



UNIVERSIDAD DE CIENCIAS
Y ARTES DE CHIAPAS

UNIVERSIDAD DE CIENCIAS Y ARTES DE CHIAPAS

INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN E INNOVACIÓN EN
ENERGÍAS RENOVABLES

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y
EVALUACIÓN DE UN CONTROL
ELECTRÓNICO SPMP PARA UN
AEROGENERADOR DE BAJA POTENCIA

TÉSIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**Maestro en Materiales y Sistemas
Energéticos Renovables**

PRESENTA:

Ing. Wilver Bristol Estudillo

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. Orlando Lastres Danguillecourt

CO-ASESOR:

M.I. Antonio Verde Añorve

Tuxtla Gutiérrez, Chiapas

Julio de 2018

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN
DE UN CONTROL ELECTRÓNICO SPMP
PARA UN AEROGENERADOR DE BAJA
POTENCIA

Resumen

El trabajo que se presenta plantea el desarrollo de un convertidor electrónico de potencia de tipo reductor o Buck, con un control dividido en dos funciones principales: el seguidor del punto de máxima potencia (SPMP) y el regulador de voltaje.

Los algoritmos de seguimiento representan un desafío en su realización y ejecución a pesar de los múltiples resultados en simulación obtenidos en la literatura. Las tecnologías actuales como el Arduino permite probar los algoritmos de control resultando más económicas en comparación con otras tarjetas.

El método SPMP busca el punto de máxima potencia disponible de un sistema eólico, la técnica emplea el voltaje y la corriente de salida para el seguimiento de potencia. Este método se implementa como control del convertidor reductor con el objetivo de cargar baterías plomo-ácido de 12 V.

La función del control cambia al modo regulador de voltaje al superar el límite de 15 V, para evitar la sobrecarga de la batería.

La característica principal del algoritmo SPMP propuesto es la capacidad que tiene para adaptarse en un corto periodo de tiempo a los cambios de voltaje del aerogenerador derivado del cambio en la velocidad del viento, los resultados experimentales confirman la valides del algoritmo.

Abstract

The work presented involves the development of an electronic power converter of the Buck type, with a control divided into two main functions: the tracking of the maximum power points (MPPT) and the voltage regulator.

The tracking algorithms represent a challenge in their execution and execution despite the multiple simulation results obtained in the literature. Current technologies such as the Arduino allow testing the control algorithms, which are more economical compared to other cards.

The MPPT method looks for the point of maximum available power of a wind system, the technique uses the voltage and the output current for power tracking. This method is implemented as a control of the reducing converter in order to charge 12 V lead-acid batteries.

The function of the control switches to the voltage regulator mode when the limit of 15 V is exceeded, in order to avoid the overload of the battery.

The main characteristic of the proposed MPPT algorithm is the capacity that has to adapt in a short period of time to the changes of voltage of the wind turbine derived from the change in the wind speed, the experimental results confirm the validation of the algorithm.

Agradecimientos

A mi director de tesis el Dr. Orlando Lastres Danguillecourt por guiarme y compartir su tiempo, experiencia y conocimientos en la investigación y por motivarme siempre hacia el desarrollo científico.

Al Mtro. Antonio Verde Añorve por el apoyo en la comprensión y desarrollo del trabajo de investigación

A mis compañeros por sus colaboraciones con críticas constructivas durante todo el desarrollo del trabajo.

A CONACYT por el financiamiento brindado durante la elaboración del trabajo de investigación.

Al IIIER por el espacio brindado para realizar el trabajo de investigación en conjunto con excelentes docentes.

Dedicatorias

A mis padres Gilberto Bristol y Rosa Estudillo por ser incondicionales ante las adversidades que he enfrentado y por ser una fuente de inspiración y motivación que ha sido el sustento principal de mi educación tanto académica como en la vida, todo este trabajo ha sido posible gracias a ellos.

A mi esposa Blanca Elisa por brindarme toda su confianza y apoyo para alcanzar mis metas tanto personales como profesionales, gracias por escucharme y brindarme ánimos todos los momentos de mi vida.

A la memoria de mi abuelo Ignacio que en vida siempre encamino y procuró en mí, un sendero de justicia, trabajo y unidad familiar, gracias por tus consejos donde quiera que estés.

A mis hermanos Hugo Alberto, Adalberto y Juana por su gran apoyo moral para concluir siempre con éxito mis metas.

A Dios por forjar mi camino y dirigirme con éxito por el sendero correcto.

Índice general

Resumen	I
Abstract	II
Agradecimientos	III
Dedicatorias	IV
Glosario	VIII
Índice de figuras	X
Índice de tablas	XIII
CAPÍTULO 1	1
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Planteamiento del problema	6
1.3. Justificación	7
1.4. Hipótesis	9
1.5. Objetivos	9
1.5.1. Objetivo general	9
1.5.2. Objetivos particulares	9
1.6. Aportaciones	11
1.7. Conclusión	11
CAPÍTULO 2	13
2. Marco Teórico	13
2.1. Generalidades del aerogenerador	14

ÍNDICE GENERAL

2.2.	Aerogeneradores de eje horizontal de baja potencia	16
2.2.1.	Rotores Multipala	17
2.2.2.	Rotores tipo hélice (Aeroturbinas rápidas)	17
2.3.	Aerodinámica del rotor eólico	18
2.3.1.	Rotor eólico	18
2.3.1.1.	Elementos	20
2.4.	Generador síncrono de imanes permanentes	22
2.5.	Electónica de potencia	24
2.5.1.	Elementos de la electrónica de potencia	25
2.6.	Métodos de control de SPMP	28
2.7.	Convertidores CD-CD	31
2.7.1.	Control de Convertidores CD-CD	32
2.7.2.	Convertidor reductor (buck)	34
2.8.	Conclusión	41
CAPÍTULO 3		43
3.	Metodología	43
3.1.	Diseño y simulación del convertidor buck	45
3.1.1.	Herramientas de diseño	46
3.1.2.	Simulación del convertidor en simulink	46
3.2.	Diseño del sistema de control SPMP	47
3.2.1.	Diseño, programación y simulación del sistema de adquisición de datos	47
3.2.1.1.	Sensor de corriente	47
3.2.1.2.	Sensor de voltaje	48
3.2.1.3.	Sensor de frecuencia	48
3.2.1.4.	Sensor de temperatura	49
3.2.1.5.	Arduino UNO con microcontrolador ATMEGA328P	50
3.2.1.6.	Simulador de circuitos Proteus	51
3.3.	Construcción de los circuitos	52
3.4.	Evaluar el sistema de control	53
3.4.1.	Equipos de medición y evaluación	54
3.4.2.	Pruebas de acuerdo a las normas	56
3.4.2.1.	Prueba de regulación de voltaje	57
3.4.2.2.	Prueba de eficiencia	57
3.4.2.3.	Prueba del cambio de carga	58
3.4.2.4.	Prueba del cambio de voltaje de entrada	59

ÍNDICE GENERAL

3.5.	Conclusión	59
CAPÍTULO 4		61
4.	Resultados	61
4.1.	Convertidor electrónico	62
4.1.1.	Parámetros nominales de diseño	62
4.1.1.1.	Diseño	63
4.1.1.2.	Simulación	69
4.1.1.3.	Construcción	71
4.1.2.	Curvas de calibración de sensores	73
4.1.3.	Regulación de voltaje	79
4.1.3.1.	Algoritmo de regulación	79
4.1.3.2.	Evaluación de regulación	81
4.1.4.	Eficiencia	88
4.1.4.1.	Eficiencia a 100 KHz	89
4.1.4.2.	Eficiencia a 80 KHz	91
4.1.4.3.	Comparación de eficiencias	93
4.2.	Seguidor del punto de máxima potencia	93
4.2.1.	Algoritmo de seguimiento	94
4.2.2.	Resultados de seguimiento con el método propuesto	97
4.2.3.	Comparación con el método P&O	104
4.3.	Conclusión	107
CAPÍTULO 5		108
5.	Conclusiones Generales	109
Referencias		112

Glosario

A	Ampere
BJT	Transistor de unión bipolar
Buck	Reductor
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CLC	Filtro Capacitor-Inductor-Capacitor
DCP	Controlador de potencia directa
GTO	Tiristor desactivado por compuerta
GWh	Giga-Watt-hora
I/O	Entrada/salida
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada
IGCT	Tiristor controlado por compuerta integrada
IIER	Instituto de investigación e innovación en energías renovables
IPC	Controlador de potencia indirecta
KHz	Kilo-Herz
KW	Kilo-Watt
LCD	Pantalla de cristal líquido
MPPT	Seguidor del puto de máxima potencia
MW	Mega-Watt
mW	mili-Watt
Ohm	Unidad de resistencia eléctrica

ÍNDICE GENERAL

ORB	Basado en relación óptima
OT	Torque óptimo
P&O	Perturbar y observar
PCB	Placa de circuito impreso
PSMG	Generador de imán permanente
PWM	Modulación por ancho de pulso
rpm	Revoluciones por minuto
s	Segundo
SCR	Rectificador controlado de silicio
SENER	Secretaría de energía
SPMP	Seguidor de punto de máxima potencia
V	Voltaje
W	Watt
WECS	Sistema de conversión de energía eólica

Índice de figuras

1.	Rotor multipala	17
2.	Rotor Monopala, bipala y tripala [12].	18
3.	Turbinas de eje horizontal (sotavento, barlovento) [12].	19
4.	Turbinas con diferente número de álabes.	21
5.	Esquema básico del generador trifásico	23
6.	Transistor BJT	25
7.	Tiristor: SCR	26
8.	Mosfet: Canal N, Canal P	26
9.	Tiristor de desactivación por compuerta (GTO)	27
10.	El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)	27
11.	Transistor controlado de puerta aislada (IGCT)	28
12.	Características de la turbina con respecto a las diferentes velocidades del viento[1].	29
13.	Métodos y algoritmos de SPMP	30
14.	Sistema del convertidor CD-CD	33
15.	Conversion CD, en modo de conmutación	33
16.	Circuito convertidor Buck	35
17.	Operación durante el tiempo de apagado del transistor	36
18.	Operación durante el tiempo de encendido del transistor	37
19.	Respuesta del sistema en el tiempo de encendido y el tiempo de apagado.	38
20.	Esquema de la metodología del proyecto.	45
21.	Esquema de la metodología del diseño implementado	45
22.	Sensor de corriente ACS712ELC-30A.	48
23.	Sensor de temperatura LM35.	50
24.	Arduino UNO con microcontrolador ATMEGA328P.	51
25.	Osciloscopio BK-PRECISION 2542B-GEN de 100 Mhz.	54
26.	Fuente programable Gwinstek APS-1102	55
27.	Carga electrónica BK Precision 8514-1200 W.	56
28.	Diagrama sistemático del sistema de conversión de la energía eólica	63

ÍNDICE DE FIGURAS

29.	Diagrama electrónico del convertidor buck	66
30.	Modelo 3d del convertidor Buck	67
31.	Diagrama electrónico del sistema de adquisición de datos	68
32.	Visualización 3D del diseño realizado para el sistema de adquisición de datos	68
33.	Simulación del circuito eléctrico en Simulink	69
34.	Corriente y voltaje en el inductor a una potencia y voltaje de salida fija	70
35.	Corriente y voltaje en el inductor a una potencia de salida fija	71
36.	Convertidor reductor buck con sistema de adquisición de datos	72
37.	Curva de voltaje y corriente del convertidor	73
38.	Circuito diseñado para el sensado del voltaje de entrada y de salida .	74
39.	Curva de calibración del voltaje de entrada	74
40.	Curva de calibración del voltaje de salida	75
41.	Curva de calibración de la corriente de entrada	76
42.	Curva de calibración de la corriente de salida	76
43.	Curva de calibración del sensor de frecuencia	77
44.	Curva de calibración de la señal PWM	78
45.	Diagrama de flujo para el control de la regulación de voltaje en el convertidor buck	81
46.	Regulación de voltaje a 15 V con voltaje de entrada nominal constante de 30 V y sometidos a incrementos de carga.	82
47.	Regulación de voltaje ante la variación de carga a voltaje de entrada nominal constante de 30 V	83
48.	Ajuste del ciclo de trabajo al incremento de corriente a voltaje de entrada nominal constante de 30 V	84
49.	Regulación de voltaje de salida a 15 V con voltaje de entrada mínima constante de 20 V sometidos a incrementos de carga	85
50.	Ajuste del ciclo de trabajo al incremento de corriente a voltaje de entrada mínima constante de 20 V sometidos a incrementos de carga	86
51.	Regulación de voltaje de salida a 15 V a voltaje de entrada máximo constante de 50 V, sometido a una carga mínima resistiva de 35 ohms	87
52.	Curva de eficiencia del convertidor a una frecuencia de conmutación de 100 KHz	89
53.	Comparación de potencia de entrada y salida del convertidor a 100 KHz sometidos a incrementos de carga al ciclo de trabajo máximo disponible	90
54.	Curva de eficiencia del convertidor a una frecuencia de conmutación de 80 KHz	91

ÍNDICE DE FIGURAS

55.	Comparación de potencia de entrada y salida del convertidor a 80 KHz sometidos a incrementos de carga al ciclo de trabajo máximo disponible	92
56.	Comparación de las curvas de eficiencia del convertidor con frecuencias de conmutación de 100 KHz y 80 KHz	93
57.	Diagrama de flujo del control de seguimiento del punto de máxima potencia propuesto	96
58.	Comportamiento del cambio del ancho de pulso frente a las pendientes (P_o/V_o)	97
59.	Seguimiento de potencia con cambios de carga	99
60.	Seguimiento de potencia con incrementos de voltaje en la entrada de 1 V	101
61.	Seguimiento de potencia con incrementos de voltaje en la entrada de 10 V	103
62.	Comparación del SPMP propuesto con el método P&O ante incrementos de voltaje de entrada de 10 V	105
63.	Comparación del SPMP propuesto con el método P&O ante incrementos de voltaje de entrada de 1 V	106

Índice de tablas

1.	Cuadro comparativo de SPMP [1]	30
2.	Características del convertidor de potencia	62
3.	Criterios de construcción del convertidor	63
4.	Tabla comparativa de los resultados obtenidos en el diseño	64
5.	Elementos utilizados en la construcción del convertidor reductor	71
6.	Ecuaciones de calibración de y correlación	79
7.	Resumen de los resultados obtenidos en la prueba de regulación	88
8.	Porcentajes de regulación del convertidor reductor Buck	88

CAPÍTULO 1

1. Introducción

México cuenta con diversas fuentes energéticas cuya explotación se enfoca principalmente en los recursos no renovables, que representa un riesgo no solo en el agotamiento del recurso energético sino también por la contaminación del medio ambiente durante el proceso de transformación de los recursos, que provoca un impacto ecológico negativo en nuestro país y también a nivel mundial, además el aumento de la temperatura del planeta conlleva a un calentamiento global inminente cambiando las condiciones de vida en el planeta y que sólo se puede revertir si se elimina la emisión de gases de efecto invernadero, producto de la quema de combustibles fósiles, contaminación de los afluentes, tala inmoderada etc.

Tal situación ha motivado a la comunidad científica a desarrollar sistemas energéticos que utilicen fuentes energéticas renovables, de la cual la energía eólica se ha convertido en una de las más importantes, a nivel mundial representa el 14% de la capacidad instalada de sistemas energéticos renovables. Se han realizado investiga-

1 INTRODUCCIÓN

ciones cuyo fin es el desarrollo de aerogeneradores que sitúe a nuestro alcance una tecnología más eficiente y económica para aprovechar mejor la energía del viento.

El control de los aerogeneradores es un campo amplio de estudio, desde el frenado, control de velocidad, regulación y seguimiento máxima de potencia. Dentro de ellas el seguimiento de máxima potencia permite extraer la máxima potencia disponible del viento. El control se aplica al convertidor de potencia, que es el enlace entre el aerogenerador y la carga. Por lo tanto el convertidor actúa como intermediario entre éstos, y es el control quién toma las decisiones para localizar el punto de máxima potencia disponible en el instante de tiempo y ordenar al convertidor entregarla a la carga, aprovechando mejor la potencia del viento.

1.1. Antecedentes

La mayoría de los diseños de aerogeneradores de baja potencia utilizan una conexión directa entre el rotor y el generador eléctrico, sin emplear cajas de multiplicación. En estos generadores se ha generalizado el uso de alternadores síncrono de imán permanente (PSMG).

Los generadores síncronos varían su frecuencia al variar la su velocidad de giro, por lo tanto se le asocia el problema de acoplamiento directo a la red, ya que la red eléctrica necesita una frecuencia constante de operación, por lo tanto estos sistemas emplean un convertidor de CA-CD-CA que permite independizar la frecuencia del generador a la de la red, lo que permite el funcionamiento a velocidad variable.

1 INTRODUCCIÓN

La etapa de control de CA-CD, utiliza un seguidor de punto de máxima potencia, y regula la potencia entregada en la carga mediante la señal por modulación por ancho de pulso que controla a un convertidor electrónico. Este seguimiento permite la extracción máxima de la potencia a cualquier velocidad de giro, limitando a la carga con la potencia máxima disponible. De acuerdo a la maximización de la potencia obtenida por el generador eólico, los algoritmos del SPMP se clasifican de forma general en: Controlador de Potencia Indirecta (IPC) y el Controlador de Potencia Directa (DCP).

(Luis, José, Ian, & Jesús, 2010), Uno de los métodos más difundidos y empleados es el método directo Perturbar y Observar (P&O), esto debido a su sencillez, pero se ha comprobado experimentalmente que el tiempo de convergencia al MPP es inversamente proporcional al tamaño de la perturbación, además la oscilación de potencia alrededor del MPP es directamente proporcional al tamaño de perturbación.

(Nasiri, Milimonfared, & Fathi, 2014), El método indirecto del Torque Optimo (OT) es un método simple, rápido y eficiente, donde no es requerido el sensor para la velocidad del viento, sin embargo no mide directamente la velocidad del viento. Lo que puede considerarse como una ventaja, reduciendo con esto las fluctuaciones derivado del cambio drástico de la velocidad del viento. En esta estrategia, no hay necesidad de equipos adicionales para mejorar el suavizado de potencia de salida del generador porque la parte mecánica puede realizar el suavizado de potencia de salida.

(Kortabarria et al., 2014), propone un algoritmo adaptativo, empleando una modificación del método Hill Climb Search también conocido como el método de Per-

1 INTRODUCCIÓN

turbar y Observar, mediante un ciclo de perturbaciones y observaciones se estima los diferentes valores de torque, después de finalizar el ciclo se compara eso datos con sus respectivas potencias de salida, determinándose el desplazamiento angular óptimo, que proporciona la velocidad óptima que debe alcanzar el generador.

(Daili, Gaubert, & Rahmani, 2015) combina los métodos de P&O y ORB, reduciendo las fluctuaciones en el estado estable, incluso en condiciones de velocidad de viento muy fluctuantes. Aunque, de la misma forma que la estrategia de torque óptimo, el método de relación optima de corriente y voltaje se ve afectada por la fatiga mecánica, presentando nuevos valores de relación óptima de corriente y voltaje.

(Kumar & Chatterjee, 2016), clasifica, define y compara las fortalezas de los metodos mas implementados, indica que el IPC (Control de potencia indirecto) maximiza la potencia mecánica obtenida del viento, mientras que el DPC (Control de potencia directa) maximiza directamente la potencia de salida eléctrica de los generadores y/o convertidores. En los métodos IPC emplean diversos sensores para retroalimentar las variables del sistema de control del MPPT, los métodos DPC por su parte, utilizan los valores de corriente y voltaje,

(Tiwari & Babu, 2016), Los métodos que emplean técnicas de programación como redes Neuronales y lógica difusa, presentan una buena y rápida convergencia, pero son métodos más complejos, y los requisitos de los dispositivos electrónicos de control deben ser mayor. Particularmente la lógica difusa requiere un conocimiento previo del sistema de modo que pueda proporcionar una salida de estado eficiente y estable.

(Fathabadi, 2016a) Propone un nuevo método indirecto con un sensor de veloci-

dad de viento y detecta con precisión la velocidad de la turbina a partir de la tensión de salida del sistema, obteniendo una convergencia del punto de máxima potencia de 18 ms, presenta una estructura muy simple, de bajo costo y una respuesta muy buena a las variaciones repentinas en la velocidad del viento.

(Fathabadi, 2016b) indica que al maximizar la potencia mecánica extraída, se obtiene una λ óptima mecánica ligeramente superior, comparada con la λ óptima eléctrica, es decir, que la λ óptima eléctrica es la que determina finalmente la máxima potencia eléctrica disponible, al emplear un método indirecto, se prioriza la λ mecánica, y se desubica ligeramente la λ eléctrica del punto máximo de potencia. Además utiliza un algoritmo directo sin sensor, empleando voltaje y corriente, rastreando el punto de máxima potencia real del sistema eólico, el resultado del algoritmo de seguimiento basado en búsqueda de pendiente (hill climb search modify) o adaptativo en la cual se ubica punto de máxima potencia con ajustes de paso variable presenta una convergencia de 25 s.

(Lahfaoui, Zouggar, Mohammed, & Larbi, 2017) Implementa el método de perturbar y observar en una tarjeta Arduino para obtener el punto de máxima potencia para cada velocidad de viento de un aerogenerador vertical de baja potencia, los resultados a pruebas de carga variable y velocidad de viento fijo, así como el de carga fija y velocidad de viento variable, en ambos casos los resultados experimentales ubican la potencia extraída en el punto máximo, también resaltan la accesibilidad y bajo costo que presentan las nuevas plataformas como Arduino ante tarjetas de control como DSPACE y FPGA.

La tendencia en el control de los convertidores, comienza a emplear los métodos directos y conjunto con los microcontroladores Arduino, la tecnología libre hace más accesible la adquisición de este hardware en conjunto con el software libre de código abierto, hace posible el trabajo en conjunto con millones de personas que colaboran para mejorar la plataforma. Esto permite a los países emergentes el acceso a las nuevas tecnologías, que años atrás no podían acceder lo que resultaba en un atraso en el crecimiento tecnológico.

1.2. Planteamiento del problema

La aparición de nuevas plataformas tecnológicas de código abierto permiten el desarrollo del control electrónico a un menor costo, los métodos de seguimiento comienzan a aplicarse bajo estas plataformas, pero aun se desconoce la respuesta del resto de los algoritmos de seguimientos de máxima potencia, tanto métodos directos como indirectos.

Los métodos de control indirectos no se ubican en el punto de máxima potencia eléctrica. Los sensores de variables mecánicas tienden a descalibrarse con el tiempo. Los métodos directos que también emplean parámetros óptimos de referencia como los indirectos, presenta una convergencia rápida, pero al igual que los métodos indirectos los parámetros óptimos cambian por la variación en la temperatura, densidad y el desgaste mecánico, además es específico para cada aerogenerador, el método directo de búsqueda por pendiente no requiere parámetros óptimos, por lo tanto no existe un desajuste, porque se obtiene la potencia eléctrica real del aerogenerador,

pero el tiempo de convergencia es muy elevado, por lo tanto, en cada instante de tiempo que el viento cambia de velocidad el algoritmo se retrasa en la búsqueda del punto de máxima potencia.

1.3. Justificación

Pertinencia

Es deseable que el sistema eólico opere adecuadamente, pero la variabilidad del viento, impone un reto complejo al sistema eólico. Por lo que la transferencia de potencia, se realiza mediante el control de los convertidores o procesador de potencia, para indicarle que la potencia que se demande del generador eólico, es la que corresponde a la potencia real que se encuentre produciendo en el instante del tiempo. Exigir más potencia a un generador conlleva a pérdidas de potencia por sobredimensionar la carga al generador, y extraer menos potencia de lo que genera en el instante conlleva, en el caso del generador eólico, a embalamiento por no aprovechar la potencia restante, en ambos casos se opera fuera del punto máximo de potencia adecuada.

Por lo tanto, el control de un convertidor de potencia para extraer la máxima potencia disponible del viento, sin embalar por aligerar la carga o frenar por aumentar dicha carga, resulta necesario, además el aprovechamiento máximo de la energía renovable aumenta la eficiencia del sistema de conversión energética.

Relevancia

1 INTRODUCCIÓN

El impacto ambiental que ha generado la contaminación, provocado por la explotación y el consumo desmedido de los recursos no renovables, ha causado grandes problemas meteorológicos inusuales en el mundo. Por lo que es urgente la implementación mundial de sistemas energéticos renovables, que son sistemas amigables con el medio ambiente. Por esta razón se ha incrementado la investigación, difusión e implementación de sistemas de energías renovables.

El proyecto contribuye a alcanzar la meta propuesta por el gobierno federal para el año 2050, que el 60 % de las capacidades instaladas de generación de energía provengan de sistemas energéticos renovables, este aporte se logra al mejorar la eficiencia obtenida de la potencia eléctrica empleando el mismo equipo.

México cuenta con un potencial eólico de 87 600 GWh/año (SENER, 2014), que representa el 30 % de la energía generada anualmente en nuestro país, aunque ya se cuenta con una capacidad instalada de 2760 MW, esto se concentra principalmente en parques eólicos ubicados la gran mayoría en el istmo de Tehuantepec, desafortunadamente la energía eólica a baja potencia no se aprovecha por la falta de tecnología competitiva, la propuesta atiende a las necesidades de consumidores a pequeña escala ubicados en zonas con potencial eólico.

La energía es importante para el desarrollo del país, por ello es necesario aprovechar las fuentes renovables disponibles y mejorar las condiciones de vida de las comunidades más alejadas del desarrollo social. Otra de las razones para desarrollar este proyecto es el mejoramiento de los sistemas existentes, mediante el aumento de la eficiencia del sistema y disminución del costo, con ello el desarrollo de esta

tecnología debe estar al alcance de todos.

1.4. Hipótesis

Mediante el desarrollo de un control SPMP directo de paso variable aplicado en una plataforma de código abierto se aumenta la velocidad de convergencia al punto de máxima potencia y se mejora la eficiencia del aerogenerador al garantizar la extracción máxima de potencia disponible en el transcurso del tiempo.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Diseñar, construir y evaluar un sistema de control para optimizar la extracción de la potencia eléctrica de la turbina eólica de velocidad variable mediante el control seguidor del punto máximo de potencia, empleando un algoritmo de control directo.

1.5.2. Objetivos particulares

- Diseñar y simular el convertidor reductor Buck.
 - Desarrollo del algoritmo de control SPMP directo de paso variable.
 - Diseñar el sistema de adquisición de datos.

1 INTRODUCCIÓN

- Diseñar el circuito sensor de frecuencia del voltaje AC del generador eléctrico.
- Construir el sistema de control.
 - Construcción del circuito electrónico del convertidor reductor Buck mediante el PCB del diseño.
 - Construcción del circuito electrónico de para la adquisición de datos mediante el PCB del diseño.
 - construcción del circuito electrónico para el sensado de frecuencia mediante el PCB del diseño
- Evaluar el sistema de control de acuerdo a la normativa.
 - Realizar las curvas de calibración de los sensores y la señal PWM.
 - Prueba de eficiencia del convertidor de acuerdo a la norma NOM-EM-128-SCT1-1994.
 - Prueba de regulación del convertidor de acuerdo a la norma NOM-EM-128-SCT1-1994.
 - Evaluación del SPMP propuesto en condiciones de voltaje fijo carga variable.
 - Evaluación del SPMP propuesto en condiciones de voltaje variable y carga fija.
 - Comparación de resultados con el método de P&O

1.6. Aportaciones

Este trabajo realiza una importante aportación al proyecto de construcción de un sistema eólico de baja potencia, que se desarrolla en el IIIER.

Específicamente se realizan las siguientes aportaciones:

- Construcción de un convertidor de 300 W de potencia máxima
- Implementación de un método SPMP directo de paso variable sin sensores mecánicos.
- Implementación de un método de regulación de voltaje de corta velocidad de respuesta.
- Seguimiento de la curva de potencia.

Además se pretende instaurar las bases para futuros trabajos enfocados en el desarrollo de estrategias de control para el SPMP aplicados a diversos sistemas de conversión de energía eólica.

1.7. Conclusión

En los últimos años el avance tecnológico de los aerogeneradores ha sido dirigido principalmente hacia los de alta potencia, y se debe principalmente al mejor aprovechamiento de la energía eólica disponible. Sin embargo la tecnología de ae-

1 INTRODUCCIÓN

rogeneradores de baja potencia pudiera tener un mayor peso que la producción de energía a través del concepto de redes distribuidas.

Los aerogeneradores de baja potencia son cada vez más utilizadas para uso urbano, en viviendas, iluminación, pequeños negocios, fábricas y otros.

El gran problema sigue siendo los altos precios y su fiabilidad. La fiabilidad en gran medida es afectada por las fallas constantes de los convertidores, inversores y sistemas de control.

Mejorar la eficiencia sigue siendo un reto en el desarrollo de aerogeneradores de baja potencia y esta depende en gran medida de la calidad del SPMP.

CAPÍTULO 2

2. Marco Teórico

El aerogenerador es un sistema integral que abarca distintas disciplinas de la ciencia, por lo tanto para lograr un control adecuado es importante conocer los fundamentos teóricos que permiten comprender los principios básicos de la eólica.

La fundamentación de los conocimiento teóricos permiten el desarrollo consciente de la eólica. Los enfoques mecánicos, y eléctricos son la base del funcionamiento de los aerogeneradores, ayudados por sus respectivas especializaciones científicas, como por ejemplo la aerodinámica, la electrónica de potencia y los sistemas de control, así como la programación fundamental o algoritmos para los sistemas de control.

La importancia de aprovechar al máximo la energía obtenida de los sistemas de energía renovable, ha llevado a la búsqueda de métodos que permitan una mejor extracción de energía. El estudio de estos métodos son conocidos como algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia.

Los métodos que han aperturado la posibilidad del mejoramiento de los sistemas de control, así como la conversión de energía han sido cambiantes en los últimos años, esto es gracias a los avances en el conjunto de las áreas integrales que conforman a los sistemas eólicos. Por lo tanto la fundamentación también ha sufrido algunos cambios, que es necesario conocer para comprender mejor a los sistemas eólicos de baja potencia.

2.1. Generalidades del aerogenerador

Actualmente la energía eólica se emplea principalmente en la producción de energía eléctrica. Las máquinas utilizadas en este proceso, en apariencia muy similar a los molinos de viento tradicionales, reciben el nombre de aerogeneradores.

Los aerogeneradores aprovechan la energía mecánica del viento para producir electricidad. Existen dos aplicaciones generales para utilizar la energía eléctrica generada a partir de los aerogeneradores de baja potencia: instalaciones aisladas e instalaciones conectadas a la red eléctrica.

Sistemas aislados: Las pequeñas turbinas eólicas pueden ser fuente económica de electricidad para sitios aislados. La aplicación más común de sistemas aislados es la electrificación de viviendas rurales, para la cual existen diferentes configuraciones.

Sistemas individuales: Generalmente, cuentan con un pequeño aerogenerador, una o más baterías para almacenar la energía generada y un regulador que controla la carga y descarga de las baterías. Dependiendo de la aplicación, pueden incluir un

inversor para transformar la electricidad de corriente continua en alterna.

La potencia del viento P_v que incide sobre un rotor cuya área barrida es $A(m^2)$, es proporcional a la densidad $\rho(Kg/m^3)$ y al cubo de la velocidad del viento $V(m/s)$ [1].

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A V^3 \quad (2.1)$$

El límite de Betz, establece que cualquier sistema de aprovechamiento del recurso eólico puede transformar como máximo un 59.3 % de la potencia indicada. El coeficiente de potencia mecánica C_p , se puede interpretar como el rendimiento que presenta el rotor eólico y depende fundamentalmente del ángulo de paso de pala β , y del coeficiente de velocidad específica λ , que es la relación entre la velocidad lineal en la punta de la pala y la velocidad del viento incidente [2].

$$\lambda = \frac{\omega R}{V_w} \quad (2.2)$$

donde:

λ : *Velocidad específica*

ω : *Velocidad angular* ($\frac{rad}{s}$)

R : *Radio* (m)

V_w : *Velocidad del viento* ($\frac{m}{s}$)

$$P_m = P_v \cdot C_{p,m}(\lambda, \beta) \quad (2.3)$$

Sustituyendo la ecuación de la potencia mecánica(2.1) , en la ecuación (2.2), se obtiene la siguiente ecuación¹²

$$P_m = \frac{1}{2}\rho AV^3 \cdot C_{p,m}(\lambda, \beta) \quad (2.4)$$

El producto del coeficiente de potencia mecánico por el rendimiento mecánico (debido al rozamiento mecánico) y eléctrico (pérdidas en el hierro, cobre, por conmutación, etc.), se denomina coeficiente de potencia eléctrico $C_{p,e}$

$$C_{p,e} = C_{p,m}(\lambda, \beta) \cdot \eta_m \cdot \eta_e \quad (2.5)$$

A continuación se muestra la ecuación de potencia eléctrica en función de la velocidad del viento [1]

$$P_e(v) = \frac{1}{2}\rho AV^3 C_{p,e}(v) \quad (2.6)$$

2.2. Aerogeneradores de eje horizontal de baja potencia

Los rotores de eje horizontal se caracterizan porque hacen girar sus palas en dirección perpendicular a la velocidad del viento incidente. La velocidad de giro de

2 MARCO TEÓRICO

las turbinas de eje horizontal sigue una relación inversa al número de sus palas, o de forma más precisa al parámetro denominado *solidez* que indica el cociente entre la superficie ocupada por las palas y la superficie barrida por ellas. Así, las turbinas de eje horizontal se clasifican en turbinas con rotor *multipala* o *aeroturbinas lentas* y rotor tipo *hélice* o *aeroturbinas rápidas*. Las características básicas y aplicaciones de los dos tipos de turbinas se indican a continuación.

2.2.1. Rotores multipala (Aeroturbinas lentas)

Los rotores multipalas se caracterizan por tener una solidez elevada, producto del número elevado de palas que presenta, generalmente varían de 6 a 24 (ver Fig. 1). Además de presentar elevados pares de arranque y una reducida velocidad de giro. La velocidad lineal en la punta de la pala de estas máquinas, en condiciones de diseño, es del mismo orden que la velocidad del viento incidente, por lo tanto su velocidad específica es baja.



Figura 1: Rotor multipala

Esta es una de las razones por lo que no se emplea para generación de electricidad, su aplicación más común es el de bombeo de agua.

2.2.2. Rotores tipo hélice (Aeroturbinas rápidas)

Los rotores tipo hélice de la figura 2 giran a una velocidad mayor que los rotores multipala. La velocidad lineal en la punta de la pala de estas máquinas varían en un margen de 6 a 14 veces la velocidad del viento incidente en condiciones de diseño, esta propiedad hace que las aeroturbinas rápidas sean muy apropiadas para la generación de energía eléctrica, ya que el elemento mecánico que acondiciona la velocidad de giro de la turbina con la velocidad de giro del generador es menor en tamaño y coste. Los rotores tipo hélice presentan un par de arranque reducido que, en la mayoría de las aplicaciones, es suficiente para hacer girar el rotor durante el proceso de conexión.

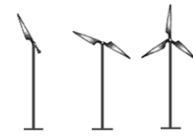


Figura 2: Rotor Monopala, bipala y tripala [12].

2.3. Aerodinámica del rotor eólico

2.3.1. Rotor eólico

Se entiende por rotor eólico el conjunto de componentes del aerogenerador que giran fuera de la góndola. Estos componentes son las palas, el buje y el mecanismo de cambio de paso de la pala. Desde un punto de vista de diseño y fabricación, cada uno de estos componentes se puede considerar como elementos independientes. Sin embargo, cuando se estudia su funcionamiento, es muy adecuado incluirlos, como partes del rotor eólico o bien como componentes del tren de potencia. Las palas, claramente pertenecen al rotor eólico, sin embargo, en cuanto al buje y al mecanismo de cambio de paso esta pertenencia no es tan clara.

2 MARCO TEÓRICO

El rotor convierte la energía del viento en rotación, el tipo de rotor eólico más adecuado en turbinas eólicas diseñadas para producir energía eléctrica es el rotor tipo hélice. Esta denominación se basa en que el principio de funcionamiento aerodinámico y estructural de las hélices utilizadas en la tecnología aeronáutica se puede aplicar a los rotores eólicos de los aerogeneradores de eje horizontal, aunque con algunas restricciones.

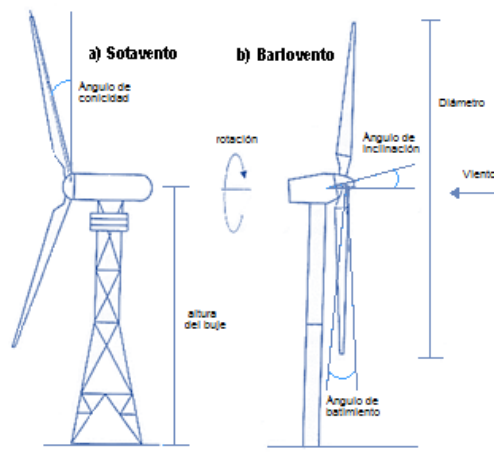


Figura 3: Turbinas de eje horizontal (sotavento, barlovento) [12].

En la figura 3 se representa la configuración de los rotores eólicos para dos turbinas de eje horizontal una de ellas orientada a sotavento (a) y otra a barlovento (b). Las turbinas eólicas orientadas a barlovento presentan un ángulo de conicidad, que es el ángulo que forma el eje longitudinal de la pala con respecto al plano normal del eje de giro del rotor. Esta disposición de la pala hace que las fuerzas centrífugas originadas en la pala contrarresten los esfuerzos aerodinámicos de empuje.

2.3.1.1. Elementos del rotor eólico de baja potencia

A continuación se describe los elementos de la estructura de un rotor:

Álabes

Conocidos también como aspas o palas, los álabes son una parte imprescindible y fundamental en una turbina eólica. Realizan varias tareas y deben resistir grandes cargas. Los álabes toman la energía del viento, la capturan y la convierten en rotación en el buje. El perfil aerodinámico de los álabes es similar al perfil del ala de un avión. Los álabes emplean el mismo principio de la fuerza de empuje que actúa por la parte de abajo del ala. El aire produce una sobrepresión en la parte inferior y un vacío en la parte superior. Esta provoca una fuerza de empuje que hace que el rotor rote [12].

Números de álabes

Actualmente la mayoría de los rotores tienen tres álabes, son de eje horizontal y poseen diámetros entre 40 y 80 m. Además de los bien conocidos rotores de tres aspas, existen los de dos aspas o bipalas y de una sola pala como se muestra en la figura 4, además de los multipalas empleados fundamentalmente en los pequeños aerogeneradores y en los molinos de viento para el bombeo de agua.

En el tiempo se ha demostrado que los rotores de tres palas son más eficientes en lo que respecta a la producción de energía en las grandes turbinas eólicas. Además, estos rotores permiten una distribución de masa más adecuada, lo que hace que la



Figura 4: Turbinas con diferente número de álabes.

rotación sea más suave y tenga una apariencia de más tranquilidad visual. En definitiva, los rotores tripalas son los que se han impuesto por las razones anteriores [12].

Materiales

Tradicionalmente, los materiales utilizados en la fabricación de palas han sido la madera, el acero, el aluminio y en los últimos años los materiales compuestos: poliéster o resina epóxica reforzado con fibra de vidrio o fibra de carbón. La madera sola o su combinación con resina epóxica es cada vez menos usada en la fabricación de aspas. Los álabes de aluminio y las aleaciones de acero son pesados y vulnerables a la fatiga. Estos materiales son, por lo tanto, generalmente solo usados en turbinas muy pequeñas. Los álabes deben ser de bajo peso y tener un comportamiento mecánico adecuado durante su vida útil y los materiales compuestos son los que cumplen todos estos requisitos, por eso se han impuesto [12].

Diseño y perfil

El diseño de un rotor de una turbina eólica se basa en el principio de definir la geometría más adecuada de los álabes para alcanzar el comportamiento deseado. Las

aspas deben ser además fáciles de fabricar y tener una adecuada resistencia estructural, para resistir las altas cargas a que van a estar sometidas. El tipo de perfil aerodinámico es uno de los parámetros de diseño más importantes en el funcionamiento de las turbinas eólicas fabricadas para girar a alta velocidad [12].

Buje

El buje es el componente del rotor que une las palas con el sistema de rotación y constituye el centro del rotor, al cual se fijan los álabes. El buje se fabrica de hierro o acero fundidos.

El buje transmite la energía desde el rotor hasta el generador. Si la turbina eólica posee caja multiplicadora, el buje se conecta al árbol de baja velocidad de la caja multiplicadora, convirtiendo la energía del viento en energía rotacional. Si la turbina es de conexión directa, el buje transmite la energía directamente al generador, el buje puede ser de tipo rígido o basculante [12].

2.4. Generador síncrono de imanes permanentes

Una vez extraída la potencia del viento, y traspasada al eje del aerogenerador, es necesario convertir esa potencia mecánica de giro en potencia eléctrica. Con este fin se acopla un generador sincrónico a este eje en movimiento.

Un generador sincrónico monofásico consiste en una máquina rotatoria elemental formada por un campo magnético constante en el tiempo que gira y una bobina

2 MARCO TEÓRICO

plana estática, dicha rotación del campo provoca una variación temporal del flujo magnético que atraviesa la bobina plana, ésta variación induce un voltaje alterno sinusoidal en los terminales de la bobina debido a la variación en el tiempo del flujo enlazado por ésta. La frecuencia de esta onda senoidal de voltaje, tendrá relación directa con la frecuencia de giro de la bobina que enlaza el flujo magnético, de ahí nace el nombre sincrónico, puesto que ambas frecuencias, tanto la mecánica de giro del campo como la eléctrica del voltaje, están sincronizadas, de acuerdo al número de polos magnéticos (encargados de generar el campo magnético que atraviesa la bobina) que posea el generador [13].

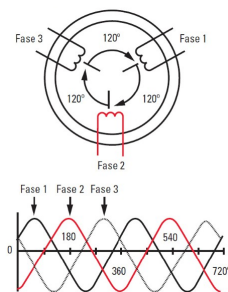


Figura 5: Esquema básico del generador trifásico

En los diseños prácticos, la configuración antes descrita se adopta para facilitar el acceso a las bobinas, puesto que si estas estuvieran moviéndose, el empleo de contactos rozantes para mantener la conducción de corriente eléctrica resultaría una solución más compleja. En cuanto a los polos de la máquina, se puede encontrar que para un enrollado de estator de (p) polos, frente al cual gira a (n_s) rpm un campo magnético también de (p) polos, la frecuencia del voltaje generado está dada por la relación [14]:

$$f = \frac{pn_s}{120} \quad (2.7)$$

donde:

f : Frecuencia (hz)

p : Numero de polos (par)

n_s : Velocidad de giro (rpm)

Esto es independiente del número de fases del generador $n\varphi$. Hoy en día se utilizan principalmente sistemas de generación trifásicos, es decir, que constan de tres grupos de bobinas aislados eléctricamente, colocados en forma equiespaciados ($\alpha = 120^\circ$).

2.5. Electrónica de potencia

La electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de los motores eléctricos.

La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica. También se centra en el estudio de los circuitos y técnicas que permiten la manipulación de la energía eléctrica utilizando semiconductores [15].

Normalmente tiene una fuente primaria de energía (la red eléctrica, es lo más habitual, pero puede ser una batería, un generador eólico o cualquier otra fuente de energía eléctrica) que presenta la energía de una determinada forma, y esta es adecuada de la forma más eficiente posible, respetando los condicionantes y especificaciones que esta fuente energética imponga.

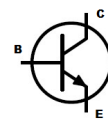
2 MARCO TEÓRICO

La energía recolectada es entregada a una carga de potencia. Por ejemplo: red de iluminación, computadoras, motores, baterías, inyección de energía a la red eléctrica. Hoy día casi todo precisa alimentación eléctrica: tensión estabilizada, protecciones, cambios de frecuencia, etc., Esto es perteneciente al campo de estudio de la electrónica de potencia.

2.5.1. Elementos de la electrónica de potencia

Los semiconductores de potencia pueden ser no controlados (diodos) o controlados (transistores bipolares, transistores MOSFET, transistores IGBT, tiristores, GTO e IGCT. En la selección del semiconductor controlado es importante considerar la potencia que soporta el dispositivo, tanto en su punto máximo, como el nominal, considerando los valores máximos de tensión, intensidad, la frecuencia máxima de conmutación y el rendimiento del convertidor construido con el semiconductor en cuestión [15].

Las pérdidas de conmutación y las caídas de voltaje durante la conducción que presentan los semiconductores influyen en el rendimiento de los convertidores electrónicos.



Pero se destaca una característica importante en el acoplamiento de los semiconductores, porque brindan la posibilidad de conexión en serie o en paralelo, creando redes de encendido o apagado, cuyas ventajas engloba la protección misma de los dispositivos [15].

A continuación se menciona una breve descripción de los dispositivos semicon-

2 MARCO TEÓRICO

ductores más comunes en la electrónica de potencia.

Transistores Bipolares (BJT): Son muy fáciles de controlar, pero su ganancia de corriente en modelos de tensiones elevadas es muy reducida. Por este motivo se usan montajes en cascada de dos o tres transistores (*darlington*). La frecuencia máxima de conmutación está alrededor de 5 kHz. No soporta potencias muy elevadas: las máximas tensiones e intensidades disponibles son 1,400 V y 800 A [16] (ver Fig. 6).

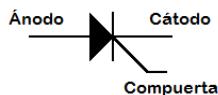


Figura 7: Tiristor: SCR

Tiristores SCR:

El tiristor SCR o rectificador controlado de silicio es el semiconductor de potencia más robusto y fiable, ya que, a diferencia del transistor, puede soportar elevadas sobre-

intensidades durante tiempos reducidos. Su frecuencia de operación está limitada a 1 kHz, soporta tensiones e intensidades hasta 6,000 V y 5,000 A [16] (ver Fig. 7).

Transistores MOSFET: La frecuencia de conmutación puede ser superior a 100 kHz. Por el contrario, sus pérdidas en conducción son elevadas, opera para una capacidad de potencia baja, pero la velocidad de conmutación es rápida [16] (ver Fig. 8).

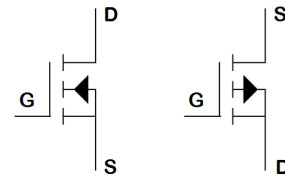


Figura 8: Mosfet: Canal N, Canal P

Tiristores GTO: Se puede apagar mediante un impulso de corriente negativo en su puerta. Sin embargo, su principal inconveniente está en las elevadas pérdidas de conmutación, maneja grandes tensiones y corrientes de hasta 4,500 V y 4,000 A [15]

2 MARCO TEÓRICO

(ver Fig. 9).

Transistores IGBT: El IGBT es la combinación de un MOSFET y un bipolar. Se controla por tensión y precisa sólo un pequeño impulso de corriente para encenderlo o apagarlo. Su frecuencia máxima de conmutación es de 200 kHz. Las tensiones e intensidades límites son 3,300 V y 1,200 A [15]. el IGBT es el interruptor más empleado hoy en día en convertidores de potencias medias (ver Fig. 10).

Transistores IGCT: Son tiristores controlados de puerta aislada, es un tipo de semiconductor de alta potencia que combina las cualidades de los tiristores (como la baja resistencia en conducción, o su robustez) con las de los IGBT's (capacidad de apagado por puerta o los niveles de corriente de saturación) (ver Fig. 11).

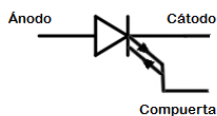


Figura 9: Tiristor de desactivación por compuerta (GTO)

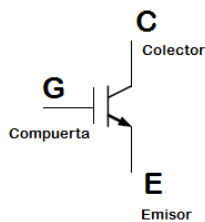


Figura 10: El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)

Estos elementos son la base de los dispositivos más complejos utilizados en la conversión y el control de la energía, un ejemplo claro de ello, son los rectificadores de IGBT's, empleados exclusivamente en sistemas de voltajes y corrientes elevados,

existen diversos dispositivos creados a partir de estos elementos electrónicos de potencia, como los convertidores de frecuencia, rectificadores trifásico, inversores trifásico, etc.

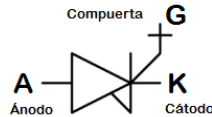


Figura 11: Transistor controlado de puerta aislada (IGCT)

2.6. Métodos de control para aerogeneradores por seguimiento del punto máximo de potencia (SPMP)

Las turbinas eólicas presentan características particulares de potencia a determinadas velocidades, esta relación se establece desde el diseño del rotor eólico, y se conoce como curva de potencia.

El objetivo del sistema de control en la operación de aerogeneradores de velocidad variable es la generación de máxima potencia. Esto es lo que en la literatura se denomina seguimiento del punto de máxima potencia.

Para velocidades del viento mayores que la nominal, la captura energética de la turbina debe limitarse, usualmente, en sistemas de velocidad variable, la operación a velocidad variable de un aerogenerador es independiente del tipo de generador empleado, ya que está basada en un control del par de la máquina eléctrica; en un generador síncrono de imanes permanentes, el control de par se realiza variando la componente transversal de la corriente estática en sistema de referencia ligado al

2 MARCO TEÓRICO

flujo de los imanes [12].

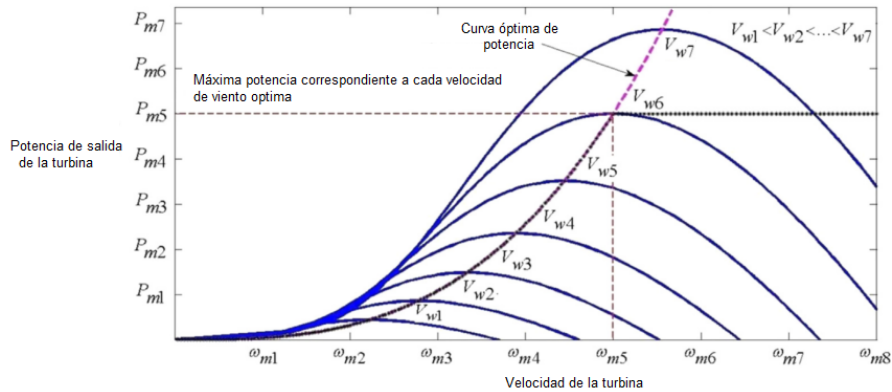


Figura 12: Características de la turbina con respecto a las diferentes velocidades del viento[1].

Las técnicas de seguimiento del máximo punto de potencia (*Maximum Power Point Tracking*), se encargan de establecer el punto de operación de los sistemas de control de tal forma que se alcance la máxima energía disponible del viento en cualquier instante del tiempo, en la figura 12 se observa que a cada velocidad de viento corresponde a una potencia máxima en la salida, la curva que une a todos los puntos máximos de potencia conforma a la curva de potencia óptima del aerogenerador [1].

Las estrategias de seguimiento del punto máximo de potencia se dividen en control directo e indirecto. El *control directo* de velocidad se basa en hacer girar la turbina a la velocidad óptima mediante la acción directa de un regulador [12].

El *control indirecto* emplea variables mecánicas como pueden ser: velocidad del viento, torque, rpm o lambda y la compara con un parámetro óptimo de referencia [1].

2 MARCO TEÓRICO

En la figura 13) se muestra la clasificación de los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia [1].

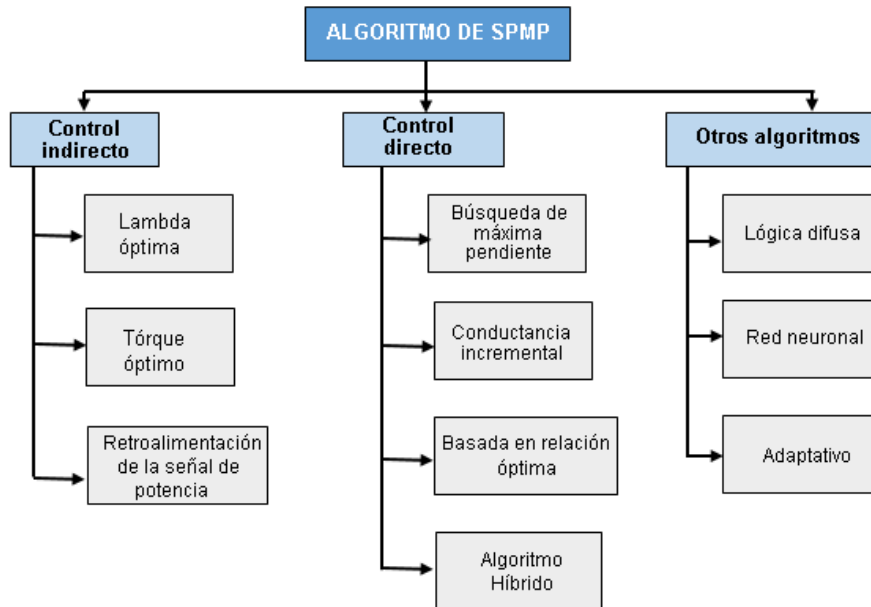


Figura 13: Métodos y algoritmos de SPMP

El principal objetivo de los diferentes métodos mencionados es seguir el punto óptimo de potencia de la turbina eólica de velocidad variable. En la tabla 1 se muestra una comparación entre los métodos de seguimiento del punto de máxima de potencia.

Algoritmo	Complejidad	Convergencia	Memoria	Medición(V_p)	Rend. en cond. dif. de v.	Inf. previa
TSR	Simple	Rápido	No	Si	Moderado	No requiere
OT	Simple	Rápido	No	No	Moderado	Requiere
PSF	Simple	Rápido	Si	Si	Moderado	No requiere
HCS	Simple	Bajo	No	No	Moderado	No requiere
HCS MODIFICADO	Alto	Rápido	No	No	Muy bueno	No requiere
INC	Simple	Bajo	No	No	Moderado	No requiere
INC MODIFICADO	Medio	Medio	No	No	Bueno	No requiere
ORB	Simple	Medio	No	No	Moderado	No requiere
HÍBRIDO	Medio	Rápido	No	No	Bueno	No requiere
FUZZY	Alto	Medio	Yes	Depende	Muy bueno	Requiere
NN	Alto	Medio	Yes	Depende	Muy bueno	Requiere
ADAPTATIVO	Alto	Medio	Yes	Depende	Muy bueno	Requiere

Tabla 1: Cuadro comparativo de SPMP [1]

Los algoritmos de lambda óptima (TSR), torque óptimo (OT) y retroalimentación de la señal de potencia (PSF), maximizan la potencia mecánica extraída del viento, considerando las pérdidas por el límite de betz, y la eficiencia del rotor eólico. el resto de los algoritmos se enfocan en maximizar la potencia eléctrica, maximizando la corriente y el voltaje obtenido en el convertidor [1].

En la tabla 1 se observa que los métodos directos son de complejidad simple, pero con el inconveniente de la medición de la velocidad del viento o el conocimiento previo del sistema.

2.7. Convertidores CD-CD

Los convertidores de corriente directa a corriente directa de modo conmutación, convierten la entrada de CD variable no regulada en una salida estable y controlada de CD, a un valor de voltaje deseado.

Las aplicaciones de este dispositivo electrónico es cada vez mas frecuente en sistemas de regulación, conversión, transmisión, etc. de energía eléctrica. La regulación de voltaje es muy importante en la vida actual, y esto se debe a los dispositivos electrónicos más sofisticados son cada vez más comunes en los hogares, y requieren de una especificación eléctrica mas precisa.

En el campo de las energías renovables, los convertidores están cambiando el concepto de almacenamiento de energía, al permitir convertir las energías renovables a energía eléctrica, lo que facilita la interconexión a la red publica de energía eléctrica,

o a la carga de baterías, manteniendo siempre condiciones de voltaje constante a la salida del convertidor.

A continuación se enlistan los diferentes tipos de topologías empleadas en la construcción de los convertidores:

- Convertidor reductor (buck).
- Convertidor elevador (boost).
- Convertidor reductor/elevador (buck-boost).
- Convertidor cúb.
- Convertidor de puente completo.

Las topologías buck y boost son configuraciones básicas, las demás son combinaciones y adaptaciones de las estas topologías [17].

En la figura 14 se muestra las etapas del convertidor CD-CD de potencia, es importante señalar que al principio del sistema existe una etapa rectificadora no controlada, esto sucede cuando la señal que se introduce al convertidor es AC, por lo tanto los rectificadores se encargan de convertirla a CD.

2.7.1. Control de Convertidores CD-CD

La conmutación permite el control de los convertidores, el tiempo de apagado y el tiempo de encendido, permite controlar la salida a un determinado voltaje con un

2 MARCO TEÓRICO

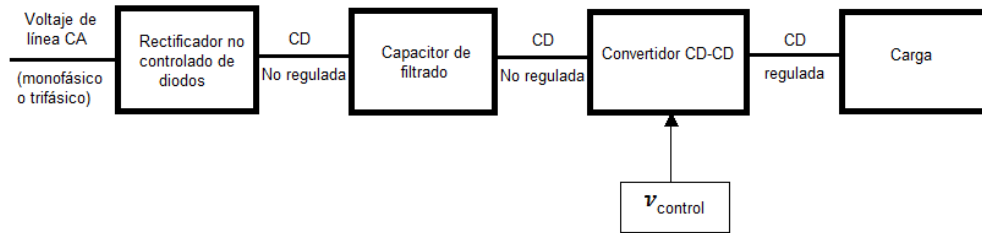


Figura 14: Sistema del convertidor CD-CD

voltaje variante de entrada.

La conmutación constante es muy empleado en el control de los convertidores, es decir el periodo es igual a la suma del *tiempo enc* y el *tiempo apag*, este método se denomina *Modulación por ancho de pulso (PWM)*, y en el se varía el ciclo de trabajo,

$$D = \frac{t_{enc}}{T_s} \text{ Ciclo duty.}$$

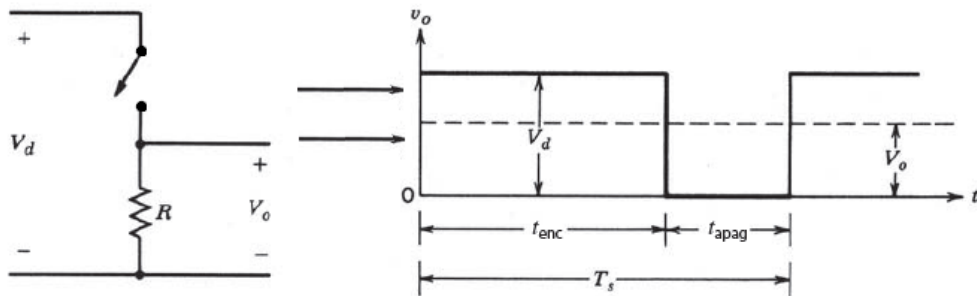


Figura 15: Conversion CD, en modo de conmutación

Al comparar una señal de control con una onda repetitiva, se obtiene el error entre ambas, al ser amplificado este error, se obtiene una señal cuadrada variante en el ancho de pulso, es decir, la señal PWM.

La onda repetitiva se conoce como frecuencia portadora, y es la encargada de establecer la frecuencia de conmutación y suele ser en el orden de los kHz, la señal de control indica el ancho del pulso [15].

En los convertidores existen dos modos de conducción o régimen de operación :

- 1) Conducción de corriente continua
- 2) Conducción de corriente discontinua

En el primer modo de conducción, como lo especifica, permite el flujo continuo de corriente, esto se debe a que cuando el interruptor esta encendido, el interruptor permite el flujo de corriente a través de un inductor, y cuando se apaga el interruptor, debido al almacenamiento de energía inductiva ésta sigue fluyendo, por lo tanto, por el inductor la cantidad de corriente se mantiene superior a cero en cada instante de tiempo [15].

En el caso del modo discontinuo, se presenta una variación de la frecuencia de trabajo, es decir la suma del tiempo de encendido y el tiempo de apagado no es constante, por lo tanto ésta es una aplicación particular del convertidor de CD, en donde la corriente por el inductor en algún momento del tiempo se vuelve cero [15].

2.7.2. Convertidor reductor (buck)

El convertidor reductor o Buck, genera un voltaje más bajo que el de la entrada. Esta función se aplica principalmente en la regulación de voltaje y el control de motores, en la figura 16 se muestra el diagrama básico del convertir reductor, compuesto

2 MARCO TEÓRICO

de un conmutador activo y otro pasivo, además de un filtro LC (inductivo-capacitivo) a la salida, en esencia los conmutadores convierten en señal cuadra positiva, la señal directa de la entrada y el filtro LC de la salida mantiene una señal constante o CD.

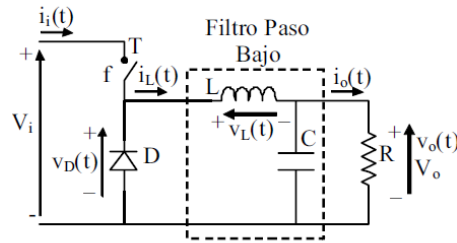


Figura 16: Circuito convertidor Buck

En el tiempo en el que el interruptor esta conmutado en Off (tiempo de apagado), el diodo que se muestra en la figura 17, entra en polarización directa, la corriente de la inductancia pasa a través del diodo entregando parte de su energía a la carga. La corriente es cero por el interruptor $i_Q(t)$, la bobina comienza a descargar la energía almacenada a través del diodo, por lo tanto $i_D(t)$ e $i_L(t)$ comienzan a disminuir la cantidad de corriente que pasan por ellos.

Donde:

$i_Q(t)$ = Corriente del transistor

$i_D(t)$ = Corriente a través del diodo

$i_L(t)$ = Corriente a través del inductor

Cuando conmuta en Ton(tiempo de encendido), como se muestra en la figura 18, el diodo se polariza en inversa, por lo tanto por $i_D(t)$ no circula corriente, por el contrario, en el interruptor circula corriente que comienza a cargar la bobina, y por

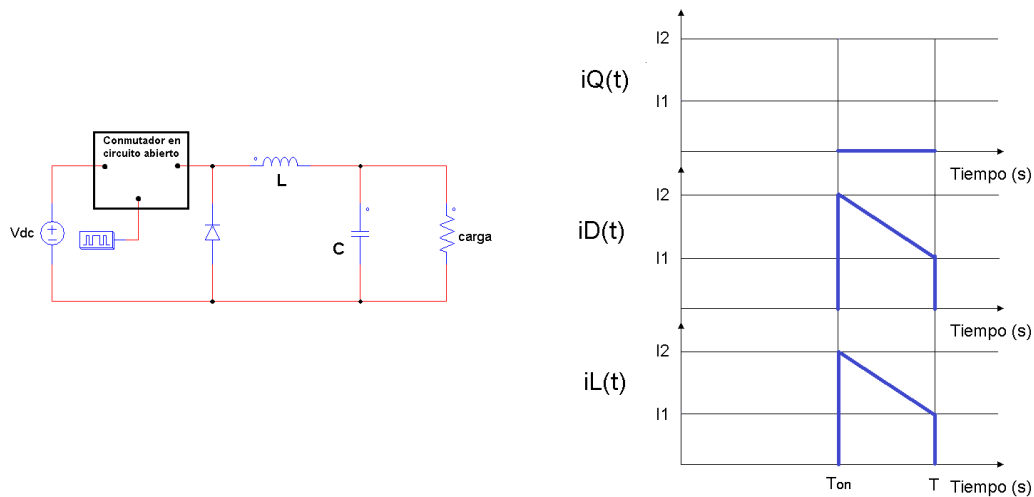


Figura 17: Operación durante el tiempo de apagado del transistor

lo tanto $i_Q(t)$ e $i_L(t)$ tiende a incrementar la corriente.

Aunque se presentan fluctuaciones en el voltaje de salida, esto es debido al voltaje de rizo, es por tal motivo que el capacitor actúa como filtro pasabajas para atenuar el rizo.

El convertidor buck es también conocido como *step-down* porque el voltaje a la salida es menor que el voltaje en la entrada, bajo el supuesto de que los elementos que conmutan son ideales y la carga es puramente resistiva, el voltaje de salida solo depende del ciclo de trabajo. En la figura 19 se muestra el comportamiento de la corriente en un periodo conformado por el tiempo de encendido más el tiempo de apagado del interruptor activo, como se puede observar la corriente en el inductor pasa de un valor indicado como I_1 al I_2 , estos valores a su vez son distintos de cero, por lo tanto, se puede decir que el comportamiento del convertidor es en modo

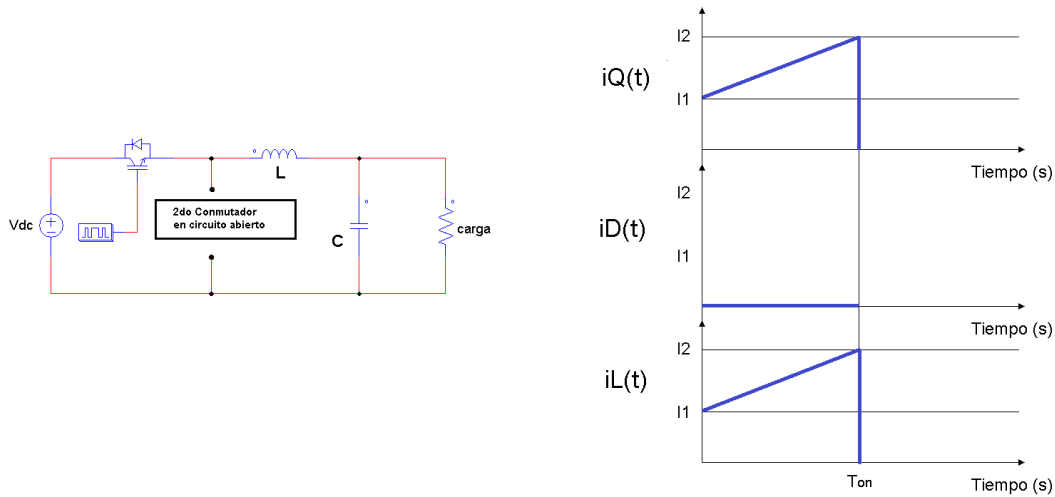


Figura 18: Operación durante el tiempo de encendido del transistor

continuo [17].

El convertidor buck en modo de conducción continua, para el ciclo de trabajo, indica que el voltaje de salida es la integral del voltaje de entrada evaluado en el tiempo de encendido, multiplicado por la frecuencia portadora de la señal PWM [17], como se muestra en la siguiente fórmula.

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T} V_i = DV_i \quad (2.8)$$

En este modo de conducción u operación se caracteriza por que la corriente en el inductor no se anula, muy distinto en el modo de conducción discontinúa, la relación del voltaje de salida y el voltaje de entrada depende también de la carga y no solo del ciclo de trabajo, presentado una anulación momentánea de la corriente que pasa

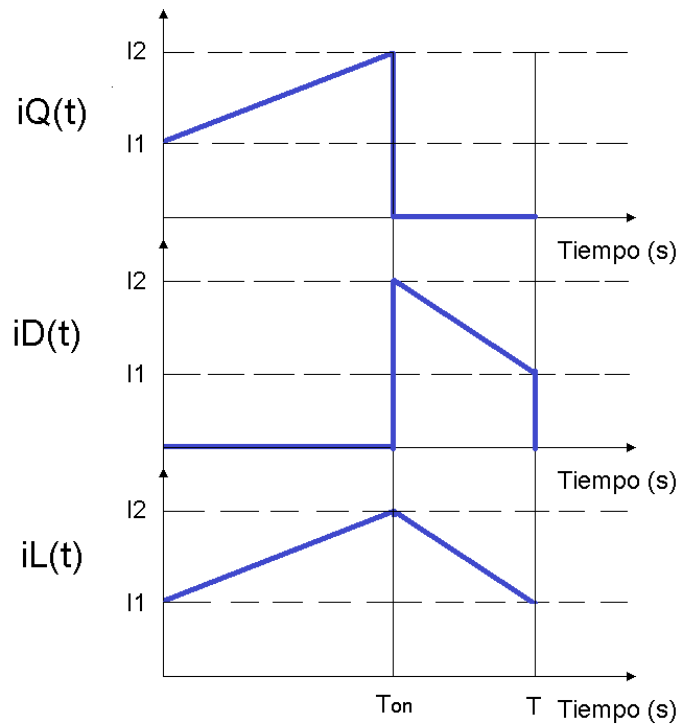


Figura 19: Respuesta del sistema en el tiempo de encendido y el tiempo de apagado.

por la bobina.

Si se desprecian las pérdidas de potencia de los elementos en el circuito, se puede idealizar que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida [17], por lo tanto:

$$P_i = P_o V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (2.9)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.10)$$

2 MARCO TEÓRICO

Cabe destacar la importancia de determinar la corriente mínima que pase por el inductor, este es el punto de frontera entre los modos de conducción continua y discontinua.

En la frontera, el valor medio de la corriente por la inductancia, donde el subíndice F significa frontera, es:

$$I_{LF} = \frac{1}{2} i_{Lpico} = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} V_L(t) dt = \frac{t_{on}}{2L} (V_i - V_o) = \frac{DT}{2L} (V_i - V_o) = I_{oF} \quad (2.11)$$

La corriente promedio en el capacitor es nula, por lo tanto, la corriente promedio en el inductor es la misma que la corriente promedio en la carga del convertidor. En la ecuación ec. 2.11 se indica la corriente de frontera mínima del inductor, pero, si a causa de un incremento de la carga, la corriente del inductor se hace menor que la corriente de frontera, entonces la corriente en el inductor se hace discontinua [17].

En la aplicación de fuentes conmutadas y/o convertidores, el voltaje de entrada puede ser variante en el tiempo, pero el voltaje de salida se mantiene constante ajustando el ciclo de trabajo.

$$V_i = \frac{V_o}{D} \quad (2.12)$$

Sustituyendo la ec. 2.12 en la ecuación de corriente de frontera del inductor (ec. 2.11), se obtiene lo siguiente:

$$I_{LF} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D) \quad (2.13)$$

2 MARCO TEÓRICO

En la ec. 2.13 se muestra que si V_o se mantiene constante, el valor máximo de $I_{LFmáx}$ se produce cuando $D = 0$. En la frontera del límite de conducción continúa la corriente mínima se presenta en la carga máxima de del convertidor [17], como se indica en la ec. 2.14.

$$R_{máx} = \frac{V_o}{I_{LF}} \quad (2.14)$$

Sustituyendo la ec. 2.13 en la ec. 2.14, y despejando la inductancia se obtiene:

$$L_{crítica} = \frac{R_{máx}T(1 - D_{min})}{2} \quad (2.15)$$

La ec. 2.15 representa la inductancia crítica o mínima para mantener el convertidor en el modo continuo, evitando el descenso de la corriente a cero [17].

El capacitor tiene la finalidad de definir las características de rizado a la salida, la tensión de rizado pico a pico a la salida ΔV_o , se puede escribir como:

$$\Delta V_o = \frac{TV_o}{8CL}(1 - D)T \quad (2.16)$$

la corriente pico por el condensador calculada durante t_{off} , será:

$$I_{C,pico} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{2L}(1 - D)T \quad (2.17)$$

La ec. 2.18 permite el cálculo del valor del capacitor, considerando la cantidad de rizo de voltaje que se requiera (ΔV_C), también la cantidad de rizado de la corriente

($\Delta I_{m\acute{a}x}$), este último entre mayor sea la frecuencia y la inductancia menor es el rizo de corriente, como se indica en la ec. 2.19, en ambos casos se observa que las ecuaciones son inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación [17].

$$C = \frac{\Delta I_{m\acute{a}x}}{\Delta V_C \cdot f \cdot 8} \quad (2.18)$$

$$\Delta I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{a}x}}{4 \cdot f \cdot L} \quad (2.19)$$

2.8. Conclusión

El aerogenerador es un sistema integral que abarca distintas disciplinas de la ciencia, por lo tanto para lograr un control adecuado es importante conocer los fundamentos teóricos que permiten comprender los principios básicos de la eólica.

Aunque al principio el avance tecnológicos en los aerogeneradores fue lento, se constata que es una tecnología antigua, y que no es propiamente contemporáneo. Aunque los métodos de conversión de la energía eólica se limitaba a la energía mecánica, para mover molinos o bombear agua, el auge actual no radica en esas actividades, sino má bien en la conversión a energía eléctrica.

Esto se debe a la gran demanda energética que los aparatos electrónicos tienen, y que hoy son parte de la vida cotidiana. Aunque el avance de la tecnología en la electrónica de potencia a permitido su popularidad a baja potencia, brindando la

2 MARCO TEÓRICO

oportunidad de la conexión a la red pública con el objetivo de mitigar los gastos energéticos de los hogares y contribuir no solo a la economía sino a la reducción de la contaminación global.

Los métodos o algoritmos seguidores de máxima potencia se dividen en dos grandes grupos, los que siguen el punto máximo de potencia sobre la curva óptima de potencia mecánica (métodos indirectos), y los que siguen la potencia máxima en la curva óptima de potencia eléctrica (métodos directos).

La sencillez de los métodos directos permiten una programación más adecuada en los microcontroladores, al no demandar demasiados recursos en procesamiento y memoria. Frente a constante cambio del viento, es necesario un sistema cuya respuesta se ajuste al cambio del viento, y no que se atrase por problemas de procesamiento.

Por último cabe señalar que los convertidores de corriente directa, no solo han permitido la transportación de la corriente directa sobre líneas de transmisión, sino además mejoran mucho la eficiencia de conversión, llegando a valores cercanos a la unidad. Por lo tanto son óptimos en la conversión de energía obtenidas por sistemas energéticos renovables.

CAPÍTULO 3

3. Metodología

Para el desarrollo del control automático del convertidor buck, se realizan las siguientes etapas: el diseño, la simulación, circuitos de prueba, la construcción del dispositivo y la evaluación.

Para el diseño se analiza el funcionamiento de las etapas que conforman al convertidor reductor (Buck) y se estudian los métodos de control para el seguimiento del punto de máxima potencia derivado de la revisión bibliográfica, es decir, se realiza una investigación actual de los métodos de seguimiento de máxima potencia y convertidores de potencia en fuentes de investigación con fundamentos científicos, como lo son libros y los artículos publicados en revistas científicas importantes.

Se estudian las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos investigados, y se analizan para determinar las deficiencias a superar en el método seleccionado, que posteriormente se implementará en el sistema de control.

3 METODOLOGÍA

En la etapa de diseño se realiza el diagrama de convertidor y el esquema general del sistema de control, así como el diseño del algoritmo de control y el sistema de adquisición de datos, que en conjunto permiten el seguimiento del punto de máxima potencia en el convertidor.

La simulación permite el rediseño del sistema en caso de presentarse resultados no deseados. Además en la etapa de los circuitos de pruebas se observa la respuesta física más próxima a la real, y también permite el rediseño en caso de no obtener la respuesta deseada.

En la etapa de construcción del sistema de control, se obtiene el circuito impreso en las placas de cobre que finalmente conforman la circuitería del control, y la circuitería del convertidor reductor.

Por último la etapa de evaluación permite conocer la respuesta del dispositivo frente a los procedimientos de pruebas indicados en las normas mexicanas, así como la respuesta del algoritmo de control para el seguimiento de la máxima potencia.

En la figura 20 se muestra el esquema de la metodología empleada en el desarrollo del proyecto.

3 METODOLOGÍA

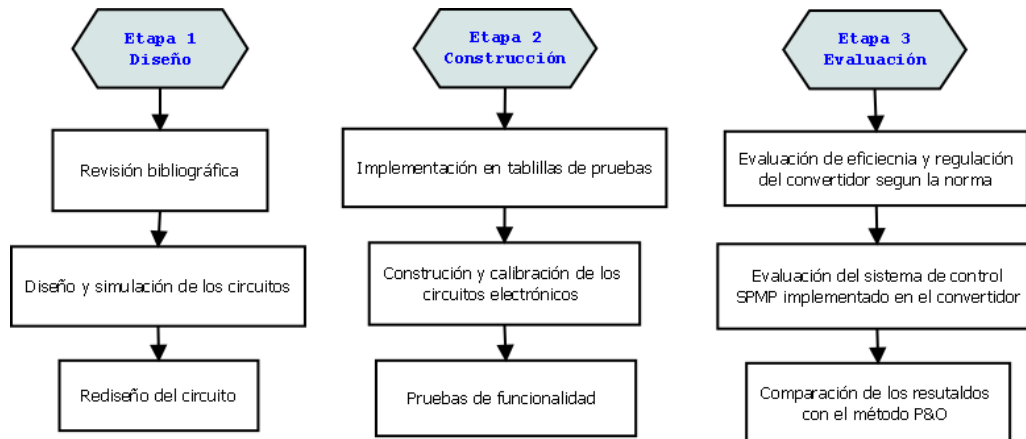


Figura 20: Esquema de la metodología del proyecto.

3.1. Diseño y simulación del convertidor buck

El convertidor de potencia es parte fundamental en el desarrollo del proyecto. Es en este dispositivo donde el control se ejecuta para lograr el objetivo de seguimiento de potencia máxima, en la figura 21 se ilustran los pasos para el diseño del convertidor.

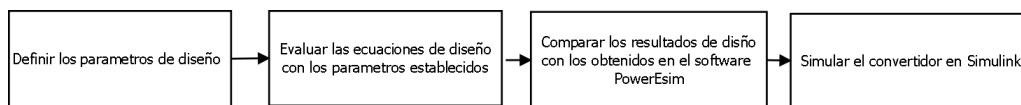


Figura 21: Esquema de la metodología del diseño implementado

3 METODOLOGÍA

3.1.1. Herramientas de diseño

En el diseño de convertidor se emplean la herramientas de diseño de *PowerEsim*, que permiten calcular los valores del inductor y capacitor necesarios para evitar un modo de conducción discontinua.

Estos datos se validan con los obtenidos teóricamente, para establecer los elementos mínimos necesarios según los criterios de evaluación establecidos: voltaje mínimo, voltaje máximo, corriente mínima, frecuencia de conmutación y potencia.

Cabe señalar que ademas se implementan sistemas supresores de pico para los IGBT's (Red Snubber) y circuitos acondicionadores de señal para el disparo de los IGBT's, esto se debe a que el voltaje de salida del PWM del microcontrolador no esta acondicionado para efectuar los disparos correctamente por lo tanto se adecua la señal de 5 Vcd del microcontrolador a 12 Vcd necesarios para activar los IGBT's.

3.1.2. Simulación del convertidor en simulink

Simulink es un entorno visual de programación que funciona sobre el entorno de Matlab, y utiliza diagramas de bloques para la simulación de diseños basados en modelos, permite el diseño y la simulación así como la obtención de gráficas de respuestas. Por lo tanto es la herramienta de simulación elegida para observar el comportamiento simulado del diseño propuesto del convertidor.

Se analiza la respuesta de la corriente en el inductor y el voltaje de salida del

convertidor, además de observar la respuesta del convertidor al variar el voltaje de entrada y/o el ciclo del trabajo.

3.2. Diseño del sistema de control SPMP

Para el control de cualquier variable física es imprescindible la medición, por lo tanto para el control del convertidor se propone el diseño de un sistema de adquisición de datos que permita sensar las variables externas empleadas en el algoritmo de programación para realizar el control adecuado del convertidor electrónico.

3.2.1. Diseño, programación y simulación del sistema de adquisición de datos

El sistema de adquisición de datos, requiere de sensores específicos para la conversión de variables físicas a digitales que puedan ser interpretados por el control electrónico. Es por eso que a continuación se mencionan los sensores y dispositivos empleados en la adquisición de los datos.

3.2.1.1. Sensor de corriente

Para el sensado de la corriente se emplea el sensor ACS712ELC-30A este sensor se basa en el efecto hall para la medición de corriente, y puede medir $\pm 30A$, alimentandose de un voltaje de 5 Vcd, con una salida cuya sensibilidad es de 66

3 METODOLOGÍA

mV/A, y trabaja de manera estable bajo temperaturas de -40 a 150 °C y presenta un error de 1.2%, en la figura 22 se muestra una fotografía del sensor de corriente ACS712ELC-30A.

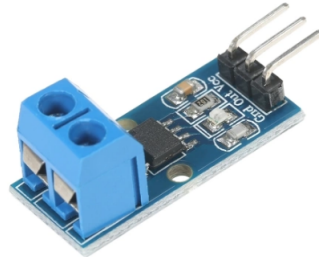


Figura 22: Sensor de corriente ACS712ELC-30A.

3.2.1.2. Sensor de voltaje

Para el sensado de voltaje se diseña un sensor de voltaje por medio de principio de divisor de voltaje, cuya reducción va de 100 V a 4.97 V, idealmente para no sobrepasar el voltaje máximo a la entrada del microcontrolador.

El sensor cuenta con una resolución de 46.6 mV/V y un error de 0.07 V, las resistencias son de 1/4 W, por lo que soporta la potencia en el divisor de 25 mW y 45 mW.

3.2.1.3. Sensor de frecuencia

El dato obtenido al sensar la frecuencia del generador síncrono de imán permanente del aerogenerador, permite calcular el valor de revoluciones por minuto (rpm) al

3 METODOLOGÍA

que se encuentre el aerogenerador, esto con el dato del número de imanes que tenga el generador y aplicando la ecuación (Ec. 2.7).

En el diseño del sensor de rpm mediante la frecuencia, se considera las siguientes etapas.

- Rectificador de media onda
- Filtro pasa bajas atenuante
- Seguidor emisor
- Amplificador no inversor
- Optoacoplamiento
- Trigger schmitt

Las etapas anteriores permiten reducir las afectaciones de las señales ruidosas en el sensado de la frecuencia.

En la entrada del microcontrolador se recibe la señal limpia, para poder ser contabilizada y promediada en un intervalo de tiempo no mayor a 400 ms, esto se establece en el código de programación y se determina de manera práctica.

3.2.1.4. Sensor de temperatura

Para el sensado de la temperatura se implementa el sensor LM35 mostrada en

3 METODOLOGÍA

la figura 23 cuyo rango de operación es de $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ hasta $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ y corresponde a salida o respuesta lineal a cada grado Celcius de 10 mV .



Figura 23: Sensor de temperatura LM35.

Dentro de sus principales características se tiene una baja impedancia de salida, baja corriente de alimentación y un costo relativamente bajo. Y precisamente debido a su baja corriente de alimentación se reduce el efecto de autocalentamiento, que puede afectar la medición de la temperatura.

3.2.1.5. Arduino UNO con microcontrolador ATMEGA328P

El arduino UNO, tiene integrado el microcontrolador ATMEGA328P con una velocidad de reloj de 16 Mhz , 14 pines de I/O de los cuales se dispone de 6 pines PWM y también cuenta con 6 entradas analógicas, conversión de analógico a digital y tres temporizadores de la cual se dispone dos, porque uno de ellos es empleado por el propio sistema para la medición del tiempo, en la figura 24 se muestra la imagen del Arduino UNO.

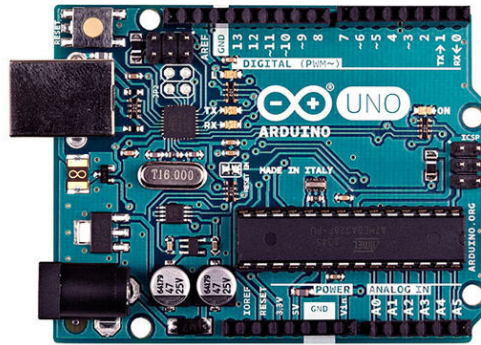


Figura 24: Arduino UNO con microcontrolador ATMEGA328P.

La programación se realiza en un entorno IDE(entorno de desarrollo integrado), es decir se compone de un conjunto de herramientas de programación. Contiene el editor de código, un depurador y un constructor de interfaz gráfica (GUI).

3.2.1.6. Simulador de circuitos Proteus

El programa *Proteus Design Suite* es un programa que permite la simulación y creación automática de PCB (printed circuit board), consta de dos programas principales: **Ares** e **Isis**.

Ares (Advanced Routing and Editing Software) es la herramienta que permite el ruteo de las pistas de los circuitos, se utiliza principalmente para la creación de los PCB's para la creación de las placas electrónicas.

Isis (Intelligent Schematic Input System) es la herramienta que permite el diseño

del circuito eléctrico y la simulación en tiempo real, así como la interacción de los microcontroladores con programas creados en otros entornos de programación.

3.3. Construcción de los circuitos

Para iniciar el proceso de construcción, es necesario primero efectuar una prueba en el *protoboard* (tablilla de pruebas) de los circuitos que se han diseñados y que a continuación se mencionan.

- Circuito del convertidor reductor
 - Filtro de entrada
 - Conmutadores
 - Filtro de salida
- Circuito disparador
 - Acondicionador de señal
 - Driver ir2109
- Circuito de adquisición de datos
 - Sensor de voltaje de entrada y salida
 - Sensor de corriente de entrada y salida
 - Sensor de frecuencia

3 METODOLOGÍA

- Sensor de temperatura

El objetivo es verificar que la circuitería funcionen correctamente de forma física, y en caso de ser necesario corregir parte del diseño, posteriormente se procede a la construcción de las placas electrónicas.

Para la construcción de los circuitos de control, se utiliza el circuito impreso obtenido del programa ARES, y se transfiere a la placa de cobre mediante el método de la transferencia térmica.

Este método es seleccionado por la facilidad, economía y por los buenos resultados obtenidos, cabe señalar que se han practicado otros métodos muy comunes, y se optó por el método anteriormente mencionado.

Para el perforado, se usa un taladro manual, con brocas de 2 mm y 2.5 mm esto es a la medida de los pines de los elementos electrónicos. Y para la soldadura de los elementos se emplea estaño, cautín y pasta.

3.4. Evaluar el sistema de control

La evaluación del convertidor y del sistema de control es la parte final del proyecto, para estos es importante contar con los lineamientos de pruebas que se enmarcan en la norma mexicana, así como los instrumentos de medición necesarios para efectuar las mediciones pertinentes en las pruebas *NOM-EM-128-SCT1-1994*.

3 METODOLOGÍA

3.4.1. Equipos de medición y evaluación

Los dispositivos o equipos necesarios para la evaluación eléctrica y electrónica se mencionan a continuación.

Osciloscopio: se emplea para registrar las oscilaciones de las ondas y mostrarlo en pantalla, también entrega datos muy importantes de las ondas medidas, como frecuencia, periodo, voltaje pico, voltaje RMS, desfase entre ondas, etc.

El seguimiento de la señal con el osciloscopio permite conocer los cambios que sufre después de cada etapa durante la construcción y/o evaluación, en el laboratorio de control se cuenta con el osciloscopio **BK-PRECISION 2542B-GEN** (ver Fig. 25).



Figura 25: Osciloscopio BK-PRECISION 2542B-GEN de 100 Mhz.

Fuente de AC/DC : Este dispositivo permite inyectar corriente directa o corriente alterna, según los requerimientos de las pruebas, además el modelo **Gwinstek APS-1102** que se muestra en la figura 26 es programable, lo que facilita establecer

3 METODOLOGÍA

las condiciones de prueba, como frecuencia y tipo de corriente, también posee un sistema de autoprotección contra sobrecorrientes y cortocircuitos.



Figura 26: Fuente programable Gwinstek APS-1102

La evaluación controlada se realiza en el laboratorio de control del IIIER, para comprobar la eficiencia del convertidor de potencia, y las evaluaciones de seguimiento de potencia, mediante la variación controlada de la carga.

El incremento o reducción de potencia de un generador síncrono de imán permanente, se puede simular empleando una fuente de voltaje y una carga dinámica para medir la respuesta del control a las variaciones de potencia.

Carga electrónica : En la figura 27 se muestra el modelo de la carga electrónica *BK Precision 8514* de 1,200 Watts, opera en un voltaje de 0 a 120 VDC, y un rango de corriente de 1 mA - 240 A, con funciones de operación en corriente constante (CC), resistencia constante (CR), voltaje constante (CV) y energía constante (CP).



Figura 27: Carga electrónica BK Precision 8514-1200 W.

3.4.2. Pruebas de acuerdo a las normas

El control se aplica a un convertidor construido en el IIIER, las funciones del convertidor son el seguimiento de potencia y la regulación de voltaje.

La norma oficial mexicana *NOM-056-SCT1-1993* establece las definiciones, conceptos y términos empleados en el desarrollo de fuentes, convertidores e inversores [23].

La norma *NOM-EM-128-SCT1-1994* establece los procedimientos aplicables en la realización de las pruebas, para verificar las características eléctricas de dispositivo [24].

La norma *NOM-I-78-CT-1988* establece los requisitos mínimos de funcionamiento y métodos de pruebas aplicables [25].

3.4.2.1. Prueba de regulación de voltaje

3 METODOLOGÍA

A continuación se describe el procedimiento para evaluación de la reguación de voltaje del convertidor regulado a 15 V.

- Aplicar máxima tensión de entrada y mínima carga ($E_{m\acute{a}x}$).
- Aplicar mínima tensión de entrada y máxima carga ($E_{m\acute{i}n}$).
- Aplicar una tensión nominal de entrada y máxima carga (E_{nom}).
- El porcentaje de regulación se obtiene:

$$+ \% = \frac{E_{m\acute{a}x} - E_{nom}}{E_{nom}} \quad (3.1)$$

$$- \% = \frac{E_{m\acute{i}n} - E_{nom}}{E_{nom}} \quad (3.2)$$

Los porcentajes obtenidos no deben exceder los límites de ($\pm 2\%$), según lo establecido en la norma NOM-EM-128-SCT1-1994.

3.4.2.2. Prueba de eficiencia

Para obtener la eficiencia debe medirse conectando las terminales de salida del convertidor inicialmente a 50% de carga y posteriormente al 100% de ésta a la tensión nominal de entrada.

$$\eta = \frac{V_{sal} \cdot I_{sal}}{P_{ent}} \cdot 100 \quad (3.3)$$

Donde:

η : *Eficiencia*

V_{sal} : *Voltajedesalida*

I_{sal} : *Corrientedesalida*

P_{ent} : *Potenciadeentrada*

3.4.2.3. Prueba del cambio de carga

Durante la operación de un aerogenerador, se presentan situaciones de cambio de carga, como es el caso de la carga de una batería, o también agregar otros dispositivos que requieran alimentarse del sistema eólico, representa una variación en la carga, por lo tanto la carga es cambiante en el tiempo. Por eso se realiza la prueba de cambio de carga y verificar el seguimiento de potencia, los resultados deben mantener el punto de potencia óptimo a pesar de los cambios en la carga, es importante recalcar que para fines prácticos se establecen límites de operación, es decir se indican la carga mínima y la carga máxima a la que puede operar correctamente el convertidor en conjunto con el con el rotor eólico.

Para la prueba se controla y mantiene constante el voltaje de entrada, se fija un punto de máxima potencia y se varia la carga en intervalos que culminen con la carga máxima.

3.4.2.4. Prueba del cambio de voltaje de entrada

El viento cambia constantemente de velocidad, provocando que en un lapso de tiempo se tengan distintos puntos óptimos de potencia, cada uno con respecto a la velocidad instantánea del viento.

El cambio de velocidad del viento en ocasiones no es abrupta, por lo tanto se consideran dos tipos de señales escalón de voltaje de entrada, uno con cambios de 10 V, y el segundo con cambios de 1 V.

Para esta prueba se controla y mantiene constante las carga, se fija un punto de máxima potencia y se varia el voltaje de entrada de forma escalonada, en intervalos de 10 V y también en intervalos 1 V, hasta llegar al voltaje nominal del convertidor.

Los resultados permiten conocer la respuesta del control ante situaciones variantes de velocidad de viento, priorizando siempre la ubicación del punto de máxima potencia, y observando la velocidad de respuesta y convergencia de control.

3.5. Conclusión

- La simulación del circuito es importante para comprender el funcionamiento del convertidor, la teoría a diferencia de la práctica presenta más dificultades en el instante de la comprensión de un concepto, por eso, es la simulación el punto intermedio entre la teoría y la practica y que introduce al concepto del convertidor de una forma más sencilla.

3 METODOLOGÍA

- La metodología del diseño es un proceso clave en el desarrollo del trabajo, por lo tanto, emplear diversas herramientas de diseño es muy importante y ayuda a respaldar el diseño final.
- Antes de efectuar las pruebas del control de seguimiento, es importante conocer las capacidades del convertidor electrónico, en el cual se aplica el control de seguimiento de máxima potencia, la prueba de eficiencia al igual que la prueba de regulación de voltaje indican el adecuado funcionamiento del convertidor reductor y validan la continuación de la evaluación del algoritmo SPMP.
- Las pruebas de cambio de carga y cambios en el voltaje de entrada son importantes para conocer la respuesta del SPMP, pero, se debe considerar las protecciones adecuadas tanto en la circuitería como en el laboratorio para evitar situaciones no previstas en la prueba, como cortos circuitos, descargas eléctricas, etc.

CAPÍTULO 4

4. Resultados

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos del convertidor y del control electrónico, se describe las características del convertidor y las gráficas mas relevantes del comportamiento del dispositivo.

También se efectúan las evaluaciones de regulación y eficiencia empleando el procedimiento normativo, además de efectuar la comparación de eficiencias empleando otra frecuencia de trabajo.

Por último se evalúa el seguimiento y se compara con el método conocido como perturbar y observar.

4 RESULTADOS

4.1. Convertidor electrónico

El diseño y la construcción del convertidor de potencia es necesario para comprobar el funcionamiento del control realizado para el seguimiento del punto de máxima potencia. Por tanto en este apartado se menciona las características y las curvas de comportamiento más relevantes del dispositivo construido.

4.1.1. Parámetros nominales de diseño

Las características que presenta el convertidor construido se enlistan en la (Tabla. 2):

Potencia nominal	180 W
Voltaje nominal	30 Vcd
Corriente nominal	12 A
Pico de eficiencia	92 %
Potencia máxima	300 W
Voltaje de entrada mínimo	20 Vcd
Voltaje de entrada máximo	50 Vcd
Salida CD rango de voltaje	12-15 Vcd
Corriente de salida mínima	0.25 A
Corriente de salida máxima	20 A
Frecuencia de trabajo	80 KHz
Inductancia	900 uH
Filtro de salida	1000 uF
Protección por sobre-corriente	Si
Protección por sobre-voltaje	Si
Protección por polaridad inversa a la salida	Si

Tabla 2: Características del convertidor de potencia

4 RESULTADOS

4.1.1.1. Diseño

En la figura 28 se muestra la configuración del sistema, donde el convertidor reductor obtiene valores de voltaje y corriente y mediante el algoritmo de control estima un valor de PWM que es el encargado de indicar cambios en el voltaje de salida del convertidor.

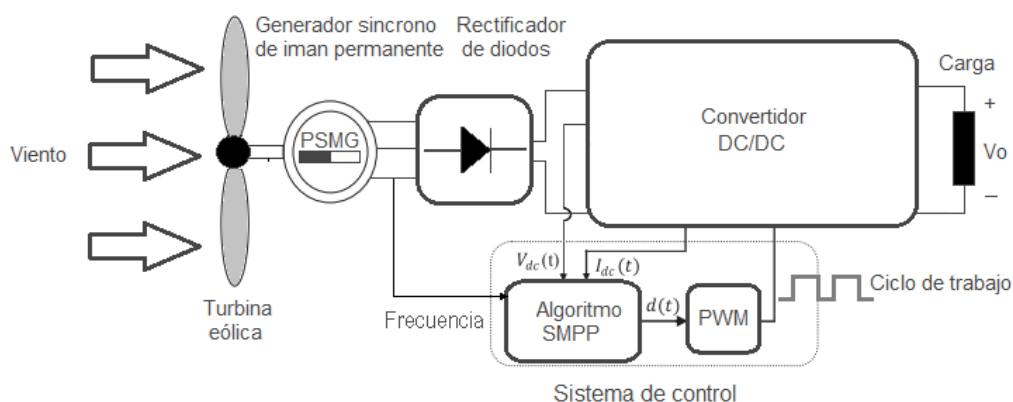


Figura 28: Diagrama sistemático del sistema de conversión de la energía eólica

Los criterios de diseños planteados para el convertidor se indica en la (Tabla. 3):

Voltaje de entrada	20 - 50 V
Voltaje de salida	15 V
Corriente de salida	0.5 - 15 A
Rizado máximo de corriente	0.7 A
Rizado de voltaje	0.1 % (1.5 mV)
Frecuencia de conmutación	80 KHz

Tabla 3: Criterios de construcción del convertidor

4 RESULTADOS

Empleando las ecuaciones 2.15, 2.16, 2.18 y 2.19 de diseño se obtiene los valores de los componentes críticos del convertidor, además se verifican con el software PowerEsim para validar los resultados, en la tabla. 4 se muestra los resultados del diseño, para la implementación, se proponen valores superiores con el objetivo de tener un margen de seguridad y para poder hacer pruebas a mayor frecuencia sin necesidad de volver a calcular los elementos, para el caso de la frecuencia de 100 KHz se verificó que el valor de los elementos implementados eran adecuados para operar incluso a esta frecuencia.

Parámetros	Teórico	PowerEsim	Implementado
Potencia nominal	180 W	180 W	180 W
Voltaje de entrada máximo	50 V	50 V	50 V
Voltaje de entrada mínimo	20 V	20 V	20 V
Voltaje de salida	15 V	15 V	15 V
Corriente de salida mínimo	0.5 A	0.5 A	0.5 A
Corriente de salida máximo	12 A	12 A	12 A
Inductancia crítica	131.25 μ H	244 μ H	900 μ H
Rizado máximo de corriente	1.19 A	0.64 A	0.17 A
Condensador	124 μ F	270 μ F	1000 μ F
Rizado de voltaje de salida	15 mV	3.7 mV	0.26 mV

Tabla 4: Tabla comparativa de los resultados obtenidos en el diseño

EL diagrama electrónico del convertidor se muestra en la figura 29 y se compone de tres secciones:

- a) Circuito acondicionador de señal de 5 a 12 V
- b) Circuito de disparo de los IGBT's
- c) Convertidor reductor buck

4 RESULTADOS

En la sección *(a)* se recibe la señal PWM proveniente del arduino y se ajusta a 12 V manteniendo la fase de la señal, que es el voltaje necesario para que el driver IR2109 funcione adecuadamente.

En la sección *(b)* la señal acondicionada es adquirida por el driver que se encarga del disparo correcto de los IGBT'S y agregando un tiempo muerto de 540 ns entre cambios de estado de los IGBT'S evitando una situación de corto circuito.

En la sección *(c)* se tiene el circuito del convertidor la cual contiene como una primera etapa el filtro CLC (C3,L1 y C4) para reducir las oscilaciones que pueda tener la corriente, sin esta etapa de filtrado la señal de la corriente resulta oscilante debido a la carga y descarga del inductor, este filtro pasa-bajas tiene una frecuencia de corte de 150 Hz, también cuenta con dos redes RC de amortiguamiento para Q4 y Q5, que evita su destrucción por la conmutación a alta frecuencia, la protección de los conmutadores es importantes por que son elementos costosos y sensibles, que con facilidad pueden destruirse por una sobre tension en la compuerta o por los picos de voltaje ocasionados por el apagado del conmutador con la presencia de una inductancia parásita. Cada IGBT cuenta en la compuerta con un diodo zener de 12 V para recortar los picos de voltaje superior al voltaje de ruptura del diodo zener una red snubber Resistivo-Capacitivo que amortigua y disipa los picos de voltajes que se presenten en la conmutación del elemento, la resistencia es de 10 Ohm a 5 W y el capacitor de 10 nF. A la salida convertidor se tiene el inductor L2, que carga y descarga la energía sin llegar a una descarga total a cero, manteniéndose en el modo de operación continuo y por último el capacitor C8 filtra la salida con un rizo de

4 RESULTADOS

0.001 %, en la figura 30 se visualiza el modelado 3d del convertidor en conjunto con su disparador y acondicionador de la señal.

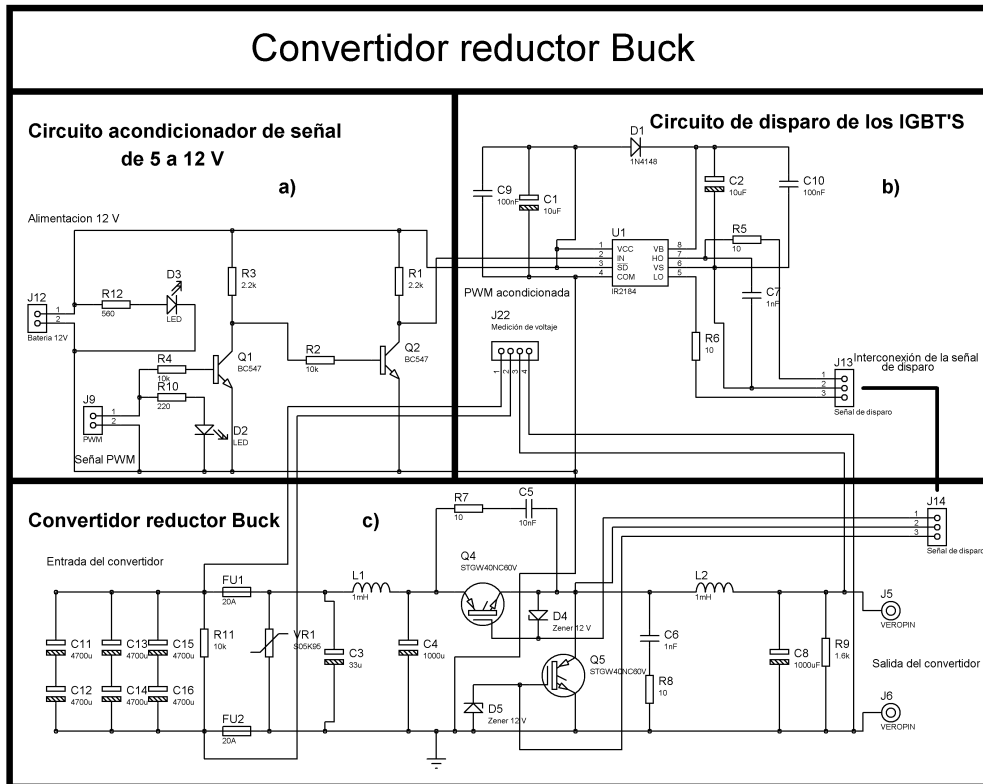


Figura 29: Diagrama electrónico del convertidor buck

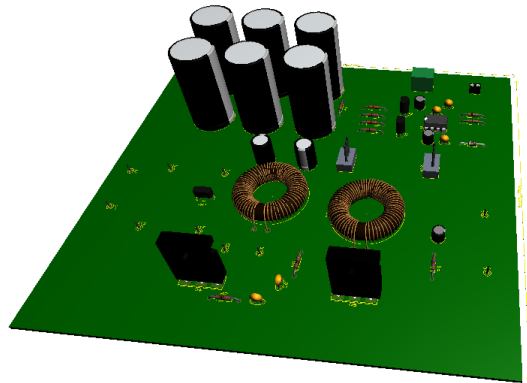


Figura 30: Modelo 3d del convertidor Buck

El diagrama electrónico del sistema de adquisición de datos cuyo esquema se observa en la figura 31, es un circuito que concentran las lectura de las variables físicas y las convierte a señales eléctricas que es interpretado por el microcontrolador, también el circuito se encarga de enlazar la comunicación con la pantalla LCD (40x4) y además contienen la salida del PWM del microcontrolador que posteriormente es acondicionado.

También se ubica en el diseño las terminales de alimentación de voltaje para alimentar otros circuitos, cabe señalar que la fuente de estos voltajes provienen de la batería de 12 V y un circuito regulador de voltaje ajustable LM2596, que se ajusta a 5 V para alimentar el Arduino, sensores e integrados.

4 RESULTADOS

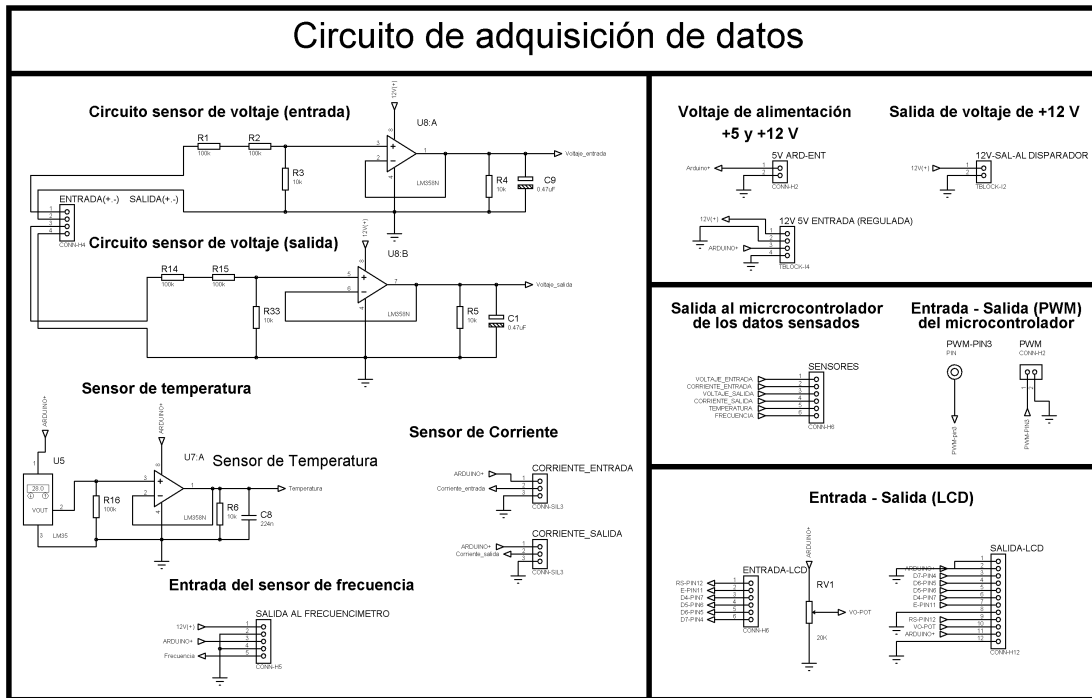


Figura 31: Diagrama electrónico del sistema de adquisición de datos

En la figura 32 se muestra la visualización previa del circuito diseñado para la adquisición de los datos.

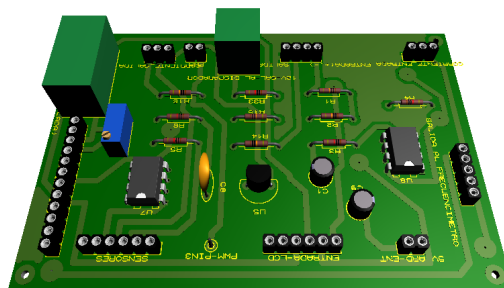


Figura 32: Visualización 3D del diseño realizado para el sistema de adquisición de datos

4 RESULTADOS

4.1.1.2. Simulación

En la figura 33 se observa el circuito empleado en el programa Simulink de Matlab para efectuar la simulación y verificar el comportamiento del convertidor.

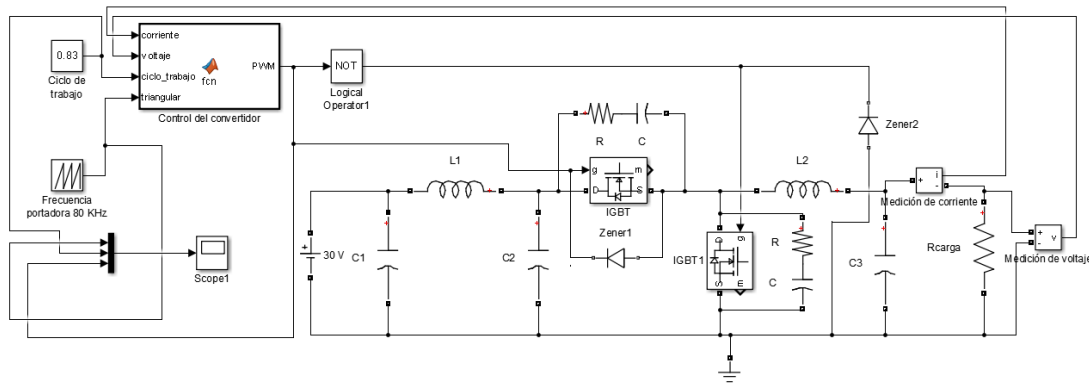


Figura 33: Simulación del circuito eléctrico en Simulink

La figura 34 muestra el resultado de la simulación, se considera un voltaje de entrada 30 V, un voltaje de salida 25V, una carga de 15 ohm y un ciclo de trabajo de 0.83, cabe señalar que esta prueba simulada tiene como objetivo demostrar el control del convertidor con el ciclo de trabajo, es decir, que la respuesta de la salida depende del ancho de pulso según la ec. 2.8, además se observa el comportamiento de la bobina en la carga y descarga de la corriente, evitando situaciones en donde, por la bobina no circule corriente eléctrica garantizando con esto la operación del convertidor en el modo continuo.

4 RESULTADOS

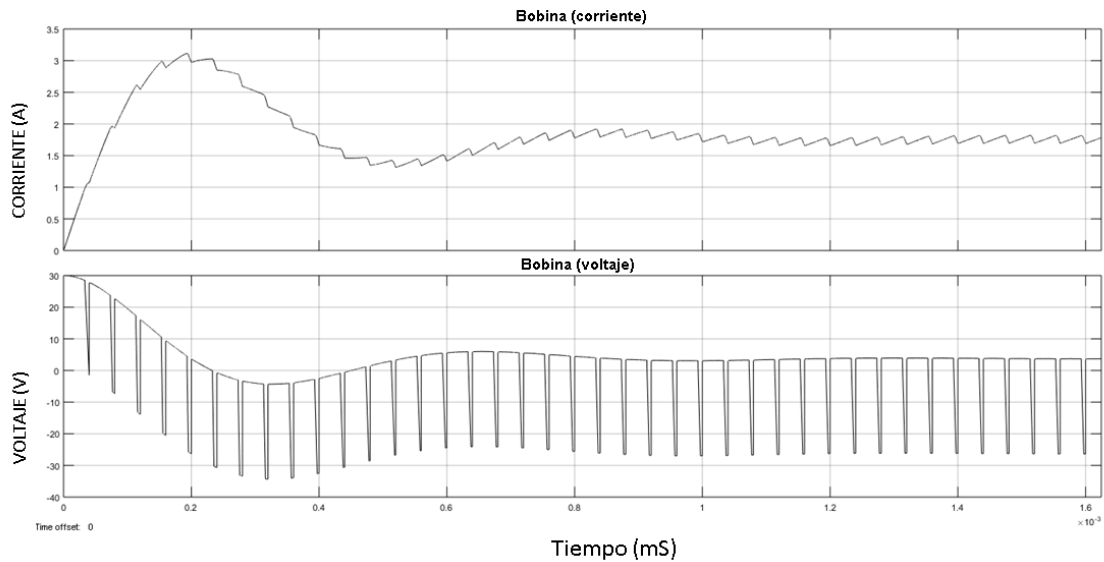


Figura 34: Corriente y voltaje en el inductor a una potencia y voltaje de salida fija

La señal alterna de voltaje en el inductor es debido a la carga de corriente de la fuente y su descarga hacia la carga.

La corriente en el inductor no llega a la corriente crítica de 0.1 A por lo tanto se mantiene en todo el instante del tiempo conduciendo una corriente mayor al crítico, es decir, no llega a cero amperes en algún lapso del tiempo durante su operación.

En la salida se mantiene un voltaje regulado de 25V, en la figura 35 se observa la reducción del rizo y una señal de CD con pocas variaciones.

4 RESULTADOS

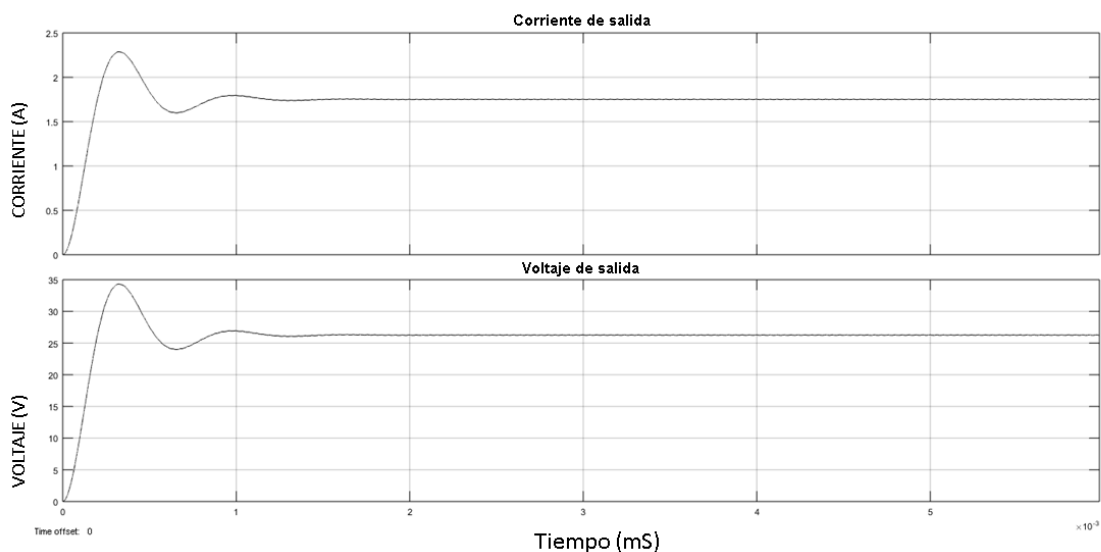


Figura 35: Corriente y voltaje en el inductor a una potencia de salida fija

4.1.1.3. Construcción

Para la construcción del convertidor se emplea los siguientes elementos mostrados en la tabla 5:

Elementos del convertidor	
Filtro CLC	C: 8 mF a 100 V, L: 550 mH y C: 1 mF a 100 V
Toroide FT140-77	Toroide de ferrita con ganancia de inductancia de 2200
IGBT's STGW30NC120KD	2 IGBT'S de 30 A a 1200 W
ZENER 1N4742A	2 Zener de 12 V
SNUBBER RC	2 Resistencias de de 10 Ohm a 5 W y 2 capacitores de 10 nF
Filtro de salida	Capacitor de 1 mF a 50 V

Tabla 5: Elementos utilizados en la construcción del convertidor reductor

El inductor del convertidor esta compuesto por un Toroide de ferrita FT140-77

4 RESULTADOS

con una ganancia de inductancia de 2200, y contiene 20 vueltas de alambre magneto calibre 12 obteniendo una inductancia de 900 μH .

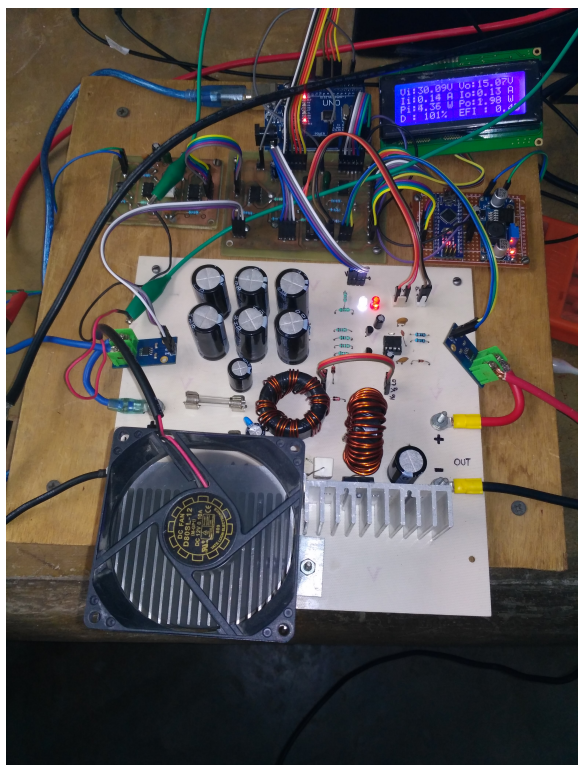


Figura 36: Convertidor reductor buck con sistema de adquisición de datos

Para el disparo se construye el acondicionar de señal con transistores BC547 y un driver IR2109 con ton/toff 750 & 200 ns con un tiempo muerto de 540 ns y con voltaje de entrada de 10 - 20 V, en la siguiente figura 36 se muestra el convertidor final construido interactuando con el sistema de adquisición de datos y el microcontrolador Atmega328p de Arduino.

Prueba de voltaje-corriente

Para verificar el comportamiento de la potencia que se obtiene del convertidor se realiza la prueba de la corriente con respecto al voltaje, manteniendo una carag fija se varia el voltaje y se observa la corriente, lo que permite obtener una curva característica de la misma.

En la prueba se obtuvo la curva característica de voltaje-corriente con un ciclo de trabajo constante de 88 %, es decir el máximo ancho de pulso que permite el dispositivo. El 100 % no es alcanzable debido a que el tiempo de apagado y encendido

4 RESULTADOS

del conmutador más el tiempo muerto representan aproximadamente el 12% del periodo de la frecuencia de conmutación.

En la figura 37 se muestra el comportamiento del voltaje de salida frente a la corriente de salida sometido a una carga constante de 3 ohm y un ciclo de trabajo constante de 88%.

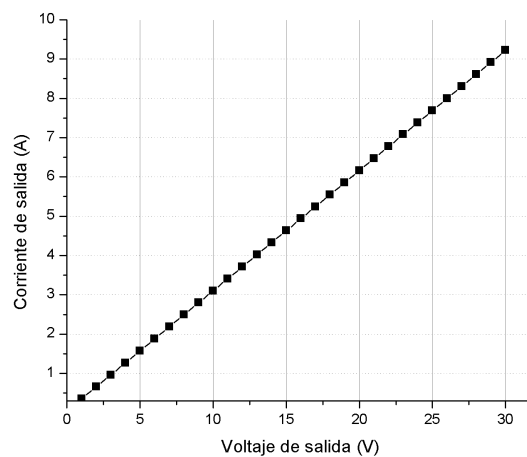


Figura 37: Curva de voltaje y corriente del convertidor

4.1.2. Curvas de calibración de sensores

La figura 38 muestra el circuito del sensor de voltaje cuya relación de reducción de voltaje se de 100 V a 4.76 V, el capacitor de 0.47 uF limpia la señal reduciendo el rizado de voltaje. En la figura 39 se observa la curva de calibración del voltaje de entrada, comparando el voltaje de referencia medido del voltímetro digital con el voltaje detectado por el circuito se establece la ecuación de calibración. Con la

4 RESULTADOS

ecuación se mejora la relación entre el valor real y el valor medido, en la calibración se obtuvo un factor de correlación cercano a uno.

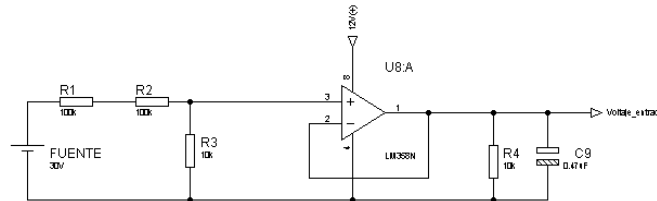


Figura 38: Circuito diseñado para el sensado del voltaje de entrada y de salida

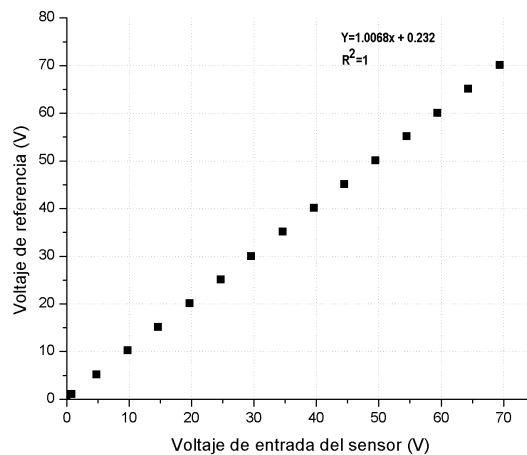


Figura 39: Curva de calibración del voltaje de entrada

La figura 40 muestra la curva de calibración del voltaje de salida, de igual manera que la anterior, el sensor emplea el mismo diseño y el mismo procedimiento de calibración, el coeficiente de correlación en la curva indica una correlación aproximadamente unitario.

4 RESULTADOS

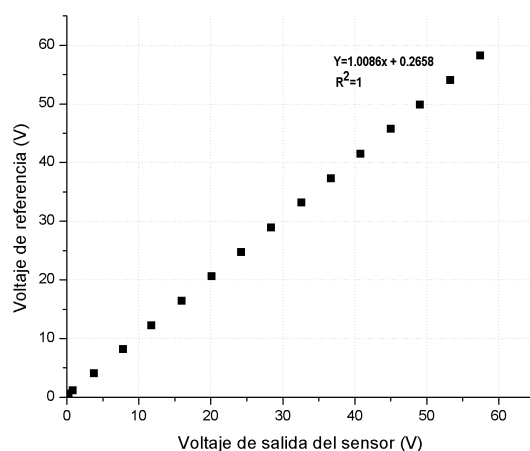


Figura 40: Curva de calibración del voltaje de salida

En la medición de corriente se utilizan dos sensores de corriente ACS712ELC-30A que tienen una sensibilidad 66 mV/A, el funcionamiento del sensor es de la siguiente manera: la señal de salida del sensor se reducen de 2.5 V (indica 0 A) hasta llegar a 0.52 (indican 30 A) aproximadamente, el microcontrolador recibe del valor analógico del voltaje y lo convierte a una señal digital de 10 bits, es decir, un rango de 0-1024, para reducir el tiempo de procesamiento no se convierte este dato a voltaje, sino que directamente se relaciona la señal digital de 10 bits con la corriente de referencia y se construye la curva la de calibración.

En la figura 41 se tiene la curva de calibración de la corriente de entrada con un coeficiente de correlación de 0.9998, lo que indica una relación muy buena entre la recta de la tendencia y la nube de datos.

4 RESULTADOS

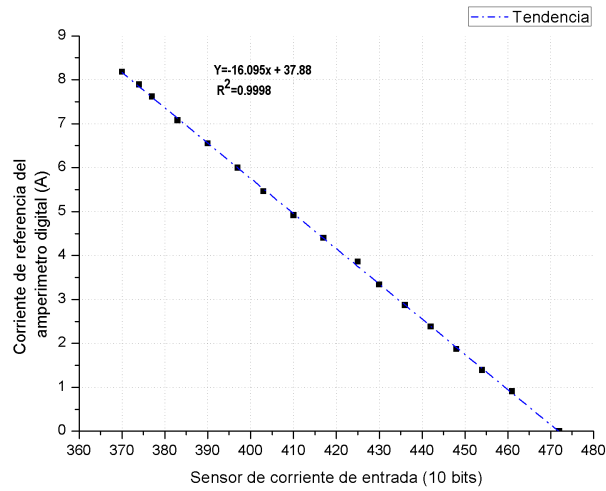


Figura 41: Curva de calibración de la corriente de entrada

La figura 42 muestra la calibración del sensor de corriente de salida, la correlación que se obtiene en esta curva calibrada es de 0.9999, lo que indica que la recta de la tendencia y la nube de datos tiene una buena correlación lineal, próxima a la unidad.

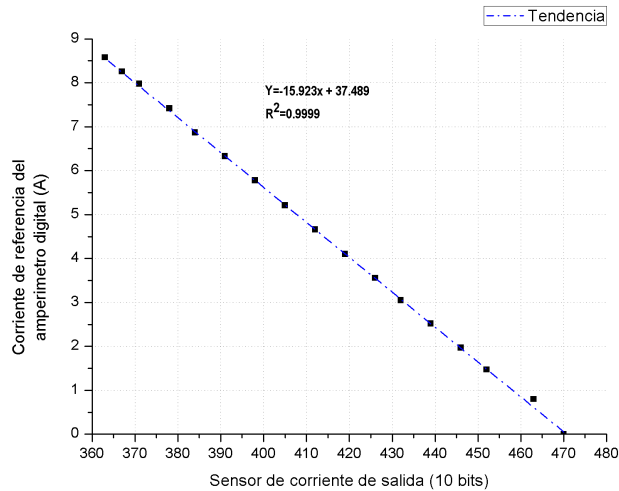


Figura 42: Curva de calibración de la corriente de salida

4 RESULTADOS

El sensor de frecuencia convierte la señal analógica de la frecuencia a una señal digital de 8 bits, en la figura 43 se muestra la curva de calibración de la frecuencia, se puede observar que la intersección con el eje Y sucede fuera del origen, es decir, el sensor comienza a detectar la frecuencia a partir de 5 Hz, la ecuación de la tendencia es cuadrática con una correlación muy buena de 0.9992.

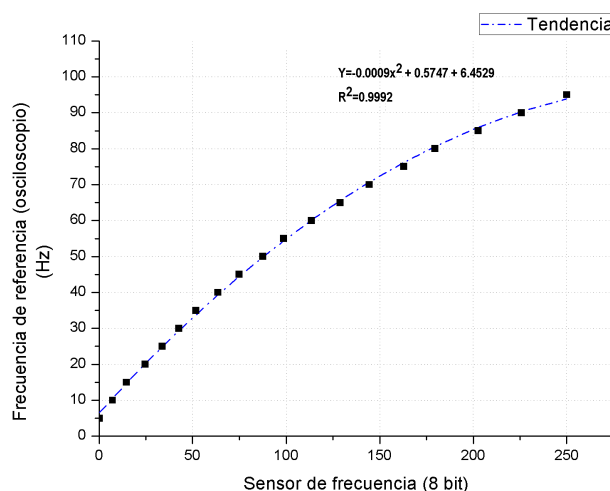


Figura 43: Curva de calibración del sensor de frecuencia

La señal PWM es generada por el microcontrolador con una sensibilidad de 0.5 %, es decir, los valores que controlan el ancho de pulso o ciclo de trabajo tiene un rango de 0 a 199 en forma digital (8 bits), esto representa un rango de 0 a 100 % del ancho de pulso en forma física. Posteriormente con el tiempo de encendido/apagado y el tiempo muerto que ofrece el driver disparador, aumentan el tiempo de disparo, por lo que el ciclo de trabajo de la señal PWM que entra a las compuerta de los IGBT's se ve aumentado por los tiempos antes mencionados. Por lo tanto la siguiente calibración muestra con mayor precisión el ciclo de trabajo real que se encuentra operando

4 RESULTADOS

realmente los conmutadores.

En la figura 44 se visualiza la curva de calibración del ciclo de trabajo, al acercarse al 100 % del ciclo de trabajo existe una tendencia cuadrática, por lo tanto se ópta por una ecuación de este tipo, obteniendo un coeficiente de correlación muy bueno de 0.9986, también se observa que la curva tiene una limitación del 4 % a 92 % en el eje Y, lo que corresponde de 15 a 175 en el eje X, esto se debe a que el driver satura la señal según sea el caso hacia arriba o hacia abajo al superar esos rangos. Por lo tanto en el algoritmo se establecen condiciones limitantes para evitar la saturación en ambos sentidos y procurar que siempre trabaje en modo de conmutación.

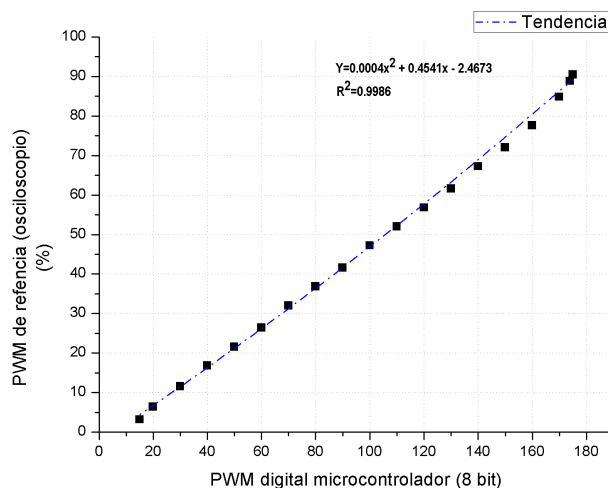


Figura 44: Curva de calibración de la señal PWM

En la (Tabla. 6) se muestran el resumen de las ecuaciones de calibración que representa a las curvas de tendencia en cada sensor.

4 RESULTADOS

Sensor	Ecuación de calibración	Coefficiente de correlación
Voltaje de entrada	$y = 1.0068x + 0.232$	$R^2 = 1$
Voltaje de salida	$y = 1.0086x + 0.2658$	$R^2 = 1$
Corriente de entrada	$y = -0.0802x + 37.839$	$R^2 = 0.9998$
Corriente de salida	$y = -0.0795x + 37.418$	$R^2 = 0.9996$
Frecuencia	$y = -0.0009x^2 + 0.5747x + 6.4529$	$R^2 = 0.9992$
PWM	$y = 0.0004x^2 + 0.4541x - 2.4673$	$R^2 = 0.9986$

Tabla 6: Ecuaciones de calibración de y correlación

4.1.3. Regulación de voltaje

El convertidor de potencia implementa una etapa de regulación de voltaje a 15 V, aunque este valor puede ser modificado directamente en el algoritmo, sirve para marcar límites de voltaje de carga de la batería.

También cabe mencionar que la norma mexicana establece el lineamiento de prueba para los reguladores de voltaje, el procedimiento se implementa para obtener los valores de porcentajes de variación en la regulación según la (ec. 3.1 y EC. 3.2), .

4.1.3.1. Algoritmo de regulación

La regulación del sistema se implementa para evitar alcanzar valores de voltajes que arriesguen la vida útil de la batería, además de prevenir calentamiento del ácido sulfúrico contenido en la batería, porque esto puede resultar en liberación de gases, calentamiento y explosión.

En la figura 45 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo que permite una rápida respuesta de regulación ante cambios de bruscos de voltaje, el algoritmo cal-

4 RESULTADOS

cula error (DV) entre el voltaje de salida (V_{out}) con respecto al voltaje de referencia de 15 V (V_{ref}) y lo amplifica empleado tres veces, los límites de 40 y -40 ignoran valores superiores a estos números tanto positivos como negativos, por que el error amplificado es el que se emplea como factor para modificar el ancho de pulso, por eso no se permite valores por encima de 20 o -20 y por último contiene una condición que simula una histéresis de -0,3 a 0.3 V para mejorar la estabilidad de regulación, si el error es superior a 0.3 decreta en DV el ciclo de trabajo (D) y si es inferior a -0.3, DV resulta negativo por lo tanto resulta en una suma al ciclo de trabajo al multiplicar por -5. cabe señalar que la amplificación a 5 veces se debe a que en la práctica el tiempo de regulación se ve retrasado al evaluar esta condición, por lo tanto se emplea esa amplificación para acelerar e igualar las velocidades de regulación en ambos sentidos.

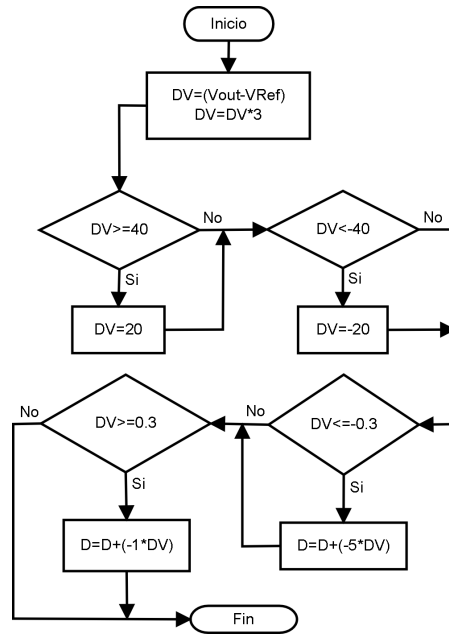


Figura 45: Diagrama de flujo para el control de la regulación de voltaje en el convertidor buck

4.1.3.2. Evaluación de regulación

Los resultados de esta evaluación permiten establecer el margen de cambio que pueda tener la salida de voltaje regulado, estos valores deben permanecer inferiores al margen permitido por la norma oficial NOM-I-78-CT-1988.

Prueba del convertidor en modo regulador con voltaje nominal y carga máxima

Los resultados obtenidos de regulación al someter a plena carga y al voltaje nominal el convertidor en promedio de 15.037 V con una desviación estándar de

4 RESULTADOS

0.093 V, en la figura 46 se observa la respuesta de la señal escalón de entrada a un voltaje de 30 V, posteriormente se efectúan incrementos en la carga hasta llegar a la carga máxima, en los que se observa que la regulación se mantiene estable, los picos en el voltaje de salida indica el que el algoritmo ajusta el voltaje por el cambio de carga.

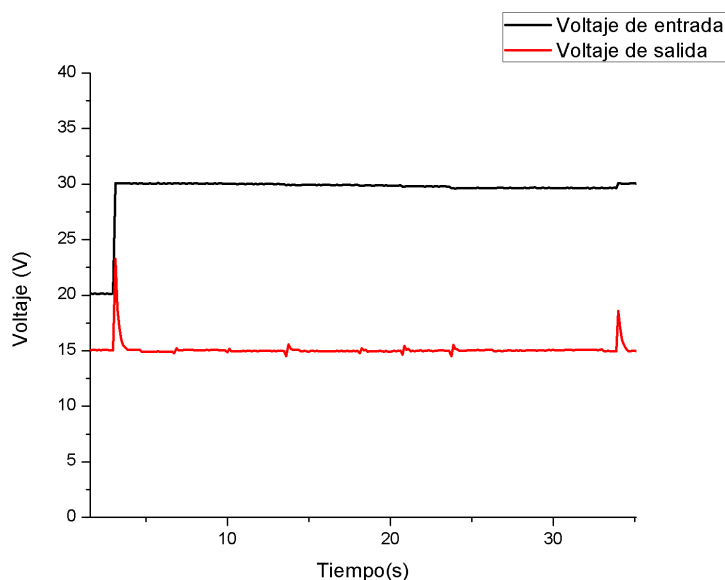


Figura 46: Regulación de voltaje a 15 V con voltaje de entrada nominal constante de 30 V y sometidos a incrementos de carga.

El aumento de carga a voltaje constante resulta en un incremento de la corriente, en la figura 47 se muestra la respuesta del control regulador del convertidor ante variaciones de cargas con valores de voltajes constantes de entrada, el algoritmo ajusta el ciclo de trabajo al valor adecuado para obtener la regulación mencionada. En la figura 48 se muestra el tiempo la variación del ciclo de trabajo para lograr la regulación a 15 V, a partir del segundo 5 se observa un incremento ligero del ciclo

4 RESULTADOS

de trabajo, esto se debe a las pérdidas por el incremento de corriente y la caída de tensión por la resistencia óhmica de los elementos y conductores del convertidor, por lo tanto para mantener constante la salida, el algoritmo de control aumenta el ciclo de trabajo.

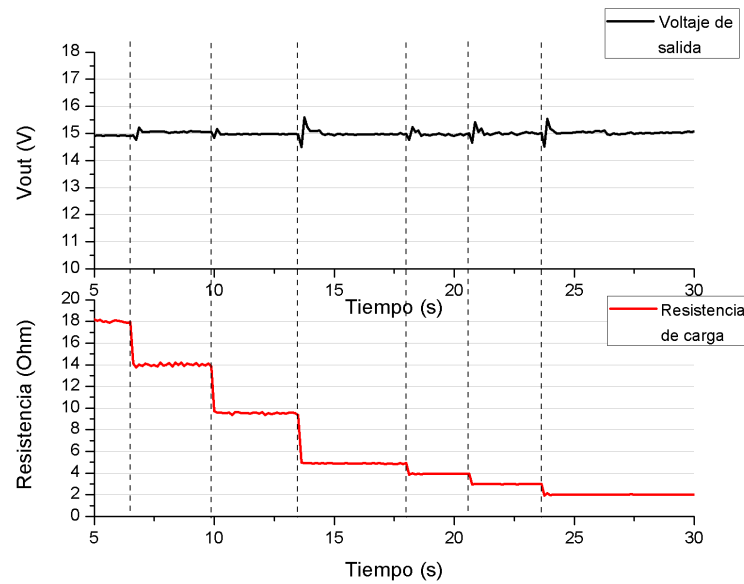


Figura 47: Regulación de voltaje ante la variación de carga a voltaje de entrada nominal constante de 30 V

4 RESULTADOS

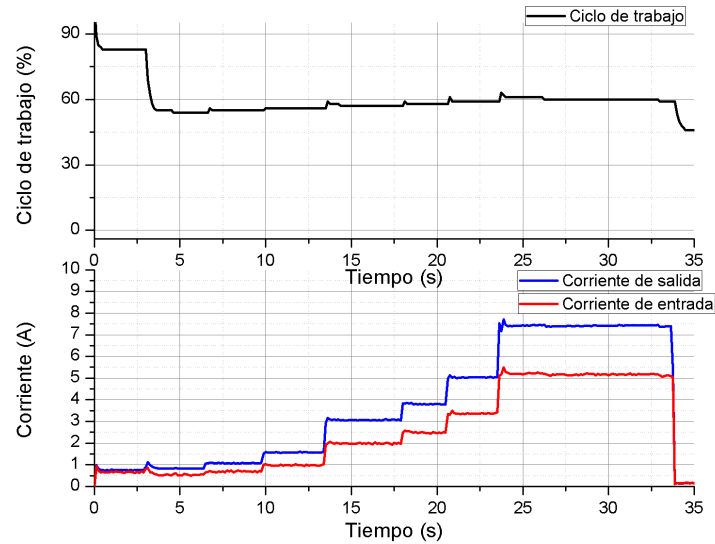


Figura 48: Ajuste del ciclo de trabajo al incremento de corriente a voltaje de entrada nominal constante de 30 V

Prueba del convertidor en modo regulador con voltaje mínimo y carga máxima

La figura 49 muestra la respuesta de regulador de voltaje al someter a plena carga con el voltaje mínimo de 20 V de entrada y el voltaje de salida regulado de 15 V se obtuvo un promedio de V_{min} de 14.97 V con una desviación estándar de 0.077 V, la regulación se mantiene muy próxima a 15 V.

4 RESULTADOS

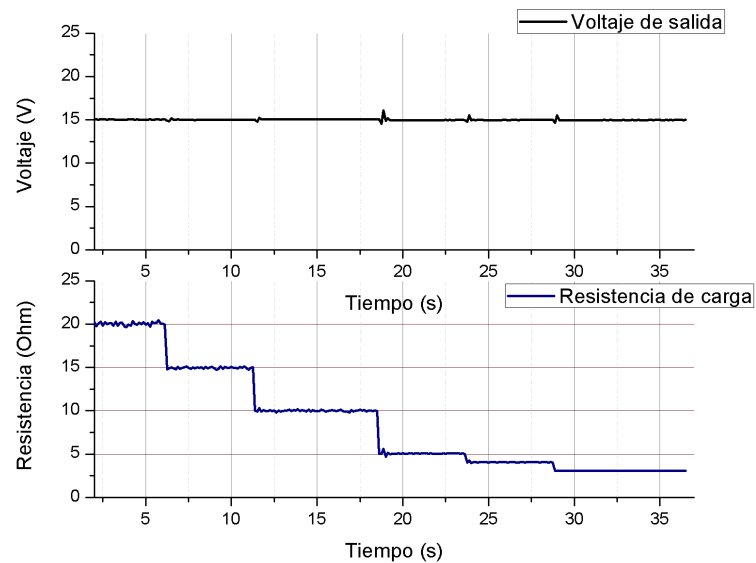


Figura 49: Regulación de voltaje de salida a 15 V con voltaje de entrada mínima constante de 20 V sometidos a incrementos de carga

En la figura 50 se observa el cambio del ciclo de trabajo debido al cambio de carga, manteniendo constante el voltaje de salida regulado a 15 V con un voltaje de entrada constante de 20 V, se puede observar un ligero incremento del ciclo de trabajo conforme se incrementa la carga.

4 RESULTADOS

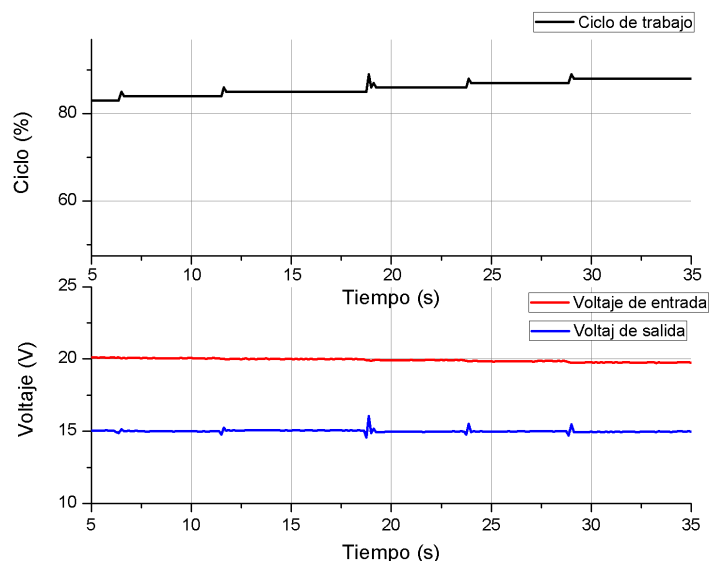


Figura 50: Ajuste del ciclo de trabajo al incremento de corriente a voltaje de entrada mínima constante de 20 V sometidos a incrementos de carga

Prueba del convertidor en modo regulador con voltaje máximo y carga mínima

Por último al someter el convertidor a un voltaje máximo de 50 V con la mínima carga y manteniendo regulado el voltaje de salida se obtiene el promedio de V_{max} de 15.042 V y una desviación estándar de 0.287 V. En la figura 51 se muestra la variación del voltaje de entrada de 20 V a 50 V, a manera de mostrar el comportamiento del convertidor de manera más amplia, por lo tanto se realiza los incrementos en intervalos de 10 V al voltaje de entrada hasta llegar a 50 V, el resultado promedio de regulación se obtiene cuando ya se ubica en 50 V el voltaje de entrada, también se observa el ajuste del ciclo de trabajo para mantener regulado el voltaje de salida

4 RESULTADOS

a 15 V con una carga mínima constante de 35 Ohm.

La respuesta de regulación es constante a 15 V al presentarse una señal escalón de entrada con voltaje máximo y a carga mínima. por lo tanto se observa una buena respuesta del algoritmo de control de regulación en esta prueba.

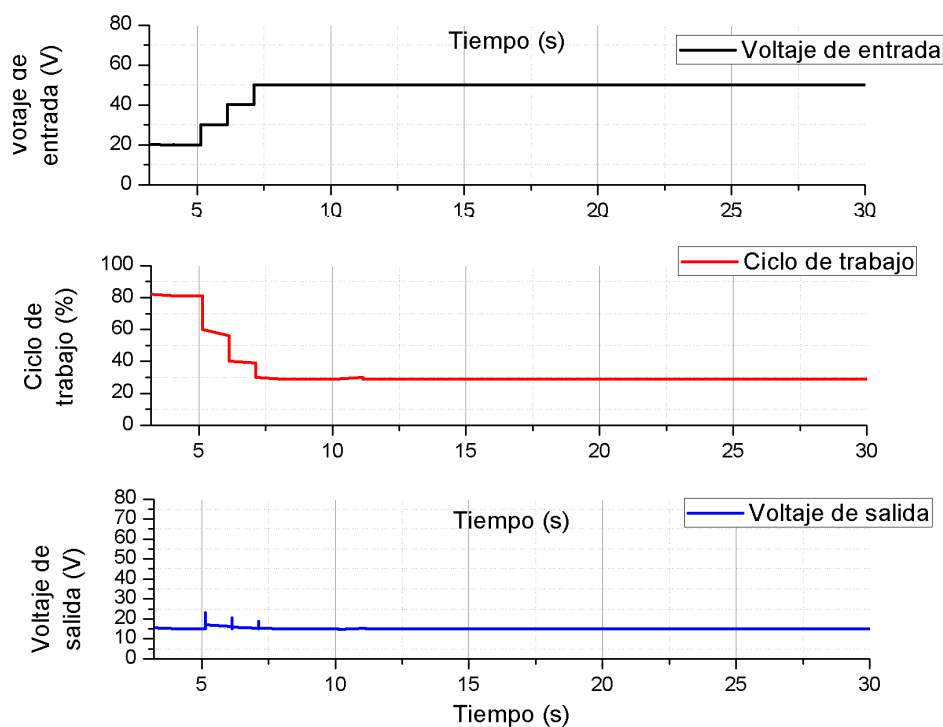


Figura 51: Regulación de voltaje de salida a 15 V a voltaje de entrada máximo constante de 50 V, sometido a una carga mínima resistiva de 35 ohms

Para finalizar los resultados de las pruebas de regulación de voltaje se resume en la (Tabla. 7). Estos resultados son requeridos por la norma NOM-EM-128-SCT1-1994 para calcular el porcentaje de las variaciones de tensión en el convertidor en

4 RESULTADOS

modo regulado:

Prueba	resultados
V_{nom} a carga máxima	$E_{nom} = 15.034 V$
V_{min} a carga máxima	$E_{mn} = 14.970 V$
V_{max} a carga mínima	$E_{mx} = 15.041 V$

Tabla 7: Resumen de los resultados obtenidos en la prueba de regulación

Aplicando la (Ec. 3.1 y Ec. 3.2) se calcula el porcentaje de regulación establecido en la norma mexicana NOM-EM128-SCT1-1994, los resultado se muestra en la (Tabla. 8), obteniendo un resultado muy favorable, la norma NOM-I-78-CT-1998 estable un límite no mayor a $\pm 2\%$, por lo tanto se cumple con la especificación.

- %	-0.42 %
+ %	0.046 %

Tabla 8: Porcentajes de regulación del convertidor reductor Buck

4.1.4. Eficiencia

La eficiencia se realiza con el procedimiento indicado en la norma oficial mexicana NOM-EM-128-SCT1-1994, se evalúa a partir del 50 % de la carga a la carga máxima. Pero en la evaluación que se efectúa para el convertidor reductor se toma en consideración un rango de carga más amplio para lograr visualizar de mejor manera la gráfica de eficiencia.

La evaluación se efectúa bajo el régimen de dos frecuencias de operación distintas, con el objetivo de comparar los resultados, cabe señalar que en el diseño se consideró

4 RESULTADOS

un rango de seguridad al calcular los elementos críticos del convertidor para trabajar a una frecuencia de 100 KHz, por lo tanto, el convertidor soporta el cambio de frecuencia de conmutación de 80 KHz a 100 KHz, esto con el objetivo de analizar la diferencia de la eficiencia en ambas frecuencias y determinar el impacto que tienen en la eficiencia del convertidor.

4.1.4.1. Eficiencia a 100 KHz

Los resultados obtenidos al evaluar la eficiencia del convertidor con una frecuencia de conmutación de 100 KHz de acuerdo a a norma NOM-EM-128-SCT1-1994 se muestra en la figura 52.

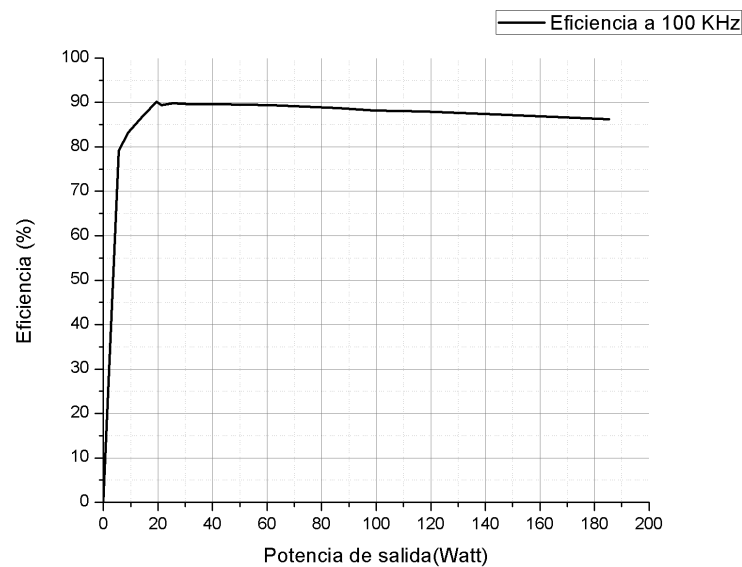


Figura 52: Curva de eficiencia del convertidor a una frecuencia de conmutación de 100 KHz

4 RESULTADOS

Debido a la adquisición de datos en el tiempo, se realiza el promedio de los datos obtenidos en el intervalo de tiempo, en el caso de la eficiencia, los datos promediados de eficiencia por carga aplicada presentan una desviación estándar promedio de 0.87 %.

En la figura.53 se muestra la curva de potencia respecto a la carga, observando que conforme aumenta la carga aumenta la distancia entre la potencia de entrada y potencia de salida, es decir, la eficiencia tiene una ligera reducción, esto se debe al límite de carga máxima del dispositivo, es decir, la resistencia de carga se aproxima al valor de la resistencia del convertidor. A carga máxima la eficiencia tiene una reducción del 4 %.

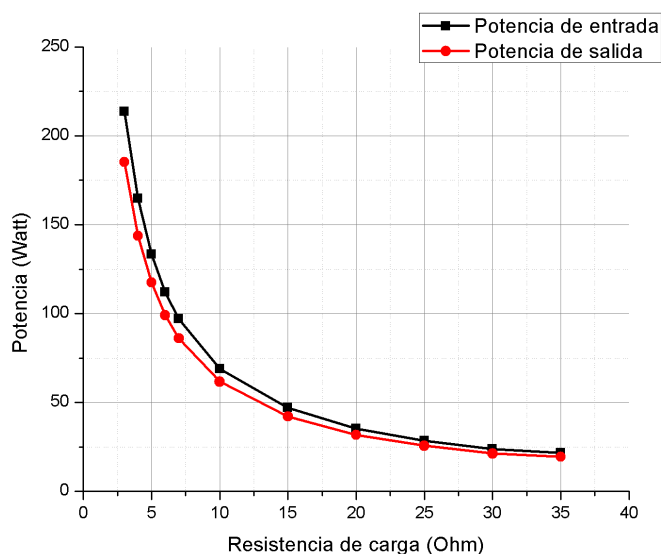


Figura 53: Comparación de potencia de entrada y salida del convertidor a 100 KHz sometidos a incrementos de carga al ciclo de trabajo máximo disponible

4 RESULTADOS

4.1.4.2. Eficiencia a 80 KHz

Al reducir la frecuencia de operación del convertidor aumenta la corriente mínima necesaria para no entrar en el modo discontinuo, cabe recordar que el convertidor opera en modo continuo.

Tanto en el caso de una operación de 80 o 100 KHz, la corriente mínima aun es menor que el que entrega el aerogenerador a un voltaje de 12 V.

En la figura 54 se muestra la curva de eficiencia del convertidor con la frecuencia de conmutación de 80 KHz.

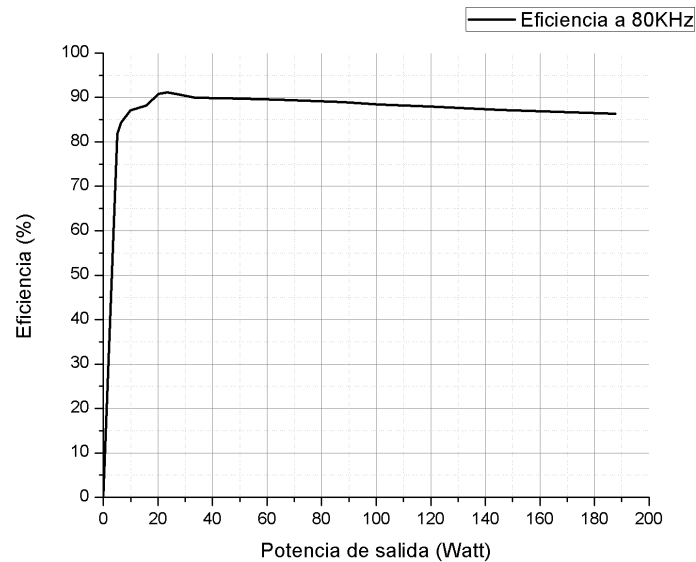


Figura 54: Curva de eficiencia del convertidor a una frecuencia de conmutación de 80 KHz

Los datos se obtienen en tiempo real por el sistema de adquisición de datos, por lo

4 RESULTADOS

tanto al realizar la medición de la potencia de salida el programa calcula en tiempo real la eficiencia, los datos acumulados en el instante de tiempo de la medición se promedia para obtener la eficiencia por potencia con una desviación estándar promedio de 0.82%. Esto se debe a las variaciones de lectura por sensibilidad de los sensores.

En la figura 55 se observa el comportamiento de la potencia de salida con respecto a la entrada ante el cambio de carga, la eficiencia se reduce a carga máxima en 4%, similar a la anterior.

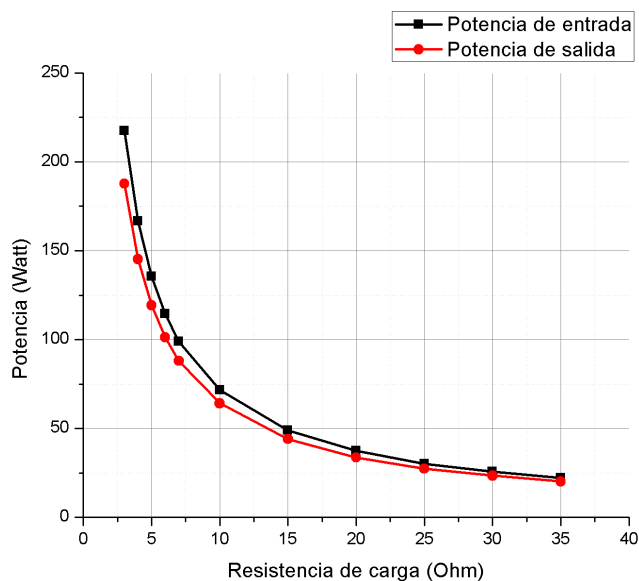


Figura 55: Comparación de potencia de entrada y salida del convertidor a 80 KHz sometidos a incrementos de carga al ciclo de trabajo máximo disponible

4.1.4.3. Comparación de eficiencias

4 RESULTADOS

La diferencia de eficiencia es pequeña como se muestra en la figura 56, pero a mayor potencia la eficiencia son muy similares.

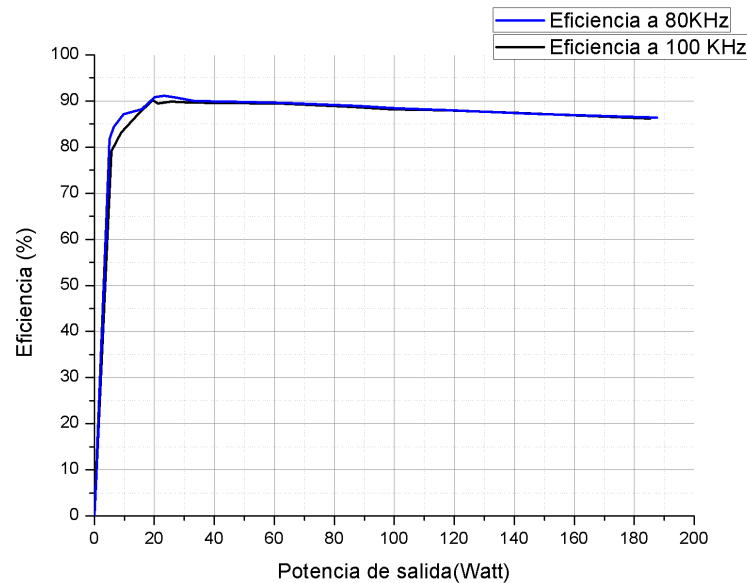


Figura 56: Comparación de las curvas de eficiencia del convertidor con frecuencias de conmutación de 100 KHz y 80 KHz

Es posible reducir la frecuencia aun más pero en contra parte resultaría en el aumento de la corriente mínima para mantenerse en el modo de conducción continuo, esto considerando mantener fijo el inductor construido.

4.2. Seguidor del punto de máxima potencia

El seguimiento del punto de máxima potencia es esencia un regulador de potencia para cada punto óptimo de potencia del aerogenerador. En las pruebas de laboratorio se controla el punto de máxima potencia a un valor de 50 W. A continuación se

4 RESULTADOS

muestran los resultados obtenidos con el método desarrollado y el método tradicional de P&O (perturbar y observar) y las comparaciones de de seguimiento.

4.2.1. Algoritmo de seguimiento

El algoritmo de seguimiento que se muestra en la figura 57 busca el punto de máxima potencia mediante las pendientes positivas y negativas, en el punto nulo se ubica el punto de máxima potencia.

El error entre la potencia de salida y entrada se representa con la variable DP y el error de voltaje entre la salida y la entrada con la variable DV, la razón entre DP y DV es la pendiente, pero en el diagrama se le aplica la función absoluto para obtener el valor absoluto de la pendiente, esto para reducir el numero de condiciones al ser solamente positivos, en caso contrario también se tiene que agregar condiciones para el caso de la pendiente negativa.

Estas condiciones controlan los incrementos (variable factor) obtenidos de la pendiente (variable a), dicha pendiente puede tener una tendencia hacia valores muy grandes tanto positivo como negativo, por lo tanto se limitan con la condición que indica pendiente mayor 30, es decir para pendientes superiores a 30 se consideran factores de cambio de ciclo del trabajo de 5%, para menor de 30 y mayor o igual a 15 el ciclo de trabajo cambia en 3.5%, y así sucesivamente hasta llegar a valores menores de 0.5, con factor de cambio del ciclo de trabajo de 0.5%. Y la última condición evalúa nuevamente la pendiente y determina si es positiva o negativa con el objetivo de conocer si la variable factor sera sumado al ciclo de trabajo o restado de

4 RESULTADOS

él.

En la figura 58 se muestra el comportamiento de los cambios de factores de ancho de pulso de acuerdo a la pendiente estimada, en ella se puede observar que al acercarse a una pendiente cero el factor se reduce considerablemente, permitiendo acelerar la velocidad de convergencia cuando se encuentra con una pendiente muy grande y reducir la velocidad al tener una pendiente próxima a cero.

A partir de la pendiente 5 hasta la pendiente 30 los cambios en el ciclo de trabajo son pronunciados, esto mejora la velocidad de convergencia pero por la separación amplia de los rangos provoca picos de potencia, antes de reaccionar necesita un cambio grande como lo muestras en dicha gráfica. caso contrario a las pendientes menores a 5, donde el rango entre los puntos evaluados de la pendiente es menor y se refleja en los resultados al reducir los picos, pero consume mas tiempo de ejecución al tratarse de más puntos a evaluar.

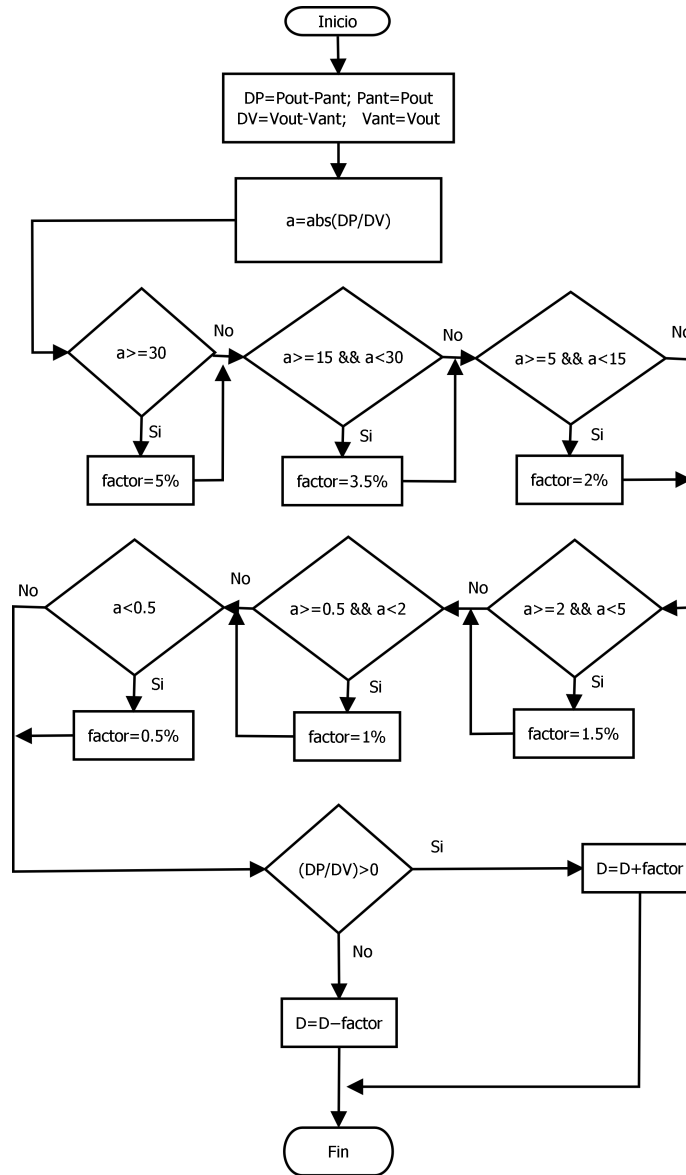


Figura 57: Diagrama de flujo del control de seguimiento del punto de máxima potencia propuesto

4 RESULTADOS

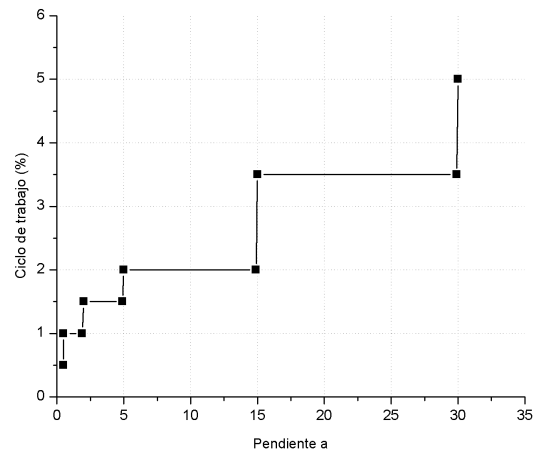


Figura 58: Comportamiento del cambio del ancho de pulso frente a las pendientes (P_o/V_o)

4.2.2. Resultados de seguimiento con el método propuesto

Las variables controladas en la prueba de seguimiento ante cambios de carga son el voltaje de entrada, la resistencia de carga y se indica un punto máximo de potencia al programa, esto último debido al comportamiento de la fuente de voltaje, pero con esto es posible analizar la reacción del control antes los cambios de las variables controladas.

Cambios de carga

Las condiciones para esta evaluación se establecen para un voltaje de entrada fijo a 30 V y el punto máximo de potencia a 50 W, y variando la carga resistiva conectada al convertidor, en los siguientes intervalos: 7 a 5 Ohm, 5 a 3 Ohm, 3 a 5

4 RESULTADOS

Ohm y 5 a 7 Ohm. El algoritmo de seguimiento mantiene la extracción óptima de potencia localizando el ciclo de trabajo adecuado.

En las figura 59 se muestra el comportamiento del control ante variaciones controladas de carga, en la parte *a)* de la figura se observa el comportamiento de la potencia de entrada y de salida, se observa que la potencia de salida presenta picos de potencia al efectuar cambios de carga, esto se debe a que se produce pendientes superiores a 5, y como se mencionó anteriormente existe un rango más amplio en las pendientes evaluadas posterior a 5, por lo tanto los cambios en el ciclo de trabajo evaluadas a estas pendientes altas provoca estos picos de potencia, pero también se observa que el tiempo de reacción para mantener la potencia de salida en el punto optimo de 50 W es menor a 1 s.

La parte *b)* de la figura 59 se observa como al reducir el ciclo de trabajo también lo hace la eficiencia del convertidor, por lo tanto, se establece el límite máximo de carga, como se puede observar al aumentar la carga a un valor superior establecido en el diseño de 3 ohm conlleva a disminuir la eficiencia por debajo del 80 %.

La parte *c)* de la figura 59 muestra la condición constante del voltaje de entrada y la variación del voltaje de salida en el instante del tiempo en que se realiza el cambio de carga, esto demuestra la reacción del control en busca de la potencia óptima, si se multiplica el voltaje de salida en cada instante de tiempo con la corriente de salida correspondiente de la parte *d)* de la figura 59 se obtiene en todo momento el valor de 50 W, posicionándose en el punto de máxima potencia establecido en la prueba de laboratorio.

4 RESULTADOS

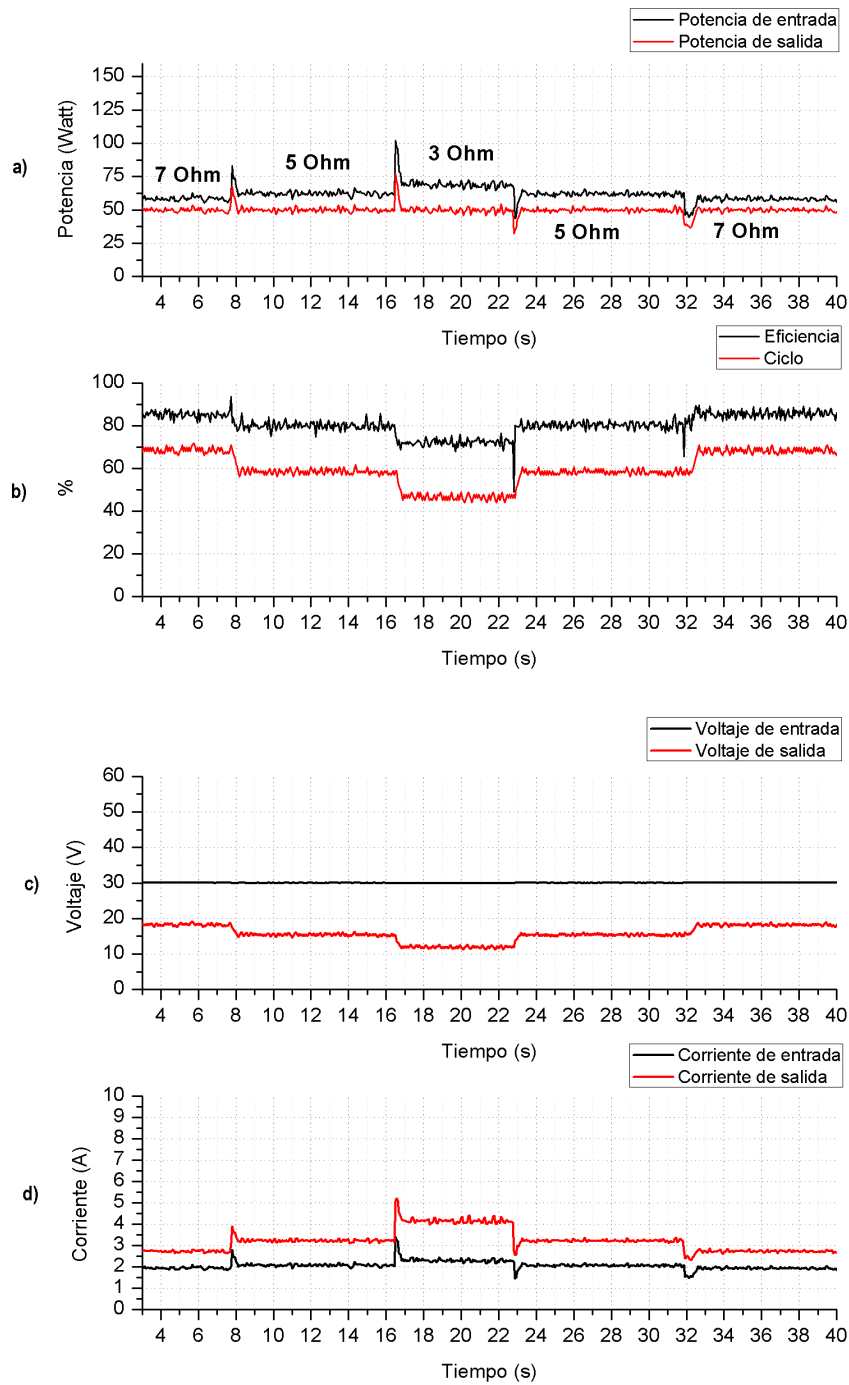


Figura 59: Seguimiento de potencia con cambios de carga

4 RESULTADOS

Cambios de voltaje de entrada

Consiste en una carga resistiva de 3 Ohm, y una variación del voltaje de entrada de 20 a 30 V, con incrementos de 1 V, y se fija el punto de máxima potencia a 50 W.

La potencia de salida se mantiene a los 50 W indicando que es el punto máximo de potencia, a pesar del incremento del voltaje de entrada, la corriente de entrada varía conforme varía el voltaje de entrada, mientras que la corriente de salida se mantiene constante permitiendo mantener una potencia estable con carga fija, por otro lado tanto el ciclo de trabajo como la eficiencia también sufren variaciones frente a las variaciones de voltaje en la entrada, como se observa en la figura 60.

En la sección *a)* de la figura 60 se observa una reducción en los picos de potencia, esto indica que las pendientes obtenidas son menores a 5, y los factores de cambio del ciclo de trabajo son más pequeños, también influye que los incrementos de voltaje de entrada sea de 1 V a carga fija.

En la sección *b)* de la figura 60 se observa que al someterse el seguimiento a plena carga se mantiene la eficiencia próxima a 80 %, aunque el ciclo de trabajo presenta una mayor curvatura, por lo tanto la relación entre ellas no es de naturaleza lineal.

En la sección *c)* de la figura 60 se observa la variación de voltaje de entrada en intervalos de 1 V, y el voltaje de salida se mantiene constante, en la sección *d)* de la figura 60 la corriente de salida también se mantiene constante, esto se debe a que la resistencia de carga es fija, en cualquier instante de tiempo la potencia de salida obtenida es de 50 W, a pesar de la variación de voltaje en la entrada del convertidor.

4 RESULTADOS

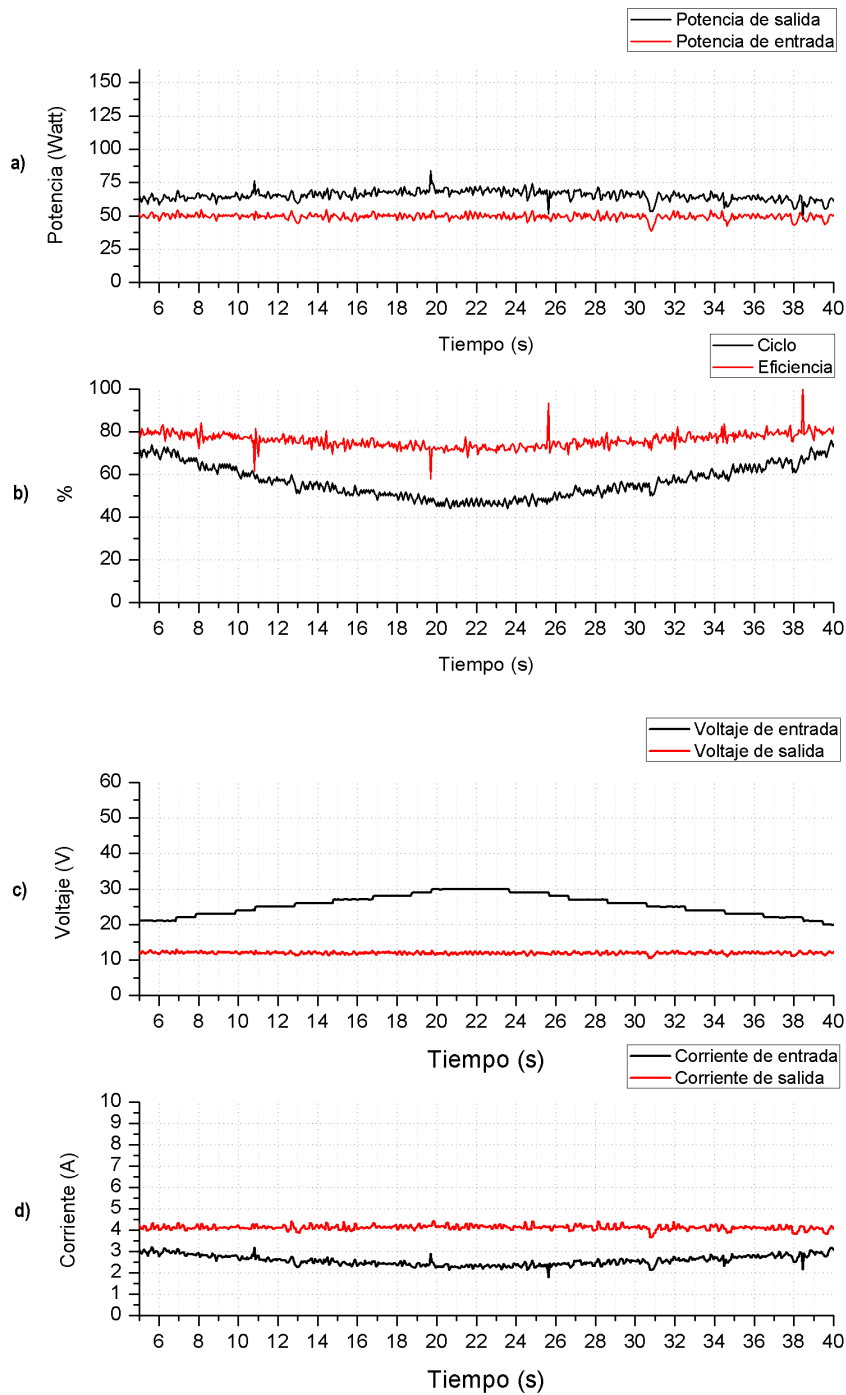


Figura 60: Seguimiento de potencia con incrementos de voltaje en la entrada de 1 V

4 RESULTADOS

Para cambios repentinos de la velocidad del viento, se consideran en la prueba cambios de voltaje a mayor rango, la siguiente figura 61 muestran los resultados obtenidos para cambios instantáneos de 10, 20 y 30 V respectivamente, bajo las mismas condiciones de carga y el mismo punto de máxima potencia.

En la sección *a)* de la figura 61 se observa que del segundo 15 al 16 es el tiempo que le toma al sistema de control obtener la máxima potencia ante la señal escalón y del segundo 20 al 21.5 de igual manera, solo que en este último caso le toma medio segundo más de tiempo.

En la sección *b)* de la figura 61 se observa que por cada incremento del voltaje de entrada el ciclo de trabajo no decremanta de manera proporcional, esto se debe a las perdidas dentro del convertidor.

En la sección *c)* de la figura 61 se observa que al iniciar el incremento a los 10 s, el voltaje de salida se mantiene constante hasta los 25 s, y de la misma forma la corriente de salida en la sección *c)* de la figura 61 se mantiene constante, como se mencionó, esto es por la carga constante, y que al obtener la potencia de salida como producto de la corriente de salida y voltaje de salida, se observa que de tiempo 10 s al 25 s se obtiene 50 W.

En esta prueba la eficiencia oscila entre el 78 % y el 90 %, y la respuesta en el seguimiento en un promedio de 1 s, por lo tanto el convertidor responde adecuadamente ante situaciones de cambios de velocidad de viento repentinos, que conllevan a un aumento del voltaje hacia el convertidor en un corto periodo de tiempo.

4 RESULTADOS

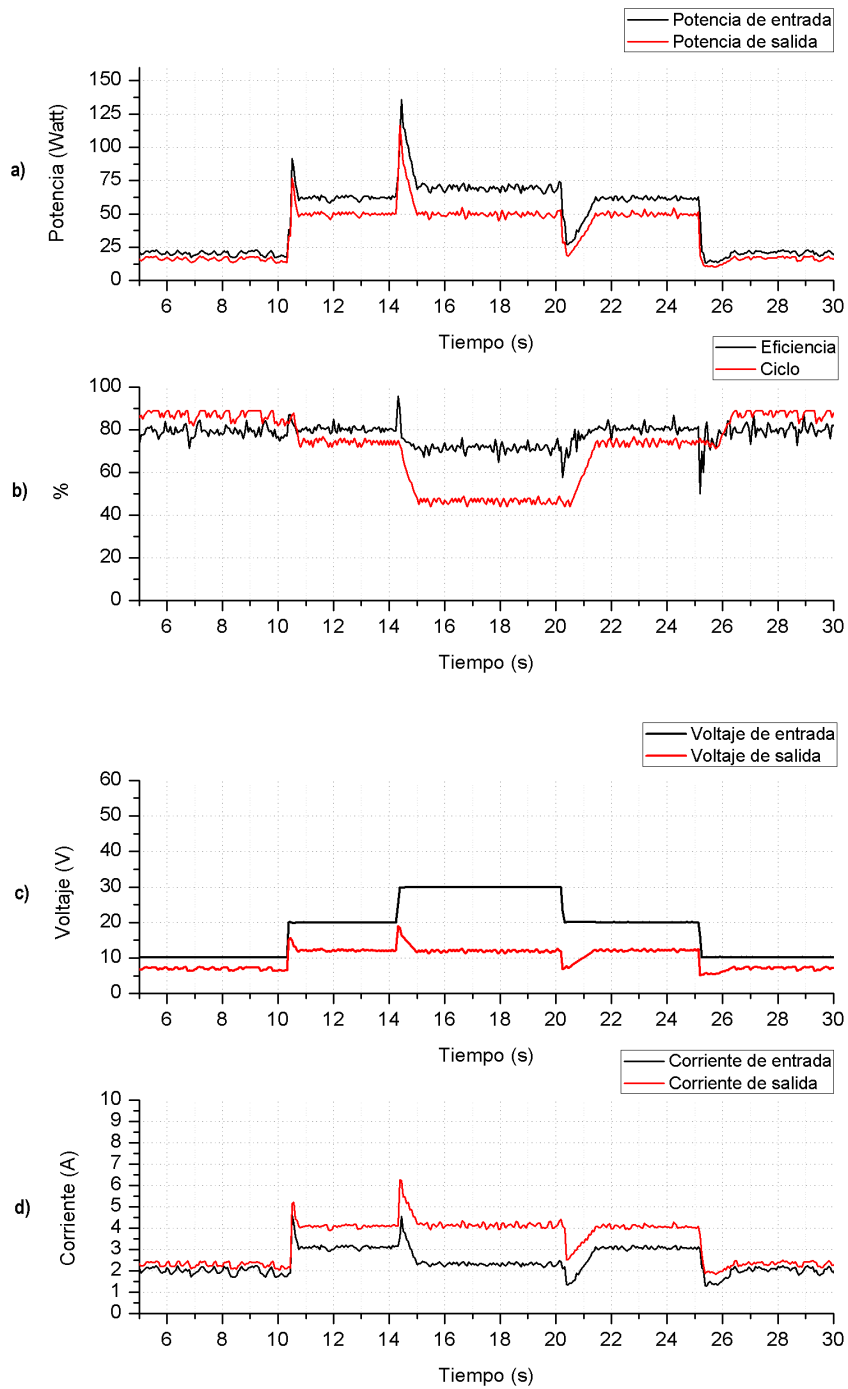


Figura 61: Seguimiento de potencia con incrementos de voltaje en la entrada de 10 V

4.2.3. Comparación con el método P&O

El método de perturbar y observar se ejecuta en el microcontrolador Atmega328 de Arduino, el cual es una tecnología nueva, accesible y de código abierto. Las pruebas realizadas con el algoritmo de P&O se efectúan bajo las mismas condiciones de carga y voltaje de entrada que las pruebas anteriores, en la figura 62 en las secciones *a)* y *d)* se muestra la comparación de respuesta del algoritmo propuesto con el método P&O para cambios de 10 V, en la figura 62 *d)* en el tiempo de 16 a 20 s, se observa que el seguimiento de potencia del método P&O tiene un retardo más elevado, superior a 3 s, en comparación con el método propuesto en la figura 62 *a)* en el tiempo de 16 a 18 s, que se observa un tiempo inferior a 1 s.

El seguimiento tanto de subida como de bajada, tiene diferencias en el tiempo de estabilización en ambos métodos, anteriormente se mencionó el tiempo de estabilización de bajada, para el tiempo de estabilización de subida en ambos algoritmos se incrementa en un 25 % comparado con el tiempo de bajada.

De la figura 62 en la sección *c)* y *f)* se observa que los ciclos de trabajos varían a diferentes velocidades, por esta razón el seguimiento tiene diferente velocidad de convergencia en cada método de seguimiento de máxima potencia.

4 RESULTADOS

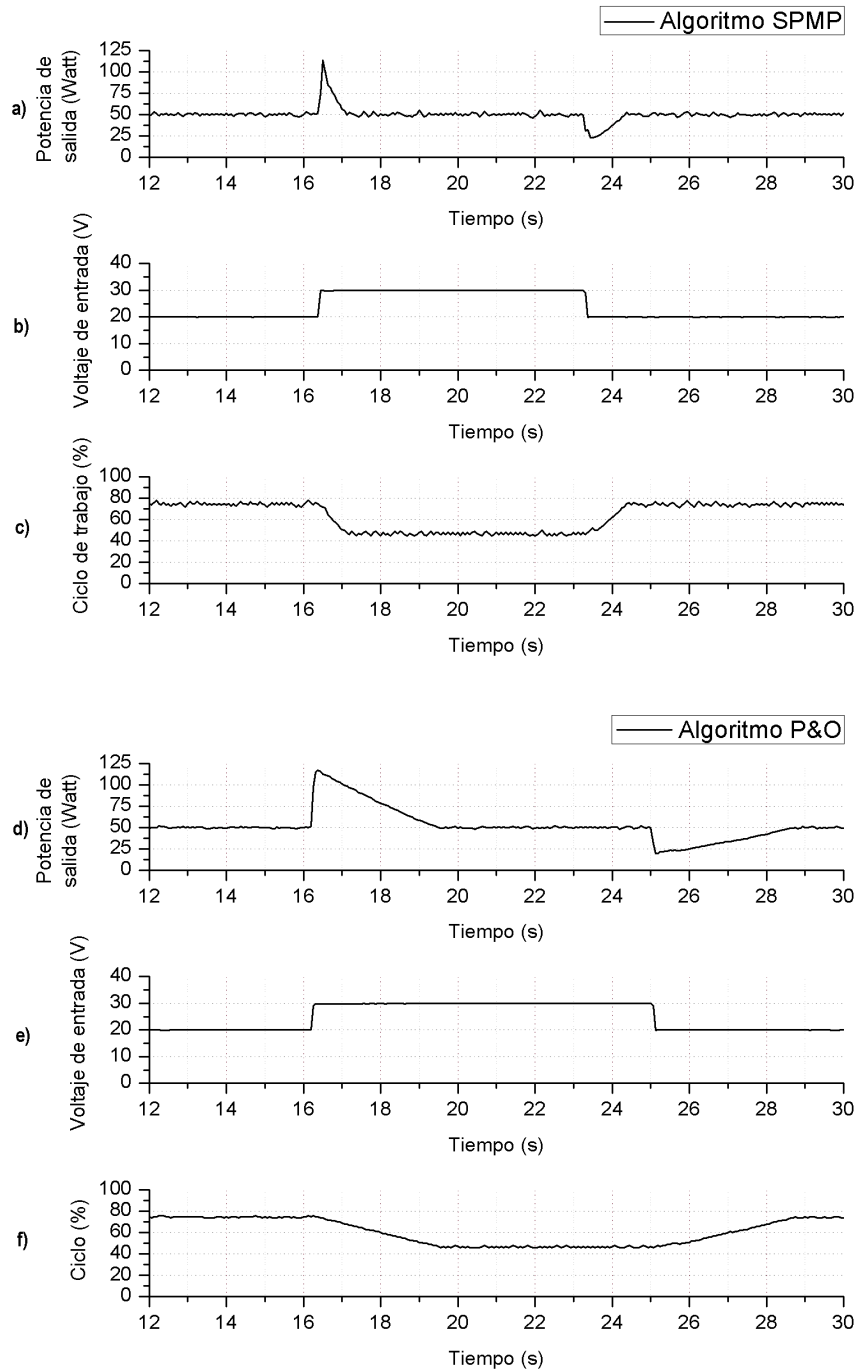


Figura 62: Comparación del SPMP propuesto con el método P&O ante incrementos de voltaje de entrada de 10 V

4 RESULTADOS

Cabe destacar que a incrementos de 1 V en el voltaje de entrada, la respuesta de ambos métodos son muy similares como se muestra en figura 63, es decir, el tiempo de respuesta en el seguimiento son semejantes, aunque con el algoritmo de P&O se observa menos oscilaciones en la búsqueda del punto de potencia máxima.

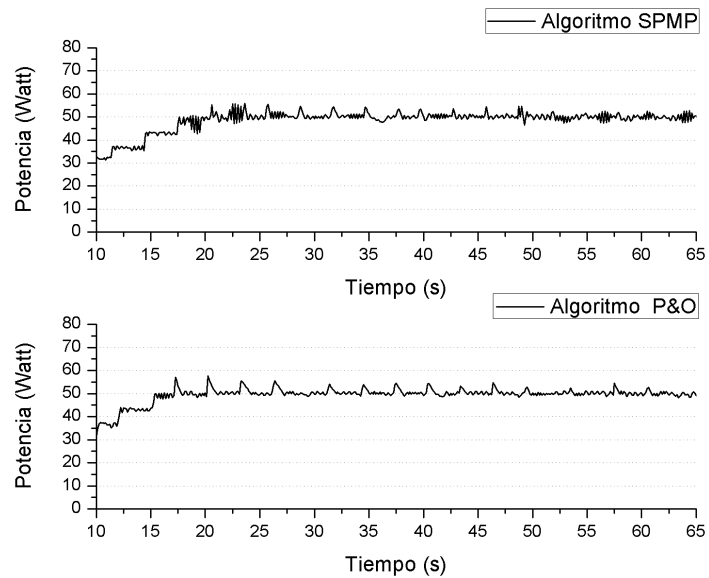


Figura 63: Comparación del SPMP propuesto con el método P&O ante incrementos de voltaje de entrada de 1 V

4.3. Conclusión

La construcción y la prueba de funcionalidad del convertidor, representó un reto por razones de sobrepicos de voltaje y corrientes presentadas en los IGBT's, por lo tanto es importante la implementación del amortiguador adecuado para evitar la destrucción de los mismos.

A continuación de manera puntual se describe las conclusiones de los resultados obtenidos.

- La corriente mínima es un factor crítico del convertidor buck, y determina el tamaño del inductor a construir, si la inductancia es pequeña, se construye un inductor pequeño, una corriente mínima que se determine a un valor muy pequeño aumenta la inductancia de la bobina por lo tanto es importante la consideración de este parámetro, también el aumento de la frecuencia de conmutación reduce el tamaño de los elementos del convertidor.
- La cantidad de corriente máxima que puede manejar el dispositivo se limita el calibre del cable empleado en los inductores y de las limitaciones de corriente máxima de los IGBT's.
- El seguimiento de potencia propuesto mejora la velocidad de respuesta del método P&O, se reduce el tiempo y se triplica la velocidad de respuesta.
- El tiempo de respuesta que tiene el control del convertidor esta directamente ligada a la rapidez de cambio en el valor del ciclo de trabajo, el algoritmo que

4 RESULTADOS

mejor maneja los cambios del ciclo de trabajo es el SPMP propuesto.

- El programa general de control anexa un sistema de visualización (LCD) y comunicación serial de los datos, lo que refleja un retardo en la ejecución del programa, en las pruebas se observó que anulando la visualización se aumenta la velocidad de respuesta del algoritmo al doble.
- La oscilación de la señal de potencia en el método de seguimiento de máxima potencia diseñado, se debe a las condiciones empleadas en el algoritmo para la obtención del factor que incrementa o decrementa el ciclo de trabajo, al realizar un ajuste en los rangos de las condiciones se mejora la estabilidad y disminuye las oscilaciones.

CAPÍTULO 5

5. Conclusiones Generales

- El diseño del algoritmo de control SPMP para el microcontrolador ATMEGA328P presentó una buena respuesta, aunque este microcontrolador tiene características limitadas, la eficiencia en la programación influye en la respuesta del mismo, por lo tanto las funciones innecesarias dentro del código reducen la efectividad en la velocidad de convergencia del SPMP.
- El sistema de adquisición de datos diseñado en conjunto con el software simulink de matlab permitió la toma de datos en tiempo real, aunque esto significa sacrificar tiempo de ejecución, por que la comunicación serial se efectuó con el mismo microcontrolador, pero como beneficio se tiene una reducción en el costo en la implementación.
- La construcción del convertidor se deben tener en cuenta dispositivos de protección, principalmente a los dispositivos más costosos, como lo son los IGBT's, es importante proteger la compuerta con diodos zener para evitar picos de voltaje

5 CONCLUSIONES GENERALES

derivados de la capacitancia parásita del dispositivo mencionado, de la misma forma el cálculo correcto de la red Snubber para suprimir picos de voltaje y amortiguar la oscilación transitoria provocada por la inductancia parásita del circuito cuando conmuta a altas frecuencias.

- El filtro de entrada CLC estabilizó las oscilaciones de la corriente en el convertidor, mejorando la estabilidad de la señal, esto es importante por que al alimentar cualquier dispositivo electrónico se requiere una señal lo más limpia posible, es decir, con el mínimo de oscilaciones o rizados posible.
- En la construcción del sistema de adquisición de datos es importante considerar las afectaciones, interferencia o ruido a la pequeña señal, por lo tanto, los filtros pasa bajos y los acopladores de impedancia ayudan a estabilizar la señal y evitar variaciones muy grandes en las mediciones, sin olvidar que los filtros de alta capacidad pueden resultar contraproducentes al aumentar el tiempo de lectura de una variable física sensada.
- En la calibración de los sensores es importante reducir las operaciones y/o conversiones de los datos sensados, entre menos operaciones intervengan en la conversión del dato al valor requerido se obtiene más precisión en el valor sensado.
- En las pruebas de eficiencia del convertidor, a 80 kHz es ligeramente mayor con respecto a 100 kHz, a 80 kHz la red Snubber trabaja mejor, porque la potencia que disipa la resistencia Snubber es directamente proporcional a la frecuencia. Por lo tanto se puede reducir las dimensiones de la resistencia al emplear una

5 CONCLUSIONES GENERALES

de menor potencia. por otro lado aumentar la frecuencia a 100 kHz reduce las dimensiones requeridas para la inductancia y la capacitancia en el convertidor, la resistencia de la red Snubber disipa más potencia y por tanto existe más pérdidas.

Referencias

- [1] KUMAR, D., & CHATTERJEE, K. (2016). *A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 55, 957–970. <http://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.013>
- [2] LUIS, R. C., JOSÉ, B. J., IAN, S. T., & JESÚS, H. L. (2010). *Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar Study of the maximum power point tracking algorithm perturb and observe*. Revista de ingeniería Eléctrica, Electrónica & Computación, 8(1), 2010.12
- [3] NASIRI, M., MILIMONFARED, J., & FATHI, S. H. (2014). *Modeling, analysis and comparison of TSR and OTC methods for MPPT and power smoothing in permanent magnet synchronous generator-based wind turbines*. Energy Conversion and Management, 86, 892–900. <http://doi.org/10.1016/j.enconman.2014.06.055>
- [4] TIWARI, R., & BABU, R. N. (2016). *ScienceDirect FUZZY LOGIC BASED MPPT FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR IN*

REFERENCIAS

- WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM*. IFAC-PapersOnLine, 49(1), 462-467. <http://doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.03.097>
- [5] KORTABARRIA, I., ANDREU, J., MARTÍNEZ DE ALEGRÍA, I., JIMÉNEZ, J., GÁRATE, I., & ROBLES, E. (2014). *A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines*. *Renewable Energy*, 63, 785–796. <http://doi.org/10.1016/j.renene.2013.10.036>
- [6] DAILI, Y., GAUBERT, J.-P., & RAHMANI, L. (2015). *Implementation of a new maximum power point tracking control strategy for small wind energy conversion systems without mechanical sensors*. *Energy Conversion and Management*, 97, 298–306. <http://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.03.062>
- [7] FATHABADI, H. (2016A). *Maximum mechanical power extraction from wind turbines using novel proposed high accuracy single–sensor–based maximum power point tracking technique*. <http://doi.org/10.1016/j.energy.2016.07.081>
- [8] FATHABADI, H. (2016B). *Novel high efficient speed sensorless controller for maximum power extraction from wind energy conversion systems*. *Energy Conversion and Management*, 123, 392–401. <http://doi.org/10.1016/j.enconman.2016.06.046>
- [9] LARA, D., MERINO, G., & SALAZAR, L. (2015). *Power converter with maximum power point tracking MPPT for small wind-electric pumping systems*. *Energy Conversion and Management*, 97, 53–62. <http://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.03.033>

REFERENCIAS

- [10] PAREDES, V., TUTOR, C., JOSÉ, :, & RUIZ GONZÁLEZ, M. (2014). *Simulación mediante Psim de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos*
- [11] MEGHNI, B., M'SIRDI, N. K., & SAADOUN, A. (2015). *ScienceDirect 7th International Conference on Sustainability in Energy and Buildings A Novel Maximum Power Tracking by VSAS approach for Permanent Magnet Direct Drive WECS*. Energy Procedia, 83, 79–90. <http://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.12.198>
- [12] RODRÍGUEZ, J.L., BURGOS, J.C., & ALMATE, S. (2003). *Sistemas eólicos de producción de energía eólica*. Madrid: Rueda SL.
- [13] FRAILE, J. MORA. *Máquinas eléctricas. P. (2003)*. Madrid, España. Quinta edición. Mc Graw Hill.
- [14] CHAPMAN, J. STEPHEN. (2000). *Máquinas Eléctricas*. Tercera edición. Mc Graw Hill.
- [15] MOHAN, NED., UNDELAND, TORE.M., & ROBBINS, W.P. (2009). *Electrónica de potencia: convertidores, aplicación y diseño*. Tercera edición. Mc Graw Hill.
- [16] BOYLESTAD, ROBERT L., NASHESKY LOUIS. P. 2009, MÉXICO. *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. Décima edición. Pearson Educación.
- [17] MARTÍNEZ, F., HERRERO, L.C., & SANTIAGO, P. (2008). *Convertidores continua–continua*. Ed.IV SECRETARIADO DE PUBLICACIONES E INTERCAMBIO EDITORIAL. Valladolid.

REFERENCIAS

- [18] COUGHLIN, ROBERT F. DRISCOLL FREDERICK F. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Quinta edición. Prentice Hall.*
- [19] LAHFAOUI, B., ZOUGGAR, S., MOHAMMED, B., & LARBI, M., P. (2017). *Real time study of P & O MPPT control for small wind PMSG turbine systems using Arduino microcontroller.* Energy Procedia, 111(September 2016), 10001009. <http://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.03.263>.
- [20] MEJÍA, G. E., MUÑOZ, N., & CANO, J. B. (2015). *Procedimiento Novedoso para el Diseño del Circuito Amortiguador RCD (Snubber RCD) y Deducción Matemática de las Ecuaciones,* 26(2), 117–128. <http://doi.org/10.4067/S0718-07642015000200002>.
- [21] KWAN, T. H., & WU, X., P. (2017). *TEG Maximum Power Point Tracking using an Adaptive Duty Cycle Scaling Algorithm.* Energy Procedia, 105, 14–27. <http://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.03.274>.
- [22] APAP, M., ANDRI, I., PINA, A., FERRÃO, P., FOURNIER, J., LACARRIÉRE, B., & CORRE, O. LE. (2017). *Incremental Current Based MPPT for a PMSG Micro Wind Turbine in a Grid-Connected DC Microgrid Assessing feasibility of a , using heat demand-outdoor temperature function for a long-term Licari a district heat demand forecast.* Energy Procedia, 142, 2284–2294. <http://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.12.631>.
- [23] NOM-056-SCT1-1993. *Diario oficial de la federación.* DF, México. 6 de Diciembre de 1994.

REFERENCIAS

- [24] NOM-EM-128-SCT1-1994 *Diario oficial de la federación*. DF, México. 22 de Diciembre de 1994.
- [25] NOM-I-78-CT-1998 *Diario oficial de la federación*. DF, México. 20 de Septiembre de 1988.