abierto.

Algoritmos analíticos

Algunos autores proponen hacer uso de las ecuaciones derivadas del modelo equivalente de la celda para encontrar el punto de máxima potencia. Estos métodos presuponen un conocimiento fenomenológico del sistema fotovoltaico y confían en la representatividad de las mediciones.

En [29] se propone un algoritmo que fija el punto de operación del panel en la intersección de la curva de máxima potencia con la curva de la celda. La curva de máxima potencia es el lugar geométrico de los MPP para una familia de curvas V-I. Se postula que la corriente a la que esto ocurre es lineal con la insolación. El algoritmo se implementa mediante un circuito analógico.

En [33] y [35] La característica de la celda en relación al circuito equivalente, estimada por medio de mediciones, es resuelta en forma iterativa (Newton-Raphson) por un microcontrolador. A continuación, se fija un punto de operación según la solución de la optimización. De esta forma se evita el tránsito del panel por puntos de operación fuera del máximo.

En [31] se propone estimar la coordenada de tensión del punto de máxima potencia mediante la medición de la temperatura de la celda. Al ser ella una proporción de la tensión de circuito abierto que solo depende de la temperatura, se puede estimar de esta forma y entregar una referencia de tensión al sistema de seguimiento.

Algoritmos por perturbaciones

Dentro de los algoritmos que efectúan la búsqueda del máximo mediante la observación del efecto de perturbaciones se distinguen los que perturban el punto de operación mediante variaciones en el ciclo de trabajo del conversor DC/DC y aquellos que observan el efecto de la acción de conmutación sobre una magnitud medible del sistema. Los primeros pertenecen a la familia conocida como “perturbar y observar” (P & O, del inglés “perturb and observe”) y consisten en mover la curva en un sentido y observar si se produce un aumento en la potencia, identificando así la dirección de crecimiento y persistiendo hasta alcanzar un máximo. Los segundos son los llamados “algoritmos dinámicos”. En ellos se usa el conocimiento del comportamiento dinámico de la celda para identificar el punto de operación y modificarlo en la dirección de crecimiento.

En [36] Se propone un algoritmo en el que el paso de la perturbación inducida sobre la tensión de la celda es modificada según la distancia al último punto de máxima potencia obtenido. Esto se hace a través de una interfaz difusa que varía la magnitud de la perturbación en forma suave conforme cambia esta distancia. En [37] se acota el dominio de búsqueda según la serie de fibonacci, resultando en un comportamiento robusto ante condiciones de ensambrecimiento.

En cuanto a los algoritmos que usan el conocimiento de la respuesta dinámica del panel basado en su circuito equivalente, en [38] se estima el punto de operación en base al efecto que una perturbación a la frecuencia de commutación del convertidor DC/DC tiene sobre la tensión del panel y en [39] se discute la necesidad de incorporar la capacitancia parásita de difusión de la juntura en la interpretación del efecto de esta perturbación, argumentando que ante un convertidor por commutación la fuente fotovoltaica pasa a comportarse como una fuente de corriente alterna.

Condiciones anormales

El ensombrecimiento parcial o la presencia de celdas defectuosas en un arreglo serie puede derivar en la presencia de múltiples máximos locales. Esto afecta negativamente la capacidad de los algoritmos basados en la búsqueda de direcciones de crecimiento por cuantos el máximo encontrado dependerá de la condición inicial. En [21] y en [37] se muestran mediciones que evidencian la aparición de estos máximos (figura 4.3)

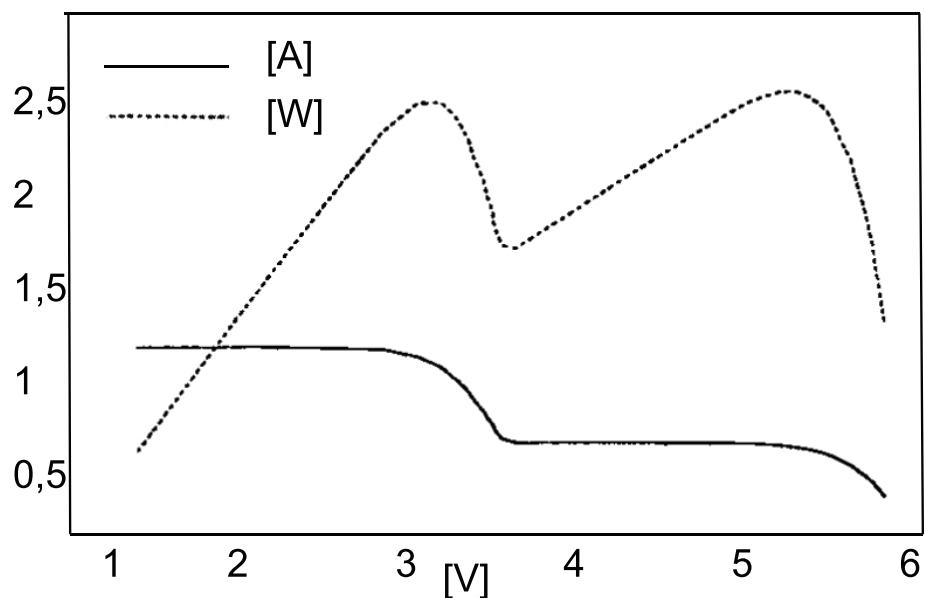


Figura 4.3: Curvas de un panel solar en presencia de sombra parcial. [21].

Implementación de los algoritmos

Según los requerimientos de los algoritmos y las preferencias de los diseñadores, puede elegirse implementar los mismos en forma analógica o digital. Los circuitos analógicos tienen la capacidad de realizar operaciones matemáticas y resolver ecuaciones diferenciales en forma

más rápida que los digitales; por otro lado, los circuitos digitales con microcontroladores dan una mayor flexibilidad y facilidad de implementación. Los algoritmos que detectan máximos en dominios no convexos son la excepción en cuanto solo se implementan en microcontroladores.

4.2.3. Alternativas disponibles en el mercado

Existen en el mercado diversas alternativas de equipos MPPT. Se describen a continuación las principales características de 2 equipos para aplicaciones estacionarias y 1 para aplicaciones móviles.

Outback MX60

El Outback MX60 es fabricado por la empresa Outback Power Systems y está diseñado para transferir la energía generada por un arreglo fotovoltaico estacionario hacia un banco de baterías. El convertidor de potencia es del tipo Buck, lo cual permite usar arreglos de alta tensión disminuyendo así las pérdidas en los conductores. Sus principales características se resumen en la tabla 4.2.3.

Parámetro		Valor
Máxima corriente en la salida	[A]	60
Máxima tensión en la salida	[V]	60
Máxima tensión en la entrada	[V]	150
Máxima potencia	[W]	3600
Precio	USD	649

Tabla 4.3: Características del Outback MX60 [17].

Sunny Boy SB 7000

Este es un equipo pensado para sistemas conectados a la red. Integra un MPPT y un inversor monofásico capaz de sincronizarse a la red con factor de potencia unitario. Al igual que el MX60, está pensado para arreglos estacionarios de elevada tensión (mas de 200 [V]). Su eficiencia llega al 97% para una potencia de 4 [kW] y cae por debajo del 90% para menos de 1 [kW], como muestra la figura 4.4 .

Parámetro		Valor
Máxima corriente en la entrada	[A]	30
Tensión en la salida	[VAC]	240
Frecuencia	[Hz]	60
Máxima tensión en la entrada	[V]	600
Máxima potencia	[W]	8750
Precio	USD	3795

Tabla 4.4: Características del Sunny Boy SB 7000 [16].

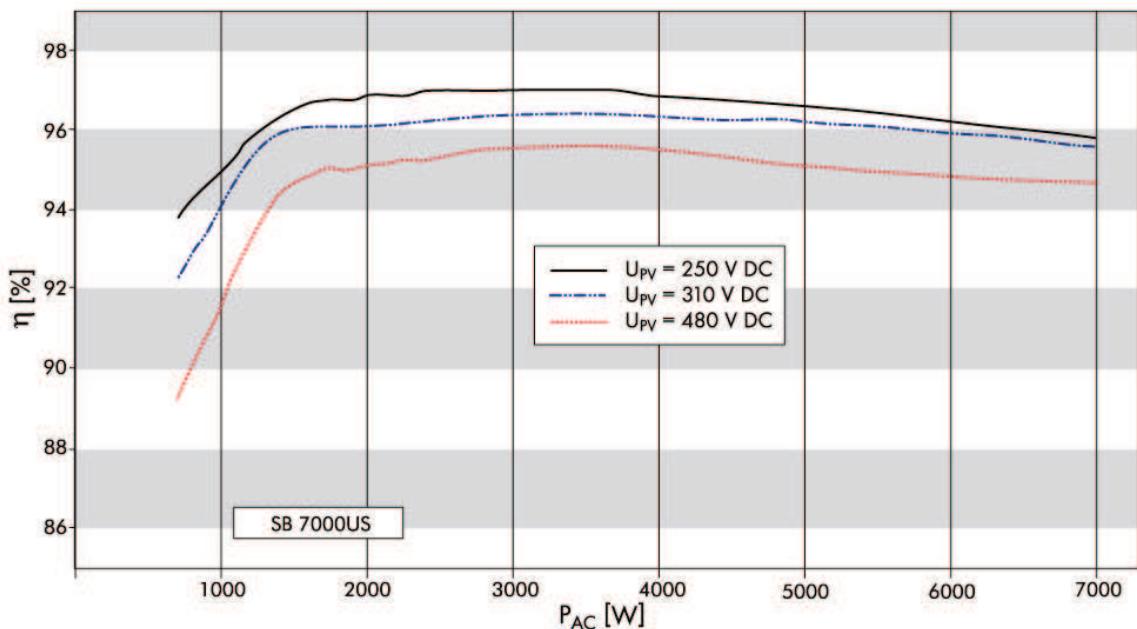


Figura 4.4: Comportamiento de la eficiencia del Sunny boy SB7000 [16].

Drivetek MPPT-Race

Drivetek es una compañía suiza que tomó los desarrollos de la Universidad de Biel para ofrecer el que actualmente es estándar en controladores fotovoltaicos para autos solares. A diferencia de los anteriores, este controlador tiene una salida en corriente continua de mayor tensión que la entrada, lo que es consistente con la aplicación a la que está dirigido. La eficiencia en el MPPT de drivetek es superior a la de los productos de consumo general, llegando a un 98,9 % como se muestra en la figura 4.5.

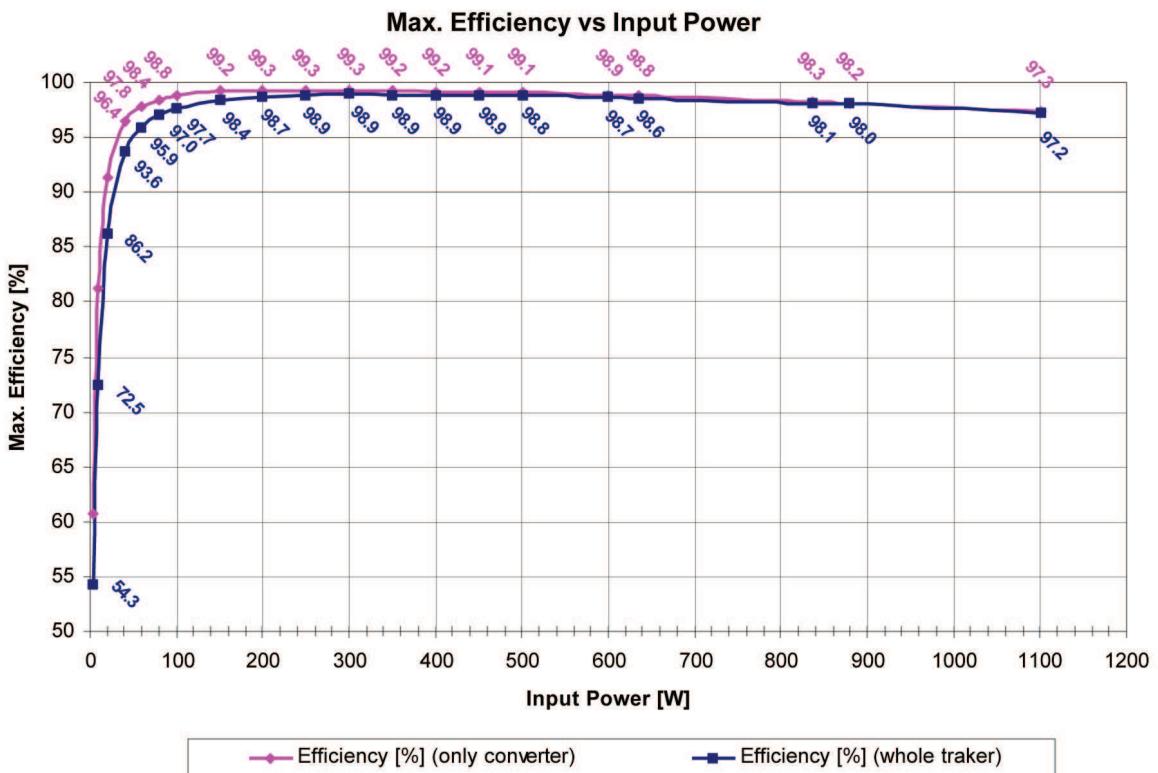


Figura 4.5: Comportamiento de la eficiencia del Drivetek MPPT Race [18].

4.2.4. La experiencia Eolian

En el marco de los desarrollos llevados a cabo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, un grupo de alumnos, quienes han tenido experiencia en diversos proyectos relacionados con manejo energético, se proponen el año 2006 como meta participar en la competencia de vehículos solares Panasonic World Solar Challenge (PWSC), realizada en Australia, entre el 21 y 28 de octubre de 2007.

El auto solar que finalmente compite durante el mes de octubre del año 2007 en la competencia de Australia, denominado “Eolian”, es un vehículo impulsado por energía solar que cumple asimismo con un conjunto amplio de exigencias técnicas establecidas en las bases del concurso PWSC . Una vista de su diseño final se aprecia en la figura 4.6.

Desde el punto de vista eléctrico, el diseño conceptual del Eolian se aprecia en la figura 4.7. El sistema de potencia parte con un conjunto de paneles solares ubicados en diferentes zonas del vehículo, que se conectan al MPPT, el cual se encarga de entregar la energía producida por las celdas a las baterías, compuestas por celdas de litio-polímero. Al banco de baterías está conectado el controlador que permite manejar el torque y/o velocidad del motor. Coexiste con los sistemas de manejo de energía el Sistema de Adquisición de Datos



Figura 4.6: Pablo Gibson, Hugo Muñoz, Rodrigo Palma, Claudio Vergara y Manuel Vargas junto al auto solar Eolian.

y Monitoreo, que se encarga de recolectar las variables más importantes de cada uno de los sistemas y enviar la información tanto al panel de instrumentos del piloto como al panel remoto accesible mediante un computador comunicado por radiofrecuencia. Como se aprecia en la figura 4.6, el panel solar es de una geometría muy particular, y las características del territorio Australiano, como su posición y estación del año, diversifican las condiciones en que deben funcionar los paneles solares y por tanto condicionan el diseño del MPPT. Considerando ésto, las características generales del MPPT de Eolian son:

- Conversor DC-DC tipo Boost con rectificador sincrónico,
- Medición de corriente y tensión a la entrada mediante resistencia Shunt y divisor de tensión,
- Algoritmo maximizador de la potencia entregada por la celda mediante una medición directa de ella.

El funcionamiento en paralelo de las unidades trae consigo la posibilidad de que los barridos se ejecuten en forma simultánea, pudiendo producir caídas de tensión en la carga si ésta

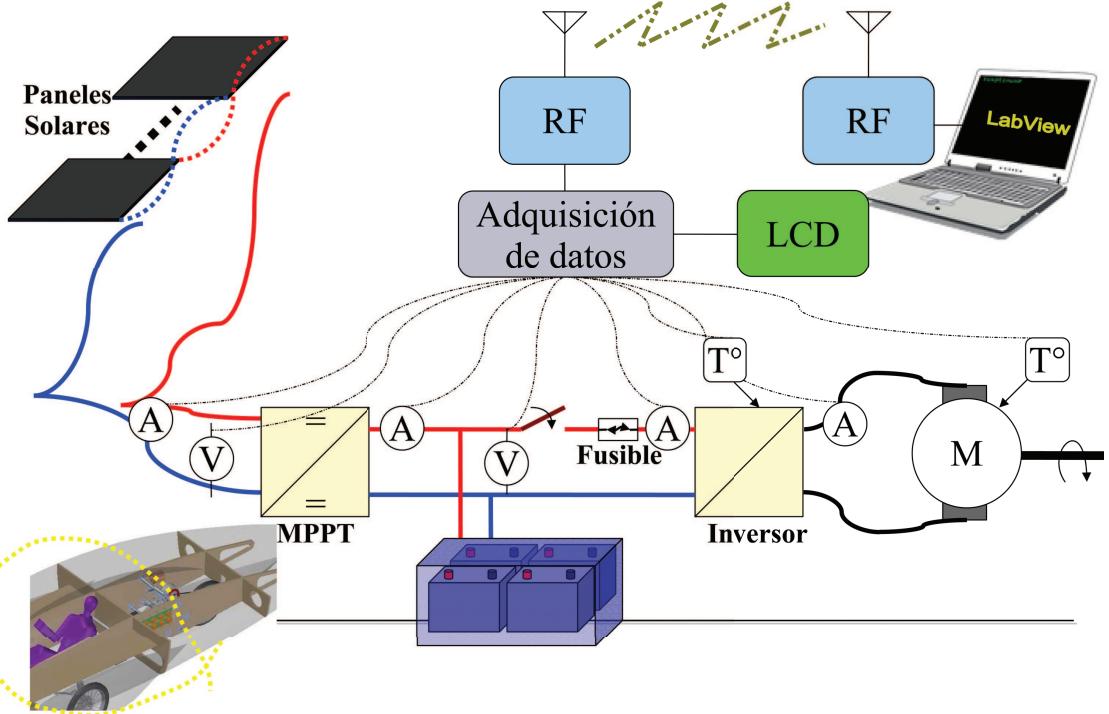


Figura 4.7: Vista esquemática del sistema eléctrico de Eolian.

es pasiva. Para evitarlo, los barridos son coordinados por un módulo central que indica el momento en que cada unidad debe proceder a realizarlo. Las comunicaciones entre los MPPT y el módulo central se realizan por medio del protocolo I^2C y contienen además información acerca del estado de las unidades, la que se transmite mediante el protocolo CAN al sistema de información del auto.

El primer prototipo de MPPT se prueba en el laboratorio de Tracción del Departamento de Ingeniería Eléctrica, con componentes de comercialización nacional. La etapa de control y la de potencia se ensayan en circuitos independientes y luego se ensamblan en un circuito impreso único, lo que flexibiliza su montaje y armado. Se realizan pruebas del dispositivo MPPT en funcionamiento independiente (sin sincronización con otros MPPTs) para verificar su comportamiento de búsqueda del punto de máxima transferencia de potencia. Se utilizan como fuentes energéticas de prueba un par de bancos de baterías de plomo-ácido y resistencias, que presentan una recta de carga de características diferentes a las de un panel solar, pero resultan suficientes para la validación del dispositivo.

Un total de 9 dispositivos MPPT se instalan en el vehículo solar Eolian (ver figura 4.8). Cuatro de estos dispositivos manejan alrededor de 200[W] cada uno, mientras que los 5 restantes se encargan de los alrededor de 30[W] que entregan las celdas de menor potencia.



Figura 4.8: MPPT del auto solar Eolian.

Todos los MPPT instalados comparten en su salida un banco de baterías de Litio-polímero de capacidad 5,6[kWh] y de tensión nominal 88[V].

Análisis de resultados

Se observa un comportamiento medianamente satisfactorio de las unidades en la PWSC, por cuanto permiten al vehículo realizar gran parte del recorrido utilizando únicamente energía proveniente de la radiación solar. Sin embargo, se presentan los siguientes problemas:

1. En los 7 días que el auto estuvo en movimiento, se queman interruptores de potencia a una tasa cercana a 1 por día,
2. La potencia a pleno Sol es menor de la esperada,
3. Los módulos pierden comunicación con el sistema de monitoreo, impidiendo conocer su estado mientras el vehículo se encuentra en movimiento,
4. El error de las mediciones de los módulos es apreciable.

A la luz del presente trabajo, aparecen como explicación de estos inconvenientes las siguientes causas:

Falla de los conversores Al parecer esto sería causa de un cálculo inadecuado del inductor y del snubber. Ambos defectos se confabulan para arriesgar sobretensiones peligrosas en el MOSFET rectificador. Ésto, por tratarse de MOSFET con tensión máxima de 150 [V] trae asociado un alto riesgo de falla. Respecto del inductor específicamente, se comete el error de considerar su valor medido con un LCR-meter, el cual no representa aquel que efectivamente se tiene cuando la densidad de flujo en el núcleo es elevada. Además, un análisis ex-post revela que el entrehierro usado es menor que el necesario y que el número de vueltas es excesivo, lo que contribuye a la saturación.

Baja potencia La potencia percibida menor a la esperada se explica por factores externos e internos. El factor externo corresponde a que el panel solar del Eolian estuvo dañado la mayor parte del trayecto y su eficiencia estuvo muy por debajo del nominal, llegando a un 12% según [59]. El factor interno responde a la imposibilidad de fijar un punto de máxima potencia en base a mediciones muy ruidosas. Este efecto es aumentado por el uso de una multiplicación en el cálculo de la potencia, lo que amplifica el error. Además de esto, la eficiencia medida del módulo de potencia no considera el consumo del sistema, por lo que está sobrevalorada.

Pérdida de comunicación Las razones de la pérdida de comunicación no están claras. Es posible que esté asociada a fluctuaciones en la alimentación del microcontrolador de comunicaciones o a ruido excesivo en el bus I^2C

Error en las mediciones Mientras la medición de tensión se realizó en forma convencional y fue satisfactoria, la medición de corriente no siguió la misma suerte. Las deficiencias en la medición son el resultado de usar una resistencia Shunt artesanal (que se confecciona a mano a partir de una lámina de Kanthal (r) y se fija con tornillos a la pista de la tierra) y de medir tensión referenciada a tierra en lugar de hacerlo en forma diferencial. Además, la ubicación de

la Shunt en la tierra del equipo ocasiona la existencia de dos tierras distintas, lo que conlleva un evidente error de medición.

Conclusiones

El MPPT usado en Eolian cumple con su función de transferir potencia desde el panel solar hacia el banco de baterías y el controlador del motor. Sin embargo, errores de medición, cálculo de componentes del conversor DC/DC y la elección de la cantidad maximizada resultan en un desempeño desmejorado.

4.3. Diseño del conversor DC/DC

En base a la revisión del estado del arte y al análisis de las condiciones de operación esperadas la configuración elegida fue la que se muestra en la figura 4.9 y se conoce como “Booster con rectificador sincrónico”, versión modificada del sistema Booster tradicional en la cual el diodo rectificador es reemplazado por un MOSFET que se abre en sincronía con el MOSFET principal permitiendo el paso de la corriente cuando éste se encuentra abierto. Las principales ventajas de la topología respecto de la Boost convencional son que 1) disminuye las pérdidas por la caída de tensión en el diodo rectificador y 2) permite transferir energía en ambas direcciones.

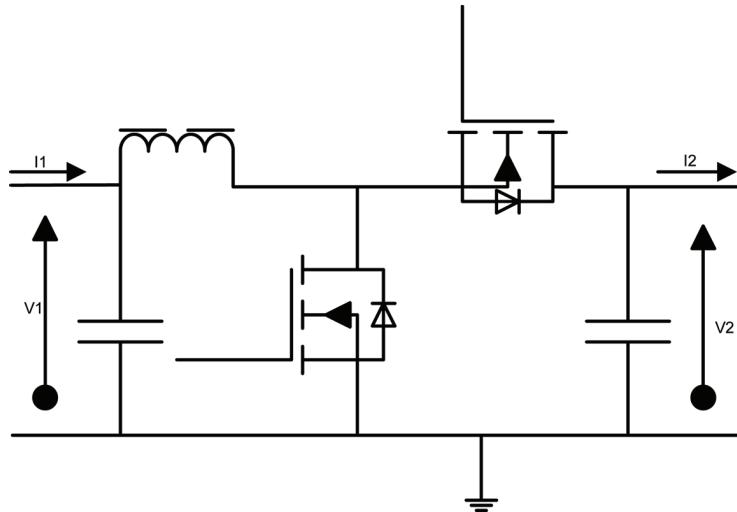


Figura 4.9: Topología Boost con rectificador sincrónico

El funcionamiento del conversor se analiza suponiendo un panel fotovoltaico como fuente y un banco de baterías en paralelo con una carga activa como carga, configuración que se muestra en la figura 4.10 usando los circuitos equivalentes simplificados de estos componentes. Como simplificación se considerará que la fluctuación de tensión en los condensadores dentro del período de commutación es despreciable.

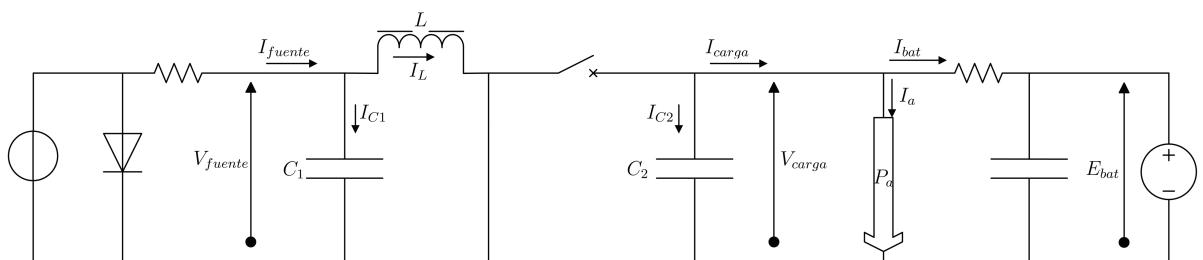


Figura 4.10: Booster como adaptador de un panel solar a una carga mixta.

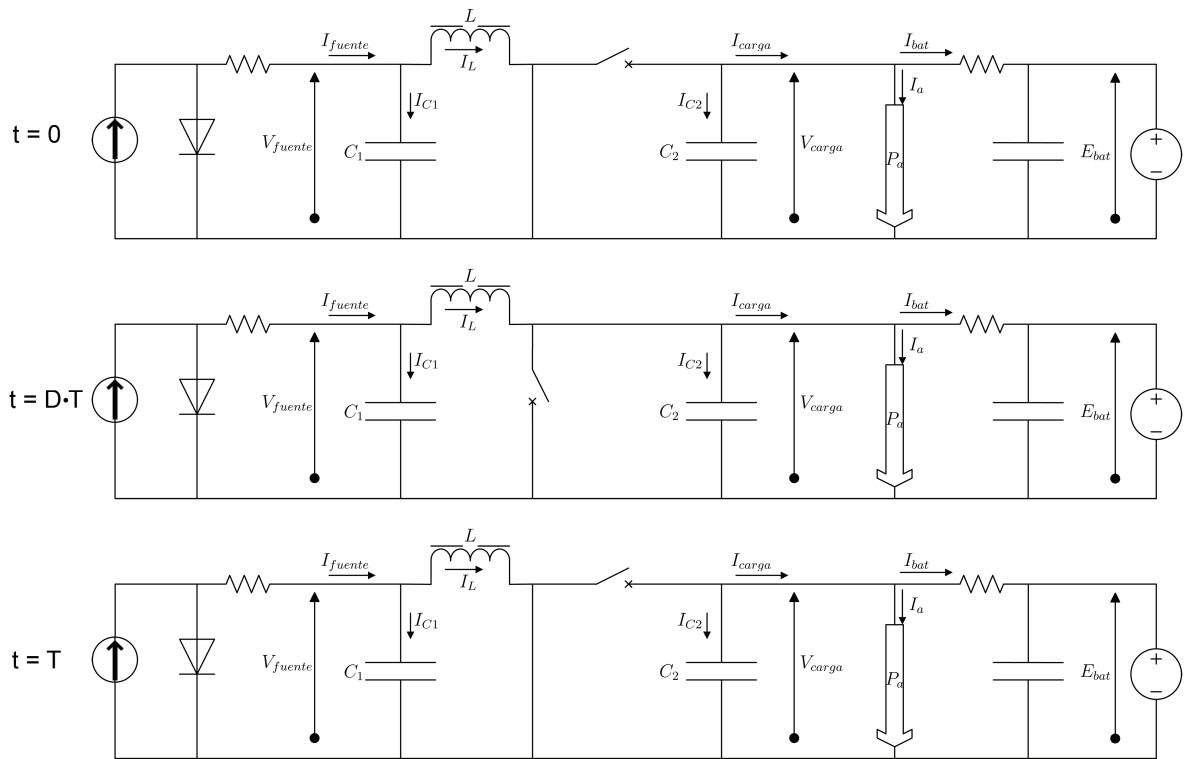


Figura 4.11: Estados del Booster.

4.3.1. Ecuaciones de funcionamiento

El ciclo de funcionamiento del conversor tiene dos estados, caracterizados por la inyección o retiro de energía desde el inductor. Como se explica en el capítulo 3, la variable $D \in (0, 1)$ corresponde a la fracción del período de conmutación T en que el interruptor S_1 se encuentra encendido.

Bajo los supuestos mencionados, el efecto inmediato de la acción de los interruptores es el cambio en el valor de la tensión en el inductor L como se muestra en la figura 4.12. De acuerdo a la ley de Faraday [5], la consecuencia de este cambio en la tensión es un cambio en la corriente del inductor en torno a la componente continua I_0 , mostrada en la figura 4.13, según la relación:

$$I_L = \int_0^t \frac{V_L}{L} dt \quad (4.1)$$

Si el algoritmo de búsqueda de máxima potencia es efectivo en mantener este punto y en consecuencia la componente continua de la corriente en el inductor coincide con la corriente

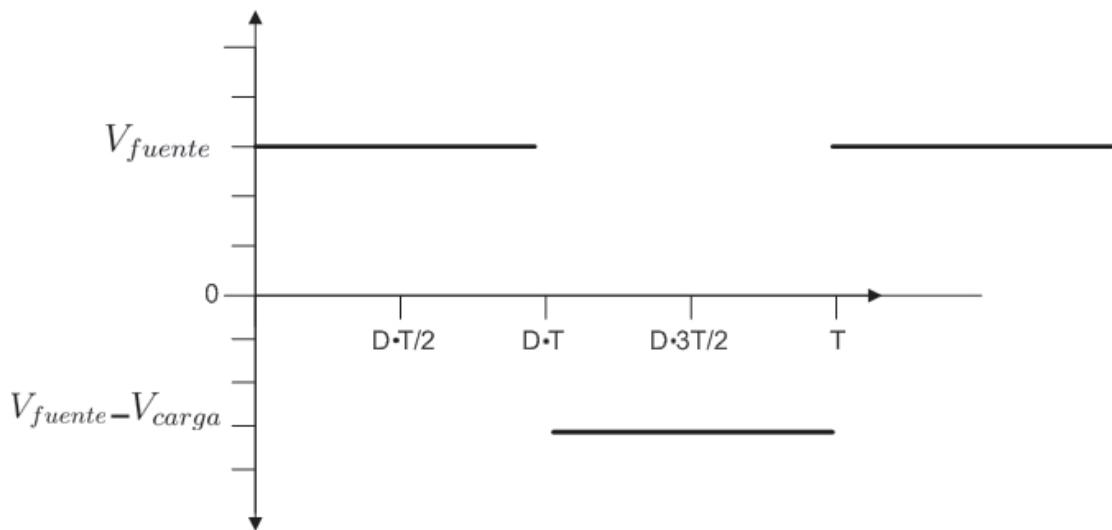


Figura 4.12: Tensión en el inductor

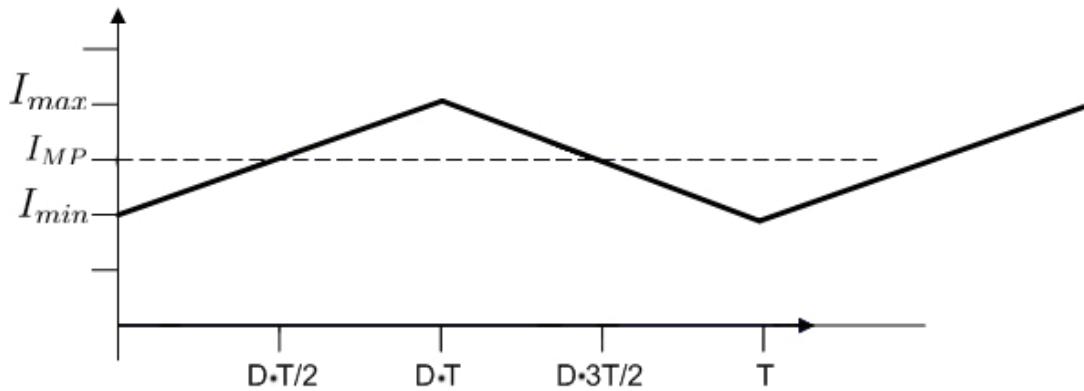


Figura 4.13: Corriente en el inductor.

de máxima potencia del panel solar I_{MP} , la corriente media permanece constante para un ciclo de conmutación:

$$\int_0^{D \cdot T} \frac{V_{fuente}}{L} dt = \int_{D \cdot T}^T \frac{V_{carga} - V_{fuente}}{L} dt \quad (4.2)$$

Resolviendo la ecuación integral se llega a que:

$$D = \frac{V_{carga} - V_{fuente}}{V_{carga}} \quad (4.3)$$

Alternativamente, se puede expresar la tensión de la carga en función de la tensión de la fuente y el ciclo de trabajo:

$$V_{carga} = \frac{V_{fuente}}{1 - D} \quad (4.4)$$

La expresión para el rizado en corriente se obtiene evaluando cualquiera de las dos integrales:

$$\Delta I_L = \int_0^{D \cdot T} \frac{V_{fuente}}{L} = \frac{D \cdot T \cdot V_{fuente}}{L} \quad (4.5)$$

El rectificador sincrónico usado en lugar de el diodo elimina la restricción de signo de la corriente por el inductor, haciendo irrelevante su paso por cero o la presencia de valores negativos.

El condensador de entrada cumple la función de atenuar el rizado en la corriente para permitir una operación que se desvíe poco de la I_{MP} producto del funcionamiento del conversor. De la aplicación de la ley de corriente de Kirchhoff se obtiene que para C_1 :

$$I_{C1} = I_{MP} - I_L \quad (4.6)$$

Entonces, el rizado en tensión del condensador es:

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{\int_0^{D \cdot T} I_{C1} dt}{C_1} \quad (4.7)$$

Reemplazando la ecuación 4.5 e integrando se obtiene:

$$\Delta V_{C1} = \frac{V_{fuente} \cdot (D \cdot T)^2}{2 \cdot L \cdot C_1} \quad (4.8)$$

Suponiendo que la corriente en la carga y en la fuente se mantienen constante durante la conmutación, la corriente en el condensador de salida se comporta según las siguientes ecuaciones:

Para $t \in (0, D \cdot T)$

$$I_{C2} = -I_{bat} \quad (4.9)$$

Para $t \in (D \cdot T, T)$

$$I_{C2} = I_L - I_{bat} \quad (4.10)$$

A partir de estas ecuaciones se obtiene la forma de onda mostrada en la figura 4.14. Como la corriente media tiene que mantenerse, el rizado se puede calcular en cualquiera de las dos partes del ciclo, resultando una expresión más sencilla para la segunda:

$$\Delta V_{C2} = \frac{I_{carga} \cdot (1 - D) \cdot T}{C_2} \quad (4.11)$$

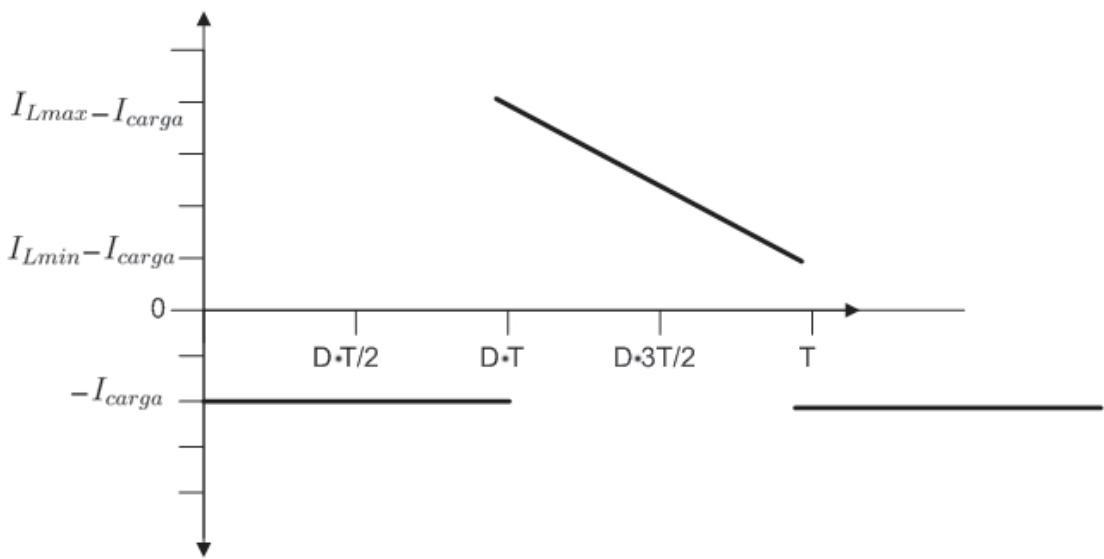


Figura 4.14: Corriente en el condensador de salida.

4.4. Algoritmos

En base a la revisión bibliográfica y al estudio de las condiciones de operación esperadas se decide implementar un algoritmo de seguimiento del MPP cuyas principales características son:

1. Se maximiza la potencia entregada a la carga mediante la maximización de la corriente hacia ésta,
2. Usa como variable manipulada la tensión de la celda, modificándola a través del ciclo de trabajo,
3. Implementa dos métodos que reaccionan con distinta velocidad y son capaces de máximos en conjuntos convexos y no convexos
4. Cuenta con protección ante condiciones de falla,
5. Requiere ser implementado en un microcontrolador.

La elección de la variable maximizada, I_{carga} se hace en base al análisis mostrado en [21] y en [30], donde se pone en evidencia que maximizar la potencia en el lado de la carga es adecuado puesto que se maximiza la eficiencia conjunta del sistema MPPT-panel solar. En las publicaciones se hace un análisis general que justifica maximizar la corriente en la carga, aunque no incluye el caso de la carga mixta. Se encuentra que éste caso es directo

considerando la ecuación 3.9. La condición para que un máximo en la corriente de salida corresponda a un máximo en la potencia entregada a la carga es:

$$\frac{\partial P_{carga}}{\partial I_{carga}} > 0 \quad (4.12)$$

Usando 3.9, la condición se traduce en:

$$\frac{(I_{carga}^2 \cdot R_{bat}^2 + 2 \cdot I_{carga} \cdot R_{bat} \cdot V_{bat}) \cdot V_{bat}}{(I_{carga} \cdot R_{bat} + V_{bat})^2} > 0 \quad (4.13)$$

Es evidente que la expresión es estrictamente positiva para V_{bat} e I_{bat} mayores que cero, por lo que se cumple el supuesto de la coincidencia de los máximos.

El algoritmo de control se ilustra haciendo uso del diagrama de estados mostrado en la figura 4.15. El ciclo principal del programa comuta entre los distintos estados haciendo uso de variables auxiliares de estado. El programa comienza con el valor INICIAL para la variable estado.

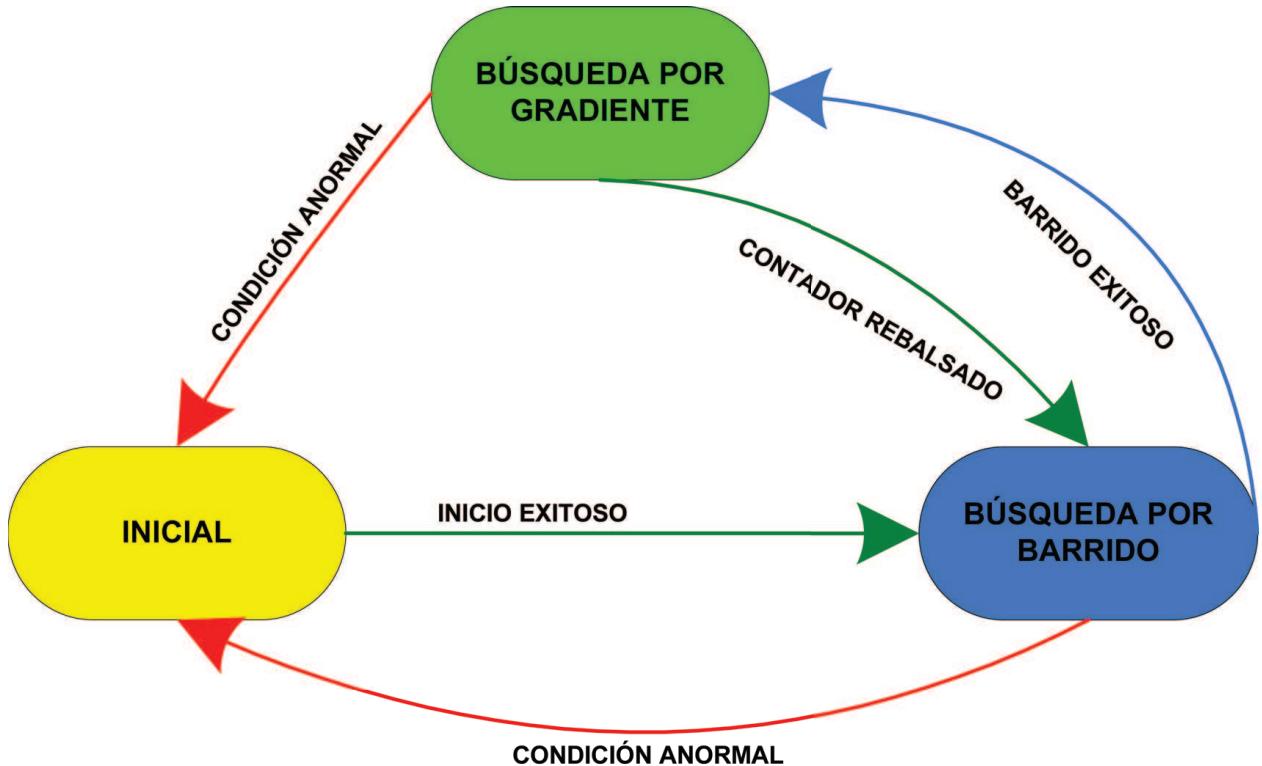


Figura 4.15: Diagrama de estados del MPPT.

En su funcionamiento los distintos estados invocan las funciones TOMA_MEDIDAS Y SEGUIMIENTO_TENSIÓN:

TOMA_MEDIDAS Se implementa un filtro pasabajos de ancho de banda configurable a través de la variable MUESTRAS, la cual define el número de valores muestreados por canal de medición para aplicar el promedio. Se muestrean de esta forma las 4 variables relevantes.

SEGUIMIENTO_TENSIÓN Esta función se usa para permitir a los demás métodos operar sobre la tensión en la celda en lugar del ciclo de trabajo. Su relevancia radica en que el punto de operación de la celda está definido por sus variables físicas tensión o corriente, en lugar de estar relacionada directamente con el ciclo de PWM, el cual sólo establece una relación entre la tensión de entrada y de salida. Para la mayoría de las situaciones posibles la búsqueda y mantención del punto de máxima potencia usando una u otra variable es equivalente. Sin embargo, en casos como el que se describe a continuación, la elección del ciclo de trabajo como variable manipulada de los algoritmos puede inducir a error. El caso patológico es el siguiente:

1. Carga con dV/dI considerable,
2. Arreglo dañado con máximos locales.
3. Barrido simultáneo de dos o más unidades y/o fuertes escalones de carga durante el barrido de una o más unidades.

El algoritmo de detección de máximos en conjuntos no convexos falla en entregar un punto de operación cercano al máximo global en esta situación si la distancia en tensión de la celda de los máximos locales es comparable a la fluctuación de tensión en la carga, reflejada mediante el ciclo de trabajo en la entrada del conversor. La situación se corrige si en lugar de usar el ciclo de trabajo como variable manipulada se usa la tensión en la celda, garantizándose así que el máximo global corresponde al de ella. El funcionamiento del método corresponde a un control por histéresis ilustrado en el diagrama de la figura 4.16.

Es de notar que el lazo de seguimiento de tensión permite asegurar que dentro de los límites impuestos por el contador, efectivamente se alcanza la tensión de referencia, tomando en cuenta en forma implícita la capacidad de la celda de reaccionar ante cambios en el ciclo de trabajo.

4.4.1. Descripción de los estados

INICIAL

La función de este estado es mantener ambos interruptores abiertos mientras las mediciones se encuentren fuera de los rangos nominales. Su funcionamiento se describe a conti-

SEGUIMIENTO DE TENSIÓN

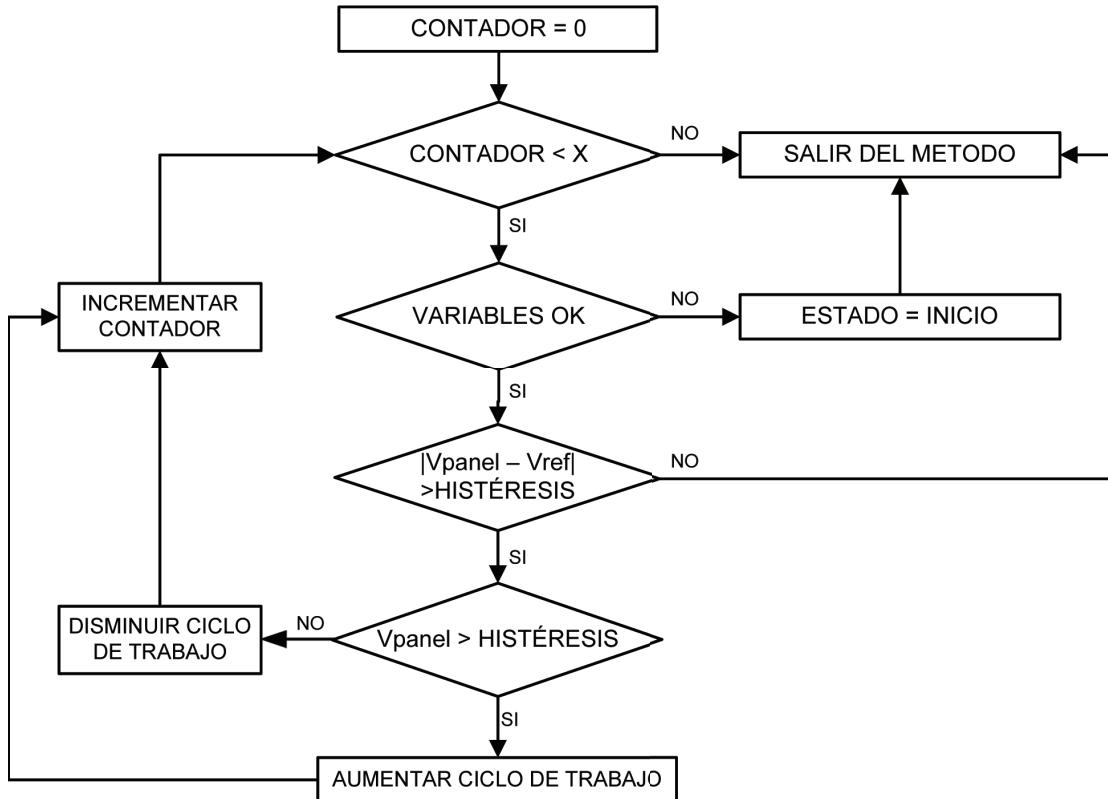


Figura 4.16: Función SEGUIMIENTO_TENSION.

nuación.

1. Abre ambos interruptores.
2. Espera hasta que las tensiones de la fuente y de la carga estén en rangos aceptables por un lapso de tiempo preestablecido.
3. Fija la referencia de tensión del panel en una fracción de la tensión de circuito abierto.
4. Activa los interruptores.
5. Cambia el estado a BÚSQUEDA POR BARRIDO.

El diagrama de flujo asociado se muestra en la figura 4.17.

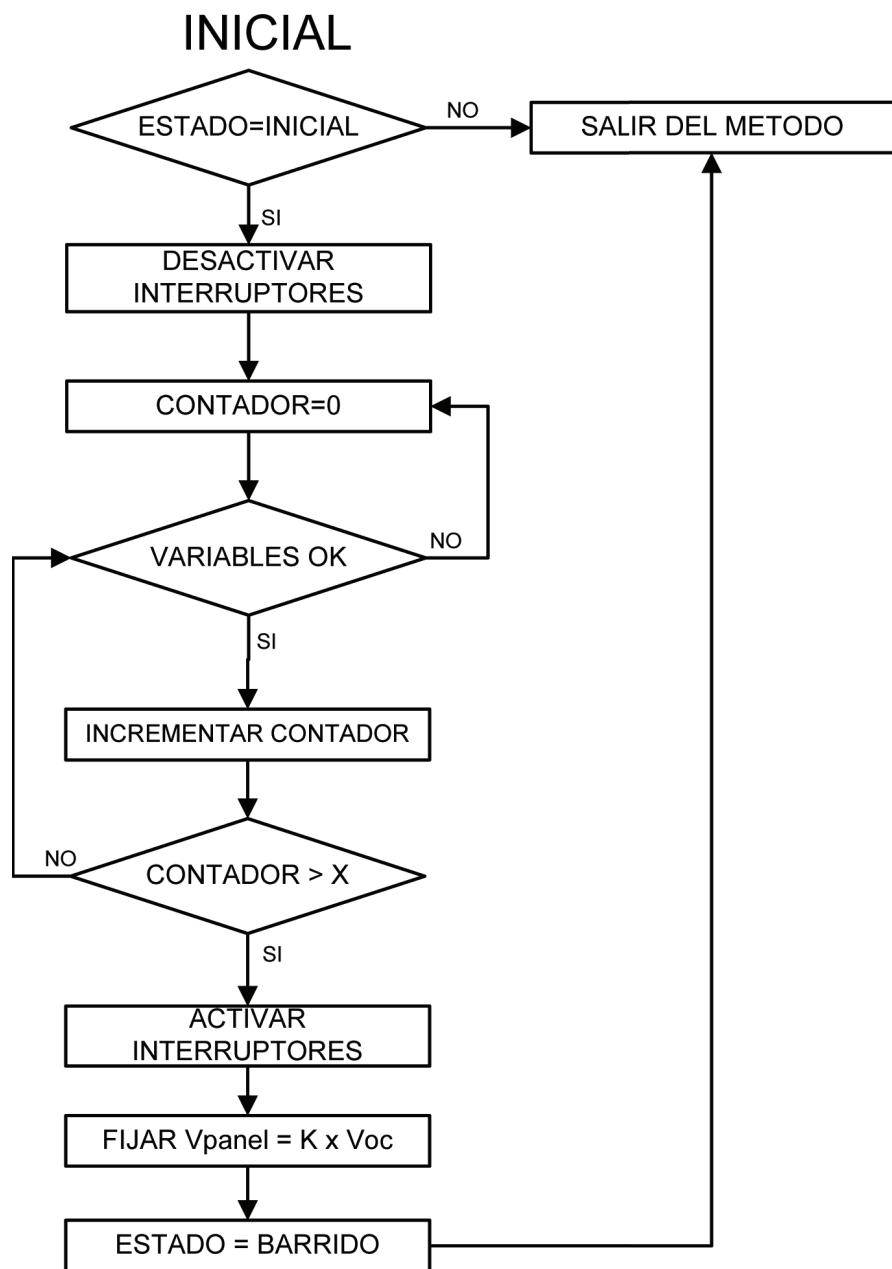


Figura 4.17: Estado INICIAL.

BÚSQUEDA POR BARRIDO

La posibilidad de existencia de máximos locales hace conveniente revisar a intervalos regulares una parte significativa de la curva de la celda, acotada por los parámetros VMIN Y VMAX. El barrido se activa por rebalse de un contador en el método del gradiente y ejecuta la siguiente secuencia:

1. Fija la referencia de tensión en VMIN.
2. Inicializa los registros de máximo en cero.
3. Llama a SEGUIMIENTO_TENSIÓN.
4. Si la corriente en la carga aumenta, se registran su valor y el valor de la tensión asociada.
5. Si la referencia de tensión llega a VMAX, cambia el estado a GRADIENTE y sale del método.
6. Incrementa la referencia de tensión y vuelve al paso 4.

El diagrama de flujo asociado se muestra en la figura 4.18

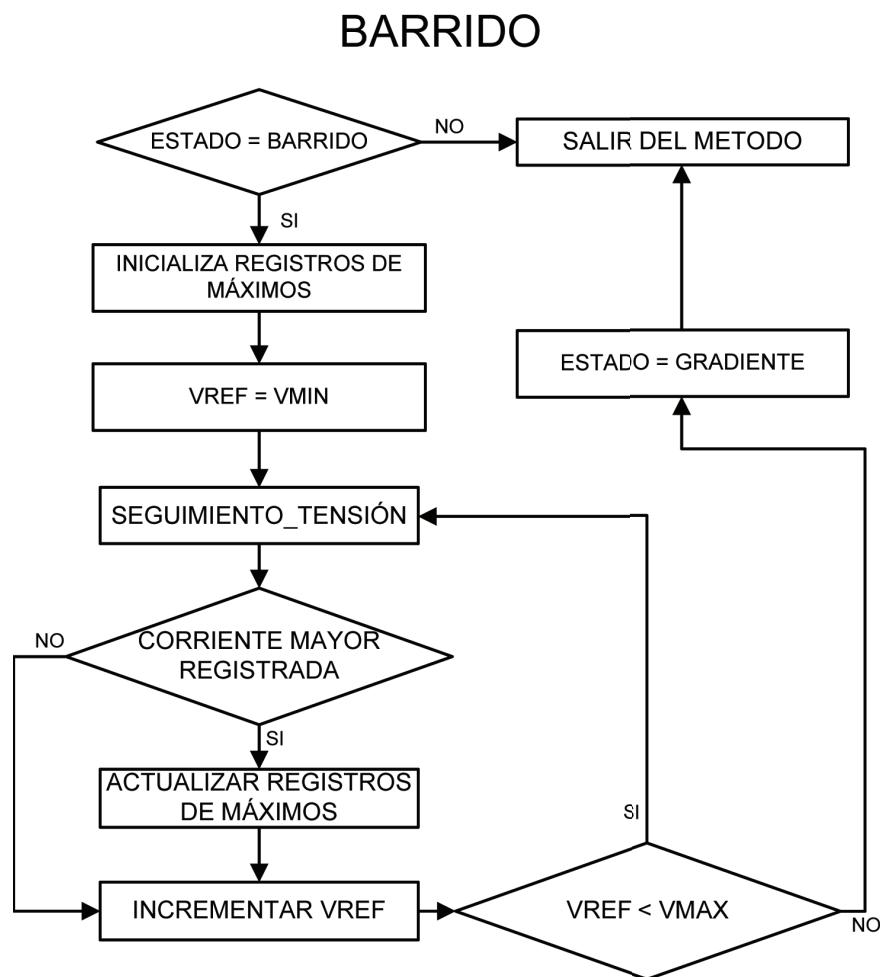


Figura 4.18: Estado BARRIDO

BÚSQUEDA POR GRADIENTE

La búsqueda por gradiente corresponde a la implementación del algoritmo por perturbación descrito en la revisión bibliográfica. Su función es encontrar con precisión máximos locales en la corriente de salida. Se descarta implementar el método de la conductancia incremental por no contarse con mediciones confiables en la escala de tiempo requerida por este método. Las etapas de este algoritmo son:

1. $\text{Flag} = 0$ ²
2. Registra el valor de la corriente.
3. Se revisa el estado de la variable Flag, si vale 0 va al paso 4, si vale 1 va al paso 7.
4. Se aumenta la referencia de tensión y se llama a SEGUIMIENTO_TENSIÓN.
5. Si la corriente aumenta, flag=0 y se vuelve al paso 2.
6. Si la corriente disminuye o no cambia, se vuelve a la referencia de tensión original y se va al paso 7.
7. Se disminuye la referencia de tensión y se llama a SEGUIMIENTO_TENSIÓN.
8. Si la corriente aumenta, flag =0 y se va al paso 2. Si disminuye o no cambia, flag =1, se retorna a la referencia de tensión original y se vuelve al paso 2.

El diagrama de flujo asociado se muestra en la figura 4.19.

²Flag es una variable auxiliar que se usa para registrar la dirección de crecimiento y mantenerla en el próximo ciclo

BÚSQUEDA POR GRADIENTE

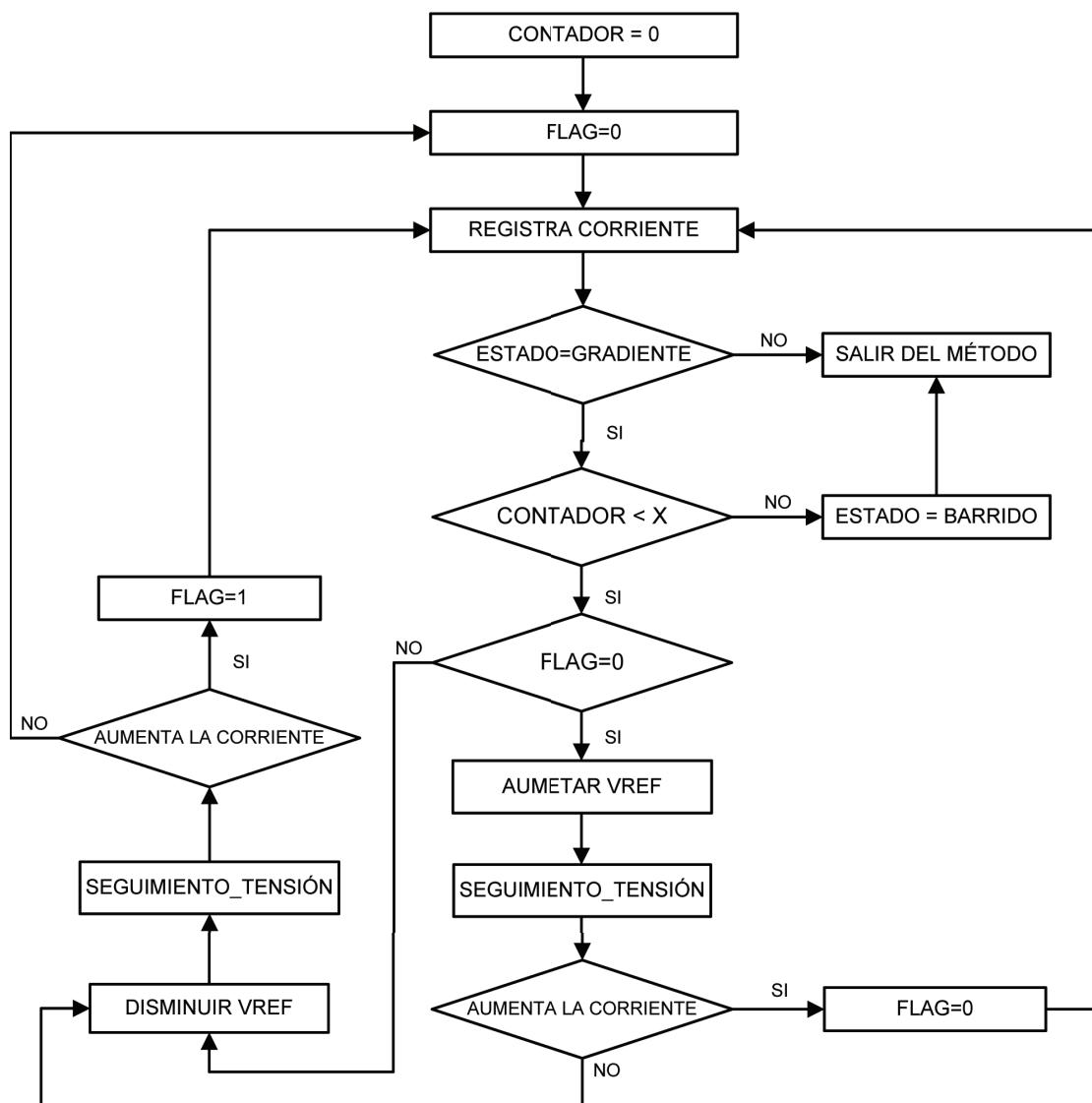


Figura 4.19: Estado GRADIENTE

4.5. Implementación

Habiendo determinado la topología, los sensores y los algoritmos del sistema, se eligen los componentes y características constructivas específicos para su realización. La elección se orienta a maximizar el cumplimiento de los requerimientos expuestos al comienzo de este capítulo y comprende:

1. Rango de operación,
2. Frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia,
3. Elementos reactivos,
4. Interruptores de potencia,
5. Sistema de disparo de los interruptores de potencia,
6. Sensores,
7. Unidad de procesamiento,
8. Fuente de alimentación.

4.5.1. Rango de operación

Se presentan valores nominales de operación elegidos tomando en cuenta la revisión de las aplicaciones comerciales de pequeña escala (menor a 10 [kW]). La nomenclatura empleada en la tabla 4.5.1 supone, al igual que en capítulos precedentes, que la fuente se encuentra en el lado de baja tensión y la carga en el de alta. Sin embargo, es superfluo hacer la distinción puesto que la potencia puede fluir en ambos sentidos.

Parámetro		Mínimo	Máximo
Tensión fuente	[V]	20	50
Tensión carga	[V]	$V_{fuente} + 5$	$3 \cdot V_{fuente}$
Corriente fuente	[A]	0	10
Corriente carga	[A]	0	10
Potencia	[W]	0	1000

Tabla 4.5: Valores nominales de operación del adaptador de impedancia.

4.5.2. Interruptores de potencia

Se opta por usar transistores MOSFET canal N por su baja resistencia al estar encendidos y su bajo tiempo de activación. Estas características hacen que las pérdidas por conmutación y por conducción sean más bajas que con las demás alternativas analizadas (BJT, IGBT). Otra ventaja de los MOSFET en aplicaciones de electrónica de potencia es que su caída de tensión V_{DS} aumenta con la temperatura, por lo que al poner varios en paralelo las corrientes se equilibran, a diferencia de los BJT donde ocurre el fenómeno opuesto y debido a ello al ponerlos en paralelo suele ocurrir el fenómeno conocido como “thermal runaway” en el que los dispositivos se destruyen en cascada por sobrecorriente. Las características más relevantes del FQP45N15V2 se listan en la tabla 4.5.2.

Parámetro	Valor
Modelo	FQP45N15V2
Resistencia de encendido [Ω]	0,04
Tiempo de encendido [ns]	254
Corriente máxima [A]	45
Tensión máxima [V]	150
Carga de compuerta [nC]	45
Encapsulado	TO220

Tabla 4.6: Características del MOSFET [40]

Es de notar que la capacidad de corriente del MOSFET es superior al doble de la determinada como nominal del dispositivo. Esto debido a que en condiciones de conmutación rápida la potencia térmica disipada durante la transición calienta el dispositivo más rápidamente que bajo corriente continua.

4.5.3. Frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia

La determinación de la frecuencia de conmutación adecuada está sujeta a tres restricciones principales:

1. Tiempo mínimo de conmutación de los interruptores de potencia,
2. Tamaño admisible de los componentes reactivos,
3. Rizado admisible en la corriente y tensión de entrada y salida del convertidor.

La primera condición se da ya que las pérdidas por conmutación aumentan los tiempos de encendido y apagado de los interruptores [41]. Esto se debe a que en el proceso de encendido

y apagado se transita por una zona de corriente y tensión distintas de cero, lo cual provoca una disipación de potencia. Sin embargo, si el tiempo durante el que esto ocurre es pequeño, podrá aceptarse la pérdida en virtud de los beneficios que el aumento en la frecuencia implica por el lado de la segunda y tercera condiciones. La segunda es que para frecuencias altas de conmutación se puede disminuir notablemente el tamaño de los elementos reactivos manteniendo el rizado de la corriente y la tensión a la entrada y a la salida. En efecto, en las ecuaciones 5.8 y 5.11 se ve que la fluctuación de corriente y tensión aumenta con el período de conmutación.

El proceso de determinar una frecuencia óptima de conmutación requiere un extenso período de prueba y error, por lo que en base a lo encontrado en la literatura se opta por usar un valor de 40 [kHz].

4.5.4. Elementos reactivos

Las ecuaciones 4.8 y 4.11 permiten calcular la magnitud de las variaciones de tensión en la entrada y la salida. El criterio para el valor de estos componentes es la capacidad de medir de los sensores usados, en base a lo cual se determina un rizado aceptable del 0,1 [%] con las tensiones de entrada y salida en los valores máximos.

Parámetro		Rizado admisible
Tensión de entrada	[V]	0,05
Tensión de salida	[V]	0,15

Tabla 4.7: Valores aceptables para las fluctuaciones de tensión.

Se escogen los siguientes valores para los componentes:

Componente		Valor
C1	[uF]	3300
C2	[uF]	2200
L	[uH]	130

Tabla 4.8: Valores de los componentes reactivos.

Reemplazando en la ecuación (4.8) se obtiene el rizado en la tensión de entrada:

$$\Delta V_{C1}[V] = \frac{50[V] \cdot (0,5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}[s])^2}{2 \cdot 130 \cdot 10^{-6}[H] \cdot 3300 \cdot 10^{-6}[F]} = 0,00910[V] \quad (4.14)$$

Reemplazando en la ecuación (4.11) se obtiene el rizado en la tensión de salida:

$$\Delta V_{C2} = \frac{10[A] \cdot 0,5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}[s]}{2200 \cdot 10^{-6}[F]} = 0,0565[V] \quad (4.15)$$

Reemplazando en la ecuación (4.5) se obtiene el rizado de la corriente en el inductor:

$$\Delta I_L = \int_0^{D \cdot T} \frac{V_{fuente}}{L} = \frac{D \cdot T \cdot V_{fuente}}{L} = \frac{0,5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}[s] \cdot 50[V]}{130 \cdot 10^{-6}[H]} = 4,8[A] \quad (4.16)$$

Tomando en cuenta que la máxima corriente media en la entrada es de 10 [A], el inductor debe ser capaz de soportar una corriente de 12,4 [A].

4.5.5. Diseño del inductor

A diferencia de lo que ocurre con los condensadores, es difícil encontrar en el mercado nacional inductores que se ajusten a condiciones de un diseño específico. Aún en países industrializados las especificaciones no son claras respecto a la capacidad de corriente ni a la frecuencia de diseño [42]. Debido a ello se hace necesario calcular y construir el elemento a partir de las especificaciones de distintos tipos de núcleo, ampliamente documentadas por los fabricantes. El tema se presenta en extenso ya que constituye una de las partes más importantes de un convertidor DC/DC, cuyo diseño inapropiado deriva en una menor eficiencia y eventualmente en la destrucción de los MOSFET por sobretensión.

Un buen inductor de potencia debe cumplir con:

1. Presentar bajas pérdidas: Los fenómenos de histéresis, flujos de fuga, corrientes parásitas en el núcleo y el efecto pelicular inciden en el aumento de las pérdidas,
2. Mantener su valor nominal dentro de un rango razonable: Este parámetro es cualitativo y dependerá de la aplicación y las prioridades del diseñador. La pérdida de inductancia por saturación del núcleo eleva el rizado de corriente y por consiguiente el rizado en tensión del condensador de entrada según la ecuación 4.8, además de aumentar las pérdidas por efecto pelicular. Otro efecto relevante es el aumento de la magnitud de la sobretensión en los MOSFET, lo cual aumenta las pérdidas por conmutación y, de sobrepasar la tensión de ruptura el dispositivo puede dañarse permanentemente. Un criterio para la desviación de la permeabilidad puede formarse a partir del máximo rizado de corriente admisible o de la tensión de ruptura de los MOSFET [41],
3. Usar el mínimo material en su construcción para reducir peso y costo.

Las ecuaciones generales que rigen el comportamiento de un inductor se muestran a continuación [43].

La caída de tensión en un inductor es:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (4.17)$$

Usando la ley de Faraday:

$$V_L(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4.18)$$

Donde ϕ es el flujo medido en Weber [Wb] y N es el número de vueltas del enrollado en torno al circuito magnético. Si se combinan ambas ecuaciones y se integra sobre un período, se puede expresar la relación:

$$L \left[\frac{N \cdot m}{A^2} \right] = \frac{N \cdot \Phi[Wb]}{I[A]} [H] \quad (4.19)$$

Donde se consideran valores medios para la corriente y para el flujo. Usando la ley de Ampere, el flujo se puede expresar como:

$$\Phi = \frac{\mathbb{F}[A]}{\mathbb{R}\left[\frac{A^2}{N \cdot m}\right]} \quad (4.20)$$

Donde $\mathbb{F} = N \cdot I$ es la llamada “fuerza magnetomotriz” y \mathbb{R} es la reluctancia del circuito magnético:

$$\mathbb{R}\left[\frac{A^2}{N \cdot m}\right] = \frac{l_e[m]}{\mu_r \cdot \mu_0 \left[\frac{N}{A^2}\right] \cdot A_e[m^2]} \quad (4.21)$$

Donde

Reemplazando en la ecuación (4.22) se obtiene una expresión simplificada:

- l_e = Longitud efectiva del camino magnético del núcleo.
 A_e = Área transversal efectiva del núcleo.
 μ_r = Permeabilidad relativa del material del núcleo.
 μ_0 = Permeabilidad del espacio libre = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{N}{A^2} \right]$

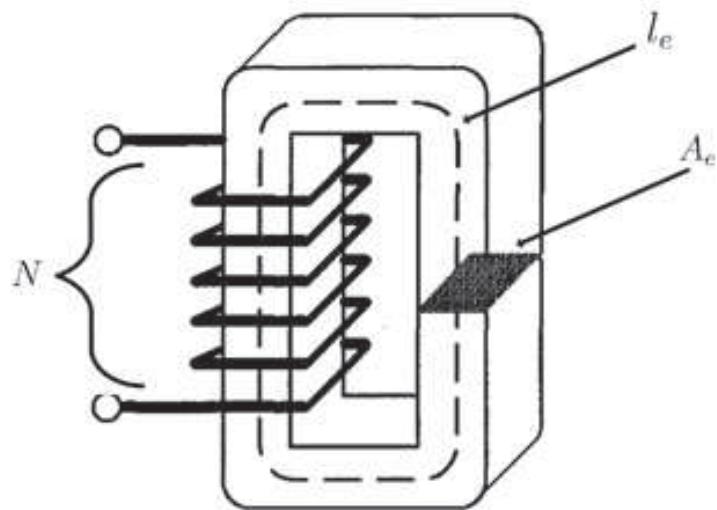


Figura 4.20: Inductor [44].

$$L = \frac{N^2}{\mathbb{R}} = A_L \cdot N^2 \quad (4.22)$$

A_L es un parámetro encontrado en las hojas de datos de los núcleos magnéticos que equivale a $\frac{1}{\mathbb{R}}$.

Elección del conductor

Una correcta elección del conductor que se usará para embobinar el núcleo es determinante para reducir las pérdidas Joule. El tamaño de la ventana del núcleo, el peso y costo del conductor, las componentes continua y alterna de la corriente y la frecuencia de la componente alterna son factores a considerar para su elección.

Los inductores, al igual que todos los dispositivos que funcionan con corriente alterna, presentan el problema del efecto pelicular [44]. Por lo tanto, la sección transversal del conductor no se usa completamente, concentrándose más corriente en la periferia que en el centro. Se distinguen dos componentes de la corriente: 1) La corriente media y 2) La componente alter-

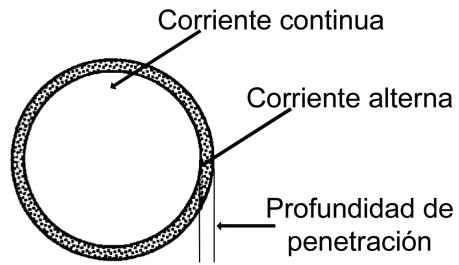


Figura 4.21: Efecto pelicular [44].

na. La corriente media circula uniformemente por el conductor, mientras que la componente alterna sufre el efecto pelicular mostrado en la figura 4.21.

Para la componente alterna la magnitud relevante es la relación entre la profundidad de penetración ϵ y el radio del conductor r_C , lo que determina área transversal por la que circula esta corriente A_e :

$$A_e = \pi \cdot (r_C^2 - (r_C - \epsilon)^2) \quad (4.23)$$

El efecto pelicular depende de la frecuencia; para un conductor cilíndrico de cobre está dado por:

$$\epsilon = \left(\frac{0,0662}{\sqrt{f}} \right) [m] \quad (4.24)$$

Por lo tanto, la resistencia del conductor para la componente alterna será:

$$R_{AC} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_C}{\pi \cdot (r_C^2 - (r_C - \epsilon)^2)} \quad (4.25)$$

Ésta expresión es válida para conductores en los cuales la preprofundidad de penetración es menor que el radio del mismo y en la que $\rho_{Cu} = 1,724 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m]$ es la resistividad del cobre puro a $20[^{\circ}C]$ [30] y l_C el largo del conductor.

Para efectos del cálculo de las pérdidas asociadas a la componente alterna ΔI se usa el valor RMS el cual en el presente caso y de no estar saturado el inductor corresponde a aquel de una onda triangular de 4,8 [A] de amplitud:

$$\Delta I_{RMS} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} = 2,77[A] \quad (4.26)$$

El uso parcial del conductor en la conducción de la corriente alterna se evita eligiendo un radio menor que ϵ . Como en el Booster la frecuencia es de 40 [kHz], entonces:

$$\epsilon = \left(\frac{6,62}{\sqrt{40000}} \right) = 0,33[mm] \quad (4.27)$$

Y por lo tanto el diámetro del conductor que evita el efecto pelicular es 0,663[mm] lo que aproximadamente corresponde, dentro de los tamaños estándar disponibles en el mercado, a un AWG 22, el cual tiene una sección transversal de 0,325[mm²] [45].

Otro factor que condiciona la elección del conductor es la máxima densidad de corriente admisible. Para el inductor del Booster se decide restringirla a $4\left[\frac{A}{mm^2}\right]$. Considerando que la corriente efectiva máxima de diseño del inductor es de $10 + 2,77 = 12,77[A]$, la cantidad de conductores N_C es:

$$N_C = \frac{12,77[A]}{4\left[\frac{A}{mm^2}\right] \cdot 0,325[mm^2]} = 9,823 \quad (4.28)$$

Se redondea el número a 10 conductores ³.

Elección del núcleo

La elección del núcleo del inductor está condicionada a la disponibilidad de mercado. A pesar de ello, se considera oportuno describir el proceso de selección de un núcleo, aplicando luego los mismos cálculos al que efectivamente se utiliza.

La función del núcleo de un inductor es almacenar temporalmente la energía de la entrada en un campo magnético, para luego entregarla a la salida. En el caso de un conversor Boost, la energía se almacena en el ciclo activo del MOSFET principal y se entrega durante el ciclo pasivo. La energía almacenada en un inductor ideal depende de la corriente y del valor de la

³El conductor se fabrica a partir de 10 hebras de cable AWG 22, un procedimiento tedioso y con resultados poco predecibles y poco repetibles. En la actualidad existe el Litz Wire, producto industrial con las mismas características y dimensionado para distintas combinaciones de frecuencia y corriente. Sin embargo, no fue posible conseguirlo.

inductancia en la forma:

$$E_L[J] = \frac{1}{2} \cdot L[H] \cdot I_L^2[A^2] \quad (4.29)$$

En el Booster, la energía se divide en dos partes: 1) la asociada a la corriente continua y 2) La asociada a la corriente alterna. La existencia de una componente continua conlleva que, en virtud de la ecuación 4.20, mientras haya transferencia de potencia entre la entrada y la salida del Booster siempre habrá un flujo magnético Φ distinto de cero y proporcional a la componente continua de la corriente. La segunda componente corresponde a la energía que entra y sale del inductor en cada ciclo.

La forma en la que el núcleo incide en la inductancia es claro en las ecuaciones 4.21 y 4.22, distinguéndose parámetros que dependen de su geometría (l_e, A_e) y del material (μ_r). Otro parámetro dependiente del material que no aparece en las ecuaciones es la máxima densidad de flujo admisible B_{max} , cantidad para la cual la permeabilidad cae abruptamente.

Elección del material Los materiales ferromagnéticos tienen la propiedad de que en presencia de un campo magnético H el flujo generado es muchas veces mayor que el producto $\mu_0 \cdot H$. Es ampliamente aceptada la explicación según la cual esto se debe a la alineación de los dominios magnéticos dentro del material, producto de la cual se suma un momento magnético inducido. La permeabilidad relativa del material es dependiente de la temperatura, decreciendo con ella hasta llegar a la temperatura de Curie, para la cual se pierde el ferromagnetismo [46]. Los dominios magnéticos pueden entenderse como la manifestación de las corrientes equivalentes al Spin de los electrones en torno a su eje y al movimiento de los electrones en las órbitas de los átomos. Cuando los momentos angulares se alinean con el campo magnético, lo refuerzan y con esto refuerzan el flujo. Según la dificultad que tienen los dominios magnéticos para alinearse los materiales ferromagnéticos se dividen en “duros” y “blandos”, siendo en el primer caso más difícil cambiar su orientación.

Debido a la inercia de los dominios magnéticos, los materiales ferromagnéticos presentan curvas de histéresis como la mostrada en la figura 4.22, la cual representa los cambios en la densidad de flujo B medida en Tesla ($[T] = \left[\frac{N}{A \cdot m} \right]$) ante cambios en el campo magnético H medido en Oersted ($[Oe] = \left[\frac{A}{m} \right]$) cuando H varía desde la saturación en una orientación hasta la saturación en la orientación opuesta y luego el proceso inverso. El área entre las dos curvas tiene unidades de $\left[\frac{J}{m^3} \right]$ y está aparentemente asociada a la energía disipada al cambiar la orientación de los dominios magnéticos en un fenómeno conocido como resonancia giromagnética [47]. La curva también se manifiesta, con menor magnitud, al realizar cualquier recorrido cíclico en el plano $H - B$ del núcleo.

Al estar el inductor sometido a una cantidad fija de ciclos de corriente por segundo, las pérdidas por histéresis serán crecientes con la frecuencia y se pueden llevar a unidades de potencia por unidad de volumen. Sea E_h la energía disipada en un ciclo de histéresis, a la

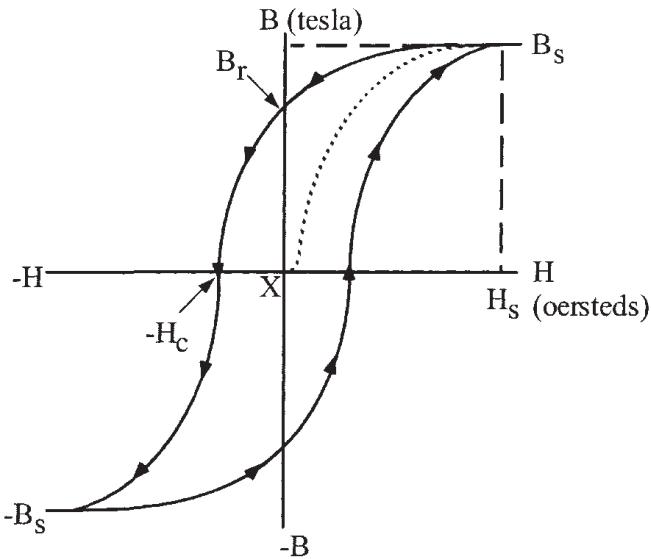


Figura 4.22: Típica curva de magnetización con histéresis [48].

frecuencia de $40[kHz]$ la potencia de pérdidas por histéresis es:

$$P_h \left[\frac{W}{m^3} \right] = E_h \cdot f = 40000[Hz] \cdot E_h \left[\frac{J}{m^3} \right] \quad (4.30)$$

Además de el fenómeno de la histéresis, la presencia de flujo magnético en el núcleo ocasiona la aparición de corrientes parásitas. En alta frecuencia los metales presentan muchas pérdidas este concepto por lo que a pesar de su elevada permeabilidad no se usan en conversores por conmutación, prefiriéndose las ferritas y los polvos sinterizados.

Las ferritas son óxidos de metales con gran momento magnético (Hierro, Cobalto, Níquel, Manganeso y algunos elementos del grupo de las tierras raras). La presencia de iones de Oxígeno en el cristal disminuye la permeabilidad pero aumenta notablemente la resistividad, disminuyendo las corrientes parásitas. Los polvos sinterizados consisten en micropartículas metálicas encapsuladas en material aislante. El encapsulamiento produce un comportamiento de entrehierro distribuido que se traduce en curvas de saturación menos abruptas que las ferritas y por lo tanto la variación de la permeabilidad tiene mayor amplitud que en las ferritas [47]. La mayor ventaja de las ferritas es en altas frecuencias ($> 100[kHz]$) ya que la diferencia en las pérdidas por corrientes parásitas en relación con otros materiales es notoria. Por otro lado, las ferritas también suelen tener un menor costo.

Geometría Los parámetros relevantes respecto de la geometría del núcleo son:

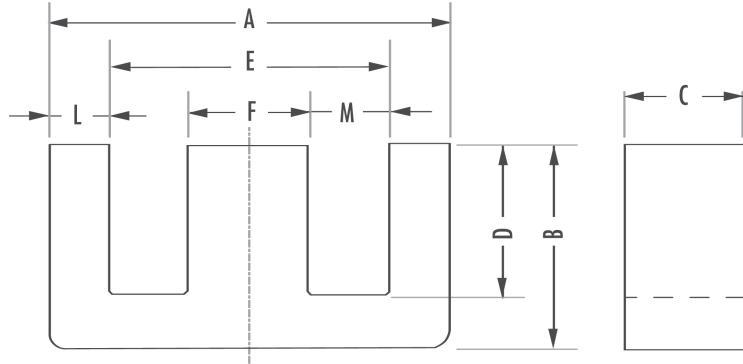


Figura 4.23: Núcleo 44022EC [48].

Medida	A	B	C	D	E	F	L	M
Valor [mm]	43 +0,-1.7	21 ± .2	20 +0, -8	14.8 +.6,-0	29.5 +1.4,-0	12.2+0,-.5	6.75	8.65

Tabla 4.9: Dimensiones del núcleo escogido [48].

1. Área transversal: La densidad de flujo disminuirá mientras mayor sea el área de la sección transversal perpendicular éste.
2. Espacio para enrollados: El tamaño del conductor y el número de vueltas estarán acotados por el espacio disponible para enrollar.
3. Posibilidad de agregar entrehierro: Los núcleos de mas de una pieza dan la posibilidad de ajustar las propiedades magnéticas agregando entrehierro. Para los núcleos compuestos de más de una pieza, el valor efectivo de la reluctancia es alrededor de un 30 % [44] mayor que el de uno de una pieza del mismo material cuando las superficies están bien pulidas; en caso contrario ese valor aumenta. Esto se debe a que en la unión de las piezas queda un pequeño espacio de aire producto de la rugosidad de la superficie el cual tiene el efecto de un entrehierro parásito.

De acuerdo a las consideraciones geométricas y del material, se usa la versión Double Stack del núcleo modelo 044022EC fabricado por MAGNETICS. El material es ferrita tipo R (composición propietaria de MAGNETICS) y sus dimensiones se muestran en la figura 4.23 y la tabla 4.5.5. El fabricante también entrega el largo efectivo del camino magnético y del área transversal, indicados en la tabla. En cuanto a las características del material, estas se resumen en las curvas de las figuras 4.24 y 4.25.

Parámetro	Valor
l_e	$97 \cdot 10^{-3} [m]$
A_e	$233 \cdot 10^{-6} [m^2]$

Tabla 4.10: Área y longitud efectivas del núcleo

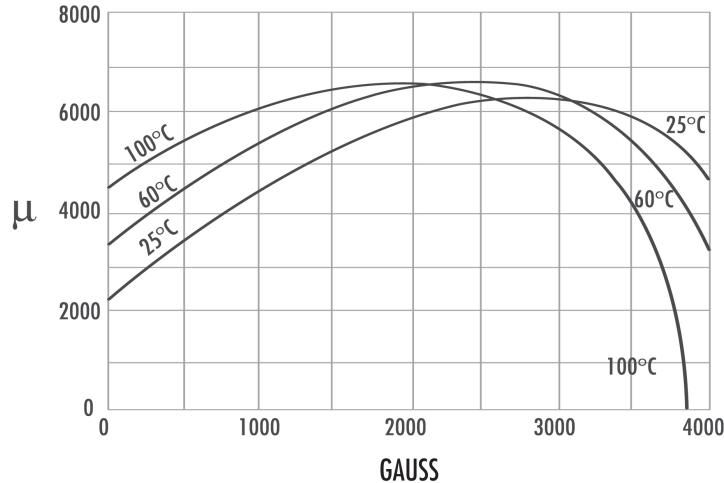


Figura 4.24: Permeabilidad relativa en función de la densidad de flujo [48].

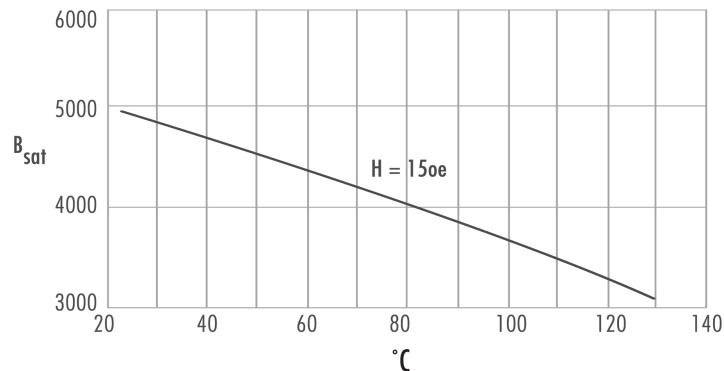


Figura 4.25: Densidad de flujo de saturación en función de la temperatura [48].

Cálculo del entrehierro

La principal condición que debe cumplir el núcleo es ser capaz de almacenar la energía correspondiente a la corriente máxima del inductor. Esta cantidad se puede aproximar en función del flujo magnético y de la reluctancia despreciando las variaciones de la permeabilidad :

$$E = \frac{1}{2} \cdot \mathbb{R} \cdot \Phi^2 \quad (4.31)$$

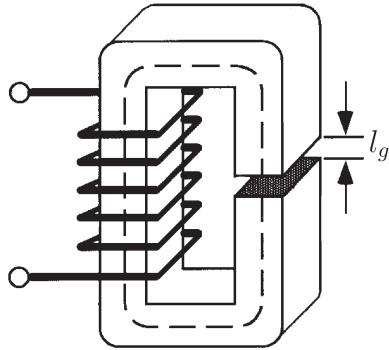


Figura 4.26: Núcleo magnético con entrehierro [44].

Se usa una temperatura de diseño de 60 [°C] para ubicar en la curva de densidad de flujo de saturación (figura 4.25) la máxima energía almacenable:

$$E_{max}[J] = \frac{1}{2} \cdot \frac{97 \cdot 10^{-3}[m]}{4000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{N}{A^2} \right] \cdot 233 \cdot 10^{-6}[m^2]} \cdot (0,4[T] \cdot 233 \cdot 10^{-6}[m^2])^2 = 359,889 \cdot 10^{-6}[J] \quad (4.32)$$

Evaluando la ecuación 4.32 para la corriente y la inductancia de diseño:

$$E_{max}[J] = \frac{1}{2} \cdot 130 \cdot 10^{-6}[H] \cdot (11,8[A])^2 = 10483 \cdot 10^{-6}[J] \quad (4.33)$$

Según esto, el núcleo es capaz de almacenar 29,12 veces menos energía que la requerida. Para corregir esto se agregó un entrehierro para almacenar la diferencia. El cálculo es más fácil si se interpreta la necesidad de aumentar la reluctancia en un factor 29,12, ya que la energía es lineal con la reluctancia. La reluctancia teórica del circuito magnético sin entrehierro es:

$$\mathbb{R} = \frac{97 \cdot 10^{-3}[m]}{4000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{N}{A^2} \right] \cdot 233 \cdot 10^{-6}[m^2]} = 82,82 \cdot 10^3 \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right] \quad (4.34)$$

A partir de esto, se requiere aumentar la reluctancia en $2,331 \cdot 10^6 \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right]$.

El entrehierro se fabrica introduciendo materiales como el vidrio, mica, Mylar, etc. en el circuito magnético como muestra la figura 4.26. En un núcleo de geometría E se debe considerar, para el cálculo de la reluctancia, un entrehierro del doble de largo de la pieza introducida ya que el circuito se interrumpe en dos partes. Siendo la permeabilidad de estos materiales la del espacio libre, la reluctancia del entrehierro es:

$$\mathbb{R}_g \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right] = \frac{2 \cdot l_g[m]}{\mu_0 \left[\frac{N}{A^2} \right] \cdot A_g[m^2]} \quad (4.35)$$

Debido a los flujos de fuga el área del entrehierro es mayor que el área efectiva del circuito magnético. Si el largo del material introducido es menor que $\frac{1}{10}$ de la dimensión mas pequeña

del núcleo (en el caso del núcleo 044022 es 6,75 [mm]), el área del entre hierro se puede aproximar por [49]:

$$A_g = (a + l_g)(b + l_g) \quad (4.36)$$

Donde a y b son en ancho y el largo de la sección transversal central del núcleo, correspondientes a los valores F y C del modelo 044022. Como los valores de la hoja de datos están dados con tolerancias, se midieron los valores de la pieza física obteniéndose $a = 11,8[\text{mm}]$ y $b = 19,5[\text{mm}]$. De esta forma la expresión para la reluctancia es:

$$\mathbb{R}_g = \frac{2 \cdot l_g[m]}{\mu_0[\frac{N}{A^2}] \cdot ((0,0118 + l_g) \cdot (0,0195 + l_g))[m^2]} \quad (4.37)$$

Despejando l_g con $\mathbb{R} = 2,33 \cdot 10^6 \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right]$ se obtiene:

$$l_g = 0,353[\text{mm}] \quad (4.38)$$

Es de notar que la dimensión cumple con ser menor que $\frac{1}{10}$ de la dimensión más pequeña del núcleo. Se usa como separador dos capas de mica de espesor nominal 0,2[mm] cada una, adheridas al núcleo con pegamento en base a celulosa. El largo real del entrehierro se obtiene midiendo el núcleo antes y después de la introducción de las micas a fin de considerar tanto las desviaciones respecto del valor nominal como también el espesor del pegamento. De esta forma, se obtiene para l_g un valor efectivo de 0,5 [mm]. Usando este resultado, la reluctancia del entrehierro es de $3,236 \cdot 10^6 \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right]$ y la inductancia total de $3,318 \cdot 10^6 \left[\frac{A^2}{N \cdot m} \right]$.

Cálculo del número de vueltas

Conocida la reluctancia del núcleo el cálculo del número de vueltas se hace usando la ecuación 4.22. Para una inductancia de 130 microHenry se obtiene:

$$N = \sqrt{\mathbb{R} \cdot L} = 20,77 \text{ vueltas} \quad (4.39)$$

Se aproxima el número a 21 vueltas. Las características nominales teóricas del inductor se resumen en la tabla 4.5.5.

4.5.6. Sistema de disparo de los interruptores de potencia.

La topología Booster con rectificador sincrónico presenta una particularidad al momento de encender el MOSFET rectificador [50]. Específicamente, se requiere cumplir lo siguiente:

Parámetro	Valor
Inductancia [uH]	132,883
Corriente máxima [A]	12,7
Núcleo	MAGNETICS 044022EC
Entrehierro [mm]	0,323
Número de vueltas	21
Saturación máxima %	68,97

Tabla 4.11: Características del inductor.

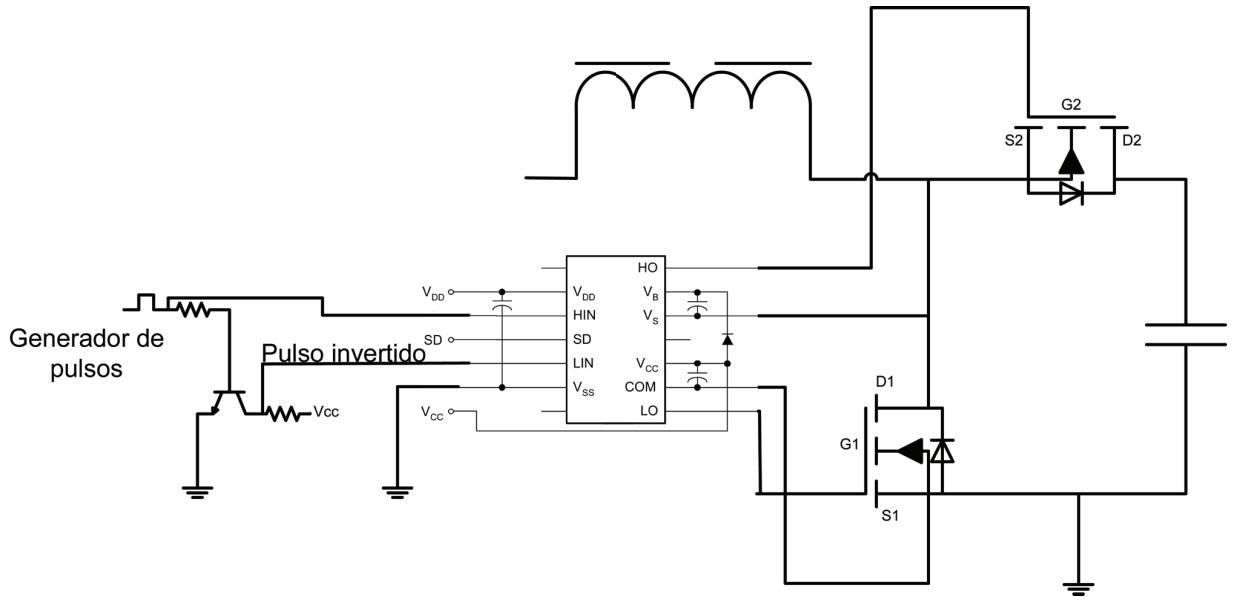


Figura 4.27: Circuito de disparo de los MOSFET [51].

1. La tensión en la compuerta (V_G) debe ser entre 10 y 15 volts mas alta que la tensión en el terminal fuente del MOSFET (V_S), el cual está conectado a una tensión mayor que la que provee la alimentación del sistema.
2. V_G debe poder manejarse desde el microcontrolador, cuyas señales son de baja amplitud y están referenciadas a tierra. Por lo tanto, es necesario transducir estos niveles.
3. El consumo del circuito de disparo no debe afectar significativamente la eficiencia total del sistema.

Además, la operación del Booster requiere una activación sincronizada de los interruptores por pulsos respectivamente invertidos. La situación se aborda usando un circuito inversor en conjunto con el integrado IR2110 el cual permite, haciendo uso de un condensador y un diodo externos, aplicar en la base del MOSFET sincronizador una tensión apropiada para el disparo. La configuración usada se muestra en la figura 4.27.

Componente	Valor	Unidad
Condensador Bootstrap	0,1	[uF]
Diodo	1N4007	
Condensador lógica	0	[uF]
Condensador potencia	0,1	[uF]

Tabla 4.12: Componentes externos al IR2110 [51].

Funcionamiento del IR2110

Alimentación: El IR2110 cuenta con alimentación separada para el lado de la lógica (VDD) y para el lado de disparo (VCC). El fabricante [51] recomienda que el primero se encuentre entre 3 y 20 [V] y que el segundo se encuentre entre 10 y 20 [V]. Para la presente aplicación se escogien valores de 5 y 15 [V] respectivamente.

Lógica de entrada: El disparo de los MOSFET es activado desde las entradas L_{IN} y H_{IN} para el MOSFET principal y el MOSFET rectificador respectivamente. El disparo se gatilla cuando el nivel de tensión en el terminal H_{IN} o L_{IN} está por sobre un umbral dependiente de la tensión de alimentación. Para una alimentación lógica de 5 [V] un pulso de amplitud mayor a 3,3 [V] corresponde a un "1" lógico y uno de amplitud menor a 2[V] corresponde a un 0 lógico.

Canal L_O : Este canal se comporta en forma equivalente a un circuito totem pole referenciado a la tierra del sistema. La capacidad de corriente del canal es de 2[A].

Canal H_O : El canal de disparo del MOSFET rectificador tiene la capacidad de excitar la compuerta de dispositivos cuya tensión de fuente esté hasta 500 [V] por encima de la tierra de la alimentación. Esto se logra gracias a un condensador de inicialización (Bootstrap) el cual se carga con la alimentación VCC durante el ciclo pasivo y luego es internamente conectado entre la fuente y la compuerta. Para apagar el transistor la carga de la compuerta se evacúa hacia la fuente por medio de una resistencia interna al componente. La capacidad de corriente del canal es de 2 [A], pero la corriente efectiva que surtirá dependerá de la elección del condensador Bootstrap. Es de notar que el canal es capaz de accionar dispositivos controlados por corriente como los BJT si se reemplaza el condensador Bootstrap por una fuente de corriente aislada.

Como se mencionó, para funcionar el IR2110 requiere de un condensador y un diodo externos al integrado. La forma de elegir estos componentes se detalla en [50] y para el caso en estudio se traduce en los valores de la tabla 4.5.6.

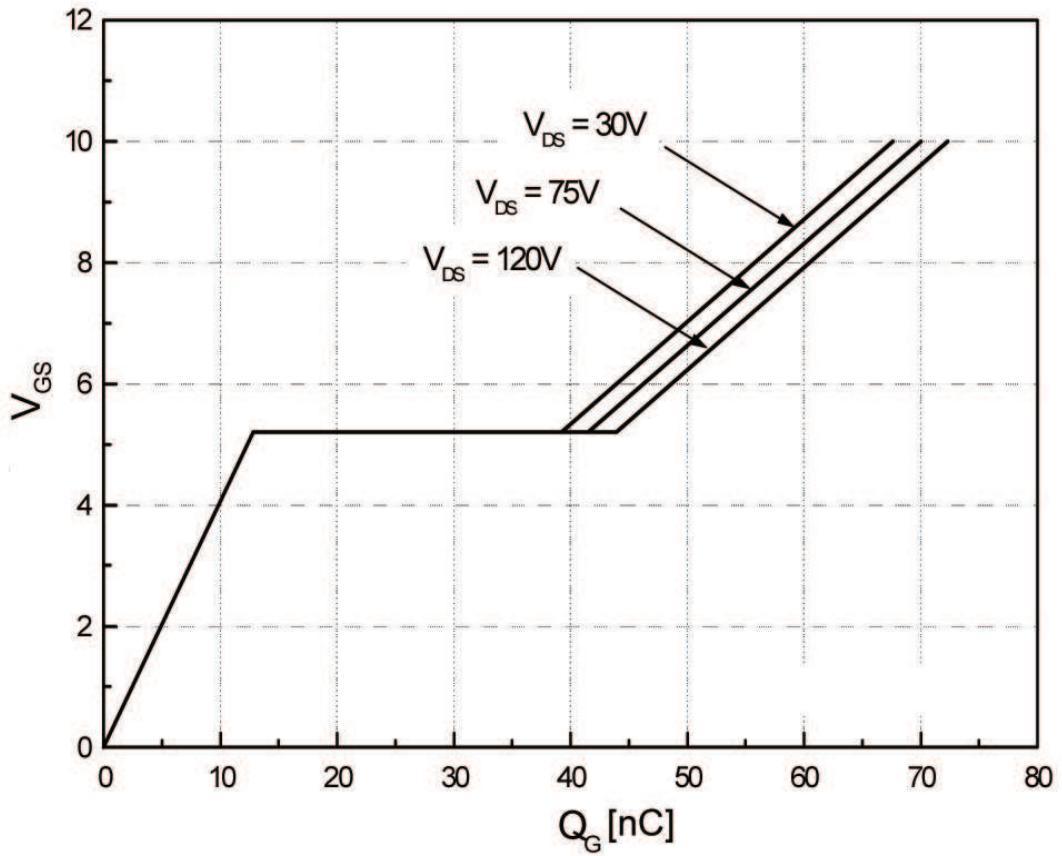


Figura 4.28: Relación entre V_{GS} y Q_G [40].

Comportamiento teórico

Teniendo en cuenta las curvas del MOSFET FQP45N15V2 y la capacidad de corriente se calcularon los tiempos de respuesta esperados. En condiciones de conmutación es recomendable que la tensión compuerta-fuente (V_{GS}) sea mayor que aquella mínima requerida para encender el dispositivo [41]. Debido a la existencia de capacitancias parásitas en el MOSFET, la acción de aplicar una tensión en el terminal de compuerta no garantiza que V_{GS} alcance ese nivel. El parámetro relevante es la carga de la compuerta, la cual puede ser calculada en función del tiempo a partir de la capacidad de corriente del circuito de disparo. La curva que relaciona la carga de compuerta con V_{GS} se muestra en la figura 4.28. Según esto, se requiere inyectar 70 [nC] en el terminal de compuerta para encender el MOSFET, entonces:

$$Q = I \cdot T \Rightarrow T = \frac{70 \cdot 10^{-9} [C]}{2[A]} = 35 [ns] \quad (4.40)$$

4.5.7. Supresor de transitorios de tensión (Snubber)

Los snubbers son una parte esencial de la electrónica de potencia. Consisten en pequeñas subredes insertas en los convertidores por conmutación cuya función es controlar los efectos de las reactancias del circuito.

Los supresores de transientes de tensión mejoran el desempeño de los conversores y derivan en una menor tasa de falla, mayor eficiencia, posibilidad de una mayor frecuencia de conmutación, menor tamaño, menor peso y menor interferencia electromagnética [52]. El propósito fundamental de incluir un snubber es absorber energía desde los componentes reactivos del circuito. Los efectos de ésto incluyen amortiguar los transientes de tensión, o acotar los transientes de tensión y corriente. Con esto los snubbers bajan la exigencia sobre los interruptores de potencia aumentando su confiabilidad. Cuando el snubber se implementa correctamente el interruptor bajará su potencia de pérdidas y la magnitud de sus transientes de tensión y corriente. La versión más actual de estas redes son los conversores resonantes [52]. El snubber es un tema amplio y escapa a los alcances de esta memoria, por lo que el diseño se limita a implementar un snubber RC con la finalidad de proteger los MOSFET.

El snubber RC es probablemente el más usado por su simplicidad y eficacia en amortiguar las oscilaciones de tensión producto de la interrupción de la corriente en los transistores de potencia. Pertenece a la clase de los snubbers disipativos, los cuales se caracterizan por disipar la energía que absorben en una resistencia y el valor de sus componentes dependerá de las reactancias parásitas en el circuito. En el Booster, las cantidades relevantes son la inductancia parásita L_{p1} y L_{p2} asociadas a los conductores que llevan la corriente desde el inductor L hacia los MOSFET Q_1 y Q_2 y las capacitancias parásitas de salida C_{p1} y C_{p2} propias de éstos. La figura 4.29 muestra la conexión de los snubbers en el circuito. Las inductancias parásitas se simbolizan por pequeños inductores a cada lado del transistor que dan cuenta de los cables o pistas que los conectan al resto del circuito.

Determinación de los componentes del snubber.

Los valores de los condensadores y las inductancias del snubber pueden estimarse en forma gruesa teóricamente como se muestra a continuación. Los valores definitivos se obtuvieron luego de realizar pruebas y se exponen en la sección de resultados experimentales. El análisis que sigue se aplica a cada MOSFET.

Si la constante de tiempo del snubber RC $T_{RC}[s] = R[\Omega] \cdot C[F]$ es considerablemente menor que el período de conmutación, se amortiguará la resonancia del par L_{pi}, C_{pi} si la resistencia del snubber tiene un valor igual a su impedancia característica $Z_c = \sqrt{\frac{L_{pi}}{C_{pi}}}$ y el condensador tiene una capacidad mayor que C_{pi} [52]. La dificultad está tanto en descubrir los valores del condensador y la inductancia parásitos como en encontrar componentes reales para el

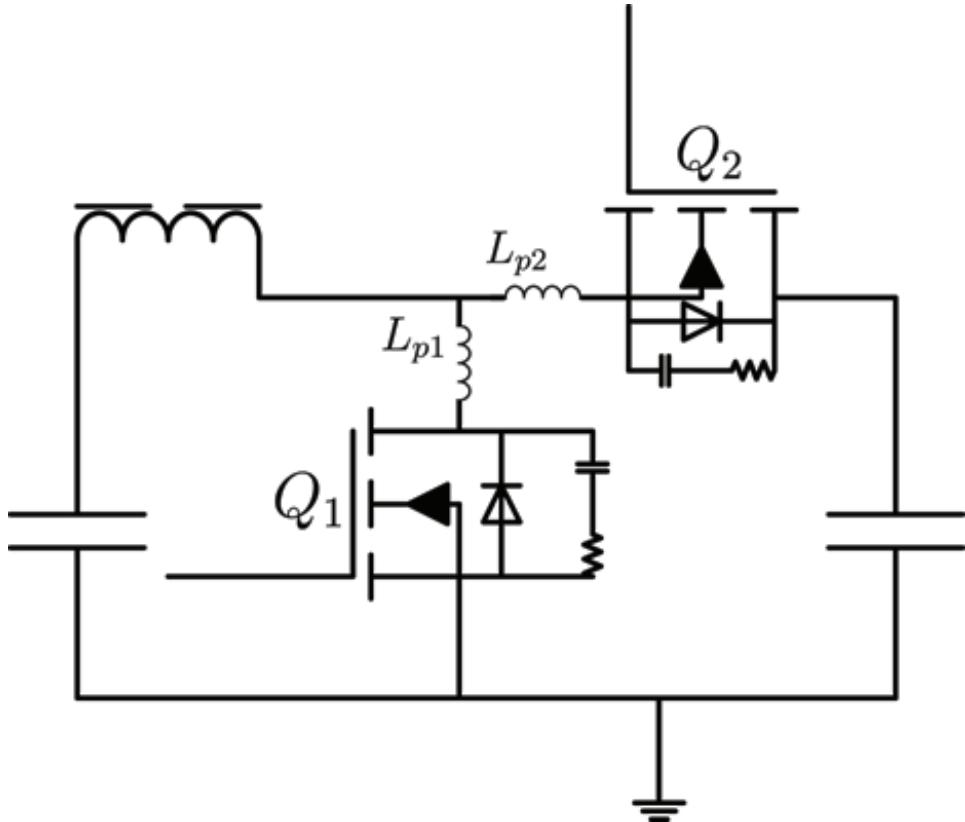


Figura 4.29: Snubbers de tensión.

snubber cuyos valores se ajusten a lo calculado. La hoja de datos de los MOSFET entrega información acerca de la capacitancia de salida C_{oss} . Este valor es el punto de partida para el proceso de estimación de componentes.

1. Con el MOSFET comutando sin snubber, se mide la frecuencia de la oscilación en el apagado. La frecuencia de un circuito LC está dada por

$$F_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (4.41)$$

2. Se conectan condensadores de valor creciente entre la compuerta y la fuente del MOSFET, comenzando por C_{oss} hasta que la frecuencia de la oscilación disminuya a la mitad.
3. Dado que la frecuencia cae con la raíz del valor del condensador, una disminución de la frecuencia a la mitad significa que la capacidad aumentó al cuádruple. A partir de ésto se despeja el valor real de C_{oss} .
4. Se introduce el valor de C_{oss} en las ecuaciones 4.42 - 4.43 y se despeja el valor de L_p .
5. El valor de la resistencia se calcula según la ecuación 4.44.

$$f_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_{oss}}} \quad (4.42)$$

$$2 \cdot f_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot 4 \cdot C_{oss}}} \quad (4.43)$$

$$R = \sqrt{\frac{L_p}{C_{oss}}} \quad (4.44)$$

4.5.8. Unidad de procesamiento

Los algoritmos se implementan en un microcontrolador de la familia Microchip PIC modelo 18F242. La unidad cuenta con la capacidad de generar trenes de pulsos en niveles de tensión 0 - 5 [V] con ciclo de trabajo variable (512 niveles) y de muestrear señales analógicas por medio de 5 conversores análogo-digitales (ADC) de 10 bit de resolución. El reloj de la unidad funciona a 40 [MHz] usando un cristal de 10 [MHz] y multiplicación interna por PLL. En cuanto al microprocesador, usa una arquitectura RISC con instrucciones que toman alrededor de 4 ciclos de reloj en ejecutarse [53].

4.5.9. Sensores y transductores

De acuerdo a los requerimientos expuestos y a las características de la unidad de procesamiento se escogen los componentes de medición para las variables de interés. Se describen los transductores y los adaptadores de señal para la tensión y la corriente.

Tensión La muestra de tensión en la fuente y en la carga se acondiciona por medio de un divisor de tensión y un filtro activo [54] como se muestra en la figura 4.30. La muestra se toma en los bornes de conexión de la fuente y de la carga. Se utiliza el amplificador operacional LM358 (dual) [55].

Las características del filtro se resumen en la tabla 4.13 y su respuesta en frecuencia se grafica en la figura 4.31.

La respuesta en frecuencia es consistente con los tiempos de muestreo especificados en la sección 4.1.2 y no está limitada por el slew rate del amplificador operacional (250 [us][55])

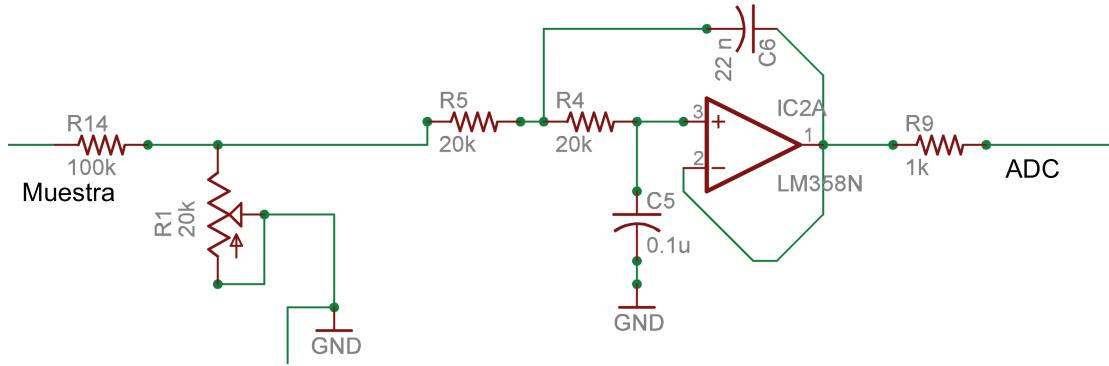


Figura 4.30: Acondicionamiento de la muestra de tensión.

Parámetro	Valor
Tipo de filtro	Butterworth
Frecuencia de corte [Hz]	169,7
Ganancia	1
Factor de calidad	1,066

Tabla 4.13: Parámetros del filtro de la medición de tensión.

El potenciómetro R1 permite ajustar la razón del divisor de tensión entre 0 y $\frac{1}{5}$, pudiéndose ajustar la medición para ocupar toda la resolución de los ADC para cualquier tensión dentro del rango (25, 150)[V].

Corriente Se miden la corriente de la fuente y de la carga en el lado de alta tensión como se muestra en la figura 4.32 . Esto principalmente para evitar tierras distintas antes y después del elemento de medición ⁴.

Se usó el componente ACS712 de Allegro MicroSystems cuyas principales características se resumen en la tabla 4.33

La forma de conectar el componente se muestra en la figura 4.33. El condensador conectado en el terminal FILTER sirve para disminuir el ancho de banda según el gráfico de la figura 4.34. Según ésto y el requerimiento de tiempo de muestreo establecido en la sección 4.1.2 se escoge un valor para el condensador de 0,1[uF]. La señal de salida está centrada en 2,5 [V] para 0 [A] cuando la alimentación es de 5[v] y se desplaza linealmente hacia 5[V] y hacia 0[V] en el rango de operación.

⁴La alternativa es usar resistencias de bajo valor (shunt) como transductor de la corriente.

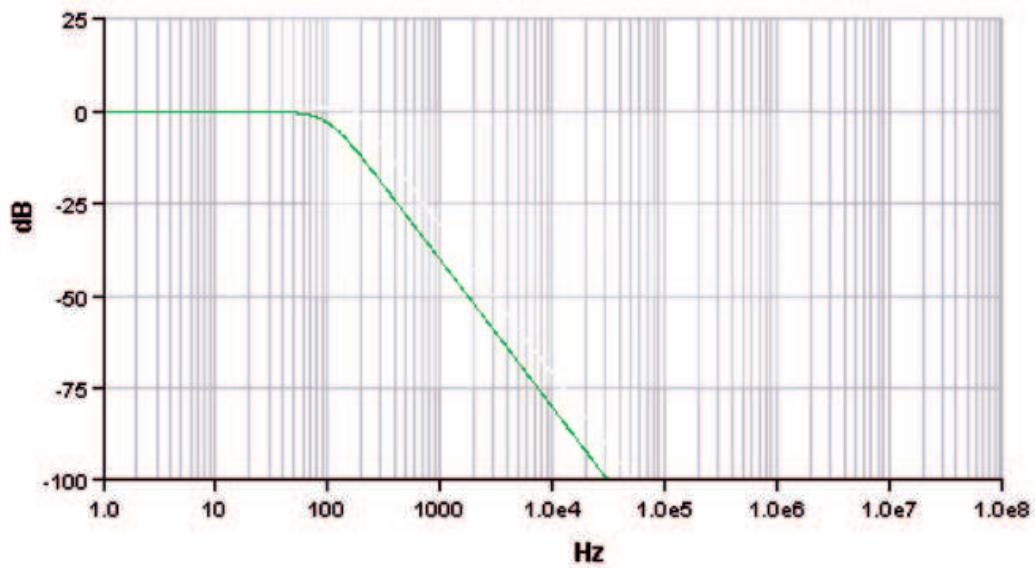


Figura 4.31: Respuesta en frecuencia del filtro de la medición de tensión

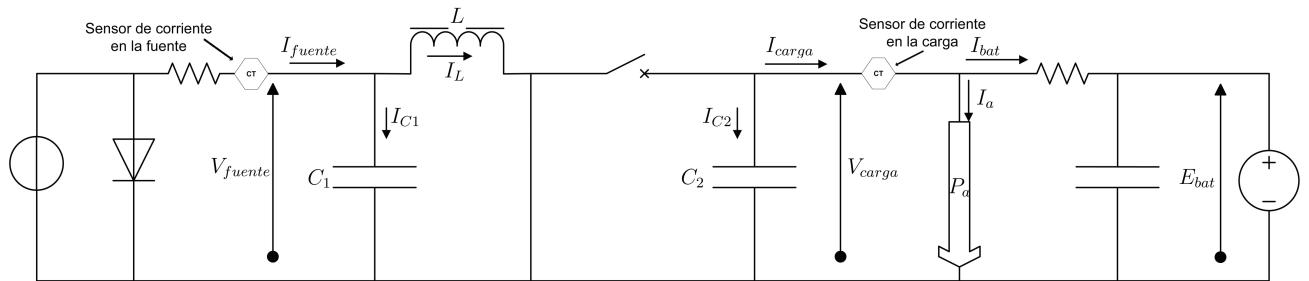


Figura 4.32: Ubicación de los transductores de corriente.

Parámetro	Valor
Ancho de banda máximo	[kHz]
Resistencia	[mΩ]
Aislación	[kV _{RMS}]
Tensión de Alimentación	[V]
Corriente de alimentación	[mA]
Error	[%]
Rango de medición	[A]
Rango de la señal de salida	[V]
Transiente de corriente soportado	[A]

Tabla 4.14: Características del ACS 712 [56].

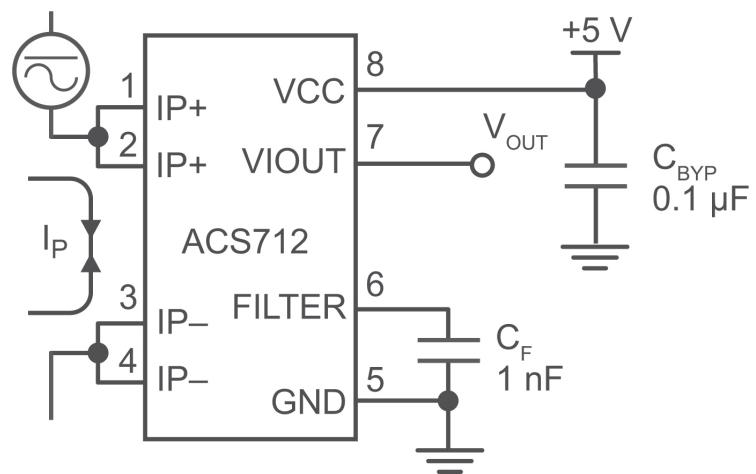


Figura 4.33: Conexión del ACS712 [56].

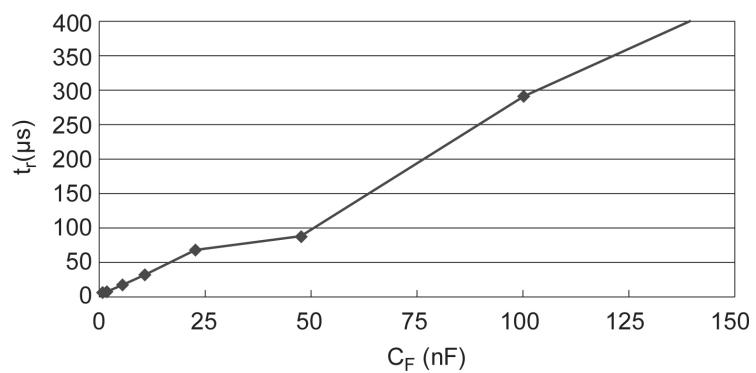


Figura 4.34: Tiempo de respuesta en función del condensador de filtro [56].

Parámetro		Valor
Máxima tensión de alimentación	[V]	60
Mínima tensión de alimentación	[V]	17
Eficiencia	[%]	88
Tensión de salida	[V]	15
Corriente máxima de salida	[A]	1

Tabla 4.15: Especificaciones de la fuente de alimentación [57].

4.5.10. Fuente de alimentación

Los circuitos electrónicos de disparo, adquisición de datos y procesamiento requieren de dos niveles de tensión: 5[V] y 15[V]. Se impone como restricción que el sistema no dependa de ninguna fuente de alimentación externa, por lo que la energía se obtiene de la fuente o de la carga. Debido a que las fuentes capaces de bajar desde niveles por sobre 100 [V] a 15[V] son caras y escasas, se optó por alimentar el circuito desde el lado de baja tensión.

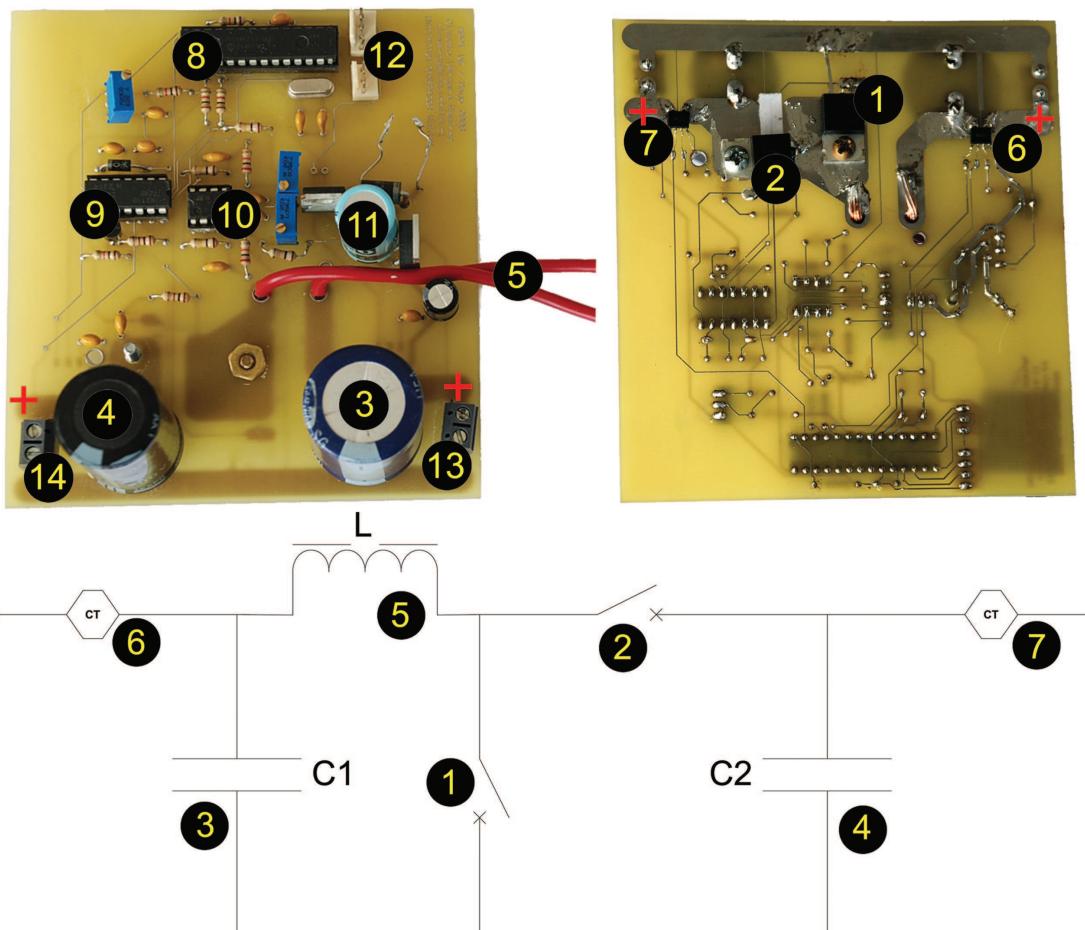
Los 15 [V] se obtienen por medio del integrado LM2575HV el que mediante la conexión de un inductor, un condensador y un diodo externos opera como un conversor switching tipo buck con las características descritas en la tabla 4.15.

Para los 5 [V] se usa un regulador lineal LM7805 conectado a la salida del LM2575HV.

4.5.11. Integración física

El circuito se implementa en una tarjeta de 105 x 115 [mm] impresa por ambas caras. Todos los componentes a excepción de los MOSFET y los sensores de corriente se ubican en la capa superior. Los MOSFET se ubican en la capa inferior para minimizar la inductancia parásita ocasionada por ángulos rectos en el camino de la corriente. La disposición de los componentes se muestra en la figura 4.35. Se incluyen conectores Molex conectados a los pines RS323 e I^2C para dar la posibilidad de agregar dispositivos como pantalla LCD, botonera, etc. en una futura implementación.

Se decide dejar el inductor fuera de la placa a fin de reducir el efecto de la EMI sobre las mediciones y el microcontrolador. No se abordó el tema del encapsulado del circuito.



- | | | | |
|-----|----------------------------------|-----|------------------------------------|
| 1) | MOSFET principal, | 2) | MOSFET rectificador, |
| 3) | Condensador de la fuente, | 4) | Condensador de la carga, |
| 5) | Conexión del inductor, | 6) | Sensor de corriente de la fuente, |
| 7) | Sensor de corriente de la carga, | 8) | Microcontrolador PIC18F242, |
| 9) | Excitador de compuerta IR2110, | 10) | Filtro de las muestras de tensión, |
| 11) | Fuente de alimentación, | 12) | Puertos RS232 e I^2C , |
| 13) | Conexión de la fuente, | 14) | Conexión de la carga. |

Figura 4.35: Ubicación de los componentes en el circuito impreso.

4.6. Estimación del rendimiento

A fin de identificar posibles mejoras en el adaptador de impedancia se procedió al análisis teórico de su eficiencia. Para estimar el rendimiento del dispositivo se procede como en [21], distinguiéndose claramente 3 componentes principales relevantes:

1. Eficiencia de la etapa de potencia del Booster,
2. Consumo de la electrónica de control y excitación de compuerta del Booster,
3. Operación fuera del punto de máxima potencia.

Cada componente se analizó por separado llegándose a una estimación teórica de la eficiencia del dispositivo. Para la estimación de la calidad del algoritmo, incidente en el tercer componente, se hace un análisis cualitativo en base a las pruebas experimentales.

4.6.1. Pérdidas en el Booster

Para el cálculo de las pérdidas en la etapa de potencia se consideran las condiciones de operación mostradas en la tabla 4.16. Es directo de ella que inicialmente se asume una eficiencia unitaria como punto de partida. Esto no es un problema, ya que las pérdidas están mayormente asociadas a la corriente, la cual no cambia en forma relevante por las pérdidas. Finalmente, se calcula la eficiencia en función de la potencia de entrada y de las pérdidas, por lo que el supuesto inicial pierde relevancia.

Parámetro		Valor
Tensión en la fuente	[V]	24
Tensión en la carga	[V]	48
Ciclo de trabajo	[%]	50
Corriente media en la fuente	[A]	10
Corriente media en la carga	[A]	5
Temperatura del circuito	[°C]	50
Potencia transferida	[W]	240

Tabla 4.16: Condiciones nominales para el cálculo del rendimiento.

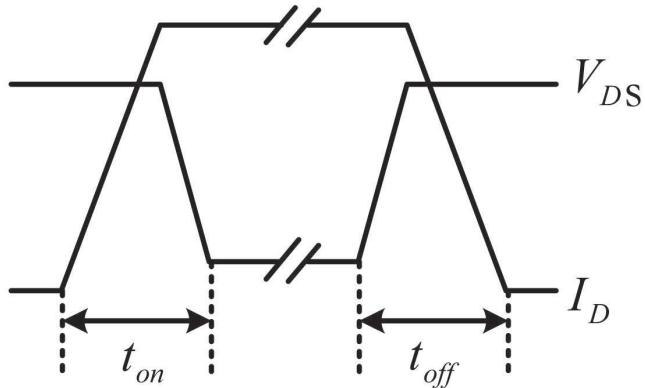


Figura 4.36: Tensión drenaje - fuente y corriente por el MOSFET en el encendido y el apagado [41].

Pérdidas por conmutación

Las pérdidas por conmutación se deben a los fenómenos que ocurren en el encendido y el apagado de los MOSFET debido a que ellos no son interruptores ideales y por lo tanto al cambiar de estado la caída de tensión es más elevada que en régimen permanente y la corriente no desciende inmediatamente. En presencia de una carga inductiva se presentan transiciones con la forma mostrada en la figura 4.36 por lo que se disipa una cantidad de energía en cada ciclo. Esta disipación periódica explica que las pérdidas por conmutación sean crecientes con la frecuencia.

Se utiliza el método propuesto en [58] para la estimación de las pérdidas. De esta forma, las pérdidas en unidades de potencia se pueden estimar como:

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot I_{Ds} \cdot V_{DS} \cdot (t_{off} + t_{on}) \cdot f. \quad (4.45)$$

donde se considera que $t_{on} = t_{off} = \frac{Q_{G0}}{I_G}$, donde Q_{G0} es la variación en la carga de la compuerta requerida para hacer transitar el MOSFET entre el estado de encendido y el de apagado y f es la frecuencia de conmutación en Hertz.

En [58] se plantea que la carga de compuerta que debe ser considerada en la ecuación de pérdidas difiere de la carga total puesto que sólo interesa el tiempo durante el cual la tensión de compuerta es tal que permite la conducción (V_{Th}). Según la hoja de datos del FQP45N15V2 este valor varía entre 2 y 4 [V], por lo que se toma un valor de 3 [V] en los cálculos. Segundo las curvas de la figura 4.28 la carga de compuerta entre V_{Th} y 10 [V] (tensión para la cual se obtiene la resistencia de canal nominal) es de aproximadamente 60 [nC]. Considerando que la corriente que entrega el IR2110 es de 2 [A], el tiempo de transición que afecta las pérdidas

Parámetro		Valor
Largo	[m]	0,5
Sección	[m^2]	$2,35 \cdot 10^{-6}$
Resistencia	[Ω]	$3,6 \cdot 10^{-6}$
Pérdidas	[W]	0,366

Tabla 4.17: Características del conductor del inductor

es:

$$t_{on} = t_{off} = \frac{60 \cdot 10^{-9}[C]}{2[A]} = 30 \cdot 10^{-9}[s]. \quad (4.46)$$

A partir de ésto las pérdidas por conmutación en cada MOSFET son:

$$P_{c1} = \frac{1}{2} \cdot 10[A] \cdot 48[V] \cdot 60 \cdot 10^{-9}[s] \cdot 40 \cdot 10^3[Hz] = 0,576[W] \quad (4.47)$$

$$P_{c2} = \frac{1}{2} \cdot 5[A] \cdot 48[V] \cdot 60 \cdot 10^{-9}[s] \cdot 40 \cdot 10^3[Hz] = 0,288[W] \quad (4.48)$$

Luego, las pérdidas totales de conmutación son:

$$P_{c1} + P_{c2} = 0,864[W] \quad (4.49)$$

Pérdidas de conducción

Se identifican tres fuentes de pérdidas por conducción relevantes. La primera se debe a la resistencia del conductor con el que se fabrica el inductor, el cual aumenta por el efecto pelicular descrito por la ecuación 4.30 en caso de usarse un conductor de mayor diámetro al apropiado. A partir del número de vueltas, las dimensiones del núcleo y el calibre de las hebras que lo componen, el conductor del inductor tiene las características mostradas en la tabla 4.17.

La segunda fuente de pérdidas es la caída de tensión en los MOSFET producto de la resistencia de canal. La potencia de pérdida por este concepto se calcula como:

$$P_{cm1} = Rds_{on} \cdot I_{fuente}^2 \cdot D = 0,034[\Omega] \cdot (10[A])^2 \cdot \frac{1}{2} = 1,7[W] \quad (4.50)$$

$$P_{cm1} = Rds_{on} \cdot I_{carga}^2 \cdot (1 - D) = 0,034[\Omega] \cdot (5[A])^2 \cdot \frac{1}{2} = 0,425[W] \quad (4.51)$$

Como última fuente de pérdidas por conducción se considera la caída de tensión en los sensores de corriente. La resistencia del canal Hall de estos sensores según la hoja de datos es de 1,2 miliohmms, por lo que la potencia de pérdidas asociada es:

$$P_{cs} = 1,2 \cdot 10^{-3}[\Omega] \cdot (10^2 + 5^2) = 0,150[W] \quad (4.52)$$

Pérdidas por histéresis y corrientes parásitas

Como se explicó en la sección 4.6.5, en el material del núcleo se producen pérdidas por histéresis (derivadas de la orientación de los dominios magnéticos) y por corrientes parásitas (debidas a las corrientes circulares que se presentan en el núcleo por estar éste sometido a un campo magnético variable y ser su conductividad distinta de cero). El fabricante entrega curvas que muestran, a partir de datos experimentales, la magnitud conjunta de estos fenómenos a distintas frecuencias.

En la figura 4.37 se muestran las curvas empíricas de pérdidas calculadas por el fabricante para una temperatura de 25 [C°]. En la referencia se indica que las curvas son válidas para corriente con media cero y que para aplicaciones donde la ferrita tenga flujo en un solo sentido se debe dividir el flujo por dos. El caso del Booster en la condición de operación considerada corresponde a esta situación, por lo que se procede de esa forma.

Según lo calculado en la sección 4.6.5 la máxima densidad de flujo es de 4000 [Gs] lo que según las curvas corresponde, a 40 [kHz], aproximadamente a una densidad de pérdidas de $100 \cdot 10^3 \left[\frac{W}{m^3} \right]$. Siendo el volumen del núcleo $22,7 \cdot 10^{-6} [m^3]$, la potencia de pérdidas es:

$$P_n = 100 \cdot 10^{-9} \left[\frac{W}{m^3} \right] \cdot 22,7 \cdot 10^{-6} [m^3] = 2,27 [W] \quad (4.53)$$

4.6.2. Consumo de la etapa de control

En la tabla 4.6.2 se resumen los consumos asociados a los componentes de la etapa de control [53] [51] [55] [56]:

Componente	Corriente [mA]	Tensión [V]	Potencia [mW]
PIC18F242	15	5	75
IR2110 (disparo)	6	15	90
IR2110 (lógica)	0,01	5	0,05
LM358	1,5	15	22,5
ACS712	20	5	100
Total 5 V	35		
Total 15 V	7,5		

Puesto que los componentes no se alimentan directamente, el consumo relevante se obtiene a partir de las eficiencias de los reguladores de tensión. El regulador lineal consume la misma corriente independiente de la tensión de alimentación, por lo que la diferencia de potencia producto de esta caída de tensión se disipa como pérdidas. Debido a ésto, el consumo en 5[V]

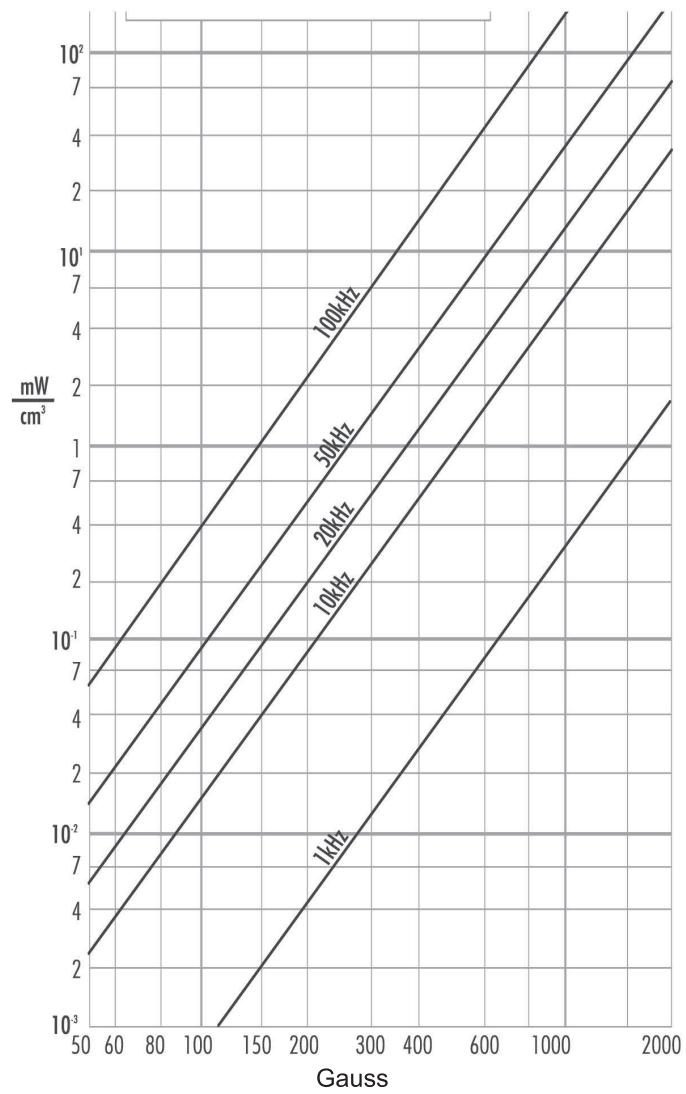


Figura 4.37: Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo para distintas frecuencias [48].

se puede traducir en un incremento del consumo en 15[V]. De esta forma, el consumo teórico de la fuente de 15[V], considerando su eficiencia nominal del 80 por ciento es:

$$P_{15V} = \frac{15[V] \cdot 42,5[mA]}{0,8} = 797[mW] \quad (4.54)$$

Las pérdidas en el conversor se resumen en la tabla 4.6.2

Componente	[W]	[%]
Commutación	0,86	13,1
Conducción	2,641	40,2
Núcleo del inductor	2,27	34,59
Consumo de la electrónica	0,79	12,04
Total	6,561	100

Considerando que la potencia de entrada en base a la cual se hacen los cálculos es de 240 [W], la eficiencia del conversor es:

$$\eta_b = \frac{240 - 6,561}{240} = 97,26[\%] \quad (4.55)$$

4.7. Resultados experimentales

4.7.1. Consumo de la electrónica

Se encuentra un consumo por encima de lo estimado a partir de las hojas de datos. La figura 4.38 muestra la dependencia de la magnitud de la potencia requerida por los circuitos en función de la tensión de alimentación.

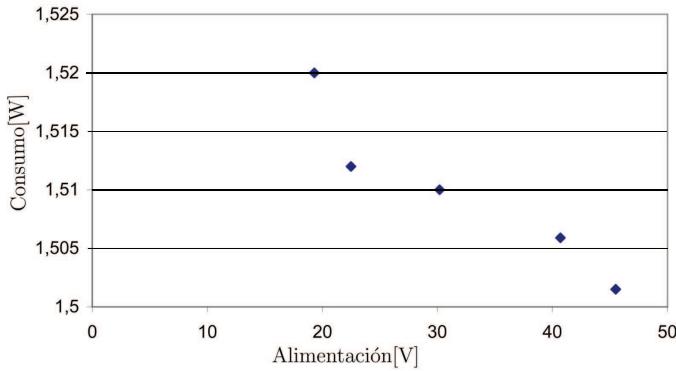


Figura 4.38: Consumo en función de la tensión de la fuente.

4.7.2. Eficiencia del convertidor

Se calcula la eficiencia del convertidor a partir de mediciones de la potencia de entrada y la potencia de salida. Los datos se obtiene gracias a 4 medidores FLUKE 45 comunicados por protocolo RS232 con el sistema de adquisición de datos basado en LabVIEW⁵. Los instrumentos fueron previamente calibrados entre ellos.

La curva de la figura 4.39 muestra las mediciones de potencia de entrada y salida entregadas por los FLUKE en el intervalo de medición, el cual tuvo lugar el Viernes 25 de Julio a partir de las 15:45:46.

Se observa una alta variabilidad en la potencia de entrada debido a que las pruebas se hicieron en un día con nubosidad muy cambiante. Este escenario, pese a condicionar bajas potencias de entrada, es ideal para probar la efectividad del algoritmo. La figura 4.40 muestra las fluctuaciones de la tensión en el panel en respuesta a los cambios de luminosidad durante la prueba. Bajo el supuesto de que la temperatura del panel permanece constante durante la prueba, las desviaciones en tensión se interpretan como desviaciones respecto del punto de máxima potencia [61]. Considerando que el panel está compuesto de 51 celdas, los resultados obtenidos corresponden a una desviación máxima de 19 [mV] por celda. Según [59] la pérdida de eficiencia derivada de esta desviación ronda el 1,07 %.

Finalmente, se muestra en la figura 4.41 la curva de eficiencia de la etapa de potencia en función de la potencia de entrada. La máxima eficiencia medida fue del 95 % para 57 [W]. Se muestra la gráfica de un polinomio racional de segundo orden ajustado por el método de Gauss-Newton mediante la herramienta MATLAB. La forma del polinomio es la mostrada en la ecuación 4.56.

⁵LabVIEW es el sistema de adquisición de datos y visualización de instrumentos virtuales de National Instruments.

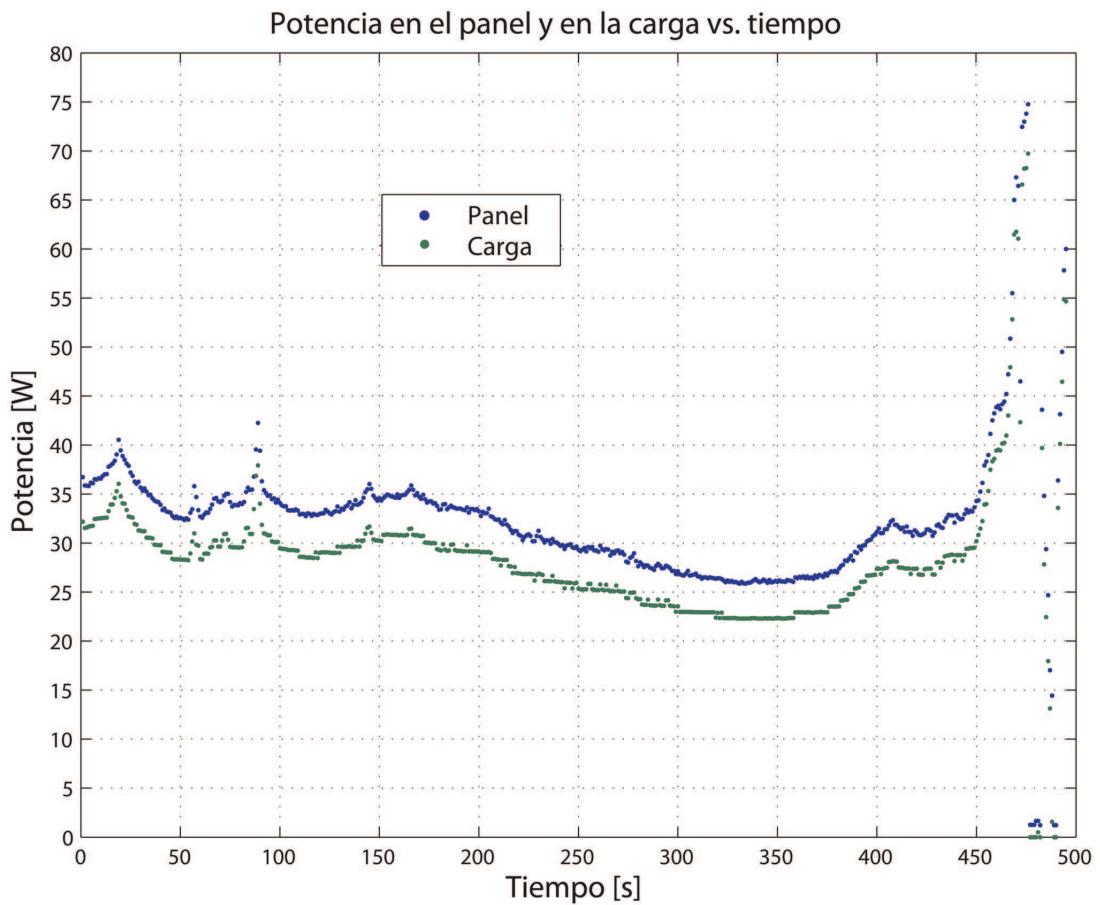


Figura 4.39: Potencia en la fuente y el panel solar en función del tiempo.

$$\eta_b = \frac{a \cdot P^2 + b \cdot P + c}{P + d} \quad (4.56)$$

La forma de la ecuación se justifica ya que existe una componente cuadrática de las pérdidas con la potencia (hay pocas variaciones de tensión) y una componente constante explicada por el consumo del equipo. Se encuentran los siguientes valores para los coeficientes:

$$\begin{aligned} a &= 0,0005003 \\ b &= 0,9235 \\ c &= -1,138 \\ d &= 1,059 \end{aligned}$$

Se considera que el modelo es adecuado para predecir la eficiencia hasta potencias de 100 [W]. Desafortunadamente no se contó ni con la placa fotovoltaica ni con las condiciones climáticas apropiadas para obtener la eficiencia a potencia nominal. Según los coeficientes estimados, la eficiencia a 100 [W] es del 95,2 %. Esto representa una discordancia del 3,1 % respecto de la

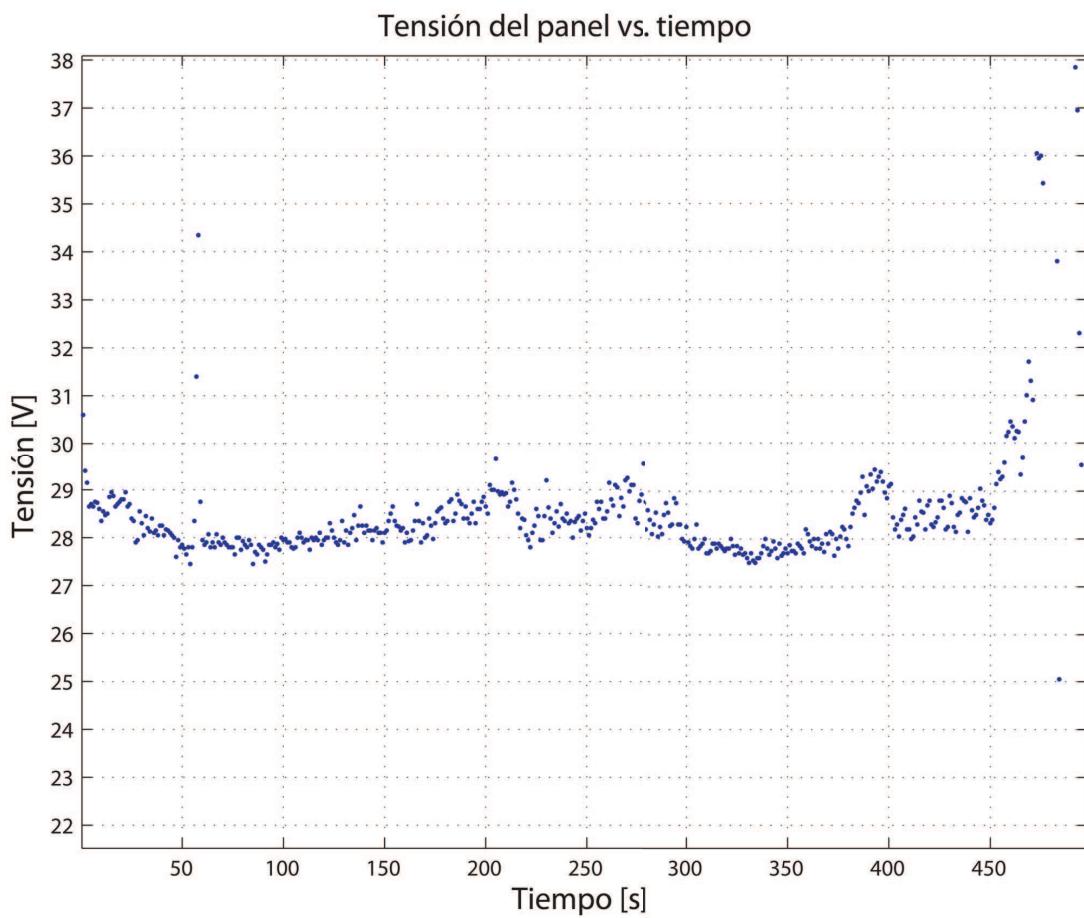


Figura 4.40: Tensión en el panel solar durante la prueba.

estimación teórica, la cual en parte se explica por la discordancia en la potencia consumida por el dispositivo, correspondiente al término c del polinomio de ajuste. Si se corrige este valor en 0,73 (discrepancia en el consumo de la electrónica), se obtiene una predicción del 95,9 % para los 100 [W]. Por otro lado, si la fórmula teórica (calculada para 240 [W]) se evalúa en 100 [W] considerando la disminución de las pérdidas por conducción, se encuentra una eficiencia teórica esperada del 95,93 %.

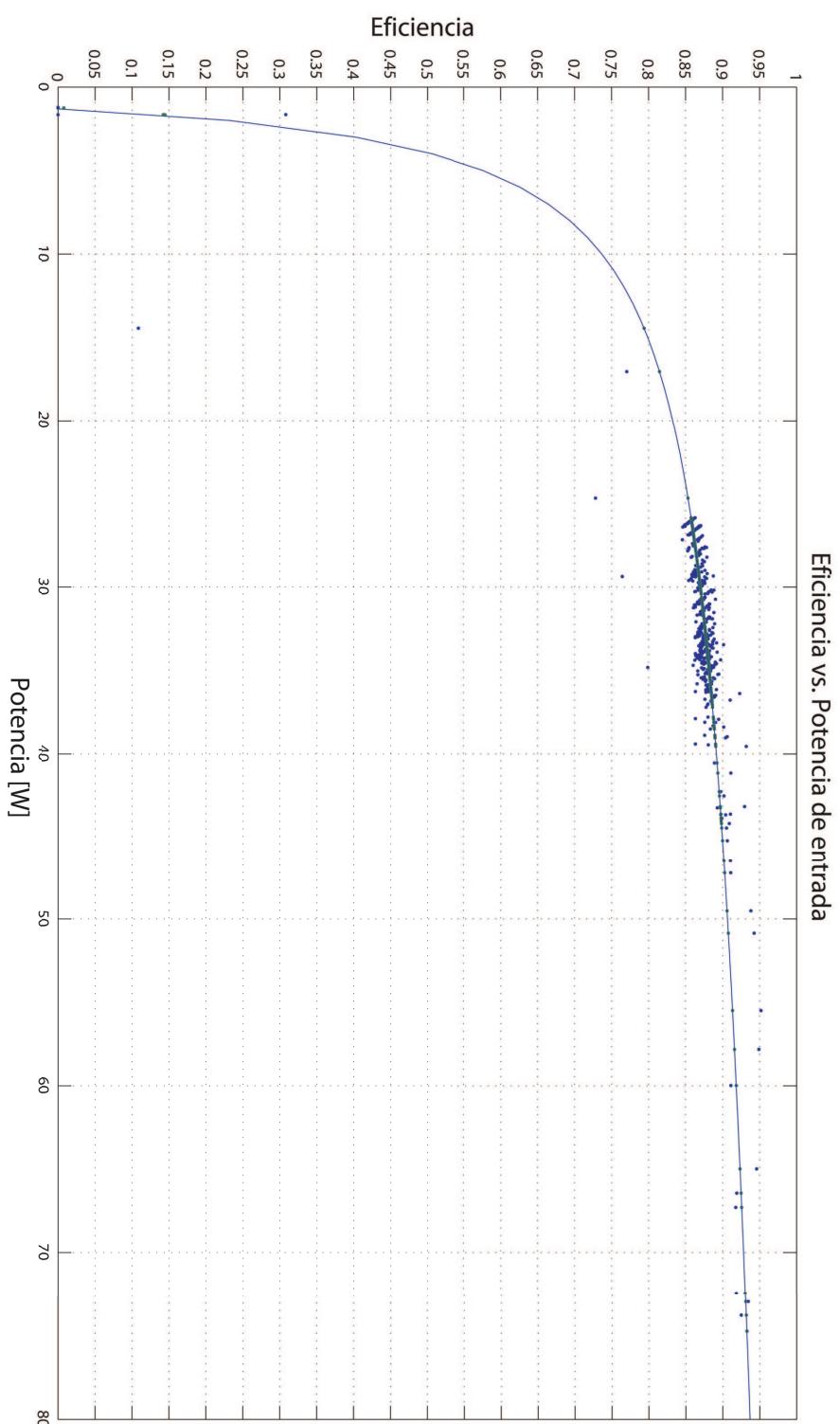


Figura 4.41: Eficiencia del convertidor en función de la potencia de entrada.

CAPÍTULO 5

Conclusiones y trabajo futuro

Se presentó el diseño y la implementación de un adaptador de impedancia para fuentes fotovoltaicas de baja potencia. El diseño se realizó en base al estudio del comportamiento de dichas fuentes en relación al traspaso de la energía generada hacia distintas cargas, revisando las condiciones necesarias para garantizar máxima potencia.

Se revisaron las publicaciones en el campo de los MPPT para fuentes fotovoltaicas. Específicamente, se estudiaron los módulos de potencia y algoritmos asociados al problema de adaptar un arreglo de celdas a una carga en corriente continua, optándose por la topología booster con rectificación sincrónica. En cuanto a los algoritmos, se tomaron elementos de distintas publicaciones para desarrollar un programa que permite detectar máximos en conjuntos convexos.

La experiencia del auto solar Eolian, antecedente directo de este trabajo, se analizó desde el punto de vista del comportamiento de su MPPT, identificando causas del bajo rendimiento del sistema fotovoltaico del vehículo en la Panasonic World Solar Challenge 2007.

Se describió en detalle el cálculo y la integración de los componentes del convertidor CC/CC, incluyendo metodologías claras para su reproducción y adaptación a otros desarrollos. El equipo se construyó a partir de componentes disponibles en el mercado general y su proceso de fabricación no requiere mano de obra altamente calificada.

Tabla 5.1: Características generales del adaptador de impedancia

Parámetro		Valor
Potencia nominal	[W]	240
Eficiencia nominal conversor	[%]	95,9
Eficiencia nominal algoritmo	[%]	98,93
Eficiencia nominal sistema	[%]	94,87
Consumo de la etapa de control	[%]	1,5

Tanto el inductor, el sistema de disparo de los MOSFET, el sistema de medición y los snubber se comportaron satisfactoriamente en las pruebas experimentales. Una excepción a lo anterior la constituye el comportamiento del microcontrolador, el cual presentó problemas ante corrientes altas. El estudio del fenómeno, cuya causa presumiblemente se encuentra en las fluctuaciones de la alimentación, se propone como trabajo de investigación futuro.

La topología escogida para la etapa de potencia permite usar varias unidades en paralelo, con lo que el sistema puede escalarse en potencia mediante el aumento de la corriente. El funcionamiento en serie de las unidades no se exploró en el trabajo. Se desarrolló un modelo teórico de estimación del rendimiento del convertidor, el cual, luego de corregir el consumo de la etapa de control por el valor experimental, predijo una eficiencia del 95,93 % para una potencia de entrada de 100 [W]. En cuanto a la eficiencia experimental, se obtuvo un máximo de 94,5 % a una potencia de 80 [W], lo cual mediante un ajuste de curva permite extrapolar ésta a un 95,9 % a 100 [W], validando ampliamente el modelo usado.

Los algoritmos desarrollados fueron implementados en un microcontrolador y permitieron mantener el punto de máxima eficiencia del panel solar con una desviación del orden del 1 %, derivando en una eficiencia conjunta del sistema del 94,87 %. En cuanto a la operación en paralelo, se deja abierta la posibilidad de coordinar varias unidades mediante el protocolo I^2C a través de un conector libre para éste propósito.

En síntesis, se cuenta con dispositivo capaz de transferir en forma eficiente energía desde una fuente fotovoltaica hacia una carga genérica en corriente continua a través de la adaptación de la impedancia de la carga a la impedancia interna de la fuente. El equipo es escalable y permite su conexión directa entre la fuente y la carga, sin necesidad de alimentación externa. Sus principales características se resumen en la tabla 5.1.

Se propone como trabajo futuro:

1. Aumentar la eficiencia de la etapa de potencia usando topologías resonantes,
2. Implementar algoritmos dinámicos de seguimiento del MPP,

3. Aislar ópticamente la etapa de control de la etapa de potencia para evitar los problemas en el microcontrolador,
4. Ampliar el algoritmo de control a otras fuentes,
5. Desarrollar una fuente de alimentación aislada capaz energizarse desde tensiones por sobre 100 [V].

Es también interesante plantear la inquietud de extender el presente desarrollo a un convertidor capaz de sincronizar un sistema fotovoltaico al sistema eléctrico en corriente alterna. El inversor involucrado en este desarrollo puede diseñarse de forma de prestar funcionalidades adicionales como regulación de reactivos (STATCOM).

Bibliografía

- [1] Masa, J. “*Propiedades de las Estrellas: Hertzsprung y Russel, Apunte curso EH28B*”Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2001.
- [2] Masa, J. “*Estructura Estelar: Eddington y Chandrasekhar, apunte curso EH28B*”Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2003.
- [3] Rutllant, J. “*Radiación Solar (Onda Corta), Apunte curso GF45A*”. Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2007.
- [4] Paap, D., “*Ideas Revolucionarias en la Ciencia, volumen 3*”Ed. Universitaria. Santiago, Chile. 1979.
- [5] Feynmann,R., Leighton,B., Sands,M. “*The Feynman Lectures on Physics, Volumen 3*”. 1963.
- [6] Zamorano, N., “*Física Moderna, Capítulo 7: Mecánica Cuántica. Apuntes curso de Física Contemporánea*”.Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2004.
- [7] Streeter,A., “*Design and power management of a solar-powered Cool Robot for polar instrument networks*”. 2005.
- [8] SunPower Corporation, “*A300 solar cell datasheet*”. 2005.
- [9] Mulligan, W., “*Intro to SunPower and Back-Contact Technology*”. Second Annual IEEE Nanotech Symposium. Mayo, 2006.
- [10] Currie,M. “*High-Efficiency Organic Solar Concentrators for Photovoltaics*”Science, 321, 2008

- [11] Spectrolab, “*28.3 % Ultra Triple Junction (UTJ) Solar Cells*”. 2004.
- [12] Bianchi, E., “*Electroquímica y Acumuladores. Apuntes del curso Aplicaciones Industriales de la Ingeniería Eléctrica*”. Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2006.
- [13] Appelbaum, J., Sarma, M. “*The Operation of Permanant Magnet DC Motors Powered by a Common Source of Solar Celis*”. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 4, n° 4, 1989.
- [14] Ruiz, G., “*Electrónica Básica para Ingenieros*”Universidad de Cantabria, España. 2001.
- [15] Ang,S., Oliva, A., “*Power Switching Converters*”Segunda Edición. CRC Press, 2004.
- [16] SMA. “*Sunny Boy*”.<http://www.sma-america.com>, 2008..
- [17] Outback Power. “*MX-60*”. <http://www.outbackpower.com>, 2008.
- [18] Drivetek A.G. “*MPPT New Generation*”, University of Applied Sciencies - Biel School of Engineering and Architecture <http://www.drivetek.ch>.2000.
- [19] Arias, J., Linera, F., Martín-Ramos, J., Pernía, A., Cambronero, J., “*A Modular PV Regulator Based on Microcontroller with Maximum Power Point Tracking*”Universidad de Oviedo, Guijón, España.2004.
- [20] Sanchis-Kilders,E., Ferreres,A., Maset,E., Ejea,J., Esteve,V., Jordain,J., Calvente,J., Garrigos, A., “*Bidirectional High-Power High-Efficiency non-isolated step-up DC-DC Converter*”Universidad de Valencia, España. 2003.
- [21] Sullivan,C. Powers,M., “*A High-Efficiency Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Arrays in a Solar-Powered Race Vehicle*”University of California, Berkeley. 1993.
- [22] Patterson, D., “*Electrical System Desing for a Solar Powered Vehicle*”Northen Territory University, Darwin, Australia. 1990.
- [23] Enslin,J., Snyman,D., “*Combined Low-Cost , High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications*”IEEE Transactions on Power Electronics. 1991.
- [24] Wolf,S. Enslin,J. “*Economical, PV Maximum Power Point Tracking Regulator With Simplistic Controller*”Universidad Stellenbosch. Republic of South Africa, 1993.
- [25] Glasner,I., Appelbaum,J. “*Advantage of Boost vs. Buck Topology for Maximum Power Point Tracker In Photovoltaic Systems*”Tel-Aviv University, Israel, 1996.
- [26] Kasa, N., “*Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System*”IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 52, n°4 .2005.
- [27] Oliveira,S., y Barbi,I., “*A Three-Phase Step-Up DC-DC Converter with a Three-Phase High Frequency Transformer*”IEEE ISIE Dubrovnik, Croacia, 2005.
- [28] Libo,W., Zhengming,Z., Jianzheng,L., Shu,L., Liqiang,Y., “*Modified MPPT Strategy Applied in Single-Stage Grid-Connected Photovoltaic System*”Tsinghua University, Beijing, China, 2004

- [29] Pan,C., Chen, J., Chu,C., Huang,Y., “*A Fast Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Power Systems*”National Tsing Hua University. Hsinchu, Taiwan, 1999.
- [30] Shmilovitz, D., “*On The Control Of Photovoltaic Maximum Power Point Tracker Via Output Parameters*” IEEE Proceedings on Electrical Power Applications, Vol 152. 2005.
- [31] Park, M., Yu, I., “*A Study on The Optimal Voltage For MPPT Obtained By Surface Temperature Of Solar Cell*” Changwon National University. The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2004.
- [32] Tariq, A., Asghar, J., “*Development Of Microcontroller-Based Maximum Power Point Tracker For a Photovoltaic Panel*” Aligarh Muslim University, Aligarh, India. 2006.
- [33] Blanes, J., Ausias Garrigós, J., Carrasco, E., Maset, E., “*Maximum Power Point Estimator For Photovoltaic Solar Arrays*”IEEE MELECON 2006, 2006.
- [34] Mekhilef, S., Rahim, N.A., Ping, H.W., “*Performance Of Maximum Power Point Tracker In Tropical Climate*” University of Malaya. 2000.
- [35] Luo, F., Xu, P., Kang, Y., Duan, S., “*A Variable Step Maximum Power Point Tracking Method Using Differential Equation Solution*”Huazhong University of Science and Technology. Second IEE Conference on Industrial Electronics and Applications. 2007.
- [36] Won, C., Kim, D., Kim, S., Kim, W. y Kim, H., “*A New Maximum Power Point Tracker of Photovoltaic Arrays Using fuzzy Controller*”.Sung Kyun Kwan University, Su Won city, Korea, 1994.
- [37] Miyatake, M., Inada, T., Hiratsuka, I., Zhao, H., Otsuka, H., Nakano, M., “*Control Characteristics Of a Fibonacci-Search-Based Maximum Power Point Tracker When A Photovoltaic Array Is Partially Shaded*” Sophia University, Tokio, Japan.Power Electronics and Motion Control Conference. 2004.
- [38] Tse, K., Ho, t., Shu-Hung Chun, H., Hui, R. “*A Comparative Study Of Maximum-Power-Point Trackers For Photovoltaic Panels Using Switching-Frequency Modulation Scheme*” IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 51, NO. 2. 2004.
- [39] Brambilla, A., Gambarara, M., Garutti, A., Ronchi, F., “*New Approach To Photovoltaic Arrays Maximum Power Point Tracking*” Power Electronics Specialists Conference. 1999.
- [40] Fairchild Semiconductor. “*FQP45N15V2/FQPF45N15V2 150 V N-Channel MOSFET*”. 2004.
- [41] Barkhordarian,V., “*Application Note AN-1084. Power MOSFET Basics*”.
- [42] Ridley,R., “*High Frequency Power Inductor Design*”Power Systems Design Europe. 2007.
- [43] Randewijk, P., “*Inductor Design 111*”.2006.
- [44] Colonel, W., McLyman, T., “*Transformer and Inductor Desing Handbook*”Tercera edición, Dekker. New York, 2004.

- [45] Micro Power. “*American Wire Gauge*”.
- [46] Feynmann,R., Leighton,B., Sands,M. “*The Feynman Lectures on Physics, Volumen 2*”.1963.
- [47] MAGNETICS. “*A Critical Comparison of Ferrites with Other Magnetic Materials*”. <http://www.mag-inc.com>. 2000.
- [48] MAGNETICS. “*Ferrite Cores*”.<http://www.mag-inc.com>. 2006.
- [49] Edminster, A., “*Electromagnetismo*”.2001.
- [50] International Rectifier . “*Application Note AN-978, HV Floating MOS-Gate Driver ICs*”<http://www.irf.com>.
- [51] International Rectifier. “*IR2110(S)/IR2113(S) (PbF) High And Low Side Driver*”<http://www.irf.com>.
- [52] Todd, P., “*Snubber Circuits: Theory , Design and Application*”. Texas Instruments Incorporated, , 1993.
- [53] Microchip Technology Inc. “*PPIC18FXX2 Data Sheet High Performance, Enhanced FLASH Microcontrollers with 10-Bit A/D*”.<http://www.microchip.com>. 2002.
- [54] Kugelstadt,T. “*Active Filter Design Techniques*”.Texas Instruments, <http://www.ti.com>. 2001.
- [55] Motorola, Inc. “*ALM358, Dual Low Power Operational Amplifiers*”. <http://www.freescale.com>. 1996.
- [56] Allegro MicroSystems. “*ACS 712 Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*”.<http://www.allegromicro.com>. 2007.
- [57] National Semiconductor. “*LM1575/LM2575/LM2575HV Simple Switcher® 1A Step-Down Voltage Regulator*”. <http://www.national.com>. 2007.
- [58] Z. Shen,J., Xiong,Y., Cheng, X., Fu,Y., y Kumar, P., “*Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight*”.2006.
- [59] Castillo, JP. “*Sistema Fotovoltaico Para Aplicaciones Móviles De Traccion Eléctrica*” Universidad de Chile. 2008.

APÉNDICE A

Implementación del algoritmo

Se implementan los algoritmos en el microcontrolador PIC18F242 a partir de un código escrito en lenguaje C compilado usando la aplicación PICC, el cual se presenta a continuación:

```
#include <18f242.h>          //Definiciones del microcontrolador
#device adc=10                //Los ADC son de 10 bit

#FUSES WDT128                //Se usa el Watch dog timer
#FUSES H4                     //La frecuencia del cristal se multiplica por 4
#FUSES NOPROTECT             //No hay protección contra lectura de código
#FUSES NOOSCSEN               //Se usa el oscilador externo
#FUSES NOBROWNOUT             //El microcontrolador no se reinicia
#FUSES NOPUT                  //No se prende en forma automática
#FUSES NOSTVREN               //No hay reinicio por rebalsado de pila
#FUSES NODEBUG                //No permite debug ICD
#FUSES NOLVP                  //No permite LVP
#FUSES NOWRT                  //Memoria de programa no protegida contra escritura
#FUSES NOWRTD                 //EEPROM no protegido contra escritura
#FUSES NOWRTB                 //Bloque de boot no protegido contra escritura
```

```

#FUSES NOWRTC          //Registros no protegidos contra escritura
#FUSES NOCPD          //No hay protección contra borrado eléctrico
#FUSES NOCPB          //Código del bloque de boot no protegido
#FUSES NOEBTR          //No hay protección contra lectura de tablas
#FUSES NOEBTRB         //Se pueden leer tablas del bloque de boot

#use delay(clock=40000000)

#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7, bits=8)

// Mediciones
#define I_HIGH      0
#define I_LOW       1
#define V_LOW       2
#define V_HIGH      3
#define V_REF       4

//Identificadores de Métodos
#define INICIO      1
#define BARRIDO     2
#define GRADIENTE   3
#define CARGADOR    4

//Factores de escala
#define I_HIGH_SCALE -0.031  // Escalador de la corriente en carga
#define I_LOW_SCALE  -0.0261 // Escalador de la corriente en fuente
#define V_LOW_SCALE   0.0485 // Escalador de la tensión en fuente
#define V_HIGH_SCALE  0.0942 // Escalador de la tensión en carga
#define V_REF_SCALE   1.0     // Escalador de la lectura del potenciómetro

//Parámetros
#define MINBANCO    30      //Tensión mínima de la salida
#define MAXBANCO    120     //Tensión máxima de la salida
#define MINPANEL    20      //Tensión mínima de la entrada
#define MAXPANEL    80      //Tensión máxima de la entrada
#define MINDUTY     300     //Mínimo ciclo de trabajo
#define MAXDUTY     450     //Máximo ciclo de trabajo
#define DUTYSTEP    2       //Paso de PWM en métodoseguimiento_tension
#define HISTERESISV 1       //Histéresis del seguimiento de tension
#define PASOSV      10
#define PASOSG      10000
#define MINV        20

```

```

#define MAXV      37
#define VSTEP     0.5

//Contadores
#define SAMPLES      10          // Número de muestras del método takeprom_adc();

// Variables
float    Vpanel=0, Ipanel=0, Ppanel=0, Pbanco=0, Vbanco=0, Ibanco=0, Iprevio=0,
         Imax=0, Vset = 0;
long     value=0, valueprevio=0, duty=0, Vmax=0, contador=0;
int      flag=1, shutdown = 0, estado = 0, pausa=0;

//Métodos
void    toma_medidas();
void    seguimiento_tension();
void    estado_inicio();
void    estado_barrido();
void    estado_gradiente();

void main() { //El método principal; alterna entre las funciones

{
    setup_ccp1 (CCP_PWM); // Configure CCP1 as a PWM
    setup_timer_2 (T2_DIV_BY_1, 255, 1); // PWM 40 kHz entre 0 - 512
    setup_port_a (ALL_ANALOG); // Todas los pines del puerto A son ADC.
    setup_adc (adc_clock_internal);
    shutdown = 1;
    output_bit (PIN_B7, shutdown);
    setup_wdt (WDT_ON);
    estado = INICIO;
    WHILE (TRUE)
    {
        SWITCH (estado)
        {
            CASE INICIO:
                estado_inicio();
                BREAK;

            CASE BARRIDO:
                estado_barrido();
                BREAK;
        }
    }
}

```

```

CASE GRADIENTE:
    estado_gradiente();
    BREAK;

DEFAULT:
}
    restart_wdt ();
}

}

void toma_medidas(){ // Alterna lecturas de los ADC para cada variable
// y las promedia
int i;
float I1 =0 ,I2=0 ,V1=0 ,V2=0;
for(i=0; i<SAMPLES; i++){

    // Corriente lado de baja tensión
    set_adc_channel (I_LOW);
    delay_us(20);
    I1 +=read_adc() * I_LOW_SCALE +13.594;

    // Corriente lado de alta tensión
    set_adc_channel (I_HIGH);
    delay_us(20);
    I2 += read_adc() * I_HIGH_SCALE + 15.852 ;

    // Tensión lado de baja tensión
    set_adc_channel (V_LOW);
    delay_us(20);
    V1 += read_adc() * V_LOW_SCALE + 1.035;

    // Tensión lado de alta tensión
    set_adc_channel (V_HIGH);
    delay_us(20);
    V2 += read_adc() * V_HIGH_SCALE +0.3557;

    restart_wdt();
}

```

```

Ipanel = I1/SAMPLES;
Ibanco = I2/SAMPLES;
Vpanel = V1/SAMPLES;
Vbanco = V2/SAMPLES;
}

void seguimiento_tension(){ //Sigue una referencia de tensión mediante un
                           // lazo cerrado
    contador =0;
    while(1){
        toma_medidas();

        if(ABS(Vpanel-Vset)<HISTERESISV) return;

        else if(contador > PASOSV) return;

        else{
            if(Vpanel<Vset) {

                duty -= DUTYSTEP;
                set_pwm1_duty(duty);

            }

            else if(Vpanel>Vset){

                duty += DUTYSTEP;
                set_pwm1_duty(duty);
            }
        }
        contador++;
    }
}

void estado_inicio(){ //Mantiene ambos interruptores apagados hasta que es seguro
                      //iniciar el programa

    int p;
    p = 0;
    for(;;){

        toma_medidas();

```

```

        restart_wdt();
        if(Vpanel > MINPANEL && Vbanco > MINBANCO && Vbanco < MAXBANCO) p++;
        if(p>100) break;
    }

Vset = Vpanel * 0.7;
shutdown = 0;
output_bit(PIN_B7,shutdown); /* shutdown */
seguimiento_tension();
restart_wdt();
delay_ms(1000);
estado = BARRIDO;
}

void estado_barrido(){ //Mueve la referencia de tensión buscando máximos locales

    Imax = 0;
    Vmax =0;
    shutdown = 0;
    output_bit( PIN_B7, shutdown);

    for (Vset = MINV ; Vset < MAXV ; Vset += VSTEP) {
        seguimiento_tension();
        restart_wdt();
        toma_medidas();
        if(Ibanco > Imax){
            Imax = Ibanco;
            Vmax = Vset;
        }
    }
    Vset = Vmax;
    seguimiento_tension();
    delay_ms(1000);
    estado = GRADIENTE;
}

void estado_gradiente(){ // Mantiene el punto de máxima potencia buscando
                        // direcciones de crecimiento
    contador = 0;

    while( contador < PASOSG ) {

```

```

if(flag == 1){
    Vset += VSTEP;
    seguimiento_tension();
    toma_medidas();
    if( (Ipanel > Iprevio) )
        flag=1;
    else
        flag=0;
}

if( (flag == 0) ){
    Vset -= VSTEP;
    seguimiento_tension();
    toma_medidas();
    if( (Ipanel > Iprevio) )
        flag=0;
    else
        flag=1;
}
Iprevio=Ibanco;
output_bit( PIN_B7, shutdown);
restart_wdt();
}
estado = BARRIDO;
delay_ms(1000);
}

```

APÉNDICE B

Circuitos electrónicos

Se muestran a continuación el esquemático del componente y el diseño usado en la fabricación del circuito impreso (figuras B.1 y B.2. Es de notar que en la imagen del circuito impreso no se incluye la etapa de potencia después del disparo, puesto que estos elementos fueron soldados directamente sobre las pistas. La correspondencia entre las imágenes y el equipo no es total. En las pruebas experimentales se decide hacer las siguientes modificaciones:

1. Se agrega un diodo entre la entrada y la fuente de alimentación de la electrónica,
2. Se agrega un snubber en el MOSFET rectificador,
3. Se reemplaza el inductor discreto de la fuente switching por un inductor externo,
4. Los ACS712 debieron soldarse invertidos (esto explica el factor de escala negativo en el programa).

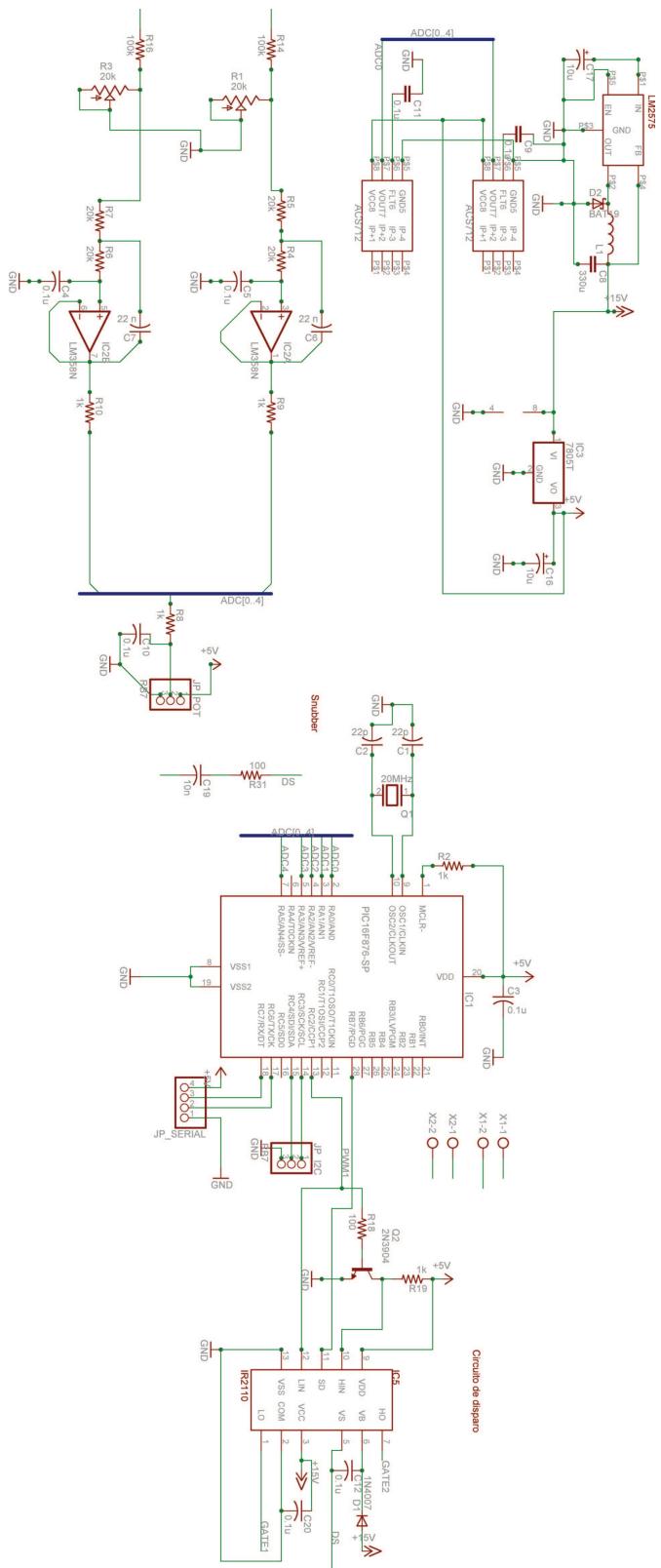


Figura B.1: Esquemático.

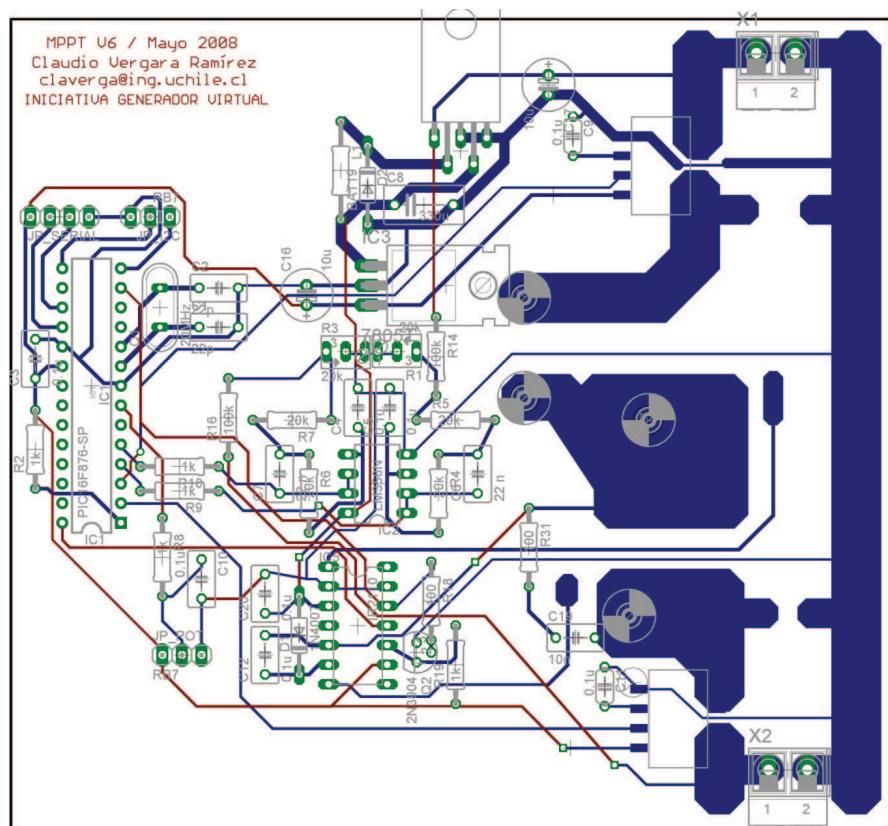


Figura B.2: Plantilla del circuito impreso.