



Institución Universitaria

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA INTERFAZ DE POTENCIA DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICO

HÉCTOR FABIO PAYÁN SÁNCHEZ

Instituto Tecnológico Metropolitano

Facultad de Ingenierías

Medellín, Colombia

2018

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA INTERFAZ DE POTENCIA DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICO

HÉCTOR FABIO PAYÁN SÁNCHEZ

Tesis o trabajo de investigación presentada(o) como requisito parcial para optar al título de:
Magister en Gestión Energética Industrial

Directores

M.Eng. Elkin Edilberto Henao Bravo

M.Sc. Sergio Ignacio Serna Garcés

Línea de Investigación:

Electrónica y Comunicaciones

Grupo de Investigación:

Automática, Electrónica y Ciencias Computacionales

Instituto Tecnológico Metropolitano

Facultad de Ingenierías

Medellín, Colombia

2018

A mi madre Lucila, a mi esposa Lina María y a mis hijos David y Santiago, gracias por su amor y apoyo incondicional que contribuyeron significativamente en mi propósito de alcanzar esta gran meta.

Contenido

Lista de figuras	VI
Lista de tablas.....	VIII
Resumen	IX
Introducción	10
Objetivos.....	12
1. Marco Teórico.....	13
1.1 La energía del viento.....	13
1.1.1 Ley exponencial de Hellmann	14
1.1.2 Distribución de Weibull.....	15
1.1.3 Potencia del viento.....	16
1.2 Conjunto turbina-generator.....	16
1.2.1 Eficiencia de las turbinas de viento	17
1.2.2 Ecuación mecánica del conjunto turbina-generator.....	20
1.2.3 Características de los generadores empleados en un SGEE	20
1.2.4 Modelo del PMSG.....	21
1.3 Convertidores DC-DC.....	23
1.3.1 Tipo de convertidores DC-DC	24
1.3.2 Análisis del convertidor Buck	27
1.3.3 Modo de funcionamiento del Convertidor Buck Síncrono (CBS)	33

Contenido	V
2. Antecedentes	39
2.1 Generalidades	39
2.2 Aplicaciones de los sistemas híbridos de baja potencia	40
2.3 Especificaciones de aerogeneradores	42
2.4 Control de aerogeneradores	43
2.5 Control de convertidores DC-DC.....	44
2.6 Estrategias de control MPPT en aerogeneradores.....	46
3. Especificaciones de diseño	51
3.1 Modelo del conjunto turbina-generador.....	51
3.2 Diseño del convertidor Buck síncrono	54
3.3 Diseño del controlador	66
4. Resultados y Análisis	70
4.1 Validación en simulación del SGEE	70
4.1.1 Controlador de corriente	72
4.1.2 Controlador de voltaje	73
4.1.3 Simulación en PROTEUS del control del CBS.....	75
4.2 Validación del montaje experimental de la interfaz de potencia del SGEE	77
4.2.1 Caracterización de la turbina Air Breeze.....	78
4.2.2 Implementación del CBS	81
4.2.3 Análisis del controlador experimental de corriente.....	82
4.2.4 Análisis del controlador experimental de voltaje	84
5. Conclusiones.....	86
6. Trabajos futuros	88
7. Bibliografía	89

Lista de figuras

Figura 1-1:	Diagrama de bloques de un SGEE	13
Figura 1-2:	Sistema de referencia síncrono.....	21
Figura 1-3:	Señales de referencia portadora en un convertidor DC-DC.....	23
Figura 1-4:	Tipos de convertidores DC-DC.....	25
Figura 1-5:	Convertidor reductor-elevador tipo Buck-Boost.....	26
Figura 1-6:	Convertidor Buck Síncrono	26
Figura 1-7:	Convertidor Buck en estado de conducción	28
Figura 1-8:	Convertidor Buck en estado OFF	30
Figura 1-9:	Forma de onda de la corriente de inductor del Buck en MCC	31
Figura 1-10:	Convertidor Buck Síncrono	33
Figura 1-11:	Tiempos de retardo de conmutación	36
Figura 3-1:	Diagrama de bloques del conjunto turbina-generator	51
Figura 3-2:	Aerogenerador Air Breeze.....	51
Figura 3-3:	Topología básica del CBS.....	55
Figura 3-4:	Estado de conducción S1.....	55
Figura 3-5:	Estado de conducción S2.....	57
Figura 3-6:	Forma de onda de i_L	61
Figura 3-7:	Forma de onda de v_{ci}	62
Figura 3-8:	Forma de onda de i_{co} y v_{co}	64

Contenido	VII
Figura 3-9: Circuito Equivalente del CBS.....	67
Figura 4-1: Esquema básico del SGEE para carga de batería.....	70
Figura 4-2: Esquema del control PID del SGEE para carga de batería.....	71
Figura 4-3: Perfiles de viento vs RPM de la turbina	71
Figura 4-4: Respuesta del controlador de corriente	72
Figura 4-5: Curvas de voltaje del SGEE	73
Figura 4-6: Curvas del ciclo de trabajo y voltaje de entrada del CBS.....	74
Figura 4-7: Curva de voltaje de salida ante perturbación en la carga.....	74
Figura 4-8: Esquema básico del CBS en PROTEUS	75
Figura 4-9: Esquema básico del Microcontrolador 18F4553 en PROTEUS	75
Figura 4-10: Código para configuración de puertos y algoritmos PID	76
Figura 4-11: Montaje experimental del prototipo de SGEE	78
Figura 4-12: Montaje físico del CBS	81
Figura 4-13: Microcontrolador PIC 18F4553.....	82
Figura 4-14: Curva de corriente en el inductor ante perturbación en la carga.....	83
Figura 4-15: Respuesta del controlador de voltaje ante perturbación en la entrada... 84	

Lista de tablas

Tabla 1-1:	Rugosidad del terreno	15
Tabla 3-1:	Especificaciones de la turbina Air Breeze	52
Tabla 3-2:	Parámetros del modelo de la turbina	53
Tabla 3-3:	Parámetros del modelo del generador	54
Tabla 3-4:	Valores máximos de rizado del CBS.....	61
Tabla 3-5:	Valores de L , C_i y C_0	65
Tabla 3-6:	Constantes de control PID	69
Tabla 4-1:	Resultados experimentales del SGEE con $D=0.5$	79
Tabla 4-2:	Resultados experimentales con $I = 2A$	80

Resumen

En este trabajo se propone un diseño de la etapa de potencia del convertidor DC-DC de un sistema de generación eólico (SGEE) de baja potencia, fundamentado en estudios relacionados con la dinámica de los generadores en sistemas de media y baja potencia, el análisis del convertidor buck, las estrategias de control de potencia MPPT aplicadas en la micro-generación eólica y los tipos de carga para sistemas eólicos de media y baja potencia, especialmente para sistemas aislados (“stand alone”). Luego de establecer las condiciones de diseño, se elige para el presente análisis una turbina eólica marca air breeze de baja potencia (160W), acoplada con un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG por sus siglas en inglés). En la etapa rectificadora se utiliza un rectificador trifásico no controlado para convertir la señal CA a CC y luego se utilizó un convertidor Buck Síncrono (CBS) como elemento de control para llevar la energía eléctrica del generador hacia la batería. Se diseñó un controlador proporcional-integral (PI) de corriente y otro de voltaje, enfocados a cargar adecuadamente la batería y que actúan alternadamente dependiendo del voltaje medido, cada controlador modifica el ciclo de trabajo (D) del CBS. Para la validación del sistema propuesto, se realizaron simulaciones en PSIM® y en la implementación se utilizó el microcontrolador 18F4553 para la etapa de control. Se demuestra el funcionamiento adecuado del controlador en un amplio rango de voltajes de entrada y con un tiempo rápido de respuesta.

Introducción

El gran potencial de los vientos para la generación de energía eólica ha tenido marcado interés a nivel mundial en las últimas décadas [1], los efectos perjudiciales ocasionados por los combustibles fósiles, han venido impulsando iniciativas que fomenten el uso de energías renovables y el aumento de eficiencia energética.

La viabilidad ambiental que presenta la energía eólica, la categoriza como una de las más importantes fuentes de energía alternativa, contrarrestando el uso de combustibles fósiles que además de ser perjudiciales, tienden a escasear. El crecimiento poblacional e industrial hace necesario un mayor consumo energético, los países tienen el compromiso de respetar protocolos y acuerdos internacionales que buscan disminuir las emisiones de dióxido de carbono (CO_2) y los gobernantes no deben ser ajenos a esta problemática mundial, por consiguiente deben ser partícipes de las metas a alcanzar en disminución de emisiones de CO_2 , adicionalmente la venta de bonos por uso de energías renovables puede ser un gran incentivo para la implementación de un SGEE.

Es así como en los últimos años, se vienen logrando avances significativos en investigaciones sobre el comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas en un SGEE, debido principalmente a los avances en los dispositivos semiconductores y en los procesadores digitales, lo que ha permitido el incremento en la producción de aerogeneradores más robustos y a precios más asequibles [1]. El desarrollo tecnológico conlleva al mejor aprovechamiento del potencial de viento para generar energía eléctrica a grande, mediana y pequeña escala.

La utilización de los convertidores de potencia en un SGEE sigue en aumento, el propósito de su uso es garantizar que la energía generada tenga la frecuencia y el voltaje adecuado, independientemente de variaciones de velocidad del viento, por lo que se requiere el uso de convertidores para mejorar la eficiencia a través de estrategias de control adecuadas.

La dinámica de los sistemas de control de energía eólica, es esencialmente no lineal, porque en su física fundamental gobiernan las fuerzas aerodinámicas, que impulsan a las aspas de la turbina permitiendo el giro del rotor. En los sistemas eólicos la variación del viento, hace que se produzcan cambios en la velocidad de la turbina, en el voltaje y en la

potencia generada, lo que produce altas o bajas velocidades, inestabilidad eléctrica y en consecuencia poca confiabilidad en el suministro de energía. Existe una necesidad de desarrollar mecanismos de control de potencia, que puedan disminuir la incertidumbre por la variabilidad del viento y que permitan la máxima extracción de energía [2]. Las estrategias de control automático para aerogeneradores, se enfocan en el control de captación de viento y en el disparo de los elementos semiconductores de la interfaz de potencia.

Un PMSG con un convertidor de potencia, es una de las topologías más prometedoras en los SGEE. Es importante diseñar e implementar controladores para obtener la máxima extracción de energía, mediante procesadores digitales y algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia comúnmente llamados MPPT por sus siglas en inglés. Una interfaz óptima de potencia y control, permiten maximizar la energía extraída del sistema eólico, minimizar torques producidos por cambio de velocidad del aerogenerador y prolongar la vida útil de los elementos del sistema [3]. La interfaz de potencia de un SGEE debe garantizar alta eficiencia energética y confiabilidad ante perturbaciones generadas por la variabilidad del viento y por la dinámica del modelo de carga.

Los SGEE de media y baja potencia pueden implementarse en micro-redes para suministrar energía a zonas no interconectadas o también en sistemas aislados (stand alone) para proveer energía a viviendas rurales, equipos de comunicaciones y carga de baterías entre otros. En el presente trabajo de investigación se diseña e implementa la interfaz de potencia de un SGEE aislado para carga de batería de ácido plomo de 12 V y 35 AH.

Objetivos

Objetivo general

Implementar una interfaz de potencia para el control de un generador eólico.

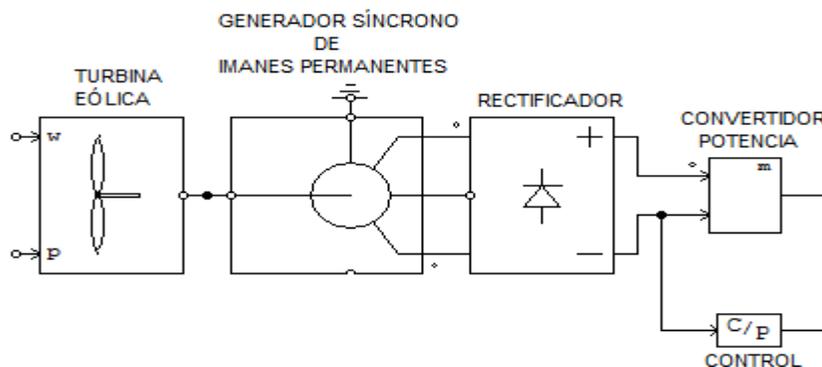
Objetivos específicos

1. Realizar una revisión del estado del arte de los sistemas eólicos teniendo en cuenta los modelos de carga y los algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia.
2. Diseñar un convertidor de potencia para el sistema eólico.
3. Diseñar un controlador para el convertidor de potencia.
4. Simular el sistema de potencia y control de generación eólica.
5. Acondicionar los sensores y equipos de medida necesarios para la implementación del sistema.
6. Implementar el sistema diseñado y realizar pruebas experimentales para su comparación con el sistema, simulado y su validación.

1.Marco Teórico

Un SGEE está compuesto por el sistema mecánico, en el cual se encuentra la turbina que es impulsada por la energía del viento y también lo compone el sistema eléctrico presente en el generador, que al ser excitado provoca el giro del rotor mediante el acople directo al eje de la turbina. Al generarse una tensión alterna en el estator, se conecta un circuito rectificador que proporciona la polaridad adecuada a un convertidor de potencia, el cual se encarga de regular el voltaje generado y entregarlo a la carga. Este proceso de micro-generación de energía eléctrica necesita una estrategia de control en el convertidor que garantice la potencia deseada y mejore la eficiencia eléctrica del sistema, para ello existen múltiples algoritmos que se aplican en diferentes partes del SGEE. En la Figura 1-1 se observan los bloques que componen el SGEE propuesto aplicando el control en el convertidor de potencia.

Figura 1-1: Diagrama de bloques de un SGEE



1.1 La energía del viento

El viento se produce por el movimiento de las masas de aire en la atmósfera, lo cual ocurre debido al gradiente de temperatura originado por la radiación solar, esta diferencia térmica

produce variaciones de densidad del aire, permitiendo elevar estas masas hasta una altura aproximada de 10 km y extendiéndose tanto hacia el norte como hacia el sur del globo terrestre.

Los sistemas eólicos usan el viento como fuente de energía, transformándola en energía mecánica. Las revoluciones por minuto (RPM) a las que gira la turbina están directamente relacionadas con la velocidad del viento, pero ésta presenta continuas alteraciones ocasionadas por factores como las condiciones climáticas, la topografía y la altura del lugar de instalación del aerogenerador respecto al nivel del mar. Para minimizar la incertidumbre provocada por la variabilidad del viento, se realizan diversos análisis estadísticos y se presentan algunos modelos matemáticos que permiten conocer perfiles de viento en diferentes lugares geográficos y también buscan maximizar el aprovechamiento de energía.

1.1.1 Ley exponencial de Hellmann

La ley de Hellman, permite describir la velocidad del viento en términos de la altura de su flujo respecto al nivel del mar. En la ecuación 1.1 se define la ley de Hellman a partir de análisis estadísticos, donde V_h y V_{10} son las velocidades del viento a las alturas h y 10 metros respectivamente y α es el coeficiente de rugosidad del terreno. La Tabla 1-1 contiene los valores de α más comunes [6].

$$V_h = V_{10} * (h/10)^\alpha \quad 1.1$$

Tabla 1-1: Rugosidad del terreno

RUGOSIDAD DEL TERRENO	α
Lugares llanos (mar, costa)	0.14
Terrenos poco accidentados	0.13 a 0.16
Zonas rústicas	0.2
Terrenos accidentados o bosques	0.2 a 0.26
Terrenos muy accidentados y ciudades	0.25 a 0.4
Lugares llanos con hielo o hierba	0.08 a 0.12

1.1.2 Distribución de Weibull

Es una función de distribución de probabilidad utilizada en diferentes campos de la ciencia. En lo que respecta a los sistemas eólicos, se utiliza para estimar la velocidad promedio del viento en determinado tiempo. Mediante el uso de registros estadísticos se evalúan las probabilidades de aprovechamiento de la fuerza del viento en determinada región y bajo ciertas condiciones.

$$p_{(v)} = (k/c). (v/c)^{k-1}. e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^k}$$

1.2

La ecuación 1.2 representa la distribución de la velocidad del viento de Weibull $p(v)$, donde al ajustar parámetros como la velocidad promedio del viento (c) y el factor de forma (k), se puede establecer la probabilidad de velocidades (v) menores a una velocidad de referencia (v_i), como se muestra en la ecuación 1.3 llamada la ecuación de distribución de Weibull (p_i).

$$p_i(v \leq v_i) = 1 - e^{-\left(\frac{v_i}{c}\right)^k} \quad 1.3$$

Para determinar los parámetros de la ecuación de distribución de Weibull, se utiliza el método de análisis de regresión lineal, considerando una transformación logarítmica y un ajuste de mínimos cuadrados [4].

1.1.3 Potencia del viento

La ecuación 1.4 representa la potencia del viento en función del cubo de su velocidad, también está en términos del área superficial (A) de la turbina y de la densidad del aire (ρ).

$$P_{(v)} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v^3 \quad 1.4$$

La potencia del viento $P_{(v)}$ es proporcional al cubo de su velocidad, por lo que pequeñas variaciones de velocidad, conllevan a grandes variaciones de la energía producida.

1.2 Conjunto turbina-generator

Los aerogeneradores convierten la energía del viento en energía eléctrica, mediante el movimiento mecánico del eje de una turbina conectada a un generador eléctrico.

El principio de funcionamiento de la turbina eólica consiste en el giro de su hélice producido por la fuerza ejercida por el viento, al estar el rotor del generador sincronizado con el eje de la turbina, comienza el movimiento que produce la corriente alterna dependiente de la velocidad de giro.

En un SGEE se usan las turbinas de velocidad fija, las cuales giran a un valor constante de revoluciones independientemente de las condiciones de viento, por lo tanto, no permite aprovechar la máxima energía disponible. El otro tipo de turbinas se denominan de velocidad variable, debido a que el valor de las revoluciones con que giran, depende de las condiciones de viento presentes en cada instante, por lo que es beneficioso el uso de un controlador adecuado para buscar la velocidad óptima de giro de la turbina y así aumentar la generación de energía.

Hay turbinas de velocidad fija, las cuales independientemente de la potencia del viento, giran a un valor constante de revoluciones, lo cual no permite aprovechar la máxima energía disponible [5].

1.2.1 Eficiencia de las turbinas de viento

La ecuación 1.5 representa la energía cinética del viento (E_c), en la cual m es la masa del aire y v^2 es la velocidad del viento al cuadrado [6].

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v^2 \quad 1.5$$

La variación de la energía cinética del viento respecto al tiempo, se define como potencia del viento $P_{(v)}$ y se expresa en la ecuación 1.6, en la cual dm es la derivada de la masa del aire.

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{dm}{dt} \cdot v^2 \quad 1.6$$

La masa del aire se relaciona con la densidad del aire (ρ) y el volumen del aire (V) por la ecuación 1.7

$$m = \rho \cdot V \quad 1.7$$

La variación de la masa del aire respecto al tiempo, produce una variación del volumen de aire que circula por el mismo sector [5] y se expresa en la ecuación 1.8

$$\frac{dm}{dt} = \rho \cdot \frac{dV}{dt} \quad 1.8$$

La variación del volumen de aire con respecto al tiempo recibe el nombre de flujo de aire (Φ) y se define por la ecuación 1.9, donde (A) es la sección ortogonal al vector de velocidad del aire en (m^2) [6]

$$\Phi = A \cdot v \quad 1.9$$

De las ecuaciones 1.5 a 1.9 se obtiene la ecuación 1.10, la cual expresa la máxima potencia mecánica de una turbina (P_m), que depende de factores como la velocidad del viento, el área de barrido de la hélice (A), la densidad del aire (ρ) y el coeficiente de potencia C_p , que a su vez depende de la relación de velocidad de punta (λ) o también llamado Tip Speed Ratio (TSR por sus siglas en inglés) y cuyo valor es dado por el fabricante de turbinas.

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \cdot A \cdot v^3 \cdot C_p \quad 1.10$$

La máxima potencia mecánica rotacional extraíble del viento la estableció el físico Albert Betz, indicando que una turbina no puede transformar en energía rotacional más del 59.3% de la energía del viento, lo cual se conoce como el límite de Betz [6].

El coeficiente de potencia (C_p) es menor que 0.59, de acuerdo al valor del límite de Betz, esto ocurre debido a pérdidas adicionales ocasionadas por diversos factores que afectan a los elementos del sistema mecánico y eléctrico de la turbina.

Para conocer la densidad del aire, se utiliza la ecuación 1.11, donde es necesario conocer parámetros como la presión atmosférica (β) expresada en Kg/m^3 , la temperatura absoluta del aire (T) expresada en $^\circ\text{K}$ y la constante de aire seco (R_0).

$$\rho = \frac{\beta}{R_0 \cdot T} \quad 1.11$$

Para hallar el área de barrido de la turbina se emplea la ecuación 1.12, donde R es el radio de barrido de las aspas de la turbina.

$$A = \pi \cdot R^2 \quad 1.12$$

La ecuación 1.13 expresa el parámetro λ o también conocido como TSR donde se muestra la relación entre la velocidad del viento (v) y la velocidad tangencial de la punta del aspa de la turbina que depende de la velocidad angular (w) y del radio de la turbina (R) [3], [7]–[9].

$$\lambda = \frac{w \cdot R}{v} \quad 1.13$$

1.2.2 Ecuación mecánica del conjunto turbina-generador

Utilizando las leyes de la física para el movimiento rotacional del aerogenerador, se obtiene la ecuación 1.14, que relaciona el torque mecánico con el coeficiente de potencia en función del parámetro λ [3].

$$T_m = \frac{0.5 \cdot \rho \cdot A \cdot v^3 \cdot C_p(\lambda)}{w} \quad 1.14$$

En la ecuación 1.15 se define el coeficiente de potencia, expresado mediante una función polinomial en términos del parámetro λ [3].

$$C_p = a + b\lambda + c\lambda^2 + \dots \quad 1.15$$

1.2.3 Características de los generadores empleados en un SGEE

Los generadores eléctricos más utilizados en un SGEE de baja y media potencia son los PMSG [10]–[13].

En [13] afirman que los PMSG presentan ventajas considerables respecto a los generadores de inducción, principalmente porque los PMSG tienen mayor eficiencia al no tener un sistema mecánico para cambio de velocidad de rotación. También se evita los desgastes mecánicos y pérdidas que pueden provocar el paro de la máquina.

Entre las desventajas de los PMSG están la des-magnetización de los imanes permanentes, provocando que sean menos usados en sistemas de alta potencia. Otras desventajas son su precio comparado con otros tipos de generadores y el mayor grado de complejidad del sistema de control comparado con el de un generador de inducción [13].

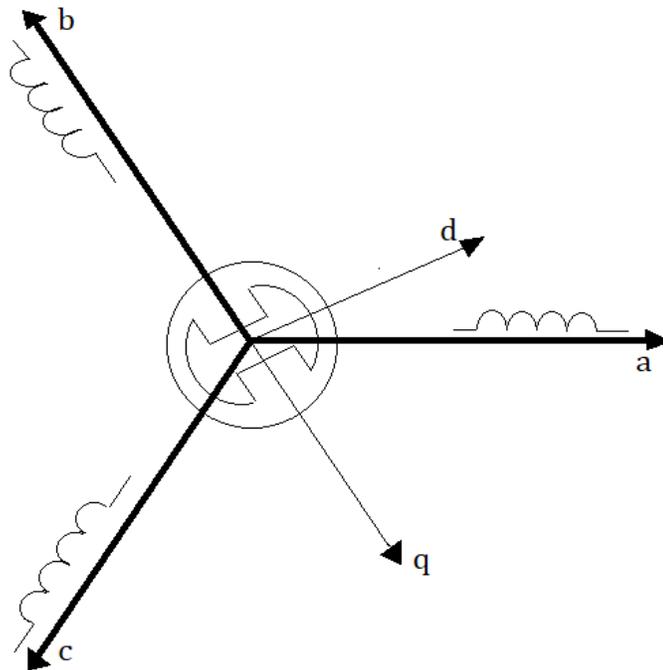
El objetivo del control de potencia en un PMSG, es garantizar un adecuado sistema de sincronización, en el cual la frecuencia de la corriente generada debe estar perfectamente sincronizada con la requerida por la carga; si el sistema requiere más potencia, se aumenta

el par electromagnético del generador, provocando el freno del mismo y la disminución de la frecuencia eléctrica. Por consiguiente, para tener el generador girando a una misma velocidad se empieza a forzar el imán para que produzca más corriente [13].

1.2.4 Modelo del PMSG

En [3] modelan el PMSG mediante la transformada vectorial de Park, lo que permite simplificar el análisis eléctrico del generador al convertir un sistema de coordenadas (a,b,c) en un sistema de referencia síncrono de coordenadas (d,q) como se observa en la Figura 1-2. Las coordenadas (a,b,c) son los ejes magnéticos desfasados 120° en una distribución sinusoidal, donde las bobinas del estator están en conexión estrella, la coordenada (d) se refiere al eje directo y la coordenada (q) se refiere al eje de cuadratura [3].

Figura 1-2: Sistema de referencia síncrono



Tomando como referencia el sincronismo entre la posición del rotor y el vector de flujo electromagnético ϕ , se obtienen las siguientes ecuaciones y el sistema lineal que modela el PMSG en el sistema de referencia síncrono [3].

$$\vec{v}_{abc} = -r_s \cdot \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{abc} \quad 1.16$$

$$\vec{v}_d(t) = -r_s \times \vec{i}_d(t) + \vec{e}_q(t) - L_d \times \frac{d\vec{i}_d}{dt} \quad 1.17$$

$$\vec{v}_q(t) = -r_s \times \vec{i}_q(t) - \vec{e}_d(t) - L_q \times \frac{d\vec{i}_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \vec{\Phi}_m \quad 1.18$$

La ecuación 1.16 relaciona el voltaje y corriente en cada fase con el vector de flujo electromagnético y la resistencia del estator (r_s).

Las ecuaciones 1.17 y 1.18 resultan de realizar la transformación de Park en el modo de transferencia síncrono, donde $e_d(t)$ y $e_q(t)$ son las componentes del flujo electromagnético, $v_d(t)$, $v_q(t)$, $i_d(t)$ e $i_q(t)$ son los valores de voltaje y corriente directa y de cuadratura respectivamente, L_q es la inductancia en el estator y ω es la velocidad angular del generador.

Según [3] entre las ventajas del sistema de referencia síncrono es la capacidad para regular por separado las potencias activa y reactiva en el generador, lo que facilita el diseño de reguladores.

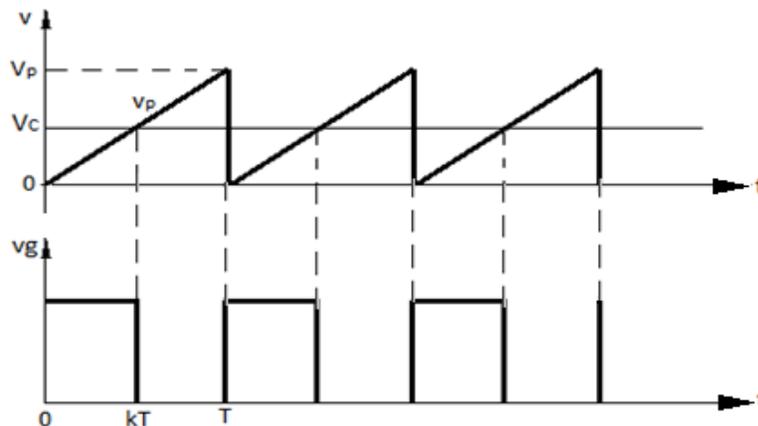
1.3 Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC son ampliamente usados para regular el suministro de corriente eléctrica, debido principalmente a sus características de conmutación que les permite realizar un control de voltaje o corriente en su salida ante variaciones en su voltaje de entrada y en la carga conectada, por lo tanto, convierten la potencia no regulada de entrada en niveles deseados de salida según las condiciones de diseño [14], [16]. Es importante mencionar que los convertidores DC-DC presentan mayor eficiencia al compararlos con fuentes lineales de alimentación de energía eléctrica, primordialmente porque en ellos se suprimen los transformadores [17].

El principio de funcionamiento de los convertidores DC-DC se fundamenta en la utilización de uno o más interruptores de potencia, encargados del proceso de conmutación que llevan la señal a un valor controlado mediante los tiempos de encendido y apagado de los interruptores de potencia. Los métodos de control se pueden realizar a frecuencia constante pero también a frecuencia variable, en el primer caso se realiza el ajuste de encendido del interruptor aplicando la técnica de modulación por ancho de pulsos (PWM por sus siglas en inglés), en la que se utiliza una señal periódica que permite establecer la frecuencia de conmutación [14].

En la Figura 1-3 se observa la señal portadora diente de sierra y el voltaje de referencia, así mismo se muestra el período de conmutación del convertidor de potencia.

Figura 1-3: Señales de referencia portadora en un convertidor DC-DC



Por medio de las ecuaciones 1.19 y 1.20, se obtiene la relación del ciclo de trabajo (D) de los convertidores DC-DC respecto a la señal diente de sierra (V_p) y el voltaje de referencia (V_C) como se describe en la ecuación 1.21.

$$v_p = \frac{V_p}{T} \cdot t \quad 1.19$$

$$V_C = \frac{V_p}{T} \cdot D \cdot T \quad 1.20$$

$$D = \frac{V_C}{V_p} \quad 1.21$$

1.3.1 Tipo de convertidores DC-DC

En la Figura 1-4, se observan las configuraciones básicas de los convertidores de potencia DC-DC, reductor, elevador y el reductor-elevador Cuk. Los criterios para la selección de una de estas topologías en un SGEE se fundamentan principalmente en la potencia requerida por la carga y el voltaje de la fuente [14].

Figura 1-4: Tipos de convertidores DC-DC

Figura 1-4.a: Convertidor reductor tipo Buck

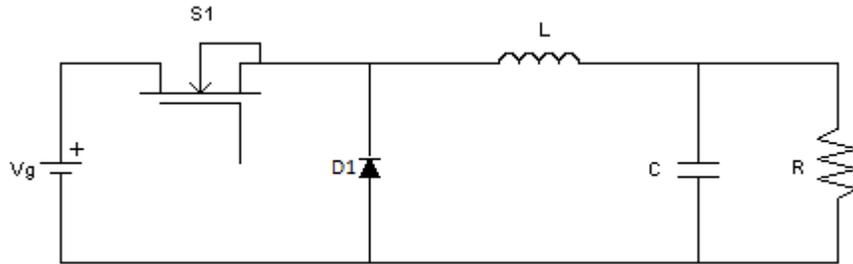


Figura 1-4.b: Convertidor elevador tipo Boost

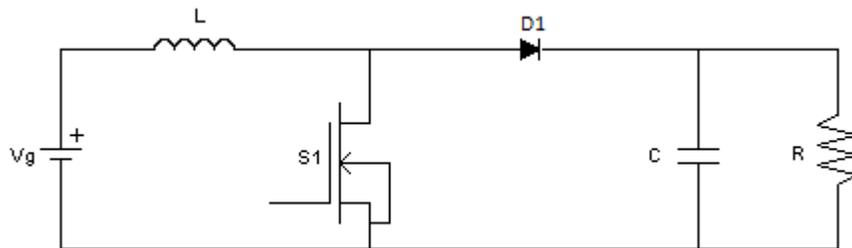
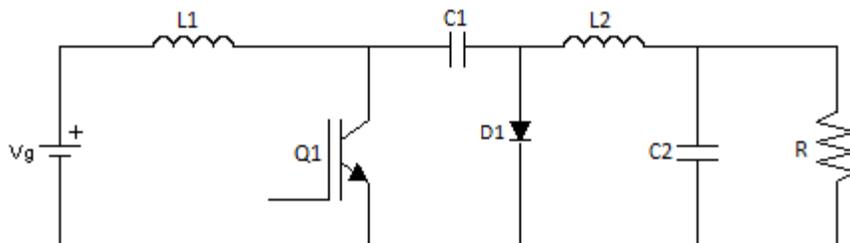


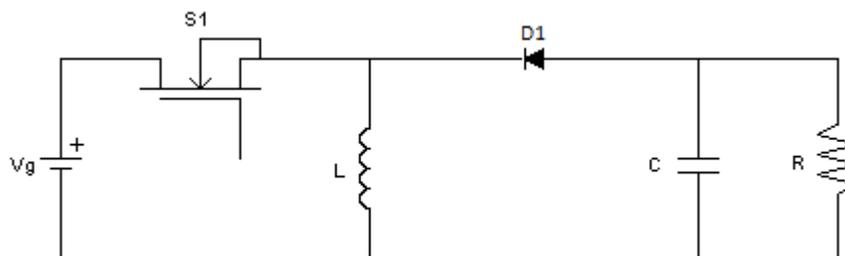
Figura 1-4.c: Convertidor reductor-elevador tipo Cuk



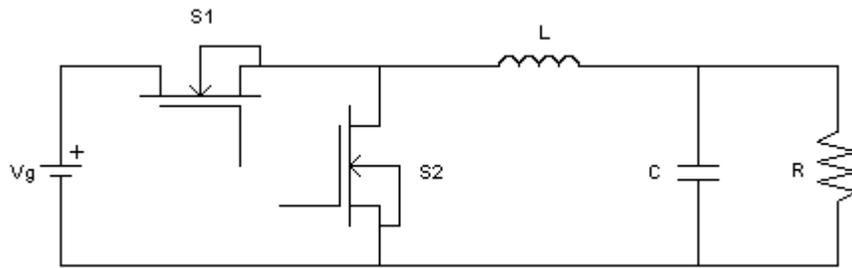
La Figura 1-4.a representa la topología básica del convertidor Buck, cuya función es obtener un menor voltaje de salida respecto al voltaje de entrada. También presenta características de alta linealidad por lo que facilita el uso de sistemas de control en lazo cerrado en los cuales se ajusta el ciclo de trabajo (D), permitiendo controlar el voltaje de salida o la corriente del inductor en el convertidor de potencia [41].

Existen otras topologías derivadas de las convencionales, tal es el caso del convertidor Buck Boost descrito en la Figura 1-5, el cual es empleado cuando se requiere en unos casos aumentar y en otros disminuir el voltaje de entrada según los requerimientos de carga.

Figura 1-5: Convertidor reductor-elevador tipo Buck-Boost



Otra configuración del convertidor Buck es en modo síncrono, cuyo propósito es disminuir las pérdidas de potencia y de rizado de corriente especialmente en cargas que requieren muy bajo voltaje.

Figura 1-6: Convertidor Buck Síncrono

En la Figura 1-6 se presenta la configuración de un convertidor Buck de una etapa en modo síncrono, en éste se reemplaza el diodo de potencia por un transistor MOSFET para disminuir las pérdidas por conducción, las cuales son más significativas en el diodo. Recientes estudios han demostrado que con el uso del convertidor DC-DC síncrono, se mejora la eficiencia y el rizado de voltaje y corriente [18]. El voltaje en el diodo rectificador del Buck convencional provoca alrededor del 60% de las pérdidas totales, por consiguiente si se pretende disminuir estas pérdidas es necesario reemplazar el diodo por un MOSFET [18].

También se utilizan convertidores síncronos de múltiples niveles o fases, algunos estudios referentes a estos convertidores demuestran buenos resultados de eficiencia en aplicaciones que requieren voltaje de entrada muy bajo, pero en sistemas que requieran un voltaje de entrada alto, esta configuración no es la más adecuada, porque al operar con un ciclo de trabajo muy pequeño disminuye notablemente la eficiencia[19].

1.3.2 Análisis del convertidor Buck

Para el análisis en estado estable, se tiene en cuenta el criterio de aproximación de pequeño rizado y se realiza el análisis en DC en los estados de conducción y de aislamiento del MOSFET. En la Figura 1-7.a se muestra el convertidor Buck en estado de conducción, el MOSFET (S1) funciona como un interruptor cerrado y al estar el diodo (D1) polarizado inversamente, se simplifica el circuito como se muestra en la Figura 1-7.b.

Figura 1-7: Convertidor Buck en estado de conducción

Figura 1-7.a: Convertidor Buck con MOSFET 1 en estado ON

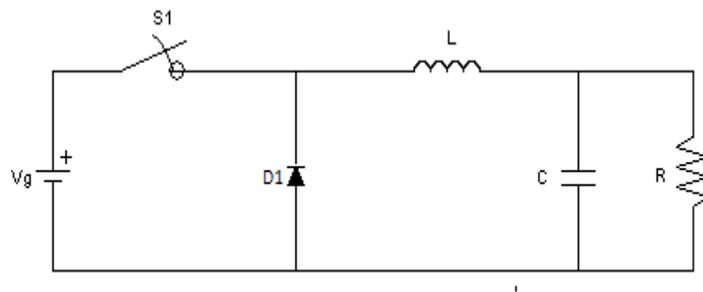
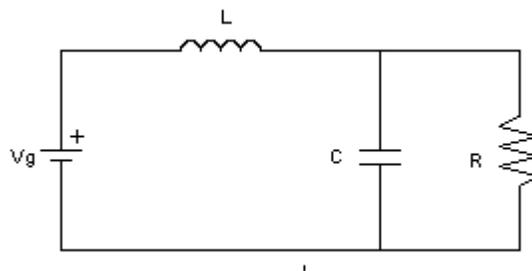


Figura 1-7.b: Circuito equivalente del convertidor Buck en estado ON



Para el análisis del circuito de la Figura 1-7, se tiene en cuenta el criterio de aproximación de pequeño rizado [20], obteniendo así la ecuación 1.22, donde v_L es el voltaje en el inductor, V_g es el voltaje de la fuente y V es el voltaje DC de salida del convertidor Buck.

$$v_L = V_g - V \quad 1.22$$

Como el voltaje en el inductor es variante en el tiempo, se definen las ecuaciones 1.23 y 1.24

$$L \frac{di}{dt} = V_g - V \quad 1.23$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_g - V}{L} \quad 1.24$$

Al integrar como se observa en la ecuación 1.25, se obtiene la ecuación 1.26 correspondiente a una función lineal que se cumple en el intervalo de tiempo T_{on} .

$$\int_0^{T_{on}} \frac{V_g - V}{L} dt = \int_0^{T_{on}} \frac{di}{dt} \quad 1.25$$

$$\frac{V_g - V}{L} \cdot t = i_{(T_{on})} - i_{(0)} \quad 1.26$$

En la Figura 1-8.a se observa S1 en estado de aislamiento, funcionando como un interruptor abierto. El circuito simplificado se muestra en la Figura 1-8.b, donde se observa el diodo polarizado directamente y en consecuencia comienza a circular la corriente almacenada en el inductor.

Figura 1-8: Convertidor Buck en estado OFF

Figura 1-8.a Convertidor Buck con MOSFET 1 en estado OFF

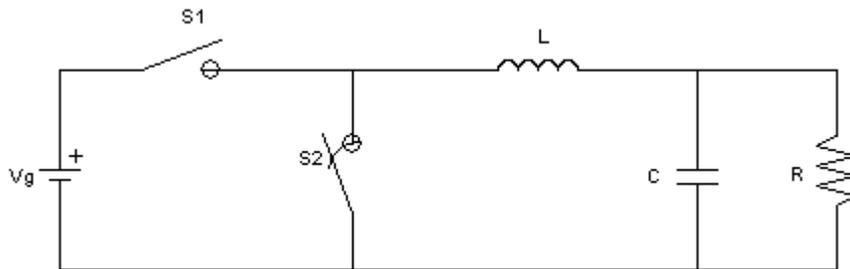
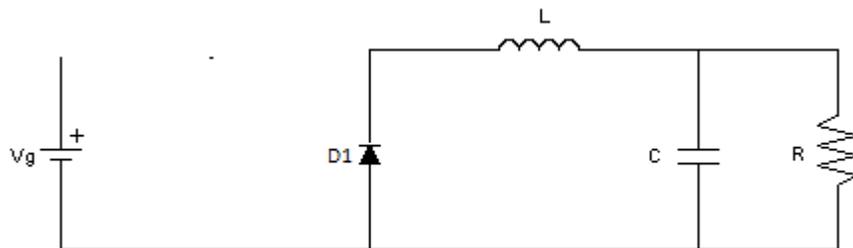


Figura 1-8.b Circuito equivalente del convertidor Buck en estado OFF



Del circuito mostrado en la Figura 1-8, se deducen las ecuaciones 1.27 y 1.28.

$$v_L = -V$$

1.27

$$L \frac{di}{dt} = -V \quad 1.28$$

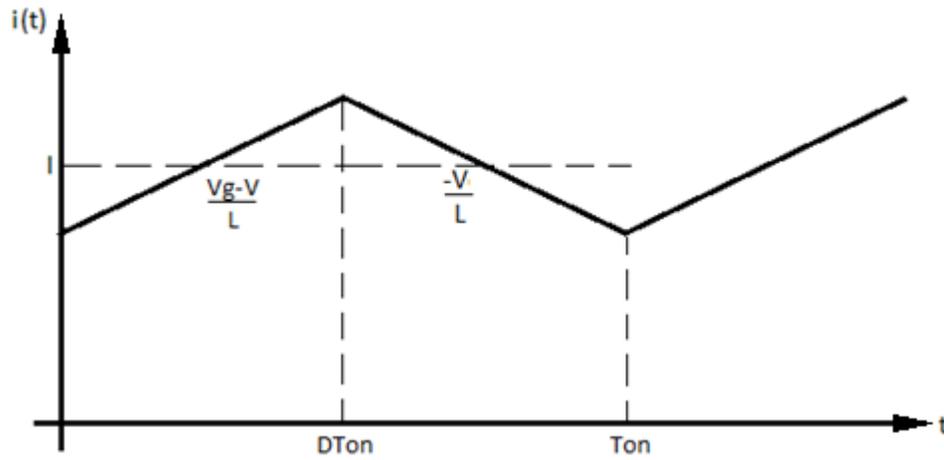
Al integrar según la ecuación 1.29, se obtiene 1.30 correspondiente a una función lineal con pendiente negativa.

$$\int_{T_{\text{Ton}}}^t -\frac{V}{L} dt = \int_{T_{\text{Ton}}}^t \frac{di}{dt} \quad 1.29$$

$$-\frac{V}{L} \cdot (t - T_{\text{Ton}}) = i_{(t)} - i_{(T_{\text{Ton}})} \quad 1.30$$

La Figura 1-9 representa el comportamiento lineal del convertidor Buck en sus dos estados en modo de conducción continua (MCC), en el intervalo desde cero hasta DT_{on} , la inductancia recibe energía de la fuente de entrada y la corriente en el inductor (i_L) es creciente, en el intervalo desde DT_{on} hasta T_{on} la inductancia entrega energía a la carga por lo tanto i_L es decreciente, de aquí se deducen las ecuaciones 1.31 y 1.32, donde F_s es la frecuencia de conmutación y Δi_L es el rizado de corriente en el inductor.

Figura 1-9: Forma de onda de la corriente de inductor del Buck en MCC



$$2\Delta i_L = \frac{(V_g - V)}{L \cdot F_S} \cdot D \quad 1.31$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_g - V)}{2 \cdot L \cdot F_S} \cdot D \quad 1.32$$

La ecuación 1.33 representa la primera ecuación de diseño del convertidor Buck, donde el valor de L depende de los voltajes de entrada y salida del convertidor, también depende del rizado de corriente y de la frecuencia de conmutación [20].

$$L = \frac{(V_g - V)}{2 \cdot \Delta i_L \cdot F_S} \cdot D \quad 1.33$$

La ecuación 1.34 describe el ciclo de trabajo del convertidor como la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada.

$$D = \frac{V}{V_g} \quad 1.34$$

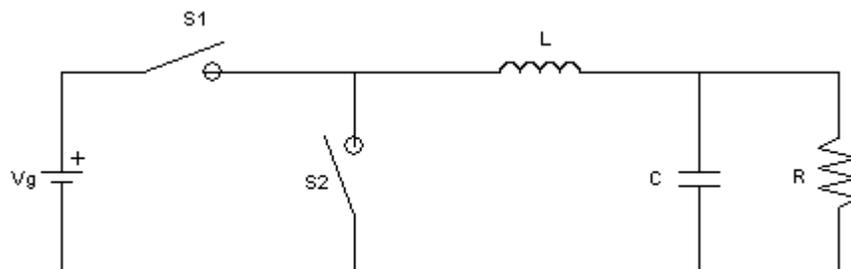
Despejando el voltaje de salida (V) de la ecuación 1.34, se obtiene la segunda ecuación de diseño del convertidor Buck, en términos del voltaje de la fuente (V_g) y el ciclo de trabajo del convertidor (D), como se observa en la ecuación 1.35

$$V = V_g \cdot D \quad 1.35$$

1.3.3 Modo de funcionamiento del Convertidor Buck Síncrono (CBS)

El CBS tiene una alta eficiencia en plena carga y presenta baja eficiencia ante poca corriente de salida [21]. Las pérdidas de potencia en los semiconductores y componentes pasivos se pueden clasificar en pérdidas por conducción, por conmutación y fijas [21].

Figura 1-10: Convertidor Buck Síncrono



Al analizar las variables de estado del CBS y considerando los tiempos de encendido y de apagado de S1 y S2, se obtienen las ecuaciones 1.36 y 1.37 donde R_{DSON} es la resistencia del MOSFET en conducción, I_0 es la corriente de salida y R_L es la resistencia del inductor.

$$\Delta i_L = \frac{V_g - V - I_0 \cdot (R_{DSON} + R_L)}{2 \cdot L \cdot F_s} \quad 1.36$$

$$\Delta V = \frac{(1 - D) \times V}{8 \cdot L \cdot F_s^2 \cdot C} \quad 1.37$$

Las ecuaciones 1.36 y 1.37 definen el rizado de corriente (Δi_L) y rizado de voltaje (ΔV), además de la relación con los valores del inductor (L) y la frecuencia de conmutación (F_s). Los rizados y la eficiencia del convertidor decrecen en la medida que aumenta la frecuencia de conmutación.

Para las condiciones de diseño del CBS, el valor crítico del inductor (L_{min}) se calcula de acuerdo a la ecuación 1.38, donde R es la resistencia de carga y el valor del condensador (C) se calcula de acuerdo a la ecuación 1.39

$$L_{min} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot F_s} \cdot D \quad 1.38$$

$$C > \frac{(1 - D) \cdot V}{8 L F_s^2 \Delta V} \quad 1.39$$

Las ecuaciones 1.38 y 1.39 expresan los parámetros de diseño, para la selección del valor del inductor y del capacitor que sirve como filtro de salida del convertidor.

En los convertidores DC-DC se producen pérdidas de potencia en los diferentes elementos, siendo las pérdidas por conducción y por conmutación las más significativas. Las pérdidas por conducción son ocasionadas básicamente por las resistencias internas de los transistores y de la bobina, mientras las pérdidas por conmutación ocurren en el cambio de estado del transistor. También hay otras pérdidas como las ocasionadas por el diodo parásito en paralelo con el MOSFET.

La ecuación 1.40 expresa las pérdidas por conducción en S1, así mismo se obtienen las pérdidas para el S2. De las ecuaciones 1.41 y 1.42 se puede concluir que las pérdidas por conducción están directamente relacionadas con la corriente de carga y el ciclo de trabajo del convertidor.

$$P_{C_{S1}} = I_{rms_{S1}}^2 \times R_{DSON} \quad 1.40$$

$$I_{rms_{S1}} = \sqrt{D \times \left[(I_0)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right]} \quad 1.41$$

$$I_{rms_{S1}}^2 = D \times \left[(I_0)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right] \quad 1.42$$

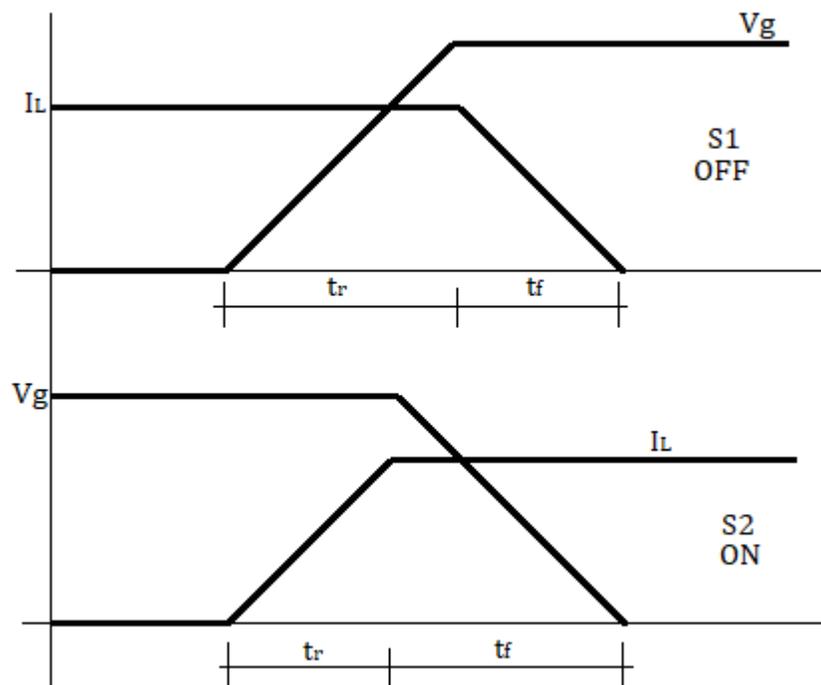
Las pérdidas totales por conducción en S1 y S2, se expresan en la ecuación 1.43

$$P_C = P_{C_{S1}} + P_{C_{S2}} \quad 1.43$$

Las pérdidas por conmutación, ocurren en el tiempo de encendido y en el tiempo de apagado de cada MOSFET, las ecuaciones 1.44 y 1.45 describen las pérdidas ocasionadas en el S1 de acuerdo a la Figura 1-11.a.

Figura 1-11: Tiempos de retardo de conmutación

Figura 1-11.a: Tiempos de retardo en la conmutación del MOSFET 1

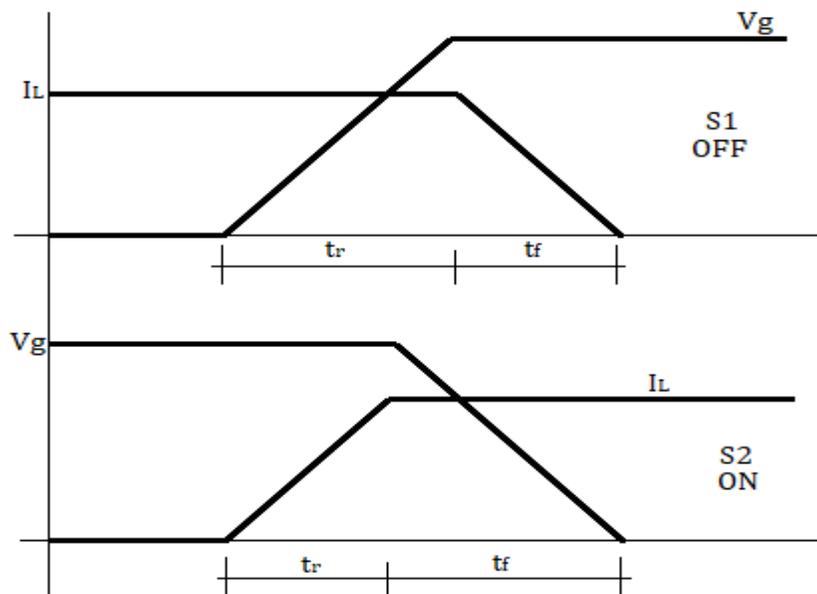


$$P_{SW_{S1on}} = \left[\frac{1}{2} \times V_i \times I_0 \times (t_r + t_f) \right] \times f_s \quad 1.44$$

$$P_{SW_{S1off}} = \left[\frac{1}{2} \times V_i \times I_0 \times (t_r + t_f) \right] \times f_s \quad 1.45$$

Para el MOSFET 2, en la Figura 1-11.b se observa el comportamiento de la corriente en el inductor y el voltaje de entrada al convertidor.

Figura 1-11.b: Tiempos de retardo en la conmutación del MOSFET 2



De acuerdo a la Figura 1-11.a y a la Figura 1-11.b, las pérdidas totales por conmutación se describen en la ecuación 1.46.

$$P_{sw} = P_{sw_{S1on}} + P_{sw_{S1off}} + P_{sw_{S2on}} + P_{sw_{S2off}} \quad 1.46$$

Las pérdidas de potencia en el inductor (P_L), dependen de su resistor (R_L) como se observa en la ecuación 1.47. Las pérdidas en el capacitor P_C dependen del cuadrado del rizado de corriente de salida y del valor de su resistor (R_c) según la ecuación 1.48

$$P_L = I_{rms1}^2 \times R_L \quad 1.47$$

$$P_C = \frac{\Delta I_L^2}{12} \times R_c \quad 1.48$$

Hay otras pérdidas de potencia en el MOSFET que para el presente análisis se desprecian, como son las pérdidas en el diodo interno, en el manejo de cargas de la compuerta y en la capacitancia de salida [21].

La pérdida de potencia total (P_t) en el CBS se expresa en la ecuación 1.49,

$$P_t = P_{sw} + P_c + P_L + P_{Cap} \quad 1.49$$

2. Antecedentes

2.1 Generalidades

La energía eólica y la energía solar son las fuentes de energía renovable más prometedoras para suministro de energía eléctrica, pero las condiciones climáticas tan variables no permiten garantizar un suministro continuo de energía.

Los sistemas eólicos van desde parques eólicos terrestres y marinos con gran capacidad de potencia instalada hasta sistemas “stand alone” de baja potencia, por lo que surgen novedosas alternativas en la selección de pequeñas turbinas de viento y generadores, así mismo se utilizan diferentes topologías en los convertidores de potencia y múltiples estrategias de control para extraer la máxima potencia eléctrica en el SGEE. La instalación de micro-redes continua en aumento, las cuales se pueden conectar a la red eléctrica o también como sistema independiente en electrificación rural para proporcionar energía a zonas no interconectadas.

El recurso eólico también es utilizado en sistemas autónomos cuyas aplicaciones principales son carga de baterías [6]–[24] , bombeo de agua [25], [26] y sistemas de desalación.

Las investigaciones sobre el diseño e implementación de SGEE con fuentes renovables van encaminadas al desarrollo de tecnologías que brinden soluciones para optimizar la extracción y almacenamiento de energía, viabilidad económica y confiabilidad en la integración de las diferentes fuentes de energía. En la literatura se encuentran múltiples investigaciones sobre sistemas de generación que combinan diversas fuentes de energía como la eólica y la solar llamados sistemas híbridos [27]–[29].

2.2 Aplicaciones de los sistemas híbridos de baja potencia

La viabilidad para el diseño y montaje de sistemas híbridos depende de variables como radiación solar, perfiles de viento, costo de la energía (COE) y capacidad de almacenamiento de energía [28].

En [30]–[32] realizan estudios técnicos y económicos para implementación de sistemas híbridos de electrificación rural. En [30] diseñaron un sistema eólico-solar con baterías para zonas no interconectadas, utilizaron algoritmos genéticos para la optimización del sistema desde el análisis de la confiabilidad y costos de implementación. Los autores concluyen que económicamente los sistemas con energías renovables cada día presentan más viabilidad, aunque destacan que los sistemas eólicos suben considerablemente los costos respecto a un sistema basado sólo en energía solar. En [31] realizan un análisis económico proponiendo una metodología de optimización de costos para la implementación de un SGEE de electrificación rural utilizando un PMSG y banco de baterías, los autores concluyen que estudios que mejoren la capacidad de almacenamiento de energía tienen gran relevancia y disminuyen considerablemente los costos.

Se concluye que aún son altos los costos para la implementación de un sistema eólico, pero son viables si se cuenta con el apoyo de entidades que incentiven el uso de energías renovables para la preservación del medio ambiente, además en los últimos años viene disminuyendo el costo de sistemas eólicos de baja potencia [30], [31].

En las telecomunicaciones se vienen implementando sistemas híbridos para suministro de energía en equipos de estaciones remotas ubicados en zonas rurales. En [33], [34] realizan un estudio técnico-económico usando el software HOMER® en los que consideran necesario determinar el capital inicial, el costo de la energía y la capacidad de almacenamiento de energía para un óptimo diseño.

En [33] realizan un estudio comparativo con cuatro diferentes sistemas de generación de energía (eólico, solar, diésel, y eólico-solar) para estaciones de telefonía móvil, concluyen que el sistema híbrido (eólico-solar) es el más económico y más viable comparado con la

instalación de cada sistema de forma independiente. En [33], [34] concluyen que los sistemas híbridos son una buena opción en la industria de las telecomunicaciones y económicamente es el más viable comparado con otros sistemas.

También se adelantan estudios para la generación eléctrica con turbinas urbanas, en [35] utilizaron el software HOMER® para realizar una evaluación técnica y financiera con el fin de implementar un sistema solar-eólico en zona urbana. Concluyen que el uso de turbinas urbanas es un mercado en crecimiento y que los fabricantes de aerogeneradores se enfocan cada vez más en la línea de baja potencia.

No todos los SGEE se enfocan en carga de baterías para almacenamiento de energía, en [25] diseñan un sistema híbrido eólico-solar para sistema de bombeo. Los autores al realizar la evaluación técnico-económica con un sistema híbrido, afirman que se puede disminuir el costo de energía y brindar alternativas para su almacenamiento. Los autores concluyen que el uso de las energías renovables para sistema de bombeo, permiten mejorar el suministro de energía en áreas remotas.

En [26] diseñan un SGEE con convertidor de potencia y seguimiento de máxima potencia MPPT para un sistema de bombeo, en lugar del banco de baterías, utilizan un tanque de almacenamiento de agua. Para el control del convertidor de potencia utilizan un PMSG, un microcontrolador el cual se encarga de regular la frecuencia del inversor y un circuito generador de señales de disparo (Triggers) para transistores IGBTs. Para el control MPPT aplican un algoritmo en el cual la potencia eléctrica es determinada por la medida del voltaje y la corriente en el bus DC, la velocidad rotacional es determinada por la medida de la frecuencia eléctrica relacionada con el número de polos del generador, para determinar el ciclo de trabajo del convertidor se emplea una tabla de búsqueda (lookup table).

2.3 Especificaciones de aerogeneradores

Artículos especializados describen las características de los tipos de generadores utilizados en los SGEE. Los PMSG son los más utilizados en sistemas eólicos de baja potencia, los cuales presentan las ventajas de alta eficiencia y pequeño tamaño.

En [11], [12], [13], realizan un análisis detallado de las principales tecnologías en generadores para sistemas stand-alone. Comienzan con los generadores de inducción asíncronos de velocidad fija y de velocidad variable, terminan con los generadores síncronos de imanes permanentes y los de rotor devanado. Los autores al realizar un estudio comparativo, en el cual evalúan parámetros como topología, eficiencia, confiabilidad y complejidad de control, consideran que los generadores de inducción de doble alimentación (DFIG) presentan gran demanda por su bajo costo, buena respuesta dinámica y simplicidad en el control, aunque consideran que los PMSG son una de las tecnologías más prometedoras en los SGEE por su alta eficiencia, además que no necesita potencia adicional en el proceso de excitación y presenta menos desgaste por esfuerzos mecánicos. Concluyen que los PMSG, son los más usados en SGEE de baja potencia.

En [36] realizan un estudio sobre aerogeneradores, clasificándolos según sus características en generadores de inducción jaula de ardilla a velocidad constante y doble alimentación a velocidad variable, generadores sin escobillas y con acople directo utilizando un convertidor de potencia. Analizan la potencia, tamaño, precios de diferentes fabricantes, principalmente para sistemas off-shore y concluyen que los generadores sin escobillas son una de las tecnologías más prometedoras, también consideran que los PMSG seguirán teniendo gran demanda, en la medida que se garantice la disponibilidad y la calidad en la fabricación de los imanes permanentes.

En [1] realizan un estudio clasificando los tipos de generadores en cinco grupos de acuerdo a las características de velocidad (velocidad fija, velocidad variable limitada, velocidad variable con caja de engranajes, velocidad variable con acople directo y velocidad variable con caja multiplicadora de una etapa). Presentan diferentes topologías de cada grupo destacando las ventajas de los generadores con imanes permanentes y considerando que una de las formas para contrarrestar la desventaja del peso y tamaño de los PMSG es a

través del acople con una caja multiplicadora de velocidad de una etapa, concluyen que al realizar esta modificación aumenta su rendimiento respecto al acople directo de un PMSG.

2.4 Control de aerogeneradores

Los recientes avances en los aerogeneradores han permitido el mejoramiento de los sistemas de control, con el fin de buscar un funcionamiento óptimo ante el comportamiento dinámico de las variables físicas y eléctricas. La cantidad de energía mecánica que puede ser extraída depende de la velocidad del viento, ésta se relaciona con la velocidad rotacional y la potencia que puede entregar el aerogenerador. Para controlar la velocidad de giro se emplean diferentes técnicas como control del ángulo pitch en la turbina, que consiste en el cambio de orientación de las aspas de la turbina hasta un ángulo óptimo que permita extraer la máxima potencia. En el sistema eléctrico de los aerogeneradores se utilizan técnicas de control vectorial que se encargan de controlar el par ejercido por el generador, de tal forma que permiten el control de la velocidad. Para mejorar la eficiencia del sistema de control se presentan avances en técnicas sin sensores, las cuales permiten optimizar el SGEE, disminuyendo la sensibilidad al ruido y los costos de compra y mantenimiento, además de la inercia del sistema, lo cual es un factor muy importante en los generadores de baja potencia. Estas técnicas parten de modelos matemáticos y variables eléctricas, pero pueden presentar errores considerables en la estimación de velocidad, aunque en generadores eólicos con múltiples polos, el problema se reduce hasta ser despreciable [37].

En [27] describen varias técnicas para control de potencia en aerogeneradores, entre ellas la técnica de control adaptativo para controlar el torque del generador en la región 2 de su curva de potencia, teniendo constante el ángulo de paso. También describen una estrategia de control no lineal, en la que la velocidad del rotor es controlada a través del ajuste de voltaje del devanado de excitación.

En [28] utilizan la técnica de control vectorial para regular las corrientes del aerogenerador, utilizan un PMSG, los cuales se caracterizan por un flujo magnético constante, permitiendo

aumentar el rendimiento de la máquina. Los lazos de control de corriente y velocidad se diseñan teniendo en cuenta las características dinámicas de la turbina, modelan el sistema mecánico mediante un balance de energía entre la turbina y el generador, para la posición y velocidad del rotor emplean técnicas de estimación. En [37], [38] realizan estudios comparativos de estimadores de velocidad para PMSG, en [37] analizan el observador por modos deslizantes y el filtro de Kalman, también hacen una revisión de algunas técnicas para sistemas no lineales como las basadas en redes neuronales e inteligencia artificial. En [38] utilizan un estimador empleando la medición del voltaje y la corriente de un convertidor Boost, también describen un estimador empleando el filtro extendido de Kalman implementado en un procesador digital, en el cual extraen la información de velocidad de las corrientes y voltajes de salida del generador, los autores consideran que no es necesario conocer el modelo del PMSG. En [39] realizan un estudio de estimación de la posición del rotor y en [40] estiman el voltaje interno del rotor con referencia d-q con la técnica de modos deslizantes.

2.5 Control de convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC permiten controlar la potencia eléctrica a través de la variación del ciclo de trabajo, son usados en generadores síncronos mejorando la calidad de salida del voltaje y la integración en la red [21]. Existen diferentes topologías de configuración de convertidores utilizadas en los SGEE, pero la elección de una u otra depende en gran medida de la potencia requerida [22].

En [15] simulan tres topologías (Matricial, dos niveles, multinivel) en un SGEE conectado a la red, los autores concluyen que el menor efecto de los armónicos es logrado con un convertidor multinivel. En [16] comparan las técnicas de modulación de vector espacial (SVM por sus siglas en inglés) y de control directo de potencia (DPC por sus siglas en inglés) para el convertidor, los autores concluyen que la respuesta transitoria es mejor en la técnica SVM y la respuesta dinámica es más rápida en la técnica DPC.

En [10] presentan el modelado de un sistema eólico utilizando Matlab®, el modelo considera una técnica MPPT basada en el ajuste del ciclo de trabajo de un convertidor de potencia, también presentan el diseño de un convertidor DC-DC. Los resultados de la simulación muestran que el modelo desarrollado cumple con los fundamentos teóricos del control MPPT, presentando una mayor potencia extraída en comparación con un sistema convencional.

En [41] presentan el diseño e implementación de un convertidor de potencia para carga de baterías en un SGEE. El sistema está compuesto de un aerogenerador de 175W de potencia, un convertidor DC-DC tipo Boost de 100W y un banco de baterías de ácido-plomo, el control se realiza con un procesador digital de señales (DSP). El sistema implementado puede usar la batería para almacenar energía o como compensación de potencia para permitir estabilidad.

En [23] diseñan un convertidor buck-boost para carga de baterías de Li-Ion, utilizan paneles solares como fuente de energía y para la implementación del diseño emplean un microcontrolador. El voltaje de entrada del convertidor puede variar entre 6V y 30V y el voltaje de referencia en la salida es de 12.6 V. El sistema de control es diseñado para asegurar la estabilidad de pequeña señal y se controla continuamente ajustando el ciclo de trabajo del PWM. Para la carga de baterías diseñaron un control a corriente constante y a través del convertidor, se regula el voltaje de salida.

En [42] diseñan un convertidor Buck para carga de baterías en un SGEE, en la implementación utilizan un microcontrolador 80C196KC, según los autores con el método propuesto aumenta el aprovechamiento de energía eólica, principalmente con una velocidad del viento entre 2.5 m/s y 4.5 m/s.

En [43] proponen un control por modos deslizantes para regulación de voltaje, según condiciones de carga requerida. Emplean como fuentes de energía renovable paneles solares y celdas de combustible, en la etapa de potencia utilizan un convertidor Boost de 12V a 48V en el cual ajustan el ciclo de trabajo para asegurar la respuesta dinámica, la implementación del circuito la realizan con un DSP 28F335, también utilizan un flip-flop RS con dos comparadores para generar la señal de control. Los autores concluyen que la

estrategia de control planteada, regula el voltaje en el bus DC permitiendo la estabilidad global ante condiciones de operación no lineal y flujo de potencia bidireccional.

2.6 Estrategias de control MPPT en aerogeneradores

Existen diversas estrategias MPPT para maximizar la extracción de energía en los sistemas eólicos, éstas se pueden combinar con algoritmos que utilizan herramientas computacionales y tarjetas de procesamiento digital para su implementación permitiendo mejorar la eficiencia.

Entre las técnicas convencionales de control MPPT, algunas se enfocan principalmente en la turbina, como es el caso de la técnica denominada relación de control de velocidad óptima (TSR por sus siglas en inglés), otras se centran en el generador como es el caso de las técnicas llamadas control de torque óptimo (OTC por sus siglas en inglés), señal de realimentación de potencia (PSF por sus siglas en inglés) y búsqueda de la máxima pendiente (HCS por sus siglas en inglés) que está basada en la técnica de optimización matemática conocida como perturbar y observar (P&O por sus siglas en inglés) usada para buscar el punto óptimo de una función dada, en este caso se perturba la velocidad rotacional del generador y se observa la potencia mecánica. También existen estrategias MPPT que utilizan la técnica P&O directamente en los convertidores electrónicos de potencia ya sea ajustando su ciclo de trabajo, perturbando el voltaje de entrada o la corriente de carga [44]. Actualmente se plantean técnicas basadas en algoritmos digitales, entre las que se pueden mencionar las técnicas de lógica difusa, redes neuronales y modos deslizantes entre otras. Otras investigaciones combinan diferentes técnicas con el fin de alcanzar una mayor extracción de energía, tal es el caso de la combinación de las técnicas P&O y el método de Búsqueda de Patrones (PS por sus siglas en inglés), el cual es un método de optimización que varía los modelos mediante una búsqueda heurística.

En la técnica TSR, la potencia extraída de la turbina es función de la velocidad del viento y la velocidad de rotor, por lo que es necesario utilizar un anemómetro aumentando los costos del SGEE [45], [46]. Para encontrar el óptimo TSR es necesario conocer las curvas de rendimiento de la turbina, las cuales brindan información del máximo coeficiente de potencia que está relacionado con cada λ . Según la norma IEC 61400-2, el fabricante de

aerogeneradores debe realizar las diferentes pruebas que permitan conocer la curva de potencia característica de cada modelo de turbina. En OTC, se debe ajustar el torque del generador de acuerdo a una curva de referencia de máxima potencia de la turbina según la velocidad del viento [44], [46], [47]. La referencia de torque es determinada de acuerdo a la velocidad del generador por el control MPPT, las corrientes d-q son calculadas desde la referencia del torque óptimo para maximizar la eficiencia del generador. PSF es una estrategia que requiere el conocimiento de la curva de máxima potencia de la turbina, obtenida para determinada velocidad a través de simulaciones anteriores o pruebas de campo. La técnica P&O es una de las técnicas menos eficientes para maximizar la extracción de energía de un aerogenerador. Los algoritmos con lógica difusa constan de 3 etapas llamadas ambigüación, búsqueda en la tabla y desambigüación y permiten el uso de microcontroladores, además no necesita un modelo preciso matemático, admite un comportamiento no lineal y funciona con entradas poco precisas.

En [45] comparan el rendimiento de tres modelos comerciales de pequeñas turbinas de viento utilizando la técnica TSR para máxima extracción de energía. Proponen un MPPT donde calculan la curva de potencia en la zona normal de velocidad del viento, la estrategia aplicada está basada en el conocimiento de la producción de energía anual estimada considerando la distribución de probabilidad de Railegh, el conocimiento de las especificaciones de las turbinas y las características de viento en el lugar donde será instalado el sistema. El algoritmo MPPT es implementado en un controlador de potencia, en el cual se debe determinar la corriente en el generador para mantener el TSR de la turbina en el valor óptimo. Los autores concluyen que es importante el conocimiento previo del lugar de ubicación del SGEE, así como tener la información de las curvas de potencia de la turbina con el fin de maximizar la producción de energía.

En [48] presentan un algoritmo MPPT, usando el método de la transformada discreta de Fourier para calcular el retraso de fase de las señales λ y C_p . El alcance esperado en el control se logra cambiando la velocidad de punta TSR la cual no solo depende de los cambios en la velocidad rotacional sino también en los cambios en la turbulencia del viento. Al tener en cuenta las relaciones mencionadas, se obtiene el punto de funcionamiento (λ promedio) real en relación con el máximo de la curva (λ óptimo). Los resultados obtenidos para pequeñas potencias, mediante el software Matlab®, demuestran un buen rendimiento

para todo el rango de velocidad del viento en la región de carga parcial, los autores recomiendan el uso de este algoritmo por bajo estrés mecánico y no es necesario conocer de antemano las curvas de funcionamiento de la turbina.

En [8] proponen un SGEE con TSR variable, únicamente consideran las características estáticas de la turbina por lo que la potencia eléctrica no es maximizada. Para el control MPPT utilizan el algoritmo de control HCS y estiman la velocidad del viento con técnicas sensor-less. Los autores concluyen que el sistema propuesto aumenta la extracción de energía, mejorando un 3% la eficiencia respecto al método convencional.

En [49] presentan un sistema híbrido empleando como estrategias de control, la combinación de las redes neuronales y lógica difusa, buscando predecir la velocidad óptima de rotación usando la variación en la velocidad del viento como entrada. El sistema está compuesto por un PMSG en el marco de referencia d-q conectado a un convertidor de potencia y usa un algoritmo de aprendizaje para identificar parámetros aplicando una combinación de mínimos cuadrados y método de descenso de gradiente. El objetivo es aprovechar las ventajas de las redes neuronales en cálculos computacionales y el alto nivel de razonamiento de la lógica difusa. Los autores explican las ventajas del modelo híbrido respecto a cada estrategia funcionando en forma independiente. Los autores concluyen que el modelo propuesto presenta mejor respuesta y se acerca con mayor precisión al punto óptimo, comparado con un modelo utilizando sólo la lógica difusa.

En [50] combinan el algoritmo llamado función de base radial (RBF) y el algoritmo de optimización por enjambre de partículas (PSO), utilizan un módulo de redes neuronales para estimar la velocidad del viento y un módulo híbrido donde el algoritmo PSO permite controlar la velocidad óptima del generador. Los resultados experimentales demuestran que los algoritmos propuestos maximizan la extracción de potencia en pequeños aerogeneradores cuando hay variaciones de velocidad del viento y de carga.

En [44], [46], [51] presentan el estado del arte de las técnicas MPPT para sistemas eólicos. En [44] diseñan un sistema que está compuesto por un PMSG, un convertidor BOOST y una carga resistiva. Para optimizar la extracción de energía se diseñan y comparan tres algoritmos MPPT, simularon el comportamiento y eficiencia de las técnicas OTC y P&O

aplicando el control sobre el voltaje de entrada y sobre el ciclo de trabajo respectivamente. Los autores concluyen que el método OTC es más eficiente, pero la dependencia de las características de la turbina de viento, lo hacen menos flexible, mientras el método P&O es más fácil de implementar y menos dependiente de parámetros de la turbina, pero presenta menor eficiencia comparado con los otros métodos. Finalmente, los autores sugieren combinar estrategias que minimicen las desventajas de cada técnica.

En [44], describen dos modelos matemáticos, uno para el sistema mecánico y el otro para el sistema eléctrico de un aerogenerador. Dos esquemas de control son desarrollados, uno para el convertidor elevador a través de la estrategia OTC y otro para el inversor. Los autores concluyen que los parámetros del viento y los parámetros de la red, tienen efectos significativos en las fluctuaciones de la tensión, en una turbina de velocidad variable con un PMSG.

Otra de las técnicas de control para sistemas de potencia se basa en el control predictivo. En [52] presentan una interfaz de potencia para una turbina de velocidad variable. La topología del convertidor, consiste en la conexión de dos diodos de fijación de media tensión. Los controladores se basan en modelo de estados finitos, enfocado al control predictivo. Los autores concluyen, que el convertidor multinivel “back to back” acoplado con un PMSG, permiten una mayor eficiencia y control de potencia; igualmente consideran que una interfaz de media tensión tiene grandes ventajas en comparación con un convertidor tradicional de baja tensión.

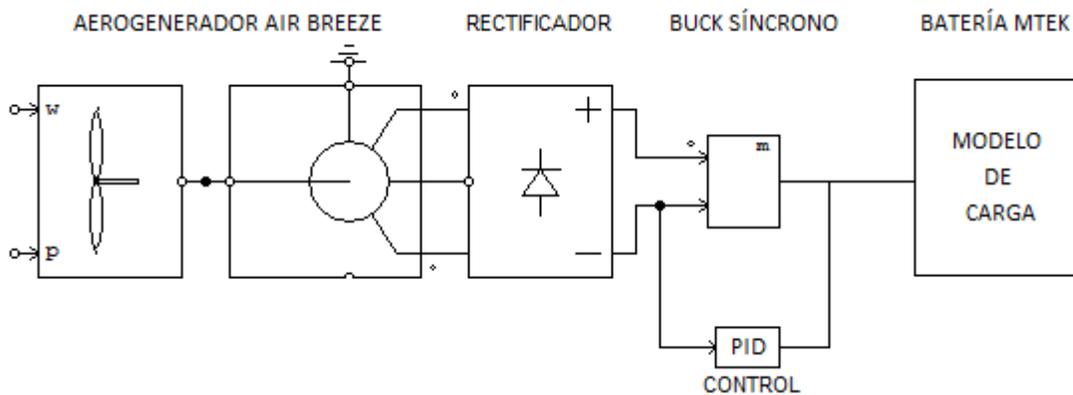
En [53] estudian una nueva estrategia de control, de un sistema de conversión de energía eólica conectado a la red. El control incorpora un seguidor del punto de máxima potencia para un uso óptimo del recurso eólico. Además, la compensación de potencia reactiva de la red eléctrica es incluida, funcionando simultáneamente y de forma independiente de la generación de energía activa. La validación de los modelos y esquemas de control, se realiza mediante el uso del entorno de Matlab® y para el montaje experimental, utilizaron un aerogenerador de 400W, para demostrar las bondades del algoritmo MPPT propuesto. Los autores concluyen, que el trabajo realizado, aporta desde un enfoque novedoso de control de un sistema de conversión de energía eólica conectado a la red, donde se ha presentado la incorporación de un MPPT para la potencia activa, conjuntamente con la

compensación de energía reactiva de sistemas de distribución de servicios públicos. La simulación dinámica del sistema, demuestra la eficacia de la propuesta de múltiples niveles, enfocados al control de un PMSG.

3. Especificaciones de diseño

El presente análisis de un SGEE de 28W de potencia para carga de batería, busca identificar los parámetros de cada bloque mostrados en la Figura 3-1.

Figura 3-1: Diagrama de bloques del conjunto turbina-generator



3.1 Modelo del conjunto turbina-generator

En la Figura 3-2 se observa un aerogenerador marca Air Breeze, cuyas especificaciones técnicas se describen en la Tabla 3-1.

Figura 3-2: Aerogenerador Air Breeze



Tabla 3-1: Especificaciones de la turbina Air Breeze

Peso	6Kg
Voltaje	24V
Corriente	12.5 A
Potencia	160 W
RPM	1000
Velocidad de arranque	2.7 m/s
Velocidad máxima	12.5 m/s
Diámetro	1.17 m

El aerogenerador está compuesto por una turbina de viento de 3 hélices y un PMSG de 160W, el cual es muy empleado en micro-generación, porque presenta menos desgaste mecánico debido principalmente a que la regulación de velocidad rotacional, es por medio de control eléctrico en los imanes permanentes [44].

Por medio de las ecuaciones 1.11, 1.12 y 1.15 se hallan los valores promedio de la densidad del aire, el coeficiente de potencia y el área de barrido de la turbina Air Breeze.

En la Tabla 3-2 se muestran los parámetros del modelo de la turbina [24].

Tabla 3-2: Parámetros del modelo de la turbina

Parámetro	Valor
Área de barrido (A)	1.075 m ²
Densidad del aire ()	0.9838 Kg/m ³
C ₁	0.000104
C ₂	-0.002167
C ₃	0.014742
C ₄	-0.033909
C ₅	0.027660
C ₆	-0.000512

En la Tabla 3-3 se muestran los parámetros del modelo dinámico del generador [24], utilizado en el SGEE propuesto.

Tabla 3-3: Parámetros del modelo del generador

Parámetro	Valor
F	0.004891
J	0.001024
K_1	0.000291
K_2	4.55 E-8
τ_s	0.006552

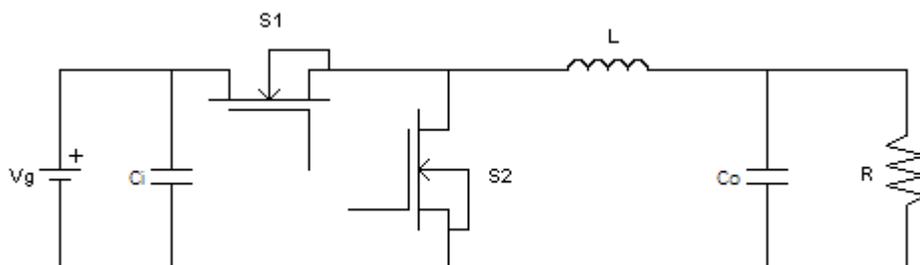
3.2 Diseño del convertidor Buck síncrono

Diversos artículos y textos de la literatura especializada, proporcionan información respecto a los requerimientos a tener en cuenta en el momento de seleccionar los componentes del circuito convertidor [18], [20], [6], [24] . Para esto es primordial conocer el tipo de aplicación en la que se utilizará el convertidor, porque permite identificar los niveles de rizado, eficiencia y corriente permitidos. La relación inversa entre la eficiencia y los niveles de rizado, obliga al diseñador a definir cuál de los dos parámetros es más importante para establecer las condiciones de diseño.

Para sistemas de generación eólico de baja potencia, los convertidores deben tener unos niveles de rizado menores al 5% como lo dicen en [24], la frecuencia de conmutación normalmente varía en un rango de 50 a 100 KHz. En este trabajo se diseña un CBS debido

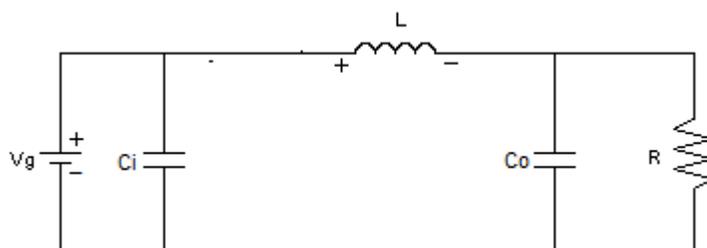
a que presenta menores pérdidas por conducción que el convertidor Buck convencional [18], se aplica el principio de análisis de aproximación de pequeño rizado.

Figura 3-3: Topología básica del CBS



El CBS se diseña con un voltaje de entrada de 24 voltios [V], un voltaje de salida de 14V y una corriente de carga máxima de 2 amperios [A]. Se determinan como variables de estado i_L , V_{ci} y V_{co} , que son la corriente en el inductor y los voltajes en el capacitor de entrada y de salida respectivamente. Se procede a analizar el comportamiento del circuito en MCC para así obtener las ecuaciones de estado.

Figura 3-4: Estado de conducción S1



La Figura 3-4 representa el circuito, cuando el MOSFET S1 está en estado de conducción y el MOSFET S2 en estado de aislamiento. A partir de su análisis con la aproximación de pequeño rizado, se obtienen las ecuaciones 3.1 a 3.6.

$$i_L \approx I \quad 3.1$$

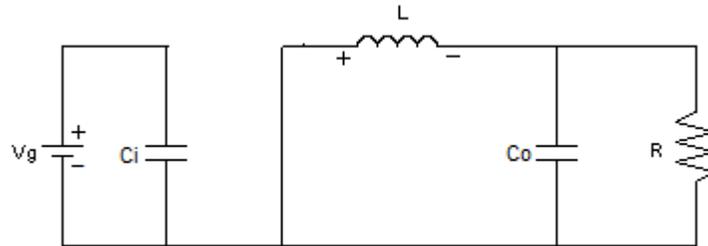
$$V_g = V_{c_i} \quad 3.2$$

$$V = V_{c_o} \quad 3.3$$

$$V_L = V_{c_i} - V_{c_o} \quad 3.4$$

$$i_{c_i} = I_g - I \quad 3.5$$

$$i_{c_o} = I - \frac{V_{c_o}}{R} \quad 3.6$$

Figura 3-5: Estado de conducción S2

La Figura 3-5 representa el circuito, cuando el MOSFET S2 está en estado de conducción y el MOSFET S1 en estado de aislamiento, a partir de su análisis se obtienen las ecuaciones 3.7 a 3.9

$$V_L = -V_{C_o} \quad 3.7$$

$$I_{C_i} = I_g \quad 3.8$$

$$I_{C_o} = I - \frac{V_{C_o}}{R} \quad 3.9$$

Con el uso de las ecuaciones 3.4 a 3.9, se calcula el balance voltios-segundo en el inductor y el balance de carga en los capacitores en función del ciclo de trabajo (D), voltaje en los capacitores y corriente en el inductor.

En las ecuaciones 3.10 a 3.13 se presenta el balance volts-segundo en el inductor, así se despeja V respecto al voltaje en el condensador de entrada.

$$0 = (V_{c_i} - V_{c_o}) \cdot D - (V_{c_o} \cdot D') \quad 3.10$$

$$0 = V_{c_i} \cdot D - V_{c_o} \quad 3.11$$

$$V_{c_o} = D \cdot V_{c_i} \quad 3.12$$

$$V_{c_o} = D \cdot V_g \quad 3.13$$

En un generador trifásico el valor medio de la tensión de salida (V_g) está definido por la ecuación 3.14, en la cual $V_{m_{LL}}$ es el voltaje pico línea a línea del generador trifásico.

$$V_g = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi}^{\frac{2\pi}{3}} V_{m_{LL}} \text{sen}(wt) d(wt) \quad 3.14$$

Por consiguiente a partir de la ecuación 3.14, se deducen las ecuaciones 3.15 y 3.16

$$V_g = \frac{3}{\pi} V_{m_{LL}} \quad 3.15$$

$$V_g = 0.955V_{m_{LL}} \quad 3.16$$

De las ecuaciones 3.13 y 3.16 se deduce la ecuación 3.17.

$$V_{C_o} = D \cdot 0.955V_{m_{LL}} \quad 3.17$$

Al aplicar el principio de análisis de balance de carga en el capacitor de entrada, se obtienen las ecuaciones 3.18 a 3.20, que definen la corriente promedio en C_i .

$$0 = (I_g - I) \cdot D + (I_g \cdot D') \quad 3.18$$

$$0 = I_g - I \cdot D \quad 3.19$$

$$I_g = I \cdot D \quad 3.20$$

Al aplicar el principio de análisis de balance de carga en el capacitor de salida, se obtienen las ecuaciones 3.21 y 3.22, que definen la corriente promedio en C_o .

$$0 = I - \frac{V_{C_o}}{R} \quad 3.21$$

$$I = \frac{V_{C_o}}{R} \quad 3.22$$

De las ecuaciones 3.17 y 3.22 se obtiene la ecuación 3.23

$$I = \frac{0.955 \cdot V_{m_{LL}} \cdot D}{R} \quad 3.23$$

De las ecuaciones 3.20 y 3.23 se obtiene la ecuación 3.24

$$I_g = \frac{0.9555 \cdot V_{m_{LL}} \cdot D^2}{R} \quad 3.24$$

En la

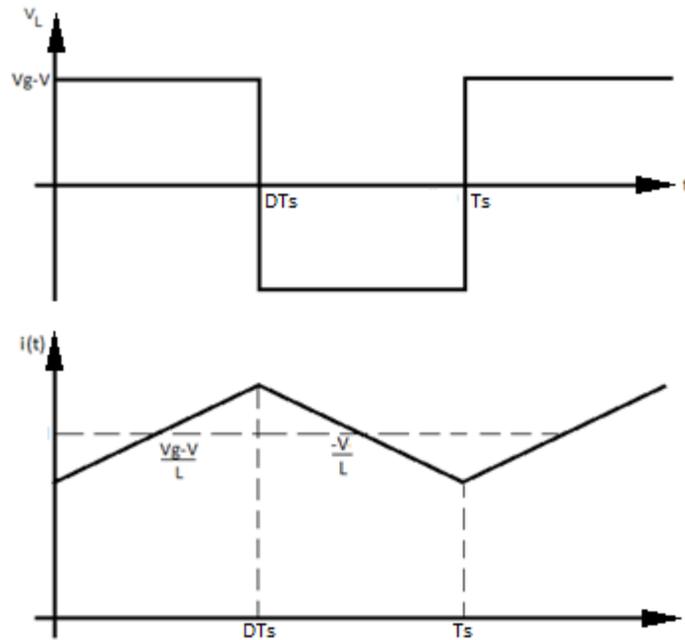
Tabla **3-4** se presentan los valores máximos de los rizados de corriente y voltaje según diseño del CBS.

Tabla 3-4: Valores máximos de rizado del CBS

Corriente	Voltaje de entrada	Voltaje de salida
6%	0.04%	0.006%

Del análisis de la forma de onda de i_L mostrada en la Figura 3-6 en MCC, se hallan las ecuaciones 3.25 y 3.26.

Figura 3-6: Forma de onda de i_L



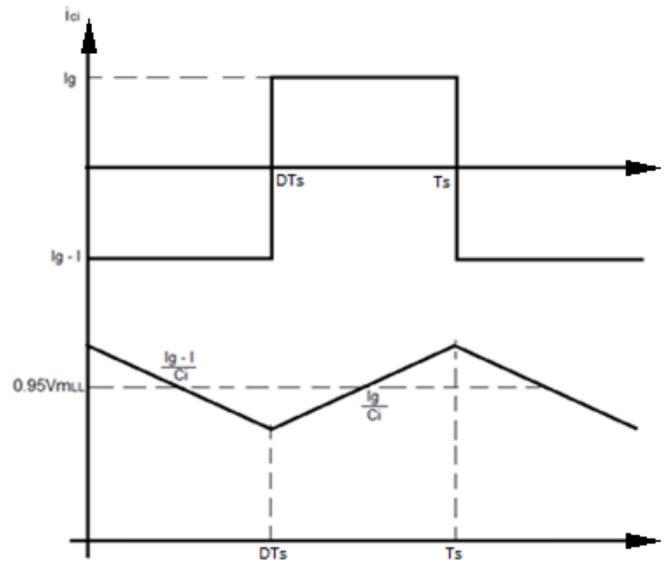
$$-\frac{2\Delta I_L}{D' \cdot T_S} = -\frac{V_{C_0}}{L} \quad 3.25$$

$$L = \frac{V_{C_0} \cdot D' \cdot T_S}{2\Delta I_L} \quad 3.26$$

De las ecuaciones 3.17 y 3.26, se halla la primera ecuación de diseño del convertidor dada en 3.27

$$L = \frac{0.955 V_{m_{LL}} \cdot D \cdot D'}{2 \cdot \Delta I_L \cdot F_S} \quad 3.27$$

Para el cálculo del condensador de entrada se realiza el análisis de la forma de onda de \$V_{ci}\$.

Figura 3-7: Forma de onda de v_{ci} 

Del análisis de la forma de onda de v_{ci} mostrada en la Figura 3-7 se obtienen las ecuaciones 3.28 a 3.32.

$$\frac{I_g - I}{C_i} = \frac{-2\Delta V_{c_i}}{DT_s} \quad 3.28$$

$$C_i = \frac{(I_g - I)}{-2\Delta V_{c_i}} \cdot DT_s \quad 3.29$$

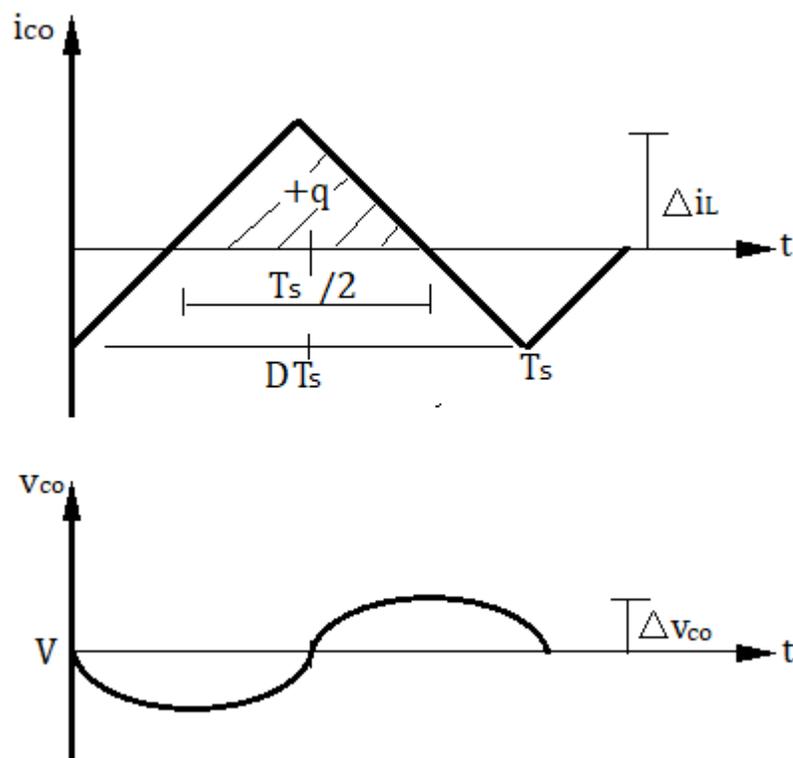
$$C_i = \frac{I(D - 1)}{-2\Delta V_{c_i}} \cdot DT_s \quad 3.30$$

$$C_i = \frac{ID'}{2\Delta V_{C_i}} \cdot DT_s \quad 3.31$$

$$C_i = \frac{(0.955V_{m_{LL}} \cdot D^2 \cdot D' \cdot T_s)}{2R\Delta V_{C_i}} \quad 3.32$$

El análisis de la forma de onda de la corriente y voltaje en el capacitor de salida mostrado en la Figura 3-8, permite deducir las ecuaciones 3.33 a 3.35, para así obtener la ecuación 3.36 de diseño para hallar el valor de C_o .

Figura 3-8: Forma de onda de i_{co} y v_{co}



$$q = C_o \cdot 2\Delta V_{c_o} \quad 3.33$$

$$q = \frac{T_s/2}{2} \cdot \Delta I_L \quad 3.34$$

$$\Delta v = \frac{T_s}{8C_o} \cdot \Delta I_L \quad 3.35$$

La ecuación 3.35 representa el voltaje de rizado en el capacitor de salida.

$$C_o = \frac{T_s}{8\Delta V_{c_o}} \cdot \Delta I_L \quad 3.36$$

De las ecuaciones de diseño 3.27, 3.32 y 3.36, se obtienen los valores de L, C_i y C_o mostrados en la Tabla 3-5.

Tabla 3-5: Valores de L, C_i y C_o

L	330μH
---	-------

Ci	220 μ F
Co	22 μ F

3.3 Diseño del controlador

La aplicación del CBS es para carga de baterías, caracterizadas por presentar ciclos de carga inicialmente a corriente constante y posteriormente a voltaje constante. Por lo que se requiere diseñar un controlador que regule la corriente y voltaje requeridos. La estrategia de control seleccionada es la clásica PID, la cual se diseña con dos controladores en cascada con un sistema de conmutación que garantice el cambio de controlador cuando la corriente de carga de la batería haya alcanzado los dos amperios.

El paso siguiente en el proceso de diseño de los controladores, consiste en seleccionar las variables de estado y a partir de los balances de carga y flujo, se obtienen las ecuaciones diferenciales dadas en 3.37 a 3.39

$$L \frac{di}{dt} = v_{ci}(t) \cdot d(t) - v_{co}(t) - R_L i(t) \quad 3.37$$

$$C_0 \frac{dv_{co}}{dt} = i(t) - \frac{v_{co}(t)}{R} \quad 3.38$$

$$C_i \frac{dv}{dt} = i_g(t) - i(t) \quad (3.39)$$

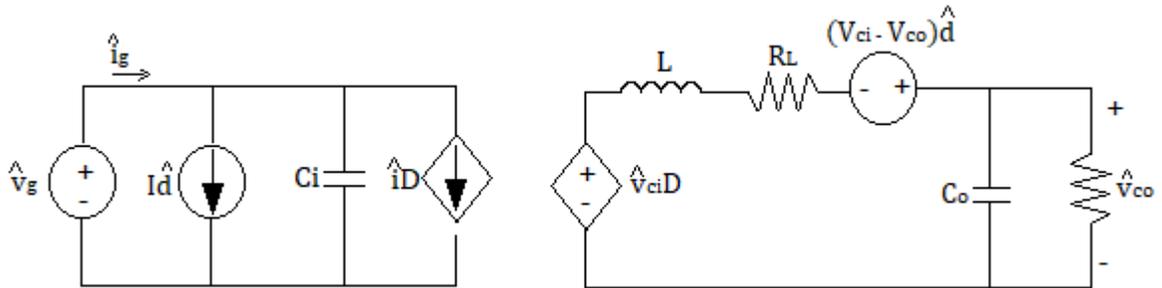
Para hallar las ecuaciones que representan el modelo equivalente de pequeña señal se utiliza el método de perturbación y linealización [20].

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} = V_{ci} \hat{d} + \hat{v}_{ci} D - \hat{v}_{co} - R_L \hat{i} \quad (3.40)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_{co}}{dt} = \hat{i} - \frac{\hat{v}_{co}}{R} \quad (3.41)$$

$$C_i \frac{d\hat{v}_{ci}}{dt} = \hat{i}_g - \hat{i} D - \hat{i} \hat{d} \quad (3.42)$$

Figura 3-9: Circuito Equivalente del CBS



El paso siguiente es representar el sistema en espacio de estados, en [20] afirman que para un convertidor dc típico, las variables de estado son la corriente del inductor y el voltaje en el capacitor de entrada y de salida, también se pueden incluir la posición y

velocidad del generador. Para el CBS se eligen las mismas variables de estado, debido a que su topología es similar a la del convertidor Buck típico, excepto por la adición de un segundo MOSFET en reemplazo del diodo.

Las ecuaciones 3.43 y 3.44 representan la forma general de las ecuaciones de estado del modelo de pequeña señal y la matriz resultante se observa en 3.45.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad 3.43$$

$$y = Cx + Eu \quad 3.44$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\widehat{v_{ci}}} \\ \dot{\widehat{i}} \\ \dot{\widehat{v_{co}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D/C_i & 0 \\ D/L & -R_L/L & -1/L \\ 0 & 1/C_o & -1/RC_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{v_{ci}} \\ \widehat{i} \\ \widehat{v_{co}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C_i & -1/C_i \\ 0 & V_{ci} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{d} \\ \widehat{g} \end{bmatrix} \quad 3.45$$

Se eligen las variables a controlar i y v_{co} , como se observa en la ecuación 3.46

$$\begin{bmatrix} \widehat{v_{co}} \\ \widehat{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{v_{ci}} \\ \widehat{i} \\ \widehat{v_{co}} \end{bmatrix} \quad 3.46$$

Al introducir la representación en espacio de estados del sistema en el software MATLAB®, se obtienen las funciones de transferencia (FT) en el dominio de Laplace como se observa en las ecuaciones 3.47 y 3.48, las cuales relacionan la corriente del inductor y la salida de voltaje con la entrada de control D . El modelo de pequeña señal es adecuado

debido a que los términos no lineales de segundo orden, son pequeños en magnitud, comparados con los términos de corriente alterna de primer orden [20].

$$G_{id} = \frac{9.822e04 s^2 + 7.304e08 s - 1.034e11}{s^3 + 7575 s^2 + 1.411e08 s + 2.583e10} \quad 3.47$$

$$G_{vd} = \frac{4.465e09 s - 6.202e11}{s^3 + 7575 s^2 + 1.411e08 s + 2.583e10} \quad 3.48$$

Con las FT obtenidas y la herramienta “sisotool” del software MATLAB®, escogiendo un tiempo de establecimiento menor a 500 milisegundos y una respuesta sobre-amortiguada con un sobre-impulso no superior al 7%, se obtienen las constantes de los controladores que se muestran en la Tabla 3-6.

Tabla 3-6: Constantes de control PID

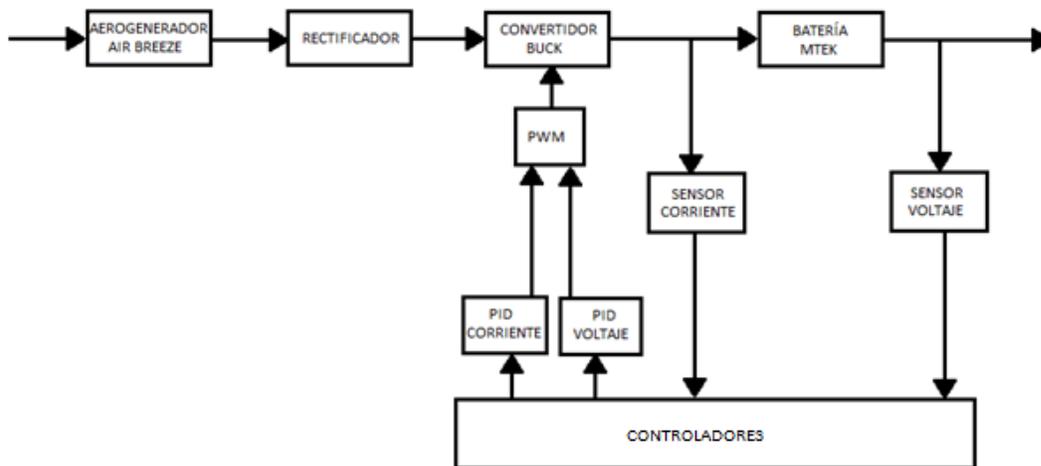
	Control de voltaje	Control de Corriente
Kp	-0.0082	0
Ki	-1.5	-6.379

Kd	0	0
----	---	---

4. Resultados y Análisis

Para la validación del sistema diseñado se realizaron simulaciones en PSIM® y también se implementó un prototipo. En la Figura 4-1 se observa el esquema básico del aerogenerador, rectificador, convertidor y los controladores de corriente y voltaje.

Figura 4-1: Esquema básico del SGEE para carga de batería

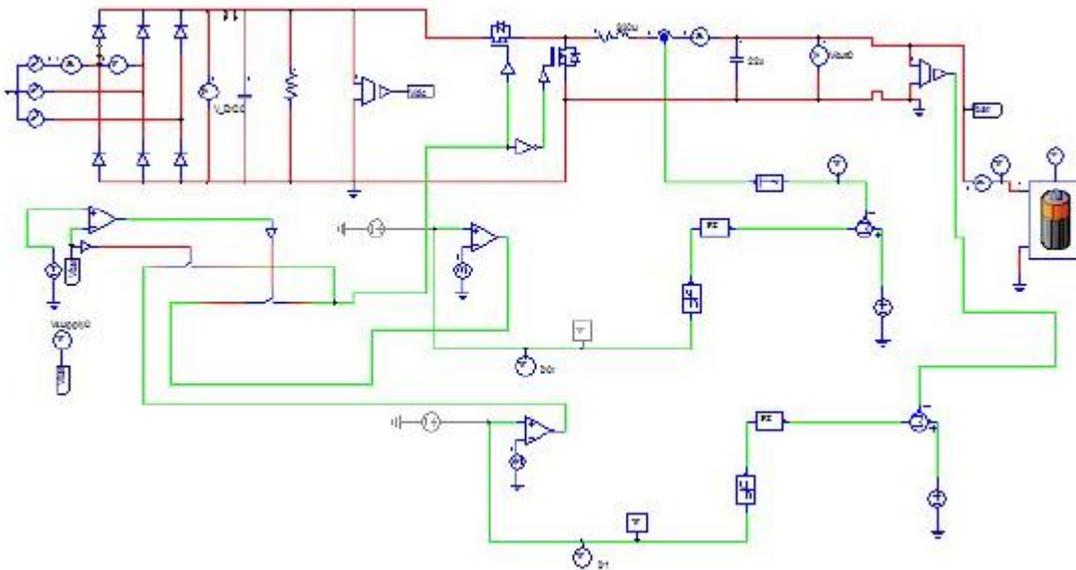


4.1 Validación en simulación del SGEE

Para la simulación del SGEE se utiliza el software PSIM®, donde se introducen los valores obtenidos en la sección 1.2 para modelar la turbina, el acople mecánico, el generador y el rectificador, también se introducen las constantes del control PID de corriente y voltaje y el modelo de carga que en este caso es una batería MTEK que requiere un voltaje de 14V y una corriente de 2A según especificaciones del fabricante. En la Figura 4-2 está el esquema en PSIM donde se observan la etapa de conversión CA/CC, el CBS con los

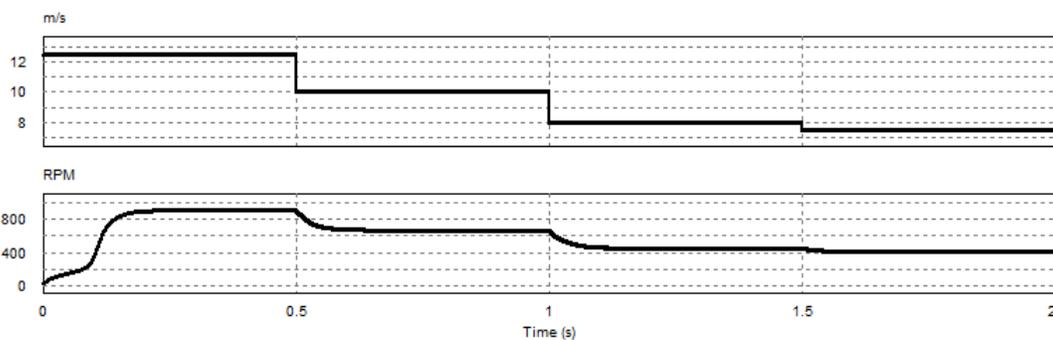
controladores de corriente y voltaje funcionando alternadamente, de acuerdo a los parámetros de carga y descarga de la batería.

Figura 4-2: Esquema del control PID del SGEE para carga de batería



En la Figura 4-3 se observa mediante simulación en el software PSIM®, la variación de velocidad del generador, ante algunos perfiles de viento.

Figura 4-3: Perfiles de viento vs RPM de la turbina



A continuación, se evalúa el comportamiento de los controladores según los resultados de la simulación en PSIM®.

4.1.1 Controlador de corriente

En la Figura 4-4 se observa la respuesta del controlador de corriente, ante perturbaciones en la carga y en el voltaje de entrada, el valor de estado estable de la corriente es 2A.

En la Figura 4-4.a se observa un tiempo de estabilización de aproximadamente 1 milisegundo, ante una variación en el voltaje de salida V_{co} de 1.7V. En la Figura 4-4.b se observa la respuesta del controlador de corriente ante cambios en el voltaje de entrada con un tiempo de establecimiento de aproximadamente 60 milisegundos.

Figura 4-4: Respuesta del controlador de corriente

Figura 4-4.a: Respuesta del controlador de corriente ante perturbación en la carga

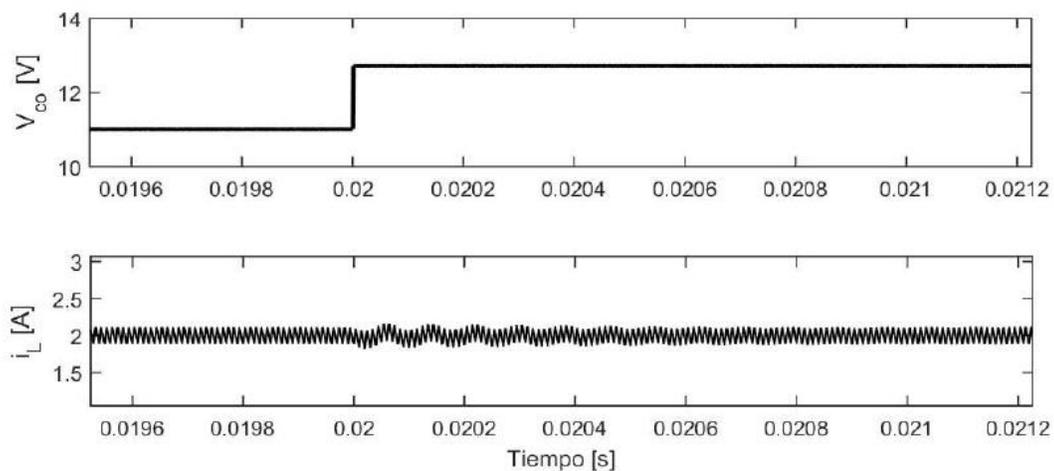
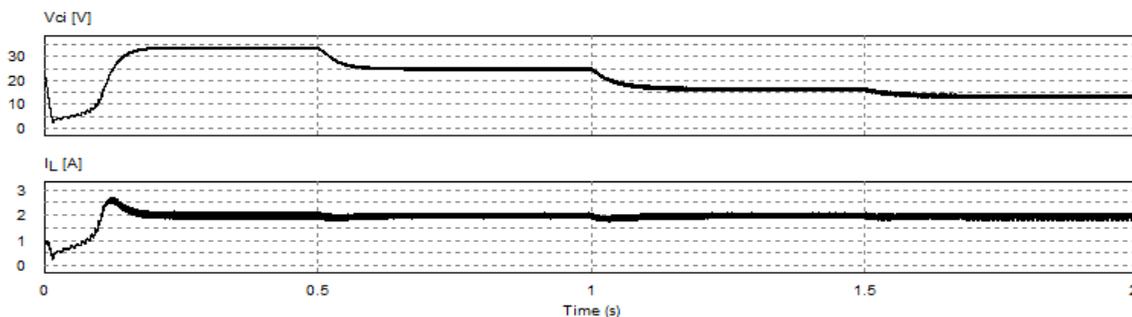
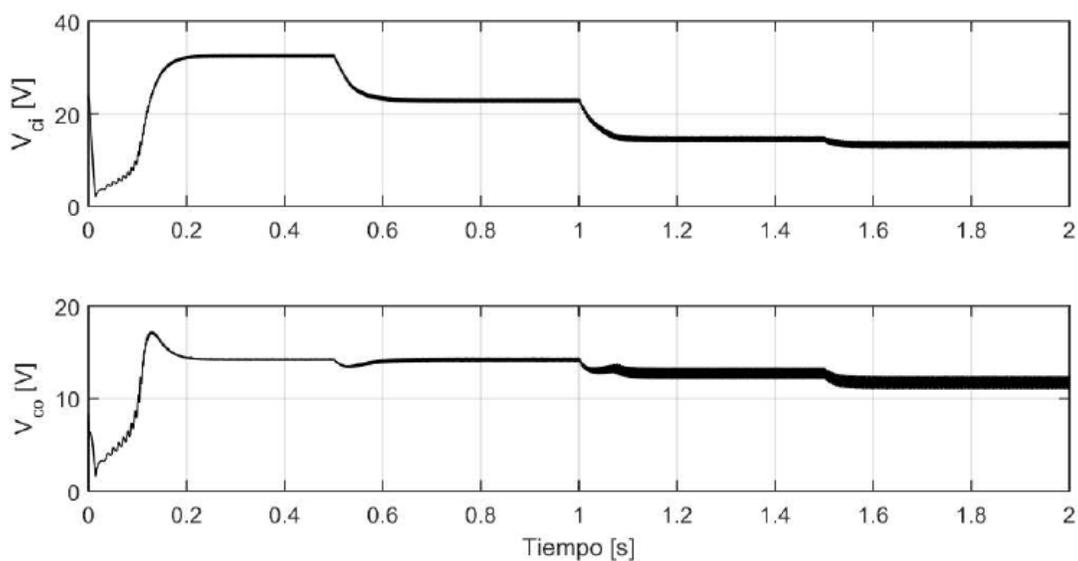


Figura 4-4.b: Respuesta del controlador de corriente ante perturbación en V_{ci} 

4.1.2 Controlador de voltaje

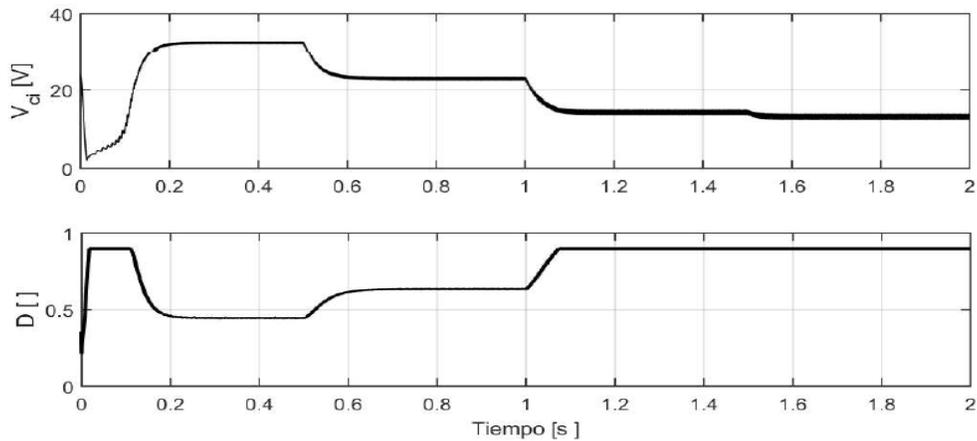
En la Figura 4-5 se observan las formas de onda del voltaje rectificado V_{ci} y V_{co} . En las gráficas se puede ver la acción del lazo de control de voltaje, donde se perturba V_{ci} y se observa la rápida respuesta, para alcanzar la referencia de 14V con un tiempo de establecimiento aproximadamente de 100 milisegundos. Para valores en el voltaje de entrada menores al valor de referencia, el controlador no funciona por ser topología tipo Buck.

Figura 4-5: Curvas de voltaje del SGEE



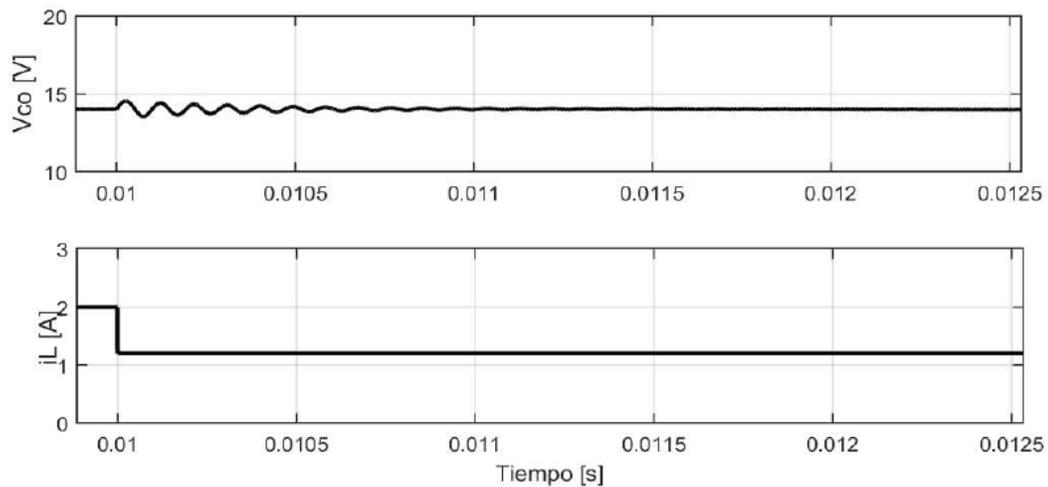
En la Figura 4-6 se observa la curva de respuesta del ajuste del ciclo de trabajo (D) ante variaciones en V_{ci} , con el propósito de mantener el voltaje de salida en el valor de referencia. Cuando el voltaje de entrada es menor al voltaje de referencia, el ciclo de trabajo se satura en un valor aproximadamente de 0.9.

Figura 4-6: Curvas del ciclo de trabajo y voltaje de entrada del CBS



En la Figura 4-7 se observa la respuesta del controlador de voltaje, ante perturbaciones en la corriente de carga, el tiempo de establecimiento del voltaje en la simulación en PSIM® es aproximadamente de 2 milisegundos.

Figura 4-7: Curva de voltaje de salida ante perturbación en la carga



En la Figura 4-10 se presenta parte del código con el cual se configuran los puertos para lectura de las señales de voltaje y corriente. También se muestra el algoritmo de control PID implementado en el microcontrolador.

Figura 4-10: Código para configuración de puertos y algoritmos PID

```

configuracionPuertos(); // Se llama la función que configura los puertos.

// Se configura la conversión ADC a 12 bits de resolución.
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
setup_adc_ports(AN0_TO_AN1); // AN0, AN1 Serán las entradas analogas.
set_adc_channel(0); // Se seleccion el canal por donde se hará la conversión ADC a 12

//Configurando PID.
Initialize(); // Se inicializan lo valores.
Setpoint = 14*100; // Voltaje deseado escalizado por 100.
SetSampleTime(10); // Tiempo de Muestreo en us.

SetControllerDirection(DIRECT); // Se trabajará directo y automatico.
SetMode(AUTOMATIC);
SetTunings(-0.0082,-1.5,0.0); // Se ingresan las constantes del PID respectivamente.
SetOutputLimits(480*0.1, 480*0.9);

// Garantizaremos el tiempo de muestreo con una interrocción del timer 1.
setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_8); // Setup timer: Reloj interno, preescaler = 8
enable_interrupts(INT_TIMER1); // Habilito interrupción particular del TIMER1
enable_interrupts(GLOBAL); // Habilito interrupciones globales
set_timer1(65521); // Precarga para 10us.
    voltajeBa = leerSalida(); // Se lee el voltaje de salida en mV.

while(true){ // Bucle infinito.

    voltajeBa = leerSalida(); // Se lee el voltaje de salida en mV.
    ///
    if(voltajeBa <= 14.2*100.0){
        Setpoint = 14*100.0; // Voltaje deseado escalizado por 100.
        setTunings(-0.0082,-1.5,0.0); // Se ingresan las constantes del PID respectivamen
        Input_ = leerSalida(); // Se lee el voltaje de salida en mV.
    }
    else{
        Setpoint = 2*100; // Corriente deseada escalizada por 100.
        setTunings(0.00003,-6.379,0); // Se ingresan las constantes del PID respectivamen
        Input_ = leerCorriente(); // Se lee la corriente.
    }
}

return 0; // No se retorna nada.
}

```

```

////////// ***** FUNCIONES DEL PROGRAMA *****

//*****Esta función configura los puertos.
void configuracionPuertos(){

    // Limpiamos todos los puertos.
    LATA = 0X00;
    LATB = 0X00;
    LATC = 0X00;
    LATD = 0X00;
    LATE = 0b0000;

    // Limpiamos todos los puertos.
    PORTA = 0X00;
    PORTB = 0X00;
    PORTC = 0X00;
    PORTD = 0X00;
    PORTE = 0b0000;

    // Se configura los pines A0,A1,A2 como entradas y el resto de los puertos como salida.
    TRISA = 0b00001011;
    TRISB = 0X00;
    TRISC = 0X00;
    TRISD = 0X00;
    TRISE = 0b1000;

    // NOTA: Regla de Oro. El TRISx nos permite declarar como entrada (1) o como salida (0)
}

//*****Esta función lee el voltaje de salida.(La conversión ADC es de 12bits es por es
float leerSalida(float offset){
    set_adc_channel(0); // Se selecciona el canal por donde se leerá la señal analoga.
    //delay_us(20);
    return ((read_adc()/4095.0)*55*100.0)-offset; // La lectura tambien esta escalizada por
}

//*****Esta función lee la corriente de salida.(La conversión ADC es de 12bits es por
float leerCorriente(int16 n_muestras, float offset){

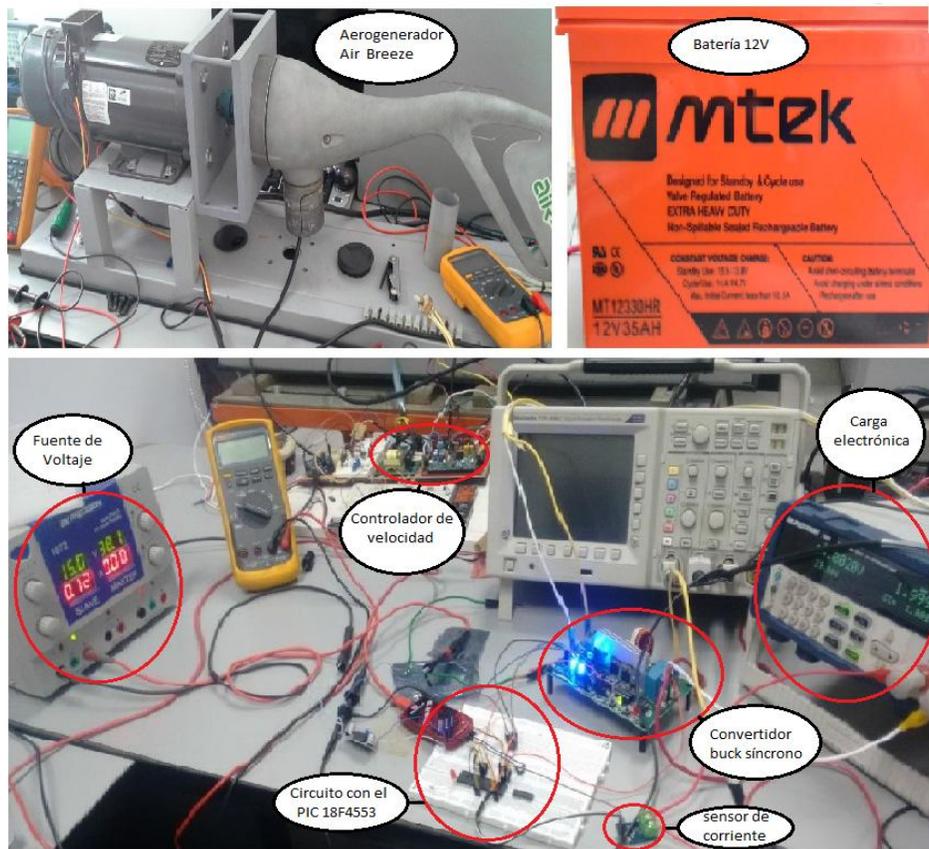
    // Variables...
    float corriente = 0;
    float p1=10.02,p2=-25.06,p3=0.9713,p4=-0.253;

    for(int i = 0; i < n_muestras; i++){
        set_adc_channel(1); // Se selecciona el canal por donde se leerá la señal analoga.
        //delay_us(20);
        float voltajeSensor = read_adc()*(5.0/4095.0); //Voltaje entregado por el sensor.
        aux = voltajeSensor +aux;
    }
}

```

4.2 Validación del montaje experimental de la interfaz de potencia del SGEE

En la Figura 4-11 se muestra el montaje físico de los elementos que se acoplaron y los instrumentos mediante los cuales se realizaron cada una de las mediciones eléctricas, para obtener experimentalmente las corrientes y voltajes del CBS en un prototipo de SGEE de baja potencia.

Figura 4-11: Montaje experimental del prototipo de SGEE

4.2.1 Caracterización de la turbina Air Breeze

La medición de velocidad del generador, se realiza con un tacómetro instalado en el eje del rotor del generador, el controlador de velocidad permite regular las RPM con el fin de estabilizar un voltaje de referencia en la entrada del convertidor Buck entre 15V y 32V, el voltaje de salida deseado del convertidor es de 14V, la carga electrónica solicita 28 vatios [W] en la salida del convertidor.

En la Tabla 4-1 se muestran los valores de voltajes y corrientes del generador para diferentes velocidades de rotación con un ciclo de trabajo fijo.

Tabla 4-1: Resultados experimentales del SGEE con $D=0.5$

[RPM]	V_{RMS} [V]	V_{DC} [V]	I_L [A]	V [V]
450	12.27	15	1.2	7.1
500	13	16.1	1.29	7.78
550	14.41	17.7	1.42	8.8
600	15.75	19.4	1.58	9.59
650	17.03	21.1	1.71	10.4
700	18.28	22.9	1.84	11.3
750	19.6	24.7	1.98	12.1
800	20.93	26	2.16	12.7
850	22.21	28.2	2.29	13.7
900	23.53	29.7	2.42	14.5
950	24.8	31.4	2.57	15.3

En la Tabla 4-2 se muestran los resultados obtenidos experimentalmente del ciclo de trabajo y los voltajes de entrada y salida del convertidor, con una corriente fija de 2A.

Tabla 4-2: Resultados experimentales con $I = 2A$

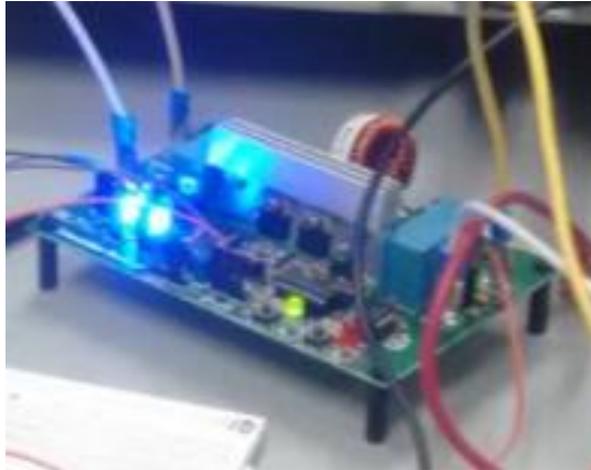
[RPM]	V_{DC} [V]	V [V]	D [%]
650	21.5	12.5	0.71
700	23.32	12.5	0.54
750	25.08	12.24	0.50
800	26.9	12.6	0.46
850	28.8	12.13	0.44
900	30.8	12.09	0.41
950	32.8	12.4	0.38
1000	34.7	12.2	0.37

Con los datos de las Tabla 4-1 y Tabla 4-2 tomados como referencia, se procede a definir el rango de valores de voltaje de entrada para los cuales los controladores regulan la corriente y el voltaje

4.2.2 Implementación del CBS

En la Figura 4-12 se observa el CBS implementado, el cual tiene las características y valores de los elementos definidos en la sección 3.2.

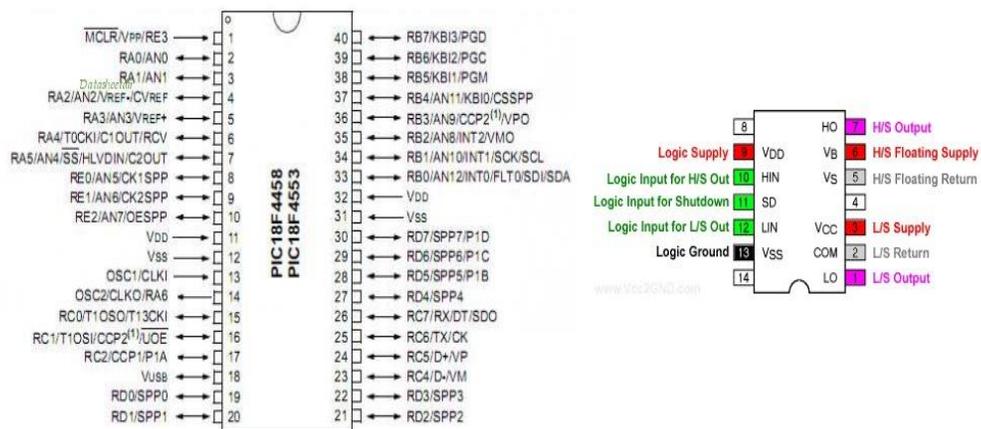
Figura 4-12: Montaje físico del CBS



Las características de un circuito para carga de baterías es controlar la corriente y el voltaje en diferentes tiempos de acuerdo al estado de carga de la batería. La implementación del control en un microcontrolador facilita el proceso de conmutación y requiere menos elementos físicos que un controlador análogo. Para la implementación de los controladores de voltaje y corriente para carga de baterías en un SGEE, se seleccionó el microcontrolador PIC 18F4553 cuyo esquema básico se muestra en la

Figura 4-13.

Figura 4-13: Microcontrolador PIC 18F4553



Fuente: 2009 Microchip Technology Inc.

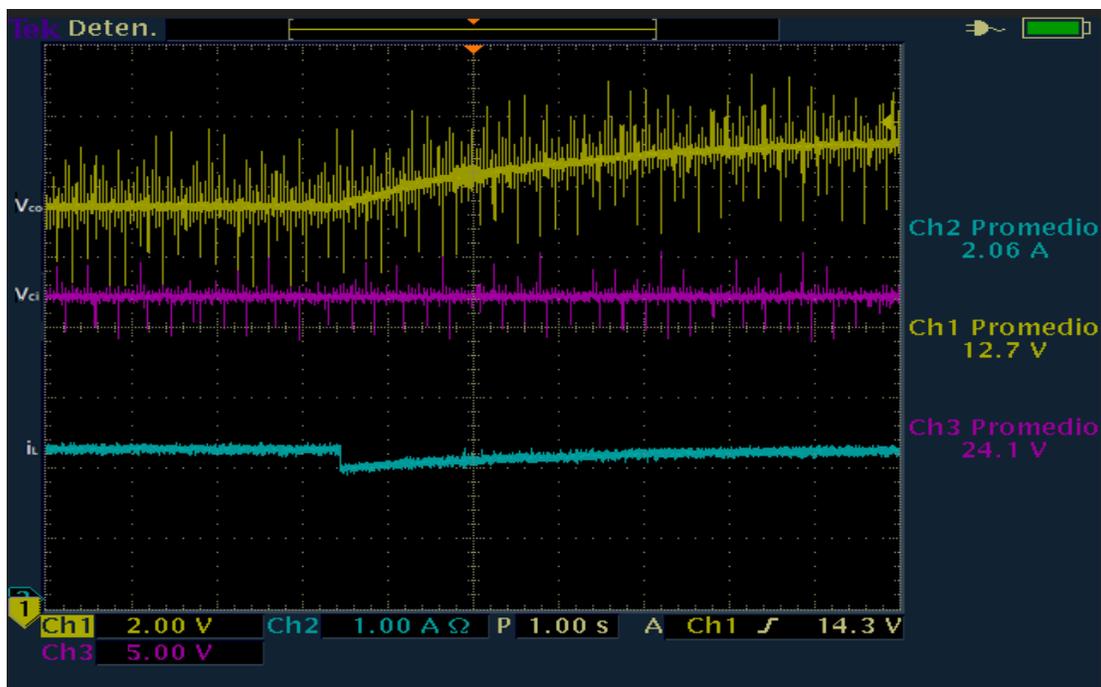
4.2.3 Análisis del controlador experimental de corriente

En la

Figura 4-14.a se observa la acción del controlador de corriente, ante una perturbación en la carga.

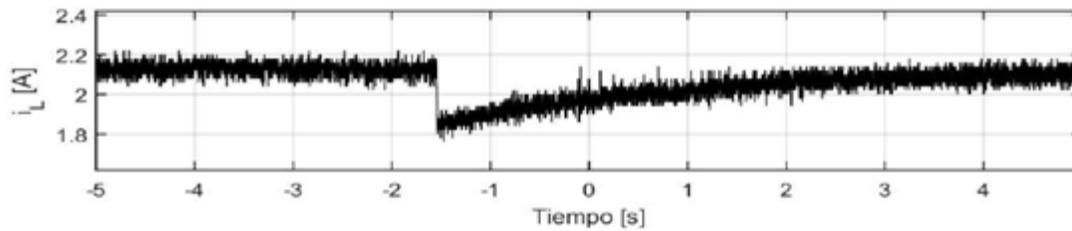
Figura 4-14: Curva de corriente en el inductor ante perturbación en la carga

Figura 4-14.a: Curva de control de corriente tomada del osciloscopio



El tiempo de estabilización de la corriente en la fase experimental es aproximadamente 4 segundos como se observa en la

Figura 4-14.b.

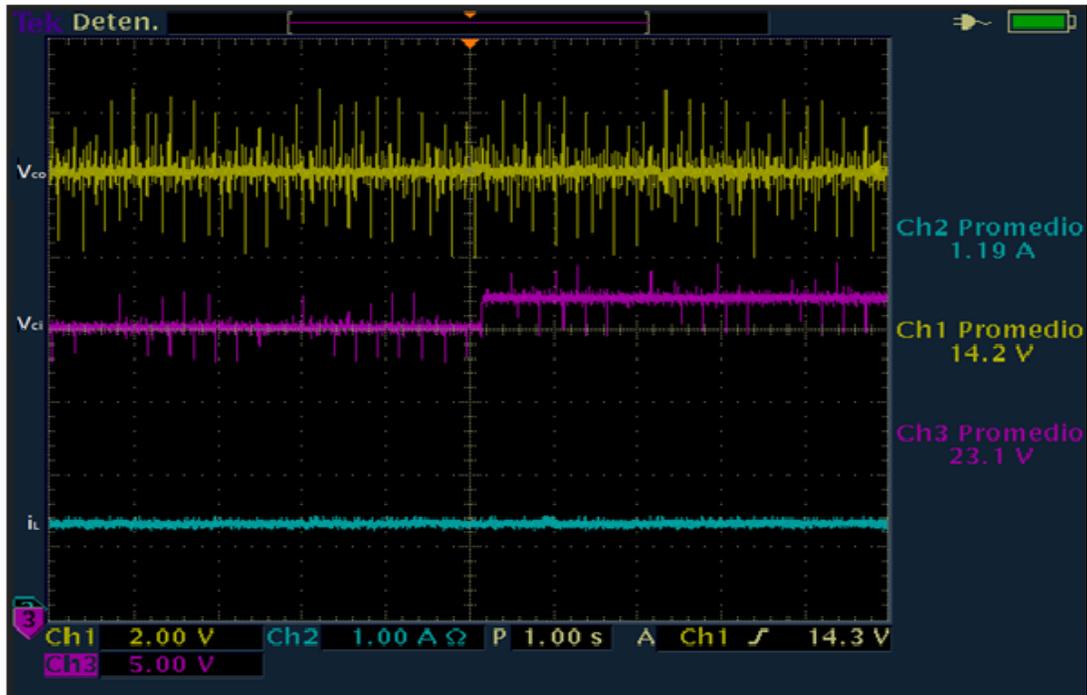
Figura 4-14.b: Análisis del controlador de corriente

4.2.4 Análisis del controlador experimental de voltaje

En la Figura 4-15.a se observa la curva de voltaje de salida obtenida en el prototipo experimental, también se puede ver la distorsión de la señal de voltaje debido al ruido producido principalmente por el sensor de corriente ante perturbaciones indeseadas en el generador y en los componentes del convertidor. Para disminuir el problema asociado al ruido, se recomienda usar un filtro que permita mejorar la señal de voltaje de salida y el uso de sensores menos sensibles como el utilizado en este trabajo.

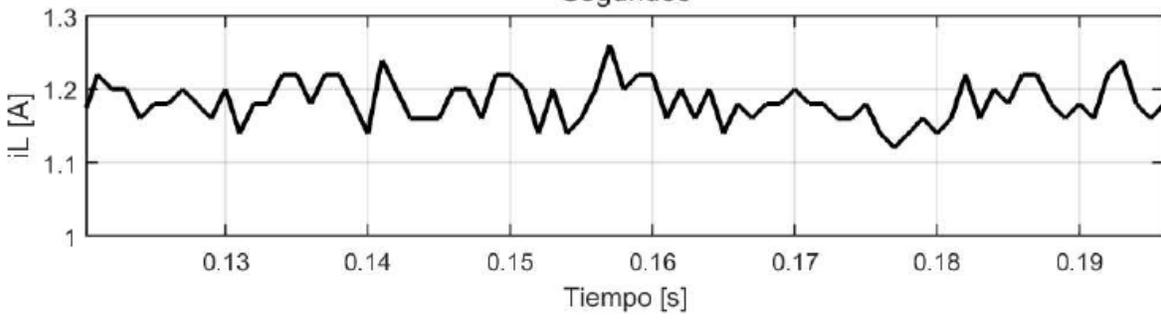
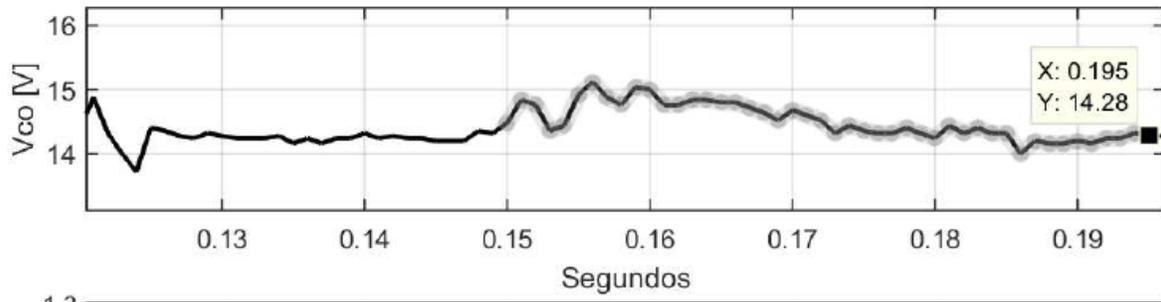
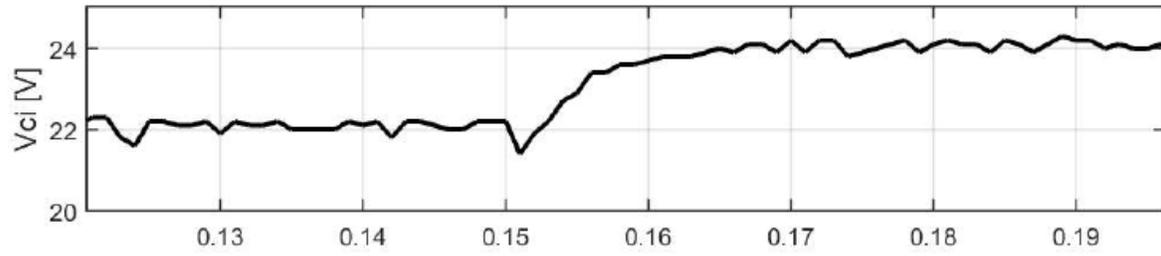
Figura 4-15: Respuesta del controlador de voltaje ante perturbación en la entrada

Figura 4-15.a: Curvas de voltaje y corriente tomadas del osciloscopio



En la Figura 4-15.b se observa el sobre-pico en el voltaje de salida cuando hay una variación en el voltaje de entrada, también se puede ver que V_{co} se estabiliza nuevamente a su valor de referencia debido a la rápida respuesta del controlador de voltaje, la cual es aproximadamente de 40 milisegundos. La corriente del inductor i_L la cual en su promedio equivale a la corriente de carga que en este caso de 1.46A.

Figura 4-15.b: Análisis de la respuesta del controlador de voltaje



5. Conclusiones

Al revisar en la literatura sobre sistemas eólicos se concluye que hay avances muy significativos que conllevan a encontrar diferentes tipos de aerogeneradores, topologías de convertidores y sistemas de control. Los avances alcanzados en el desarrollo de los elementos de diseño e implementación de un SGEE permiten aumentar la eficiencia energética y la confiabilidad.

En la etapa de control de potencia, se realizó un análisis de la literatura sobre estrategias de optimización MPPT, encontrando múltiples algoritmos que van encaminados al control de velocidad, torque o potencia del aerogenerador. Entre las investigaciones realizadas se observan las principales características de las estrategias de control como simplicidad de implementación del algoritmo P&O y del clásico PID, efectividad de los algoritmos con control adaptativo para buscar el punto de máxima potencia, aumento de eficiencia que se obtiene a través de técnicas de estimación sin el uso de sensores (sensorless), lo cual disminuye considerablemente las señales indeseadas, también se concluye que es complejo el método de control OTC y que existe un equilibrio en cuanto a complejidad y eficiencia que garantiza la implementación de la estrategia PSF.

En la simulación se observa un tiempo de establecimiento menor de 100 milisegundos para ambos controladores y experimentalmente el controlador de voltaje tiene un tiempo de respuesta también menor a 100 milisegundos, mientras el controlador de corriente presenta un tiempo de respuesta aproximadamente de 4 segundos con un error de estado estacionario del 4%, lo que pudo ser ocasionado por presencia de señales indeseadas en las mediciones de corriente.

La implementación de la interfaz de potencia para carga de baterías implicó el diseño de dos controladores secuenciales, debido a que las baterías utilizadas presentan ciclos de carga donde inicialmente se debe realizar a corriente constante de un valor de 2A y luego se debe hacer la conmutación para cargar a voltaje constante utilizando un controlador de voltaje con un valor de referencia de 14V. A través de la programación del microcontrolador se realiza el proceso de conmutación de forma simple, evitando el uso de elementos físicos que aumentarían las pérdidas de potencia. El microcontrolador PIC 18F4553 demostró ser

una buena alternativa de implementación en la etapa de control de la interfaz de potencia del SGEE.

El control implementado cumple los criterios de diseño clásico lineales con una buena respuesta de los controladores de voltaje y corriente, en un rango de valores de voltaje de entrada entre 15V y 32V.

6. Trabajos futuros

Los trabajos futuros, se deben encaminar al aumento de la eficiencia energética del SGEE, esto es posible en la medida que se puedan implementar diversos controladores que permitan optimizar el proceso de generación. Es importante el uso de técnicas de estimación para evitar el uso de sensores, una técnica que viene creciendo en aceptación por su robustez y eficiencia es el control por modos deslizantes, aunque presenta cierto grado de complejidad.

En lo que respecta a los lazos de control para garantizar la potencia deseada, viene en crecimiento el uso de controladores digitales principalmente debido a los adelantos tecnológicos en los procesadores.

Al analizar sistemas stand alone para generación de energía eólica de baja potencia, en diversos artículos recomiendan el uso de varias fuentes de generación, por lo que se puede pensar en el diseño e implementación de un sistema híbrido con energía eólica y solar, aunque en la literatura se encuentran diversos artículos que emplean también generadores diésel.

Otro enfoque de investigación que puede surgir, es en lo concerniente al mejoramiento de las prestaciones dinámicas del convertidor DC-DC, se pueden lograr avances importantes en el diseño e implementación de convertidores para un SGEE. Se recomienda usar una topología Buck-boost que permita un óptimo desempeño de los controladores con voltajes de entrada menores a 14V.

7. Bibliografía

- [1] Z. Chen, J. M. Guerrero, y F. Blaabjerg, “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, núm. 8, pp. 1859–1875, ago. 2009.
- [2] W. E. Holley, “Wind turbine dynamics and control - issues and challenges”, en *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, 2003, vol. 5, pp. 3794–3795 vol.5.
- [3] L. G. G. González, “Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad variable.”, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España, mayo. 2011.
- [4] Fernández Díez Pedro, “Energía Eólica”. http://data.torre-solar.es/thesis/2000_Pedro_Fernandez_Diez-energia_eolica-135p.pdf, Accessed: 20-Aug-2016]
- [5] T. Petru y T. Thiringer, “Modeling of wind turbines for power system studies”, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 17, núm. 4, pp. 1132–1139, nov. 2002.
- [6] Avila Segura Antonio, “Diseño de un convertidor estático DC-DC de tipo buck-boost empleado como regulador del generador eólico air-x 400w”, Pontificia Universidad Javeriana, Bogota D.C, Colombia, 2013.

- [7] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, y M. E. H. Benbouzid, "Sliding Mode Power Control of Variable-Speed Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, núm. 2, pp. 551–558, jun. 2008.
- [8] S. Yamakura y K. Kesamaru, "Dynamic simulation of PMSG small wind turbine generation system with HCS-MPPT control", en *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, pp. 1–4.
- [9] A. Soetedjo, A. Lomi, y W. P. Mulayanto, "Modeling of wind energy system with MPPT control", en *Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics*, 2011, pp. 1–6.
- [10] H. Li y Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons", *IET Renew. Power Gener.*, vol. 2, núm. 2, pp. 123–138, jun. 2008.
- [11] H. Polinder, "Overview of and trends in wind turbine generator systems", en *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1–8.
- [12] S. N. Mohammad, N. K. Das, y S. Roy, "A review of the state of the art of generators and power electronics for wind energy conversion systems", en *2014 3rd International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET)*, 2014, pp. 1–6.
- [13] Z. Alnasir y M. Kazerani, "An analytical literature review of stand-alone wind energy conversion systems from generator viewpoint", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 28, pp. 597–615, dic. 2013.
- [14] R. Melício, V. M. F. Mendes, y J. P. S. Catalão, "Comparative study of power converter topologies and control strategies for the harmonic performance of

- variable-speed wind turbine generator systems”, *Energy*, vol. 36, núm. 1, pp. 520–529, ene. 2011.
- [15] S. P. Singh, B. L. Narasimharaju, y N. R. Kumar, “Performance analysis of AC-DC power converter using PWM techniques”, *Energy Procedia*, vol. 14, núm. Supplement C, pp. 880–886, ene. 2012.
- [16] L. Kumar y S. Jain, “Multiple-input DC/DC converter topology for hybrid energy system”, *IET Power Electron.*, vol. 6, núm. 8, pp. 1483–1501, sep. 2013.
- [17] B. Backlund, M. Rahimo, S. Klaka, y J. Siefken, “Topologies, voltage ratings and state of the art high power semiconductor devices for medium voltage wind energy conversion”, en *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, 2009, pp. 1–6.
- [18] Vilchis Estrada Juan Carlos, “Análisis de Estructuras Multifase para Mejorar la Eficiencia en Convertidores Buck Síncronos para la Tecnología LPIA-INTEL”, Cuernavaca, Morelos, México., 2009.
- [19] Visairo Cruz Horacio, “Convertidores CD/CD para Aplicaciones de Baja Tensión”, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, México oct. 2004.
- [20] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, SECOND EDI. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwe Academic Publisher, 2001.
- [21] Pacheco Alamos Arnoldo, “Análisis de pérdidas del convertidor buck síncrono para aplicaciones móviles”, CENIDET, abril. 2007.

- [22] J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, J. C. Rosas-Caro, J. D. Leon-Morales, y E. N. Salas-Cabrera, "Modelling and control of a DC-DC multilevel boost converter", *IET Power Electron.*, vol. 4, núm. 6, pp. 693–700, jul. 2011.
- [23] J.-K. Shiau y C.-J. Cheng, "Design of a non-inverting synchronous buck-boost DC/DC power converter with moderate power level", *Robot. Comput.-Integr. Manuf.*, vol. 26, núm. 3, pp. 263–267, jun. 2010.
- [24] C. A. Ramirez and A. J. Saavedra-Montes, "Parameter calculation of a small wind turbine model cálculo de parámetros del modelo de una turbina eólica (160 w)," *Circuits and Systems (CWCAS), 2012 IEEE 4th Colombian Workshop on.* pp. 1–6, 2012.
- [25] T. Ma, H. Yang, L. Lu, y J. Peng, "Optimal design of an autonomous solar–wind-pumped storage power supply system", *Appl. Energy*, vol. 160, núm. Supplement C, pp. 728–736, dic. 2015.
- [26] D. Lara, G. Merino, y L. Salazar, "Power converter with maximum power point tracking MPPT for small wind-electric pumping systems", *Energy Convers. Manag.*, vol. 97, núm. Supplement C, pp. 53–62, jun. 2015.
- [27] Sunanda Sinha et al., "Review of recent trends in optimization techniques for solar photovoltaic–wind based hybrid energy systems", 2015.
- [28] A. Datta, K. Bhattacharjee, S. Debbarma, y B. Kar, "Load frequency control of a renewable energy sources based hybrid system", en *2015 IEEE Conference on Systems, Process and Control (ICSPC)*, 2015, pp. 34–38.

- [29] Zheng Z. W. et al., “An Overview: the Development of Prediction Technology of Wind and Photovoltaic Power Generation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, august. 2009.
- [30] A. Castillo Ramírez, F. Villada Duque, V. Velásquez, y J. Alejandro, “Multiobjective design for a hybrid solar-wind-battery system operating in non-interconnected areas”, *Tecnura*, vol. 18, núm. 39, pp. 77–93, ene. 2014.
- [31] R. Velo, L. Osorio, M. D. Fernández, y M. R. Rodríguez, “An economic analysis of a stand-alone and grid-connected cattle farm”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 39, núm. Supplement C, pp. 883–890, nov. 2014.
- [32] M. Belouda, A. Jaafar, B. Sareni, X. Roboam, y J. Belhadj, “Integrated optimal design and sensitivity analysis of a stand alone wind turbine system with storage for rural electrification”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 28, núm. Supplement C, pp. 616–624, dic. 2013.
- [33] K. Kusakana y H. J. Vermaak, “Hybrid renewable power systems for mobile telephony base stations in developing countries”, *Renew. Energy*, vol. 51, núm. Supplement C, pp. 419–425, mar. 2013.
- [34] T. Salih, Y. Wang, y M. A. A. Adam, “Renewable Micro Hybrid System of Solar Panel and Wind Turbine for Telecommunication Equipment in Remote Areas in Sudan”, *Energy Procedia*, vol. 61, núm. Supplement C, pp. 80–83, ene. 2014.
- [35] Guerrero Troaquero Luis Fernando et al., “Alternativas de generación eléctrica híbrida con implementación de turbinas urbanas”, 2011.

- [36] H. Polinder, "Overview of and trends in wind turbine generator systems", *2011 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, jul. 2011.
- [37] J. C. U. Peña, M. A. G. de Brito, G. d A. e Melo, y C. A. Canesin, "A comparative study of MPPT strategies and a novel singlephase integrated buck-boost inverter for small wind energy conversion systems", en *XI Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, pp. 458–465.
- [38] Devashish, A. Thakur, S. Panigrahi, y R. R. Behera, "A review on wind energy conversion system and enabling technology", en *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2016, pp. 527–532.
- [39] Cortes Gutiérrez Sergio et al., "Estudio Comparativo de Estimadores de Velocidad para Generadores Síncronos de Imanes Permanentes empleados en Sistemas de Generación Eólica", 2011.
- [40] Merzouga M.S. et al., "Sliding Mode Control (SMC) Of Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG)", 2012.
- [41] C.-C. Hua y C.-C. Tu, "Design and implementation of power converters for wind generator", en *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, pp. 3372–3377.
- [42] E. Koutroulis y K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, núm. 2, pp. 486–494, abr. 2006.

- [43] Serna-Garcés, S.I.; Gonzalez Montoya, D.; Ramos-Paja, C.A. Sliding-Mode Control of a Charger/Discharger DC/DC Converter for DC-Bus Regulation in Renewable Power Systems. *Energies* 2016, *9*, 245.
- [44] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, y C. W. Tan, “A study of maximum power point tracking algorithms for wind energy system”, en *2011 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CET)*, 2011, pp. 321–326.
- [45] J. D. M. D. Kooning, B. Meersman, T. L. Vandoorn, y L. Vandeveldel, “Evaluation of the Maximum Power Point Tracking performance in small wind turbines”, en *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–8.
- [46] S. M. Tripathi, A. N. Tiwari, y D. Singh, “Grid-integrated permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion systems: A technology review”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 51, núm. Supplement C, pp. 1288–1305, nov. 2015.
- [47] A. M. Bhandare, P. J. Bandekar, y S. S. Mane, “Wind energy maximum power extraction algorithms: A review”, en *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, 2013, pp. 495–500.
- [48] A. I. Bratcu, I. Munteanu, y E. Ceanga, “Optimal control of wind energy conversion systems: From energy optimization to multi-purpose criteria - A short survey”, en *2008 16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, 2008, pp. 759–766.

- [49] M. Singh y A. Chandra, "Comparative study of sliding mode and ANFIS based observers for speed amp; position sensor-less control of variable speed PMSG", en *CCECE 2010*, 2010, pp. 1–4.
- [50] C.-Y. Lee, P.-H. Chen, y Y.-X. Shen, "Maximum power point tracking (MPPT) system of small wind power generator using RBFNN approach", *Expert Syst. Appl.*, vol. 38, núm. 10, pp. 12058–12065, sep. 2011.
- [51] S. Musunuri y H. L. Ginn, "Comprehensive review of wind energy maximum power extraction algorithms", en *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1–8.
- [52] S. A. Verne y M. I. Valla, "Control Predictivo de Estados Finitos para un Convertidor Bidireccional con Diodos de Enclavamiento", *Rev. Iberoam. Automática E Informática Ind. RIAI*, vol. 8, núm. 4, pp. 297–308, oct. 2011.
- [53] M. G. Molina y P. E. Mercado, "A new control strategy of variable speed wind turbine generator for three-phase grid-connected applications", en *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*, 2008, pp. 1–8.