

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**Modelado, Simulación y Control MPPT de un convertidor Cûk en
aplicaciones de microgeneración Eólica.**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

JURADO ESPÍN SAMUEL ANTONIO

DIRECTOR: Ing. Jorge Luis Medina Mora, M.Sc.

CODIRECTOR: Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.

Quito, marzo 2022

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Samuel Antonio Jurado Espín, bajo nuestra supervisión.



Ing. Jorge Luis Medina Mora, M.Sc.
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN



Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Samuel Antonio Jurado Espín, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.



Samuel Antonio Jurado Espín

DEDICATORIA

Dedicado a todo lector del presente trabajo esperando que le resulte útil y entienda que la ciencia está en constante desarrollo siempre sobre los conocimientos previos. Para a mi familia y amistades que me han acompañado a través de este viaje.

AGRADECIMIENTO

Agradezco profundamente a mis padres, quienes me han dado el soporte en este desarrollo, a toda mi familia que siempre han velado por mi bienestar y mi desarrollo. A mis amistades quienes cerca o lejos han sabido compartir sus consejos y han compartido los momentos dulces y amargos de este proceso.

Agradecimientos infinitos a la Escuela Politécnica Nacional, la carrera de Ingeniería en Electrónica y Control que me ha formado como un profesional, a pesar de que existen aristas donde mejorar la universidad pública es el mejor motor de desarrollo de un país como el nuestro que tanto amo y agradezco.

Un profundo agradecimiento a todos mis maestros y mentores desde la educación básica pasando por el colegio, el prestigioso e inolvidable Patrón Bolívar, y finalizando con mis todos profesores de la Escuela Politécnica Nacional.

Especial agradecimiento al Ing. Jorge Luis Medina Mora y al Dr.-Ing. Paul Marcelo Pozo Palma quienes desde mi época de alumno me han sabido guiar de forma adecuada para ser un profesional capaz y a su vez me han dirigido en el presente proyecto para un desarrollo adecuado y de calidad.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT.....	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO	4
1.3.1 SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICA.....	4
1.3.1.1 Introducción	4
1.3.1.2 Turbinas.....	6
1.3.1.3 Sistemas de Transmisión Mecánica	12
1.3.1.4 Generador Eléctrico	13
1.3.1.5 Sistema de Conversión Estática de la Energía	16
1.3.1.6 Clasificación de sistemas de Generación Eólico.....	19
1.3.1.7 Técnicas de Modulación	22
1.3.1.8 Filtros.....	24
1.3.2 ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DE MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA (MPPT)	24
1.3.2.1 Perturbación y Observación	24
1.3.3 CONVERSION DC/DC CŪK	25
1.3.3.1 Análisis de Funcionamiento.....	26
1.3.4 MODELAMIENTO EN PEQUEÑA SEÑAL.....	30
1.3.4.1 Principios Básicos.....	31
1.3.4.2 Ejemplo de Análisis para Elementos No Lineales.....	31
1.3.5 SISTEMAS DE CONTROL.....	33
1.3.5.1 Sistemas de Fase No Mínima	33
1.3.5.2 Control Proporcional Integral Derivativo (PID)	35

1.3.5.3	Control de modos deslizantes (SMC)	36
1.3.5.4	Compensador de Retardo y Fase No Mínima	37
2.	METODOLOGÍA.....	38
2.1.	DIMENSIONAMIENTO DE COMPONENTES DE AEROGENERADOR .38	
2.1.1	Turbina Eólica	39
2.1.3	Sistema de Transmisión.....	39
2.1.3	Generador Eléctrico.....	40
2.1.4.	Diseño de Rectificador No Controlado	40
2.1.2	CONVERSOR DC/DC CÛK	41
2.1.2.1	Dimensionamiento de los elementos	42
2.2.	ALGORITMO MPPT.....	43
2.3.	MODELAMIENTO EN SEÑAL PEQUEÑA	47
2.3.1	Función de transferencia de Salida en función de la relación de trabajo del sistema (Gvd) 54	
2.3.2	Función de transferencia de Salida en función del voltaje a la entrada del sistema(Gvs) 56	
2.4.	DISEÑO DE CONTROLADOR.....	57
2.4.1	Análisis del Sistema	57
2.4.2	Diseño de Controladores	58
2.4.1	Controlador de Lazo Interno.....	59
2.4.1.1	Controlador de Lazo Externo	61
2.5.	ESQUEMA FINAL DEL SISTEMA IMPLEMENTADO	64
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	65
3.1	RESULTADOS.....	65
3.2	VALIDACION MODELO MATEMÁTICO	65
3.3	ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO DE CONTROLADORES Y ALGORITMO MPPT	69
3.4	ANÁLISIS DEL SISTEMA CON CAMBIO DE PERFIL DE VIENTO	89
3.4.1	ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA	90
4.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	96
4.1.	CONCLUSIONES	96
4.2.	RECOMENDACIONES	97
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	99
6.	ANEXOS	104

RESUMEN

La búsqueda de reducir las emisiones de carbono ha permitido que la generación de energía a partir de fuentes alternativas gane terreno en todo el mundo, especialmente en países desarrollados, como es el caso de la energía eólica cuya potencia instalada ha aumentado considerablemente en los últimos años. Sin embargo, el mayor problema de este tipo de sistemas de generación se debe a que la energía primaria no es constante en el tiempo, por lo tanto, es necesario la implementación de topologías de conversión estática de la energía y de algoritmos de control para el seguimiento y extracción de la máxima potencia posible en cada punto de operación. Por tal motivo el presente proyecto se enfoca en diseñar, modelar y simular el control de la generación de energía desde un aerogenerador cuyo accionamiento eléctrico es un convertidor $C\dot{u}k$, el mismo que se estudia mediante el modelamiento en señal pequeña con el fin de obtener un modelo matemático equivalente. En tal virtud, se desarrollan los controladores asociados al convertidor para obtener una respuesta adecuada ante cambios de referencia y perturbaciones. Mismos controladores que trabajarán estrechamente con el algoritmo de búsqueda de máximo punto de potencia (MPPT) tipo de Perturbación y Observación.

PALABRAS CLAVE: viento, $C\dot{u}k$, MPPT, fase no mínima, Perturbación y Observación, PMSG

ABSTRACT

In order to minimize carbon dioxide emissions, alternative energy generation has increased its participation around the world, especially in first-world countries. This is the case of eolic energy, whose installed power has grown in recent years. However, the biggest problem with these kinds of generation systems is that the primary energy fluctuates over time. In order to fix this, algorithms for control maximum power extraction (MPPT) are required to be implemented. Because of that, the present project focuses on the design, modeling, and simulation of a wind energy conversion system (WECS), which electric drive consists of a Cûk DC/DC converter. It is analyzed using the small signal method to get the best theoretical approximation of the real behavior of the converter. Along with this, associated controllers are developed to get an appropriate response from the system to set point changes and perturbations. These controllers work together with the maximum point power tracking algorithm (MPPT) by Perturb & Observe type.

KEYWORDS: Wind, Cûk, MPPT, non-minimum phase, Perturb & Observe, Permanent Manet Generator, circuit modelling, DC-DC power conversion, power control.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad la demanda de energía eléctrica a nivel mundial se ha visto incrementada debido al crecimiento poblacional y al desarrollo industrial, además que el enfoque del desarrollo energético ha puesto mayor énfasis en el desarrollo de sistemas de generación a partir de energías renovables y que produzcan el menor impacto posible hacia el medio ambiente. Es así cómo se han alcanzado grandes avances en el campo de las energías alternativas como la energía eólica, fotovoltaica, solar, geotérmica, etc. Gracias a este enfoque a lo largo de los últimos años la tecnología asociada a este tipo de energías ha evolucionado e incluso ha visto como sus costes de producción y mantenimiento se han visto reducidos [1]. Sin embargo, la problemática habitual de este tipo de sistemas de generación se origina en sus propias energías primarias, debido a que estas no se encuentran de forma constante a lo largo del tiempo y poseen una alta variabilidad, de esta forma se determina la necesidad de desarrollar algoritmos de control con el fin de extraer la máxima potencia posible para el sistema.

Este tipo de problemática no es ajena para los sistemas de generación de energía eólica, donde la naturaleza propia del viento ha provocado la necesidad de implementar sistemas de Seguimiento del Máximo Punto de Potencia (MPPT por sus siglas en inglés) con el fin de paliar los efectos del cambio de orientación y/o velocidad del viento a lo largo del ciclo de producción de energía como se indican en [1], [2] y [3]. Además del enfoque en las nuevas energías, el desarrollo a la par de redes inteligentes y de aplicaciones de microgeneración, buscando extraer la mayor cantidad de energía posible. Tomando en cuenta la problemática actual y el desarrollo de las máquinas de imanes permanentes, este tipo de elementos se han desarrollado y apoderado del mercado gracias a su capacidad de generación de energía alterna trifásica en modo de funcionamiento de aerogenerador de velocidad variable como se indica en [3], de esta forma se determina la necesidad del uso de un accionamiento eléctrico capaz de extraer la mayor cantidad de energía para el sistema para diferentes punto de operación encargándose de alimentar una carga de forma adecuada para todo momento.

En el caso de los accionamientos eléctricos y para aplicaciones de sistemas de generación de energía se tiene una alta predominancia de los convertidores $C\grave{u}k$ y Sepic debido a las características de robustez de los mismos. Sin embargo, como se muestra en [1] este tipo de controladores, en especial el convertidor $C\grave{u}k$, poseen un modelamiento complejo y difícil de controlar. Tomando en cuenta estos requerimientos se analizará al convertidor $C\grave{u}k$

mediante el modelamiento en pequeña señal que permite una aproximación muy cercana a la real mediante la descomposición de señales.

Debido a estas razones, se tiene la necesidad del desarrollo de este tipo de sistemas de generación para la problemática actual, se toma como base un sistema de microgeneración de energía que se desarrollará a partir de un generador sincrónico de imanes permanentes (PMSM) que será controlado mediante un convertidor Cûk, como accionamiento eléctrico, que a su vez será comandado por una señal de control, la cual se encargará de realizar el seguimiento a la referencia dada por el algoritmo MPPT, con el fin de obtener la mayor cantidad de energía de forma eficiente.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Modelar, Simular y realizar el Control MPPT de un convertidor Cûk en aplicaciones de microgeneración Eólica.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Realizar un estudio y análisis bibliográfico del funcionamiento de los sistemas de generación eólico, en especial aplicaciones de microgeneración en el orden de unidades de kW.
- Realizar un estudio y análisis del modelamiento en pequeña señal para elementos y sistemas no lineales, en especial para el convertidor Cûk.
- Diseñar un sistema de microgeneración de energía eólica controlado con un convertidor DC/DC Cûk y dimensionar los elementos eléctricos y electrónicos.
- Diseñar y simular un algoritmo de control de punto de máxima potencia tipo Perturbación & Observación en un convertidor DC/DC Cûk para un sistema de generación de energía eólica.
- Analizar y evaluar el funcionamiento del esquema de control propuesto ante diferentes escenarios de viento, dirección de viento y requerimientos de carga mediante el análisis de los índices de desempeño en los resultados obtenidos de la simulación.

1.2 ALCANCE

Los alcances definidos para el presente trabajo de titulación son:

- Se realizará un estudio y análisis bibliográfico del principio de funcionamiento de los elementos eléctricos, de los accionamientos eléctricos y electrónicos, y controladores asociados a sistemas de microgeneración de energía eólica enfocados en el convertidor Cûk y en máquinas síncronas de Imanes Permanentes para una potencia nominal de hasta 10kW
- Se realizará un estudio y análisis bibliográfico de principio de funcionamiento, modos de operación, elementos eléctricos, electrónicos, y parámetros de diseño de un convertidor DC/DC Cûk para una potencia de hasta 10kW.
- Se realizará un estudio y análisis bibliográfico de métodos y maneras de modelamiento de convertidores de potencia, enfocándose en el modelamiento en pequeña señal para convertidores DC/DC Cûk.
- Se realizará un estudio y análisis bibliográfico de métodos y maneras de control MPPT en convertidores DC/DC en especial el método de Perturbación & Observación para convertidores DC/DC Cûk.
- Se realizará el modelamiento matemático del accionamiento eléctrico y del convertidor DC/DC Cûk, utilizando el método de modelamiento en pequeña señal.
- Se diseñará el convertidor Cûk para un sistema de generación eólica de hasta 10 kW y se dimensionará los elementos eléctricos y electrónicos.
- Se diseñará el algoritmo de control MPPT mediante la técnica de Perturbación & Observación en convertidor DC/DC Cûk para un sistema de generación eólico.
- Se simulará en el software Matlab/Simulink® la propuesta de diseño de un sistema de generación eólico con un algoritmo de control MPPT de Perturbación & Observación mediante un convertidor Cûk.
- Se implementará una interfaz gráfica asociada a la simulación que permita observar los resultados obtenidos para su posterior análisis.
- Se analizará y evaluará los resultados mediante los índices de desempeño del sistema como son el ISE e IAE, obtenidos para diferentes referencias de operación de un sistema y diferentes requerimientos de carga.

1.3 MARCO TEÓRICO

En este capítulo se proporciona información relevante y necesaria para comprender el funcionamiento del sistema de generación eólica, así como el de los accionamientos electrónicos en conjunto con el controlador a desarrollar, donde en capítulos posteriores se desarrollará sobre estas bases todos los elementos y se culminará el mismo tomando en cuenta la información presentada. Se inicia con una introducción sobre los sistemas de generación eólica de energía, pasando por todos los elementos necesarios desde la turbina al generador. Continuando con la idea se desarrolla el concepto del convertidor Cúk funcionando como un accionamiento electrónico para la extracción del punto de máxima potencia, al igual que las diferentes técnicas de modelamiento del sistema, con especial énfasis en el modelamiento en señal pequeña, culminando con el desarrollo de la idea de los controladores asociados a este tipo de sistemas de fase no mínima mediante controladores no lineales y compensadores para un correcto desarrollo del controlador.

1.3.1 SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICA

1.3.1.1 Introducción

Históricamente el uso del viento como fuente de energía ha servido para el desarrollo humano, siendo aprovechada de diferentes formas, desde herramientas de movilidad en barcos hasta el accionamiento de molinos y bombeo de agua en siglos pasados [4]. En base a estos sistemas de accionamiento de movimiento se han desarrollado en la actualidad sistemas de generación de energía en base a la energía cinética del viento, sin embargo, la naturaleza inherente de este tipo de energía se caracteriza por la variabilidad de la misma, es decir, la capacidad de generación no es constante todo el tiempo.

Para el aprovechamiento de la energía cinética del viento es importante conocer las bases de su funcionamiento, para lo que se necesita generar el movimiento de una turbina o elemento mecánico de conversión de energía en base a la energía cinética del viento aprovechando así el principio aerodinámico del mismo, con éste objetivo se han desarrollado diferentes tipos de turbinas que son capaces de generar movimiento rotacional en base a la fuerza del viento, una vez la turbina posee energía mecánica rotacional ésta se convierte en energía eléctrica al acoplar un generador eléctrico a la turbina.

En la actualidad la generación de energía en base al viento ha experimentado un gran crecimiento gracias a los avances que han tenido tanto los generadores asociados, los algoritmos de control y los circuitos de conversión e inversión, esto debido a que los

sistemas de generación eólica han sido objeto de estudio y desarrollo durante varias décadas [2]. De tal forma que para el año 2016 las centrales de generación eólica han alcanzado una capacidad instalada de 486 GW, donde se espera un crecimiento hasta finales de 2022 de hasta 840 GW a nivel mundial [5], como se muestra en la Figura 1.1, lo cual es seis veces mayor que la capacidad de generación fotovoltaica debido a que el desarrollo de los diferentes componentes y controladores de centrales eólicas la han convertido en el sistema de generación basado en energías renovables con mayor rentabilidad [6].

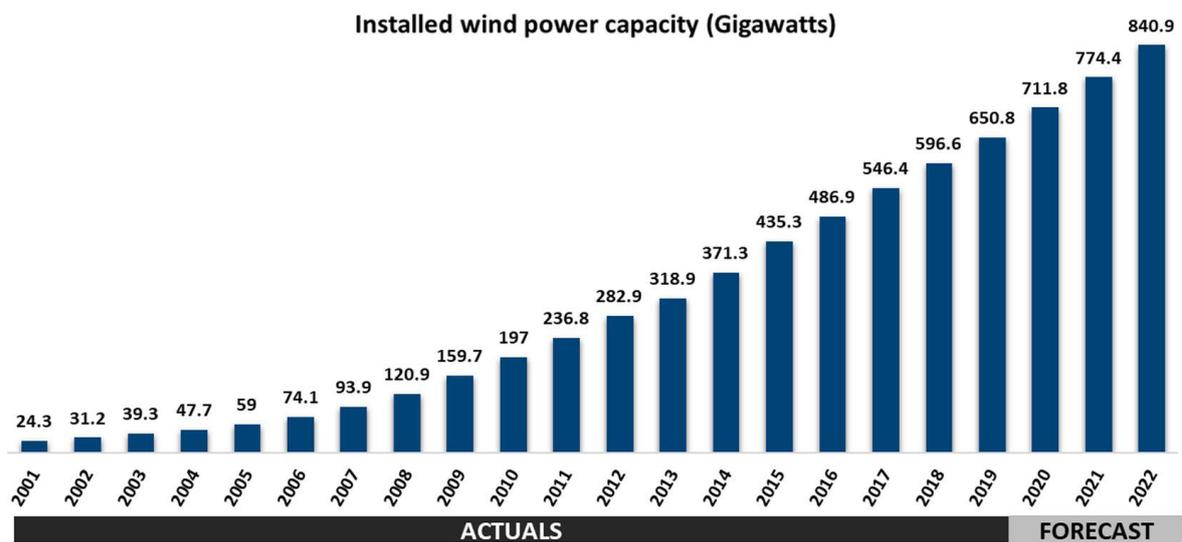


Figura 1.1. Capacidad instalada de energía eólica global. Tomado de: [5].

El desarrollo de sistemas de generación de energía eólica dentro del país se ha puesto en evidencia desde 2007 con la implementación de centrales en las islas Galápagos, con los parques eólicos de San Cristóbal y Baltra, posteriormente con el parque eólico de Villonaco al sur del país, operativo desde 2013, que según la ficha técnica oficial de CELEC genera una potencia de 16.5 MW con una velocidad de viento promedio de 12.4 m/s [7].

Para conseguir la conversión de la energía mecánica del viento en eléctrica se requiere de la implementación de una serie de sistemas mecánicos, eléctricos y electrónicos, los cuales se pueden dividir en: turbina, sistema de transmisión, generador eléctrico, sistema conversión estática, los cuales se pueden observar en el diagrama mostrado en Figura 1.2.

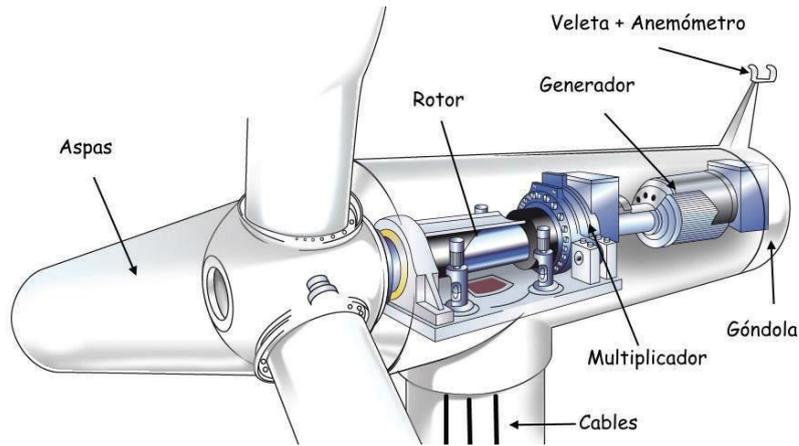


Figura 1.2. Partes constitutivas de una turbina de generación eólica. Tomado de: [8].

1.3.1.2 Turbinas

La forma en que se transforma la energía del viento en energía cinética rotacional es mediante la implementación de turbinas, este tipo de elementos pueden ser tanto de tipo horizontal (HAWT) o verticales (VAWT) según el posicionamiento del eje del rotor.

La potencia que es capaz de generar una turbina se puede aproximar a una función como se muestra en la Figura 1.3, donde la potencia es igual a 0 cuando la velocidad del viento es menor a la velocidad de corte de entrada (V_{cutin}) y posee un comportamiento lineal entre la velocidad de corte de entrada y la velocidad nominal del viento, la tercera área corresponde a aquella donde la velocidad es mayor a la velocidad nominal y menor a la velocidad de destrucción (V_{cutout}); donde sobrepasando esta velocidad se destruye la turbina y la potencia generada es igual a 0, es por esta razón se implementa un sistema de freno mecánico para detener la turbina por completo una vez se detecta que la velocidad del viento se acerca a este límite [5].

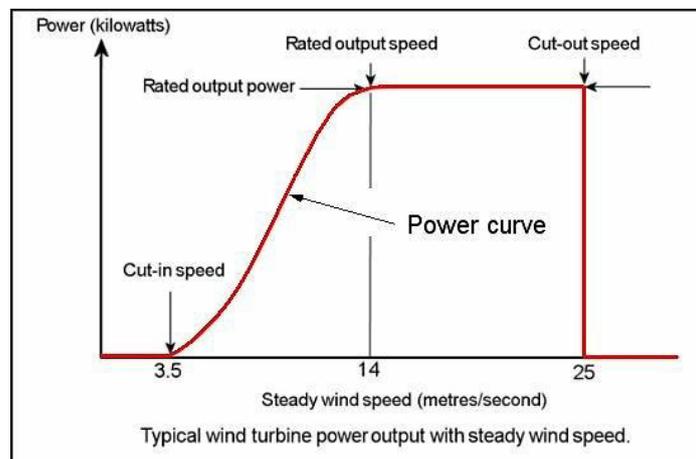


Figura 1.3. Regiones de operación de una turbina eólica. Tomado de: [8].

1.3.1.2.1 Turbinas Verticales (VAWT)

El eje de rotación de estas turbinas es el eje vertical y por sus siglas en inglés se conocen como turbinas VAWT, este tipo de turbinas son utilizadas en zonas residenciales donde el viento tiene baja velocidad y alta turbulencia, y no se recomiendan para la implementación en aplicaciones con potencias del orden de los kilovatios [10]. Este tipo de turbinas poseen diferentes tipos de aspas según la aplicación a la que se dirigen de tal forma que puedan aprovechar al máximo el viento. Los principales tipos para este grupo son la turbina Savonius y Darrieus, mostrada en la Figura 1.4 [10].

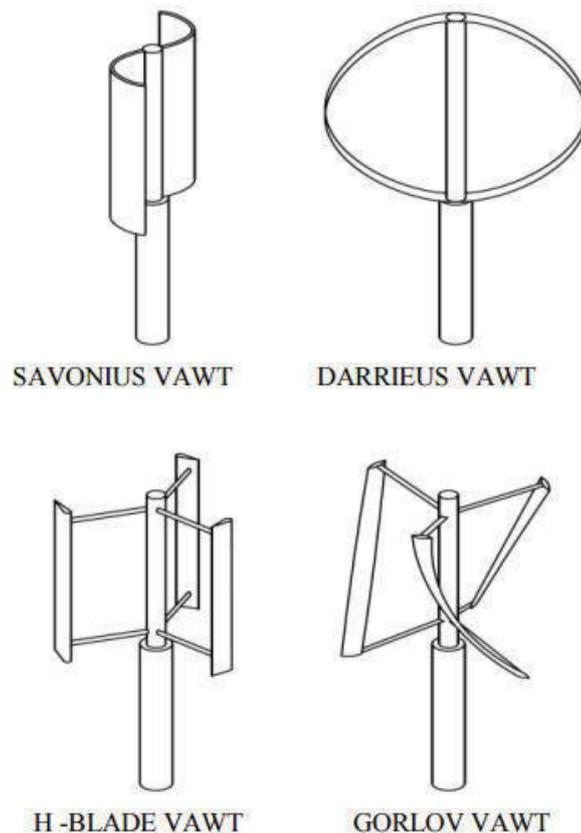


Figura 1.4. Tipos de turbinas de eje vertical. Tomado de: [10].

1.3.1.2.2 Turbinas Horizontales (HAWT)

En el caso de las turbinas horizontales el eje de rotación es horizontal, como su nombre lo indica, este tipo de turbinas son las más utilizadas actualmente en aplicaciones de generación eólica en lo que a parques de generación se refiere, sin embargo, esta tecnología no es nueva debido a que se tienen vestigios de la implementación de turbinas verticales en 5000 A.C. para aplicaciones mecánicas en el río Nilo [12], [13]. Las principales características y una de las principales ventajas de las mismas es su gran eficiencia a altas velocidades y un mejor aprovechamiento del viento debido a que el mismo actúa de forma

perpendicular a las aspas. Sin embargo, para lograr este aprovechamiento es necesario que las aspas se encuentren correctamente posicionadas.



Figura 1.5. Ejemplo de una turbina de eje horizontal (HAWT). Tomado de: [5].

Es también importante destacar que para este tipo de turbinas se tiene diferentes configuraciones según el número de aspas; la principal configuración que se usa para generación eólica es la de tres aspas, por ejemplo la mostrada en la Figura 1.5, debido a que otorga un correcto balance de pesos de la turbina de tal forma que se aprovecha de mejor manera la energía del viento [14].

1.3.1.2.3 Modelamiento Matemático

En primer lugar se debe analizar el Teorema de Betz que es tan importante para los aerogeneradores como el Teorema de Carnot, el cual indica que una máquina térmica funcionando entre dos fuentes de calor es incapaz de superar el rendimiento ideal de un ciclo de Carnot delimitando de esta forma los límites de operación de la máquina [12], [14].

Para un aerogenerador se toma en cuenta que se busca transformar la energía cinética del viento en energía mecánica rotacional, donde en este caso como se observa en la Figura 1.6. se tiene un viento de entrada con una velocidad v_{in} , el cual tiene una incidencia sobre un área A_{in} , este viento es aprovechado por la turbina con un área A_t , determinada por el radio de las palas, a una velocidad v_t . Para el caso ideal todo el viento incidente provocaría un cambio de velocidad en las palas de tal forma que todo el viento se aprovecharía y se convertiría en energía cinética; sin embargo, a la salida de la turbina se tiene el viento residual, que no es aprovechado y continúa el flujo de aire, este flujo de aire posee una velocidad v_{out} mucho menor que v_t y v_{in} . De esta manera se tiene que no es posible convertir toda la energía de entrada expresada en forma de viento v_{in} en otra forma de energía, en este caso energía mecánica rotacional [13].

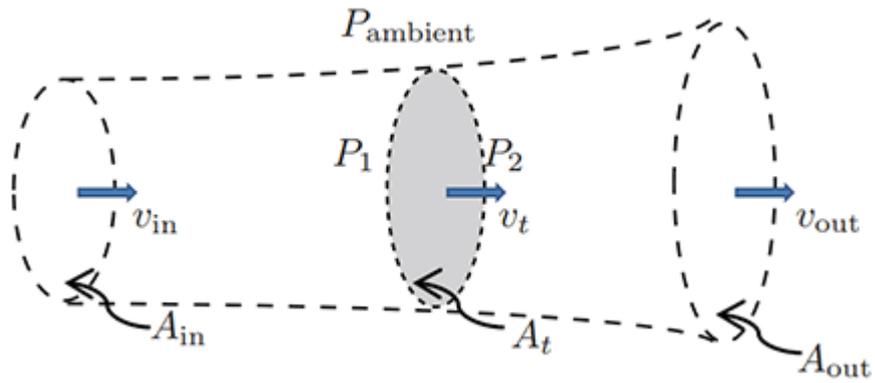


Figura 1.6. Diagrama de flujo de aire a través de una turbina eólica. Tomado de: [13].

Las palas del aerogenerador se suponen con un diámetro d , las cuales captan la energía del viento del aire, en el caso ideal que esta pala capte toda la energía la velocidad de salida del flujo v_{out} debería ser igual a cero, sin embargo, esto es imposible en una implementación real. Por lo tanto, tomando en cuenta que el gasto másico del aire G que circula es constante se tiene que:

$$G = \rho * A_{in} * v_{in} = \rho * A_{out} * v_{out} = \rho * v_t * A_t \quad (1.3.1)$$

Donde ρ representa la densidad del aire, de igual forma se determina la variación de la energía cinética del viento en función del tiempo con lo cual se tiene:

$$\Delta E_c = E_{c1} - E_{c2} = \frac{G}{2} * (v_1^2 - v_2^2) = \frac{\rho * A_t * v_t}{2} * (v_{in}^2 - v_{out}^2) \quad (1.3.2)$$

Partiendo del principio de que potencia es igual a fuerza por velocidad. Es posible determinar que la fuerza ejercida por el viento sobre la pala en una variación de tiempo sobre la sección transversal A se relaciona con la variación de energía cinética, se tiene que la fuerza generada en unidad de tiempo por la velocidad del viento instantánea se conoce como la potencia útil que se puede expresar de la siguiente forma:

$$N_{\acute{u}til} = F * v = \rho * A_t * v_t * (v_{in} - v_{out}) * v_t = \rho * A_t * v_t^2 * (v_{in} - v_{out}) \quad (1.3.3)$$

$$N_{\acute{u}til} = \frac{\rho * A_t * (v_{in} + v_{out})}{4} * (v_{in}^2 - v_{out}^2) \quad (1.3.4)$$

Tomando como base que:

$$v_t = \frac{v_{in} + v_{out}}{2} \quad (1.3.5)$$

Asumiendo que la velocidad v_2 se encuentra en función de la velocidad v_1 relacionada con un factor b con un valor entre 0 y 1, donde se tiene que la potencia útil es:

$$N_{\text{útil}} = \frac{p \cdot A_t \cdot v_{in}^3}{4} * (1 + b) * (1 - b^2) \quad (1.3.6)$$

En base a la ecuación 1.3.6, y sacando el máximo de $N_{\text{útil}}$, se tiene que se puede obtener el valor máximo de potencia útil al realizar la derivada de la potencia en función del coeficiente b donde se tiene que:

$$(1 + b^2) + (1 + b) * (-2b) = 0 \quad (1.3.7)$$

Donde las soluciones para esta ecuación son $b=1$ la cual no cumple con la restricción para el coeficiente b , mientras que la segunda solución corresponde a $b=0.33$ por lo tanto la relación entre la velocidad v_1 y v_2 es del triple. Tomando esto en cuenta, con una densidad de aire de 1.25 Kg/m^3 , se tiene:

$$N_{\text{útil}} = \frac{1.25 \cdot A_t \cdot v_{in}^3}{4} * \left(1 + \frac{1}{3}\right) * \left(1 - \frac{1}{9}\right) = 0.37 * A_t * v_{in}^3 \quad (1.3.8)$$

En base a esta ecuación se determina que la potencia útil del sistema es en base a la velocidad del viento de entrada y a la sección transversal de la turbina, la misma que se determina en base al diámetro de la pala de la turbina. Si se tiene en primer lugar en cuenta la potencia del viento de entrada:

$$N_{\text{entrada}} = \frac{p \cdot A_t \cdot v_{in}^3}{2} = 0.625 * A_t * v_{in}^3 \quad (1.3.9)$$

En base a la ecuación 1.3.8 y la ecuación 1.3.9 se tiene que se puede determinar el rendimiento máximo teórico para el sistema es:

$$\eta = \frac{N_{\text{útil.maz}}}{N_{\text{entrada}}} = \frac{0.37 \cdot A \cdot v_1^3}{0.625 \cdot A \cdot v_1^3} = 0.592 = 59.2\% \quad (1.3.10)$$

Con la finalidad de realizar la comparación de diferentes tipos de generadores se toma en cuenta la velocidad tangencial o TSR para el sistema el cual se encarga de comparar el número de revoluciones por minuto de la turbina o la velocidad específica:

$$TSR = \frac{r_{aero} \cdot \omega_{aero}}{v_{in}} \quad (1.3.11)$$

Donde se tiene en primer lugar el radio del aerogenerador en metros, la velocidad angular de la turbina y la velocidad del viento como se muestra en la ecuación. De igual forma, el coeficiente C_p , el cual se relaciona con el Teorema de Beltz, está en función de la velocidad específica o TSR, de tal forma que se obtiene la Figura 1.7. donde se tiene una comparación del rendimiento de diferentes tipos de aerogeneradores en función de Tip Speed Ratio [13].

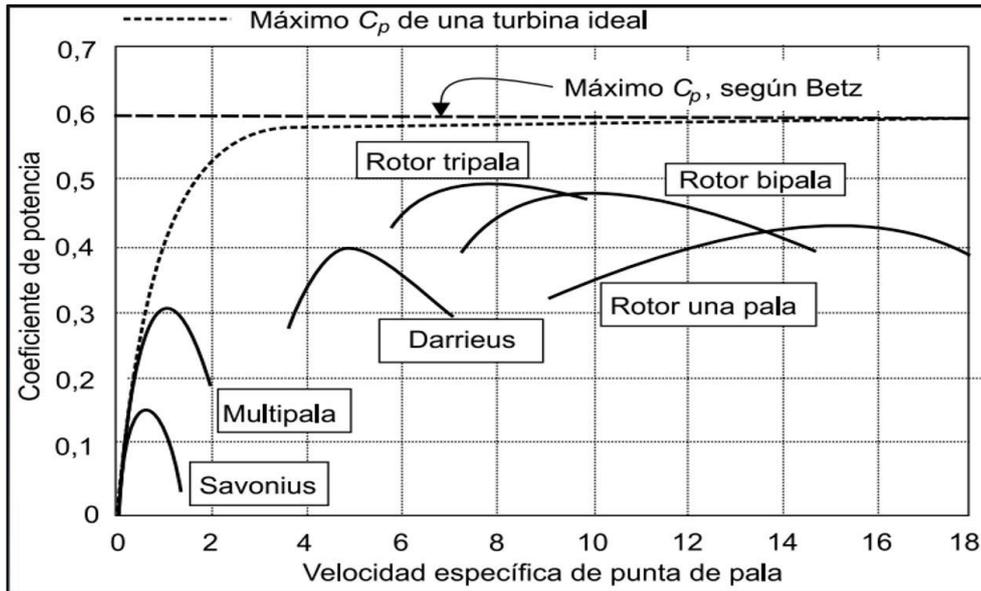


Figura 1.7. Diagrama comparativo de rendimiento de turbinas eólicas en función de TSR.
Tomado de: [13].

En la Figura 1.7 se puede observar la comparativa tanto para turbinas de eje horizontal como turbinas de eje vertical. En el caso de estas últimas se tiene que la turbina de rotor tripala posee un alto rendimiento cuando la velocidad específica del sistema o TSR es mayor a 4, mientras que para las turbinas de eje vertical como la Savonius, Darrieus y Multipala poseen rendimientos que no otorgan resultados satisfactorios debido a que su coeficiente de potencia no se mantiene en un nivel aceptable para diferentes puntos de TSR, es decir tiene un punto de operación muy bajo. Mientras que en el caso de las turbinas de rotor bipala y rotor de una pala poseen mejores rendimientos que aquellas turbinas de eje vertical, sin embargo su principal inconveniente tiene que ver con las altas velocidades que requiere. Es por este motivo que el rotor tripala es el más implementado para aplicaciones de generación de energía eólica.

Se tiene que el valor de la potencia de la turbina en función de la potencia del viento y el coeficiente de rendimiento de Betz es:

$$P_{turbina} = 0.5 * \pi * C_p * \rho * R * x * v_{viento}^2 \quad (1.3.12)$$

Donde la relación de C_p para una turbina de eje horizontal (HAWT) se define en función del ángulo de giro del aspa (β) y el TSR de la siguiente forma:

$$C_p = 0.5716 * \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (1.3.13)$$

Donde λ es el valor de TSR, mientras que λ_i es un valor auxiliar que permite el cálculo en base a la siguiente fórmula:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (1.3.14)$$

1.3.1.3 Sistemas de Transmisión Mecánica

Los sistemas de transmisión se relacionan al acople mecánico que permite la transmisión de la energía rotacional de la turbina hacia el generador eléctrico del sistema que se encarga de la generación de energía eléctrica. Este tipo de acoples requiere que sea lo más eficiente posibles con el fin de no afectar al rendimiento del sistema a su vez que ofrezcan confiabilidad para un funcionamiento continuo del aerogenerador.

1.3.1.3.1 Tipos de Sistemas de Transmisión

Dentro de los sistemas de transmisión para generadores de energía eólica se tiene el llamado sistema de transmisión conocido también como tren de potencia, el cual surge debido a que por los reglamentos ambientales las turbinas giran a baja velocidad mientras que los generadores eléctricos asociados requieren velocidades altas de más de 1000 rpm. [13], [16], [17]. Donde se tiene un eje lento que se encuentra acoplado a la turbina, asociado a un multiplicador mecánico que convierte la baja velocidad de entrada a una salida de velocidad más alta que llega al eje rápido con bajo torque.

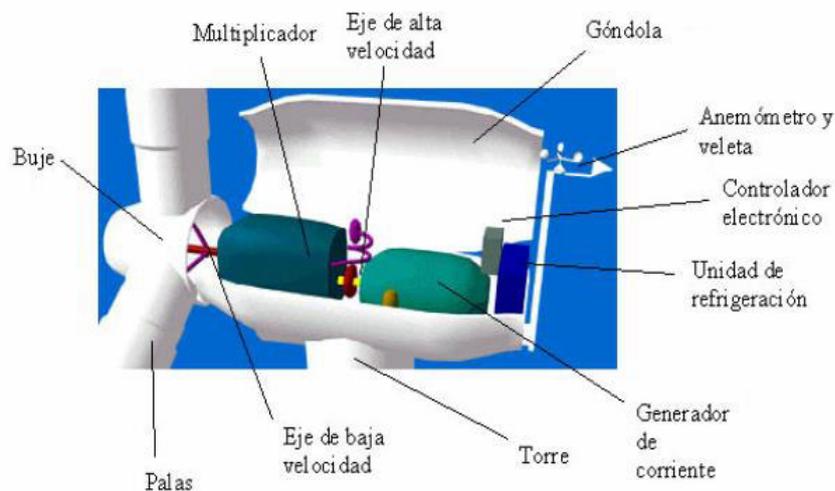


Figura 1.8. Partes de una turbina eólica tomando en cuenta un eje de transmisión.

Tomado de: [13].

Como se puede observar en la Figura 1.8. se tiene una ilustración de un sistema de generación donde se indica la posición del eje de baja velocidad, alta velocidad y el multiplicador. Todos estos elementos se encuentran dentro de la góndola, la cual es la

cápsula que encierra todos los elementos electromecánicos asociados a la generación de energía. En el caso del multiplicador este se puede relacionar con la caja de cambios de un automóvil manual, de tal forma que con una cierta velocidad en rpm a la entrada puede cambiar a una velocidad diferente en la salida de cerca de 50 veces la de la entrada; tomando esto en cuenta se requiere de lubricación, engranajes y rodamientos que aumentan el coste de fabricación de este tipo de generador.

El desarrollo tecnológico de los aerogeneradores se ha centrado en reducir los costes del sistema de transmisión; además de las pérdidas, ruido y vibraciones que genera, en la actualidad se tiene un sistema de acople directo de baja velocidad de hasta 60 rpm. De esta forma se tiene que al reducir el número de elementos asociados pasando a un eje de acople directo se tiene que aumentar la confiabilidad del sistema al igual que reduce los riesgos y el coste de fabricación del aerogenerador [16], [17].

1.3.1.4 Generador Eléctrico

El generador eléctrico se encarga de transformar la energía cinética rotacional en energía eléctrica en base a los principios electromagnéticos. Mediante campo magnético giratorio, asociado al rotor, el cual excita las bobinas situadas en la armadura provocando que el movimiento genere una variación de la intensidad de flujo magnético en las bobinas con lo cual se genera un voltaje o diferencia de potencial que se conoce como fuerza electromotriz [18], [19].

1.3.1.4.1 Generadores Asincrónicos

Los generadores asincrónicos, tanto doblemente alimentados como de jaula de ardilla, fueron los mayormente implementados en aplicaciones de generación de energía eólica [18], [19]. Debido a que fueron la tecnología que se encontraba más desarrollada en los inicios de la implementación de los aerogeneradores, durante la década de los setenta, y debido a su familiaridad ganó terreno durante estos primeros compases del desarrollo de generación de energía eléctrica a partir de energía eólica [4].

Generador Asincrónico Doblemente Alimentado

El generador asíncrono doblemente alimentado mostrado en la Figura 1.9, DFIG por sus siglas en inglés, posee como característica principal larga vida útil y una inversión inicial baja. Sin embargo, requiere de altas velocidades de giro con el fin de autoinducir un campo magnético en el rotor, mediante un doble devanado. Estas altas velocidades de giro, en el rango de entre 900 y 1600 rpm, requieren de la implementación de una caja de engranajes. Por lo tanto este tipo de sistemas tienen como desventajas un alto coste de mantenimiento y una alta complejidad del sistema de control [1].

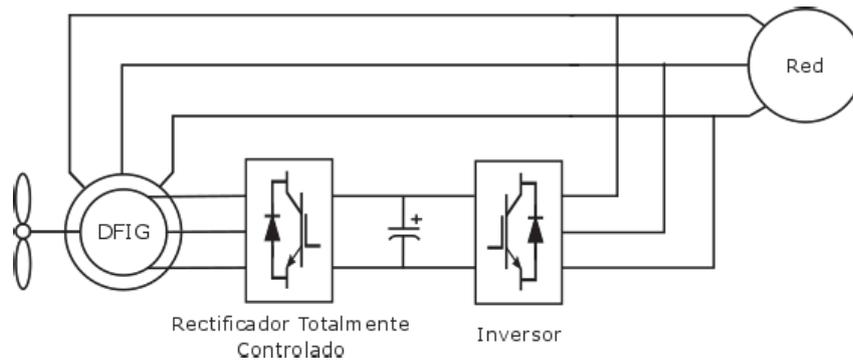


Figura 1.9. Aerogenerador con generador doblemente alimentado. Tomado de: [20].

Generador Asíncrono de Jaula de Ardilla

El generador asíncrono de jaula de ardilla tiene como ventajas un diseño simple, como se muestra en la Figura 1.10, en comparación con el del generador DFIG y una inversión inicial baja. Mientras que su principal desventaja radica en que requiere de potencia reactiva para el arranque de su funcionamiento, por lo tanto el sistema de conversión estático conectado al estator requiere de un sobredimensionamiento de hasta el 50% de la potencia nominal. Este sobredimensionamiento se traduce en una menor eficiencia debido a las elevadas pérdidas en el convertidor de potencia, al igual que aumenta la complejidad del sistema de control [1].

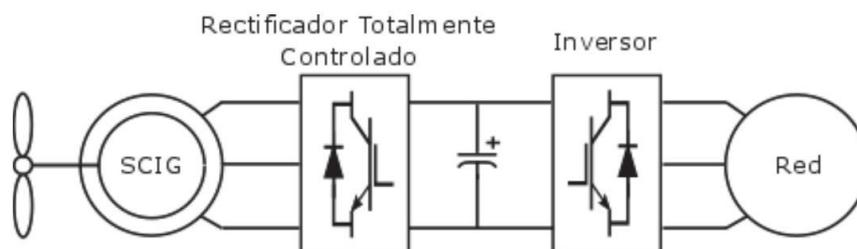


Figura 1.10. Topología para un generador de jaula de ardilla. Tomado de: [20].

1.3.1.4.2 Generadores Síncronos

Un generador síncrono es aquel que relaciona directamente la frecuencia de generación con la velocidad del sistema en función del número de polos del mismo. Este tipo de máquinas se puede clasificar tanto en máquinas de imanes permanentes o de alimentación independiente, donde su principio de funcionamiento proviene de las mismas leyes electromagnéticas.

Generador Síncrono de Excitación Independiente

En este tipo de generador se tiene que el campo magnético del rotor proviene de una fuente externa que permite tener un control directo de la máquina de tal forma que es posible regular el campo magnético. También es posible obtener una alta eficiencia para este tipo de máquinas, sin embargo, el requerir una alimentación externa provoca que se necesite de una mayor cantidad de componentes, lo cual implica a su vez menor fiabilidad, como es posible observar en la Figura 1.11 [1], [19].

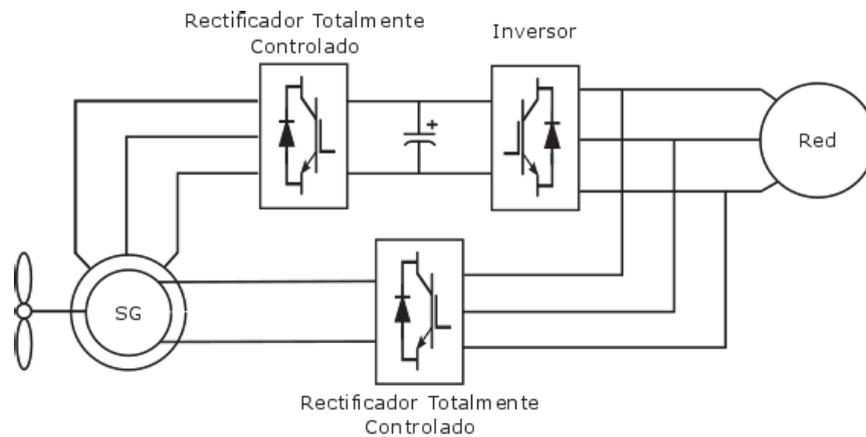


Figura 1.11. Topología para un generador sincrónico de excitación independiente.
Tomado de: [20].

Generador Sincrónico de Imanes Permanentes

En el caso de los generadores sincrónicos de imanes permanentes, conocidos como PMSG por sus siglas en inglés, no requieren de una excitación independiente debido a que el campo magnético del rotor proviene de los imanes permanentes instalados en el rotor. Este tipo de generadores se suelen usar tanto para sistemas de acople directo como para sistemas de transmisión con cajas de engranes, además poseen ventajas inherentes en comparación con aquellos generadores de excitación independiente, en la actualidad su uso y desarrollo se ha expandido lo cual ha provocado que se abaraten los costos de la generación eólica, al igual que aumentan sus prestaciones y mejoran sus características técnicas [1].

Para los generadores PMSG se tiene que el mecanismo electrónico de control puede tener dos tipos de conexiones [20]. En el primer caso se tiene un rectificador no controlado asociado a un convertor DC-DC el cual se encarga de controlar el valor de voltaje del bus DC de acople de energía y finalmente un inversor como se muestra en la Figura 1.12, este tipo de configuración se recomienda para aquellas aplicaciones de generación menores a 50 kW debido a las distorsiones que se pueda encontrar en la corriente. Mientras que en

el segundo caso el control del bus DC se lo realiza directamente con un rectificador trifásico totalmente controlado mediante con control vectorial [1].

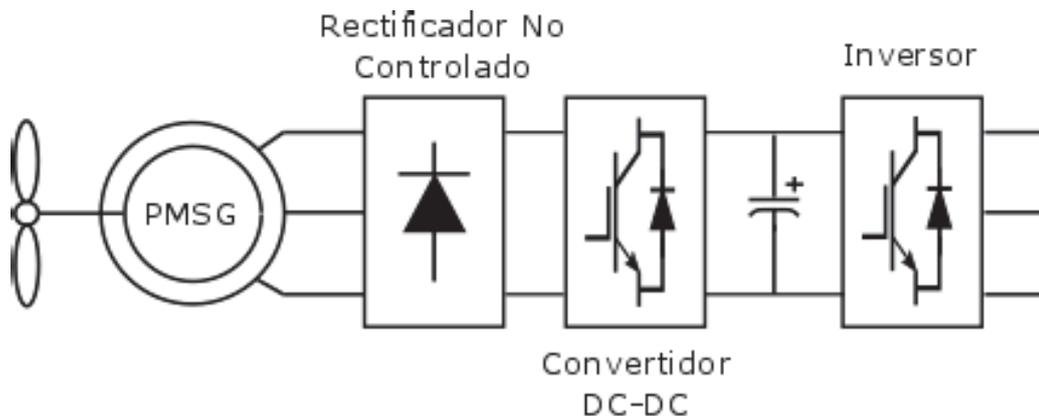


Figura 1.12. Aerogenerador con generador de imanes permanentes. Tomado de: [20].

1.3.1.5 Sistema de Conversión Estática de la Energía

Los convertidores estáticos de energía son aquel elemento capaz de realizar una conversión de energía eléctrica sin la necesidad de implementar mecanismos móviles. La principal utilidad de los conversores se relaciona a su capacidad de transformar energía eléctrica continua en alterna o viceversa, así como transformar la corriente continua de un nivel de voltaje a uno diferente. En el presente proyecto los convertidores estáticos de energía corresponden a la siguiente etapa para la generación de energía, donde cumplen con la función de accionamiento eléctrico.

1.3.1.5.1 Sistema de Conversión Estática para Aerogeneradores

Existen diferentes topologías para la implementación del sistema de conversión estático de energía para un aerogenerador se tienen algunas topologías, de las cuales, las más usadas son las siguientes:

Tabla 1.3.1 Características de principales topologías de convertidores estáticos para aerogeneradores

Convertidor	Tipo	Ventajas	Desventajas
Rectificador Totalmente Controlado	AC/DC	-Rectificación y control de potencia en un único circuito convertidor. -Uso de un menor número de elementos semiconductores.	-Mayor complejidad en el sistema de control, requiere de técnicas matriciales.
Buck-Boost	DC/DC	-Control de potencia y voltaje mediante elevación/reducción de voltaje. -Convertidor DC/DC más simple.	-Mayor cantidad de elementos semiconductores de potencia, al tener más etapas. -Necesidad de etapa previa de rectificación. -Circuito altamente inestable y no recomendable para altas potencias.
Sepic	DC/DC	-Control de potencia y voltaje mediante elevación/reducción de voltaje. -Convertidor DC/DC robusto y recomendable para aplicaciones de alta potencia.	-Mayor cantidad de elementos semiconductores de potencia, al tener más etapas. -Necesidad de etapa previa de rectificación.
Cúk	DC/DC	-Control de potencia y voltaje mediante elevación/reducción de voltaje. -Convertidor DC/DC robusto y recomendable para aplicaciones de alta potencia.	-Mayor cantidad de elementos semiconductores de potencia, al tener más etapas. -Necesidad de etapa previa de rectificación.
Ciclo convertidor	AC/AC	-Control directo en una única etapa de conversión para la alimentación de cargas trifásicas. -Menor cantidad de elementos semiconductores y almacenadores requeridos.	-Complejidad del sistema de modulación y control alta. -Al no existir un bus DC imposibilita la implementación de sistemas de almacenamiento DC.

Como se puede observar en el desarrollo de las características de los sistemas de conversión presentados en la Tabla 1.3.1., se recomienda la implementación del convertor SEPIC o el convertor $C\hat{u}k$ debido a su alta fiabilidad y su respuesta robusta para el control. En el caso del convertor $C\hat{u}k$ este presenta una gran respuesta en sistemas de potencia debido a que los principales elementos almacenadores de energía corresponden a los capacitores de tal forma que es posible reducir la emisión de interferencias electromagnéticas, así como una baja emisión de ruido por parte del convertor [21]–[23], de igual forma su topología le otorga un aislamiento capacitivo del sistema de tal forma que los fallos que se puedan producir en el mismo no se transmitan de la entrada a la salida o viceversa [22]–[24].

1.3.1.5.2 Tipos de sistemas de generación según su conexión a la red

Los sistemas de generación de energía eólica pueden clasificarse en aislado o no aislado, esto en relación si serán conectados o no a la red eléctrica. En el caso de un sistema aislado se tiene como ejemplo el mostrado en la Figura 1.13, el cual posee un sistema de regulación y conversión que alimenta directamente a la carga a partir de sus fuentes energéticas. Los sistemas aislados se implementan en zonas donde la red eléctrica no se encuentra presente, en especial zonas rurales, y requieren de la implementación un sistema de almacenamiento de energía [25]. Este tipo de sistemas son los más comunes en aplicaciones de microgeneración.

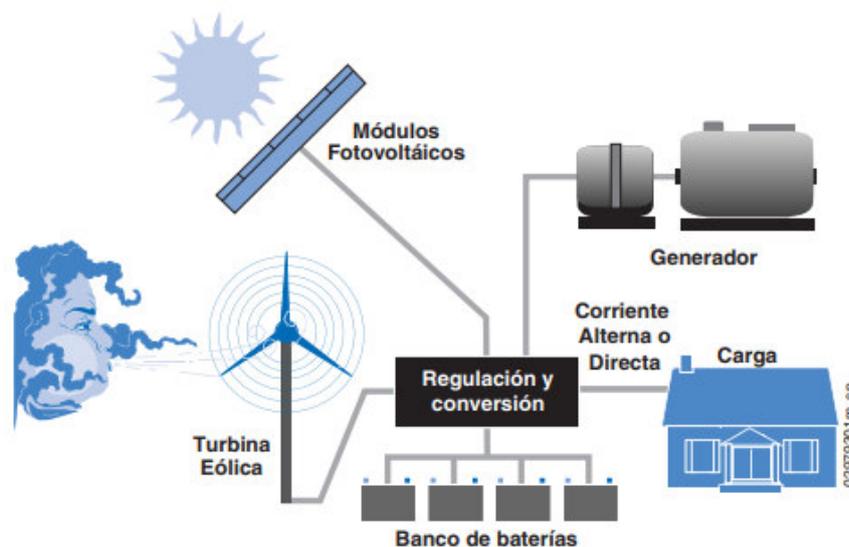


Figura 1.13. Configuración de un sistema de generación aislado. Tomado de: [25].

Un sistema no aislado es aquel que se conecta hacia la red eléctrica. La etapa de inversión realizará una conversión de energía que debe sujetarse a las especificaciones de la normativa vigente con el fin de poder conectarse y alimentar a la red de distribución, especificadas por el ARCONEL en base a la norma IEC 61400-12,21,22 [26], [27], de las empresas eléctricas. En la actualidad se encuentra tipificado que aquellos usuarios que generen y entreguen energía hacia la red eléctrica nacional se verán beneficiados con bonos de pago en función de la energía excedente entregada al sistema, como se determina en el RGLOSPEE (Reglamento de Ley Orgánica de Servicio Público de Energía Eléctrica) [27],[25].

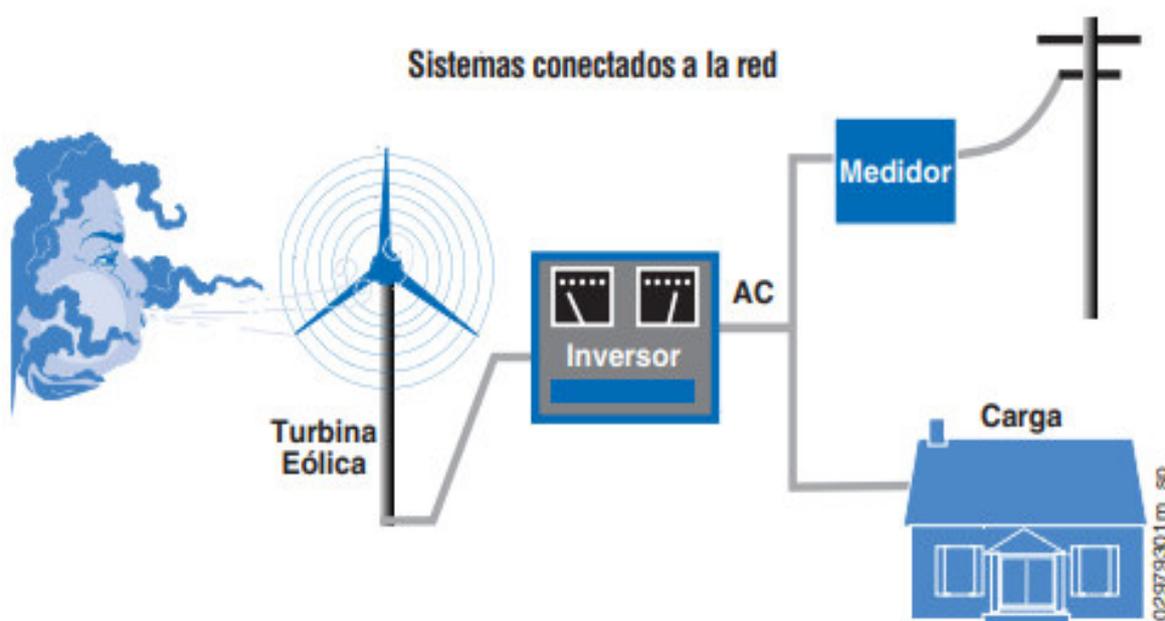


Figura 1.14. Ejemplo de configuración de un sistema de generación conectado a la red de distribución. Tomado de: [25].

1.3.1.6 Clasificación de sistemas de Generación Eólico

Es posible clasificar los sistemas de generación de energía eólica en función de la topología utilizada en conjunto con la turbina. Cada una de estas topologías difiere en su costo, complejidad, eficiencia y calidad de energía generada. [25], [28].

1.3.1.6.1 Turbina eólica de velocidad constante (Tipo 1)

Es la más simple de implementar, al igual que es aquella de menor capacidad y menor rendimiento, esta opera en pequeñas variaciones en la velocidad del rotor, dentro del orden del 1%, mientras utiliza un generador de jaula de ardilla como se muestra en la Figura

1.18., este tipo de sistema requiere de la implementación de un banco de capacitores con el fin de mejorar el factor de potencia del sistema [28].

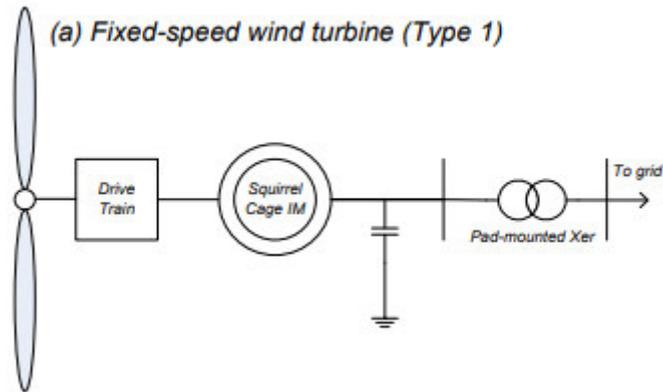


Figura 1.15. Diagrama de configuración de un sistema de generación eólico Tipo 1.

Tomado de: [28].

1.3.1.6.2 Turbina eólica de deslizamiento variable (Tipo 2)

En este tipo de sistema de generación posee una turbina de velocidad variable, contrarrestando la mayor desventaja de los generadores de tipo 1. En el caso de los sistemas de tipo 2 se tiene que se realiza un control mediante una resistencia del rotor [18], [28]. Mediante un sistema electromecánico se realiza el control tanto de la resistencia rotórica del generador como el ángulo pitch de la turbina como se muestra en la Figura 1.16. A pesar de sus mejoras aún se requiere de la implementación de un banco de capacitores.

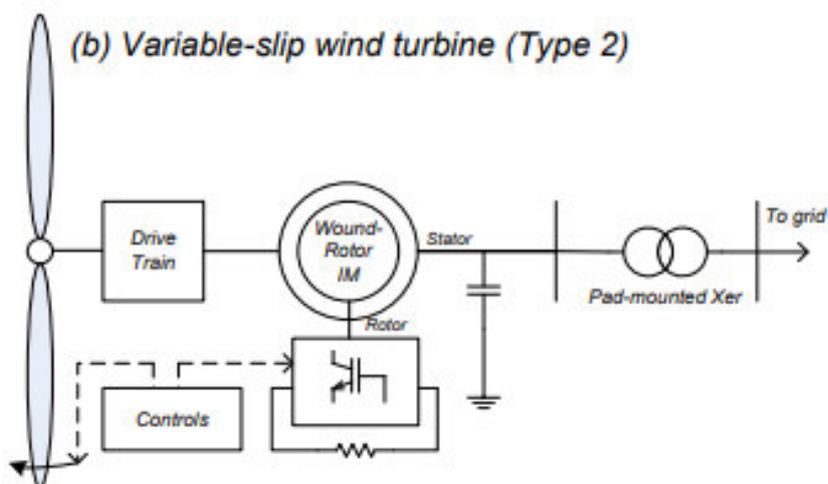


Figura 1.16. Topología de configuración de un sistema de generación eólico Tipo 2.

Tomado de: [25].

1.3.1.6.3 Turbina eólica Doblemente Alimentada-DFIG (Tipo 3)

El tercer tipo de aerogenerador posee una turbina acoplada a un generador doblemente alimentado, este tipo de generadores posee el mismo principio que cuando una máquina de inducción opera a velocidades mayores a la sincrónica. En este caso se tiene que mediante el circuito de electrónica de potencia se controla el flujo de potencia activa y reactiva del sistema, como se muestra en la Figura 1.17. [18], [19], [28].

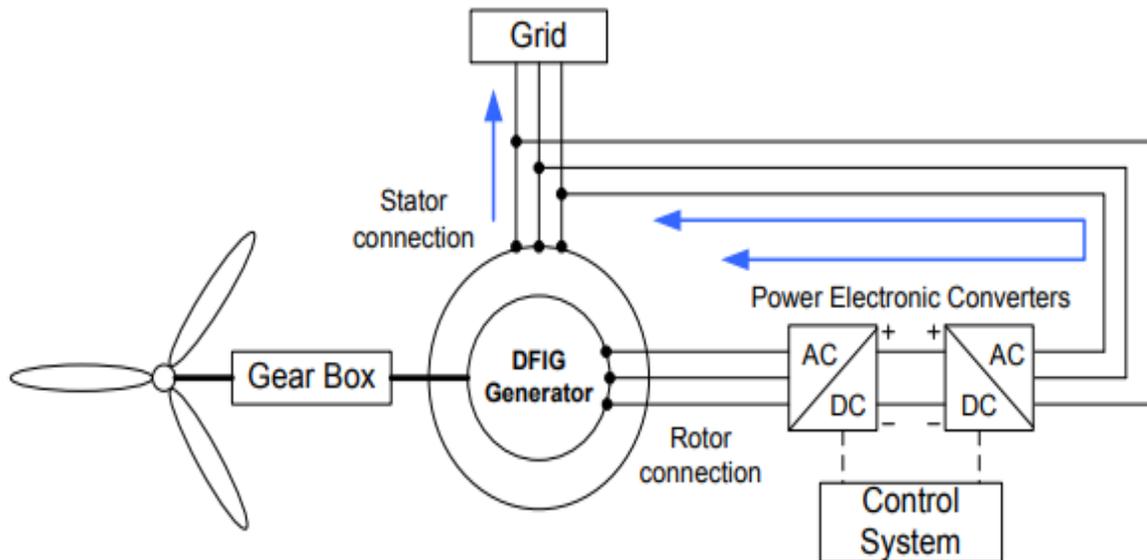


Figura 1.17. Esquema de control y flujos de potencia para sistema Tipo 3. Tomado de:[28].

1.3.1.6.4 Turbina eólica de conversión completa (Tipo 4)

Este sistema de generación eólica se caracteriza por la implementación de una máquina sincrónica capaz de extraer la mayor cantidad de energía del viento apoyándose en la implementación de algoritmos de control para mantener al sistema funcionando en el punto de máxima potencia para diferentes perfiles de viento.

En la actualidad la tecnología tiende a la implementación de generadores sincrónicos de imanes permanentes, los cuales presentan una serie de ventajas relacionadas con la eliminación de bobinados y a su vez reduciendo las pérdidas, esta tecnología se ha desarrollado en gran medida en los últimos años, lo que ha provocado que se abaraten los costes de implementación de los generadores de imanes permanentes en aerogeneradores. Tomando en cuenta estas ventajas tanto en el rendimiento como en el menor mantenimiento que requiere el sistema se utilizan en gran medida en centrales de generación extraterritorial (offshore), sin embargo, como se mencionó antes la reducción

en los costos de este sistema ha permitido que obtenga mayor presencia en sistemas de microgeneración [13], [28].

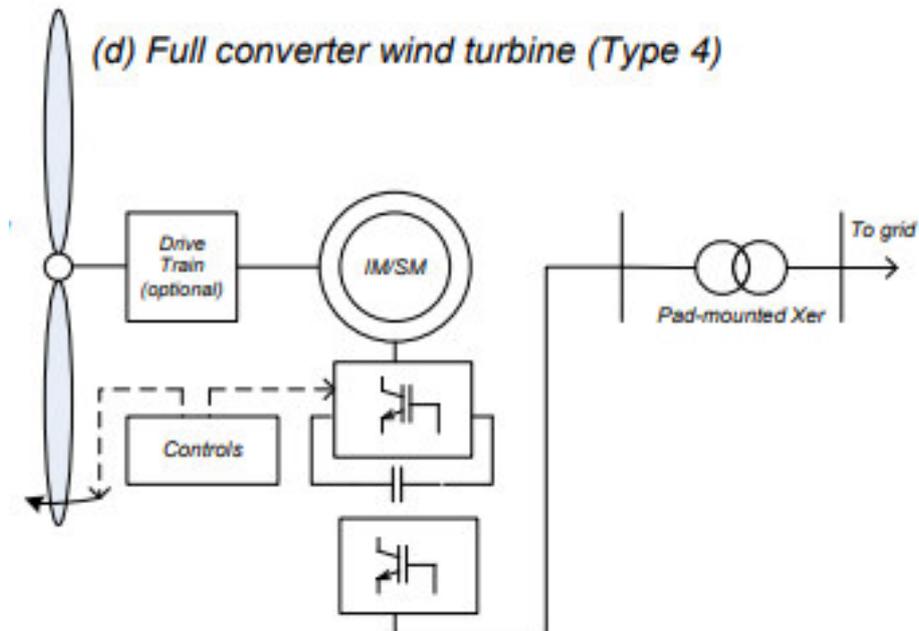


Figura 1.18. Esquema de configuración de un sistema de generación eólico Tipo 4.

Tomado de: [28].

En los aerogeneradores tipo 4, en primer lugar, se tiene una etapa de rectificación (AC/DC) donde se crea un bus DC, el cual alimenta la etapa de inversión (DC/AC) que es la encargada de sintonizar con la red eléctrica mediante la implementación de control en ejes $dq0$, como se indica en la Figura 1.18. De esta forma es posible controlar tanto la potencia activa como la reactiva del sistema y al mismo tiempo se controla el voltaje sobre el bus DC. Recalcando que en el presente proyecto se estudia un generador Tipo 4 implementado mediante un generador sincrónico de imanes permanentes.

1.3.1.7 Técnicas de Modulación

La topología a implementar para el sistema está estrechamente relacionada con la técnica de modulación que se debe implementar para el sistema conversión estático. Las principales técnicas de modulación que se implementan dentro de sistemas de potencia son las técnicas PWM y SPWM [1], [29].

1.3.1.7.1 Modulación PWM

La técnica de modulación PWM se basa en la comparación de una señal moduladora y una señal portadora de alta frecuencia, en este caso la señal portadora es una señal triangular de tal potencia que se compara con una señal moduladora que es constante, cuando la señal portadora es menor a la moduladora la señal es positiva, caso contrario es una señal negativa como se muestra en la Figura 1.19.

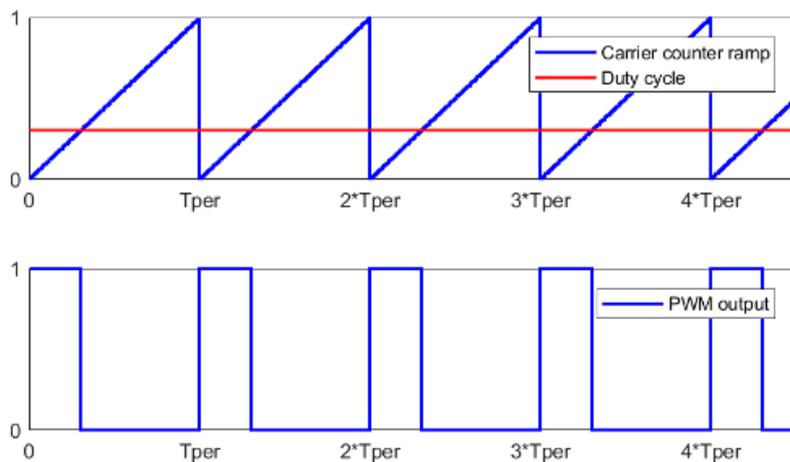


Figura 1.19. Diagrama de modulación PWM. Tomado de: [30].

1.3.1.7.2 Modulación SPWM

Para la modulación SPWM, su principio de funcionamiento es básicamente el mismo que el descrito para la señal PWM, sin embargo, la mayor diferencia radica en que la señal moduladora es una señal de tipo senoidal y la forma de controlar la misma es variando su amplitud con relación a la señal portadora que continúa siendo una señal triangular de alta frecuencia. Este tipo de modulación es muy utilizado para sistemas de alta potencia debido a que la salida del sistema posee una relación cuasi lineal con la relación de trabajo, de tal forma que el control de modulación se aproxima al funcionamiento de un PWM en alta frecuencia, para cada ciclo de la señal sinusoidal se generan varias intersecciones permitiendo un control en los flancos de subida y bajada produciendo una señal de control con un bajo contenido de armónicos, además de que debido a que únicamente funciona en base a una comparación es posible realizar su implementación de forma sencilla dentro de un microcontrolador. El funcionamiento descrito se presenta de forma gráfica en la Figura 1.20 [1].

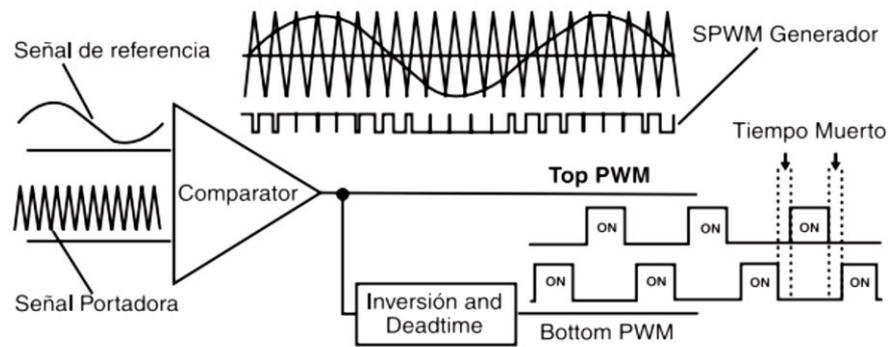


Figura 1.20. Diagrama de modulación tipo SPWM. Tomado de: [1].

1.3.1.8 Filtros

Los elementos de conmutación y las diferentes configuraciones de los convertidores estáticos producen armónicos para el voltaje y corrientes generados, éste tipo de armónicos producen daños hacia los elementos de carga, así como en la red, en el caso de que se realice una conexión directa hacia ésta, de igual forma la presencia de armónicos menores al quinto orden son capaces de producir fallas y calentamiento en transformadores, además de la posibilidad de disparar elementos de protección. Con este fin es necesario la implementación de filtros, ya sean pasivos o activos con el fin de eliminar los componentes armónicos para obtener una energía que cumpla con los requerimientos mínimos para considerarse de buena calidad [1].

1.3.2 ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DE MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA (MPPT)

El algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia, MPPT por sus siglas en inglés, se utiliza para obtener la mayor energía posible cuando la velocidad del viento es diferente a la velocidad nominal del aerogenerador. Entre los algoritmos de MPPT utilizados para generación de energía eólica se tiene Perturbación y Observación, Hill Climb, TSR (Tip Speed Ratio), Control óptimo de Torque, etc. Los cuales a su vez han sido estudiados y modificados con el fin de mejorar su respuesta como se muestra en [1], [2], [5], [6], [21], [22], [31]–[34].

1.3.2.1 Perturbación y Observación

El algoritmo de Perturbación y Observación básico para aplicaciones de generación eólica se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 1.21, donde el sistema se encarga de realizar un cambio o perturbación sobre su funcionamiento y observa el cambio que se presenta sobre la potencia de salida. Cada iteración o cambio produce una variación en la

velocidad angular del rotor. Si existe un cambio positivo de potencia este cambio se mantiene y en caso contrario se realiza un cambio en el sentido opuesto [1], [5], [21], [35].

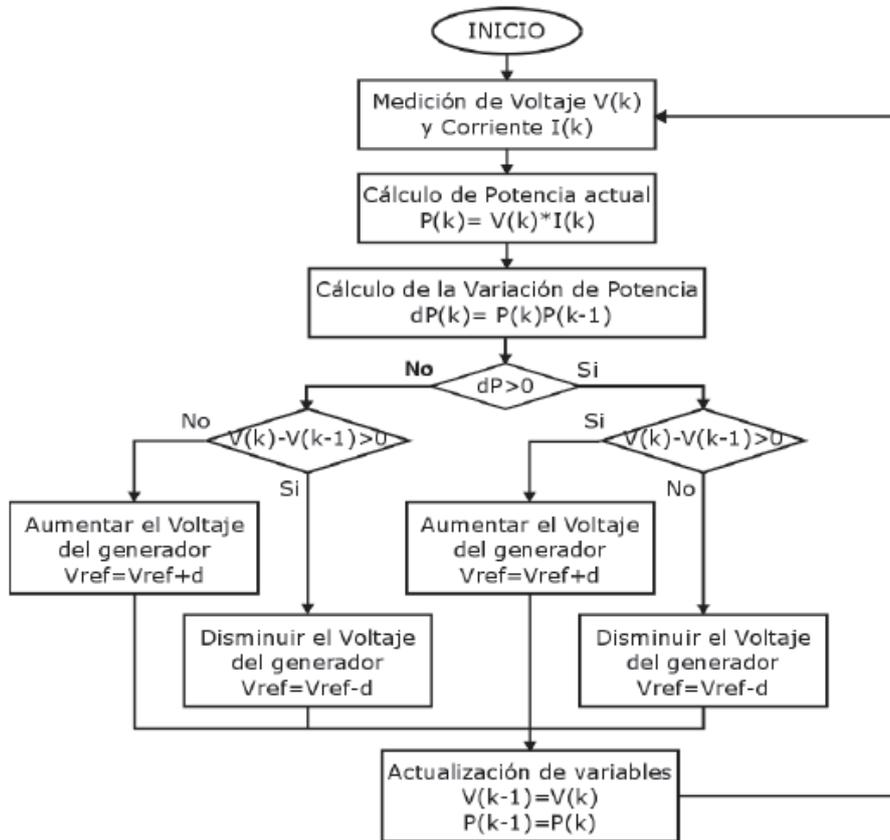


Figura 1.21. Algoritmo de control MPPT de Perturbación y Observación. Tomado de: [5].

1.3.3 CONVERTOR DC/DC CÛK

El convertidor estático de energía Cûk se caracteriza por ser un convertidor elevador-reductor, es decir, es capaz de aumentar o reducir el voltaje de la salida del convertidor. En este ámbito el convertor Cûk se ha generalizado para una gran variedad de aplicaciones dentro de sistemas de generación de energía o como un sistema de control dentro de la industria, debido a que dentro de sus características principales se encuentran la robustez y baja generación de armónicos [21], [22], [24], [36].

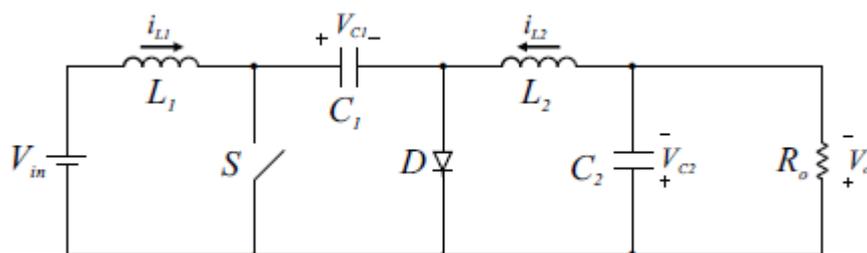


Figura 1.22. Circuito de convertor DC-DC Cûk. Tomado de: [37].

El convertidor Cúk se denomina aislado debido a que la transferencia de potencia hacia la carga requiere de cuatro elementos almacenadores de energía, es decir la energía no fluye directamente de la fuente a la carga en ningún momento. Existen diferentes variantes de la topología asociadas a las diferentes aplicaciones en las cuales se implementará, como es el caso de Figura 1.22 que presenta el modelo de convertidor Cúk básico no aislado galvánicamente usado en aplicaciones de potencia que corresponde a la topología del presente proyecto.

Las características básicas de un convertidor Cúk son en primer lugar, que el elemento almacenador de energía a la salida del circuito es un capacitor, que representa una ventaja debido al bajo precio y mejores prestaciones de los capacitores como elementos almacenadores en relación a los inductores, donde se tiene bajas emisiones de interferencias electromagnéticas y mayor robustez, de igual forma debido a su configuración el voltaje en la salida del convertidor es inverso en relación a la fuente.

1.3.3.1 Análisis de Funcionamiento

Para el análisis del funcionamiento del convertidor Cúk se analizará el circuito de la Figura 1.24 es decir la topología básica del convertidor, cabe recalcar que este convertidor posee dos modos de funcionamiento diferenciados por la forma de la corriente en la inductancia $L1$, en la entrada del sistema, donde se tiene el modo de conducción continua (CCM) y el modo de conducción discontinua (DCM).

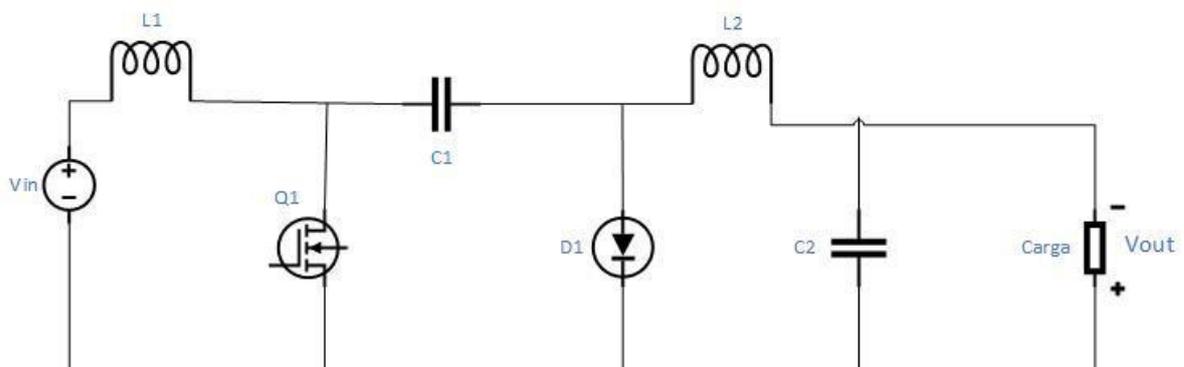


Figura 1.23. Circuito de Convertidor Cúk no Aislado.

1.3.3.1.1 Funcionamiento en modo de Conducción Continua (CCM)

El modo de conducción continua del convertidor Cúk indica que la corriente sobre el inductor $L1$ no llega a cero en ningún instante. Además, es el tipo de operación más común para los convertidores DC/DC para una carga nominal, esto se debe a que el voltaje en la

salida del sistema es independiente de la corriente, para el análisis se partirá del circuito del convertidor Cûk presentado en la Figura 1.23 en el cual se desprecia las resistencias parásitas asociadas a las capacitancias e inductancias que conforman el circuito.

En el modo de conducción continua es posible distinguir dos etapas de operación que se relacionan directamente con el estado del elemento semiconductor de potencia [37].

En la primera etapa el semiconductor se encuentra encendido, es decir permite el paso de corriente, donde se tiene un circuito equivalente al que se presenta en la Figura 1.24, donde es posible observar que se tiene dos circuitos aislados entre sí, en primer lugar hacia la izquierda se encuentra la alimentación que conduce directamente hacia el inductor de entrada L_1 , cargando la energía sobre el mismo en forma de campo magnético, aislando este primer circuito debido a que el diodo D no conduce, mientras que en segundo lugar en el circuito hacia la derecha se tiene que el capacitor C_1 se descarga en función de la corriente de la inductancia de salida L_2 , mientras que C_2 y L_2 almacenan la energía del primero al mismo tiempo que se alimenta la carga [37], [38].

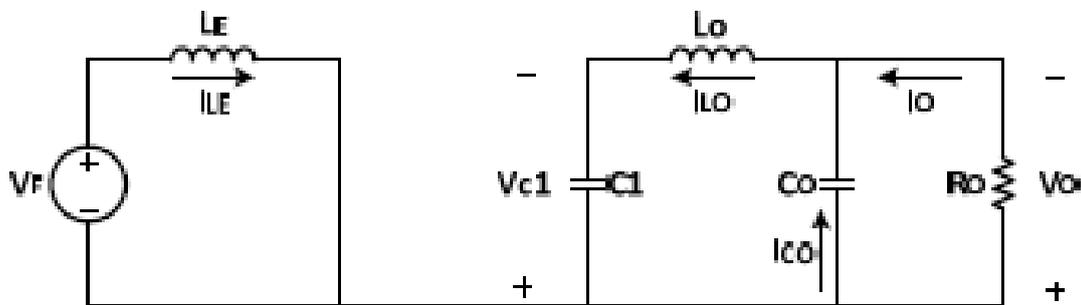


Figura 1.24. Conversor Cûk cuando S se encuentra encendido. Tomado de: [38].

Para la segunda etapa de funcionamiento se tiene que el elemento semiconductor se encuentra apagado es decir no existe un paso de corriente a través de él, como se observa en Figura 1.25, de forma análoga se tiene dos circuitos aislados; en el primer circuito hacia la izquierda se encuentra la fuente que se encarga de cargar tanto al inductor de entrada L_1 como al capacitor C_1 en función de la corriente, en este caso se cumple que para todo momento la corriente del inductor L_1 es mayor que cero. Al mismo tiempo en el segundo circuito hacia la derecha se tiene un aislamiento debido a que el diodo se encuentra en conducción, y se forma un circuito RLC conformado por L_2 , C_2 y la resistencia de carga permite la transferencia de energía de los elementos almacenadores hacia la carga.

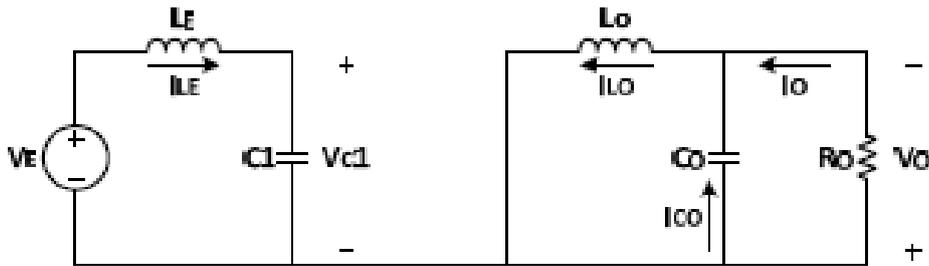


Figura 1.25. Conversor Cûk cuando S se encuentra apagado. Tomado de: [38].

Tomando como base estas dos etapas de funcionamiento, se tiene como principio que para garantizar un funcionamiento en estado estable el voltaje medio sobre la inductancia de entrada L1 debe ser igual a cero, por lo tanto:

$$V_{L1} = \frac{1}{T} * \left(\int_0^a E * dt + \int_0^b (E - V_c) * dt \right) = 0 \quad (1.3.15)$$

$$E * D + (E - V_c) * (1 - D) = 0$$

$$ED + E - ED - V_c(1 - D) = 0$$

$$E - V_c(1 - D) = 0$$

$$V_c = \frac{E}{1-D} \quad (1.3.16)$$

Donde:

T: es el periodo de la señal de control del transistor

E: el valor de voltaje de la fuente

D: la relación de trabajo (entre 0 y 1)

Vc: es el voltaje sobre el capacitor C1.

De forma análoga se analiza que para el inductor de salida L2 el voltaje medio debe ser cero, donde:

$$V_{L2} = \frac{1}{T} * \left(\int_0^a (V_c - V_o) * dt + \int_0^b -V_o * dt \right) = 0 \quad (1.3.17)$$

$$(V_c - V_o) * D - V_o * (1 - D) = 0$$

$$V_c D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_c D - V_o = 0$$

$$V_o = V_c D \quad (1.3.18)$$

Reemplazando 1.3.16 en 1.3.18 se obtiene que:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D}$$

$$V_o = E * \frac{D}{1-D} \quad (1.3.19)$$

En la ecuación 1.3.19. se puede observar la relación que se tiene entre el voltaje de salida en función tanto del voltaje de entrada como de la relación de trabajo del sistema, esto despreciando la influencia de las resistencias parásitas de los elementos almacenadores, comprobando así su funcionamiento como un convertidor elevador-reductor. De igual forma es posible comprobar mediante esta ecuación que el voltaje de salida del sistema no depende en ningún caso de la corriente para el modo de conducción continua.

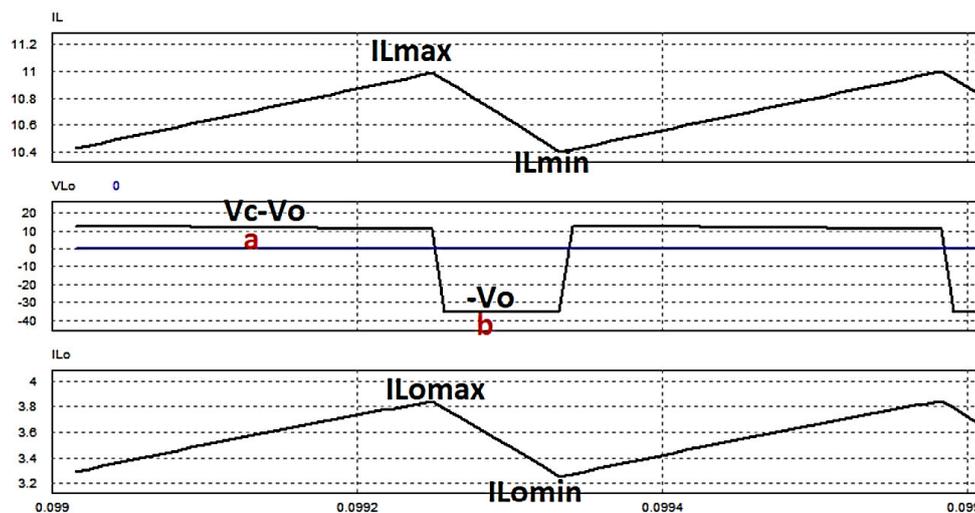


Figura 1.26. Gráficas de Voltaje en el inductor de entrada L1, Corriente en el inductor de entrada L1, Voltaje en el Inductor de Salida Lo y Corriente en el Inductor de Salida Lo.

Tomado de: [37].

Como es posible observar en Figura 1.26 donde se tiene las gráficas de voltaje y corriente de los inductores L1 y L2 para el convertidor Cúk en modo de conducción continua cumplen con que la corriente de ambos inductores no alcanza el cero en ningún instante.

1.3.3.1.2 Funcionamiento en modo de Conducción Discontinua (DCM)

El funcionamiento en conducción discontinua se caracteriza porque durante un período la corriente que circula por el inductor L1 es igual a cero. En el modo de operación discontinua (DCM) se tiene un tercer estado en el cual tanto el elemento semiconductor como el diodo no conducen corriente, como consecuencia de éste fenómeno de apagado, en función de

las características de los elementos constitutivos del sistema, se pueden presentar diferentes formas de onda para la corriente del inductor las cuales se presentan en Figura 1.27 [39]–[41].

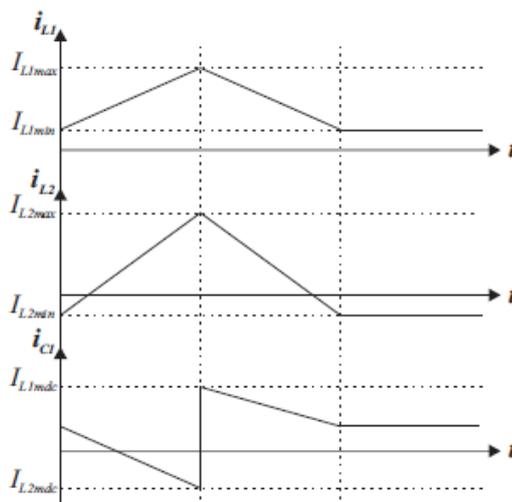


Figura 1.27. Posibles formas de onda de corriente sobre el inductor en modo de operación discontinua DCM para un convertor $C\grave{u}k$. Tomado de [39].

Tanto el convertor $C\grave{u}k$ como el convertor Sepic, muy similares en su construcción eléctrica y funcionamiento, son utilizados en modo de conducción discontinua (DCM) como reguladores y pre-reguladores de factor de potencia para sistemas eléctricos [46]–[48].

1.3.4 MODELAMIENTO EN PEQUEÑA SEÑAL

Los circuitos convertidores de potencia se controlan mediante la activación y desactivación de los elementos semiconductores, a pesar de ser capaces de funcionar en lazo abierto es recomendable la implementación de sistemas de control en lazo cerrado. El funcionamiento de los convertidores estáticos en lazo cerrado presenta ventajas de funcionamiento como la capacidad de realizar un mejor seguimiento ante cambio de referencia y la capacidad de respuesta ante perturbaciones.

El modelo matemático de la planta, es decir obtener una representación matemática de un fenómeno físico, permite conocer las características principales de un sistema [36], [39]. El modelo matemático obtenido debe presentar un funcionamiento muy similar al que presenta el fenómeno real de forma física. Es importante destacar que el modelamiento es un aproximado al fenómeno real, de tal forma que se desprecian aquellos fenómenos que no tienen un impacto significativo en el funcionamiento del sistema, dentro de estos modelamientos aproximados se tiene el modelamiento en pequeña señal que desprecia ciertos elementos pero funciona de forma adecuada para los convertidores DC/DC [36].

1.3.4.1 Principios Básicos

El modelamiento matemático de gran señal de un sistema, en este caso un convertidor DC/DC, es capaz de representar de forma cercana al funcionamiento real elementos no lineales, diodos y transistores, a pesar de esto los cálculos asociados para este tipo de modelamiento y su implementación son complejos [36].

El modelamiento en señal pequeña basa sus principios en la descomposición de las señales que componen un sistema, voltaje y corriente en el caso de circuitos. Para entender esto se tiene que cualquier tipo de señal que tiene una característica periódica se encuentra constituida por dos componentes principales, en primer lugar se tiene las componentes dinámicas relacionadas con las funciones alternas; mientras que en segundo lugar se tiene la componente de estado estable o continua que como su nombre lo indica se relaciona directamente con la componente continua del sistema, de tal forma que en el modelamiento de pequeña señal la suma de ambas componentes forma la señal principal que se estudia, como se muestra en la ecuación 1.3.20.

$$V_{inst} = VDC + VAC \quad (1.3.20)$$

1.3.4.2 Ejemplo de Análisis para Elementos No Lineales

Tomando como base este enunciado, es posible obtener aproximaciones lineales de elementos no lineales, diodos, semiconductores, para el modelamiento de un sistema no lineal. Como ejemplo del funcionamiento del modelamiento en señal pequeña se tiene el caso del diodo donde su representación más cercana, llamada también representación en gran señal se muestra en la siguiente ecuación 1.3.21:

$$i_D = i_D(V_D) = i_o * (e^{\frac{V_D}{\phi_T}} - 1) \quad (1.3.21)$$

Además como representación del funcionamiento de este elemento se tiene la curva característica propia del mismo en Figura 1.28, donde en círculo resaltado corresponde al punto de operación del diodo en modo de conducción comportándose de una forma lineal cómo es posible observar al realizar el acercamiento a esta zona de operación, en un punto cercano es posible determinar la pendiente conocida como g_d , que corresponde a la variación de voltaje en función de la variación de corriente, tomando en cuenta estas consideraciones al ser un modelo cercano a una forma lineal se puede aproximar este funcionamiento a la ecuación presente en 1.3.22.

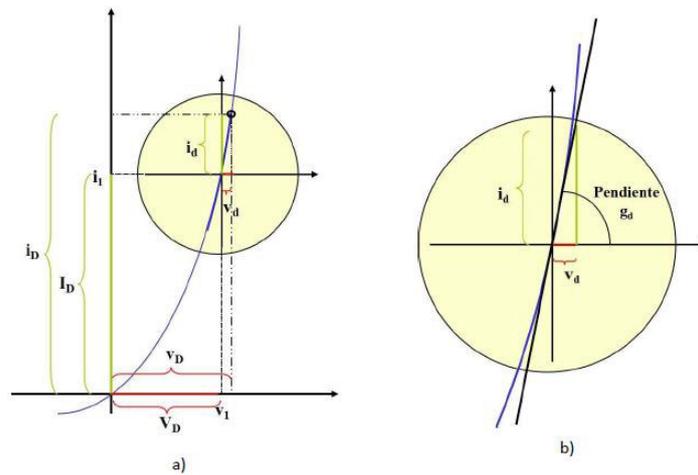


Figura 1.28. Curva característica Voltaje vs Corriente del Diodo. Tomado de [42].

$$i_D = g_D * v_D \quad (1.3.22)$$

Donde g_d se conoce como la conductancia del diodo, la cual es obtenida mediante la siguiente aproximación, asumiendo que se encuentra en polarización directa o modo de conducción para este caso el voltaje que cae sobre el elemento es positivo y a su vez el valor de conductancia es mayor que uno, es así que el valor de g_d corresponde a la relación que existe entre la corriente de polarización directa del diodo I_D y el potencial de temperatura, los cuales son datos propios de la hoja de datos proporcionada por el fabricante del diodo y tienden a ser valores estándar, de la siguiente forma se obtiene el valor de g_d como se muestra en la ecuación 1.3.23:

$$g_D = \frac{I_D}{\phi T} \quad (1.3.23)$$

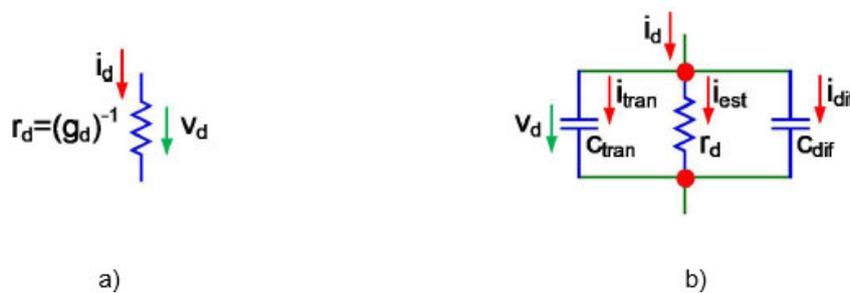


Figura 1.29. Modelo en señal pequeña de un Diodo. Tomado de:[42].

De esta forma es posible obtener el modelo en señal pequeña para un diodo, representado como una resistencia, correspondiente al inverso de la conductancia obtenida, tomando en cuenta que los efectos de las inductancias y capacitancias parásitas del sistema son despreciables es posible pasar del circuito simplificado de señal pequeña presentado en Figura 1.29-b al modelo aproximado de Figura 1.29-a.

Tomando como base el desarrollo mostrado para el diodo es posible obtener el modelo en señal pequeña de los diferentes elementos semiconductores y convertidores estáticos de potencia. El modelado en pequeña señal es adecuado para los circuitos que poseen elementos no lineales como es el caso de los convertidores estáticos de potencia, dentro de los cuales se tienen elementos no lineales como diodos y MOSFET. A su vez, permite obtener un sistema equivalente cercano al funcionamiento real, de esta forma es posible analizar las características del convertidor a partir de una función de transferencia.

1.3.5 SISTEMAS DE CONTROL

El objetivo del sistema de control es eliminar el error en estado estable y mejorar la respuesta transitoria de un sistema. El modelo matemático de un sistema permite conocer las características predominantes y elegir de mejor manera el tipo de control o compensador necesario para conseguir la mejora en la respuesta [43]–[46].

1.3.5.1 Sistemas de Fase No Mínima

Los sistemas de fase no mínima se caracterizan por poseer uno o más ceros en el semiplano derecho, denominados RHP por sus siglas en inglés, de su análisis de frecuencia en el plano “s”. Los convertidores estáticos de las familias Buck, Cúk y Flyback, cuando estos se encuentran funcionando en modo de conducción continua (CCM) en ocasiones poseen este tipo de caracterización de fase no mínima [47].

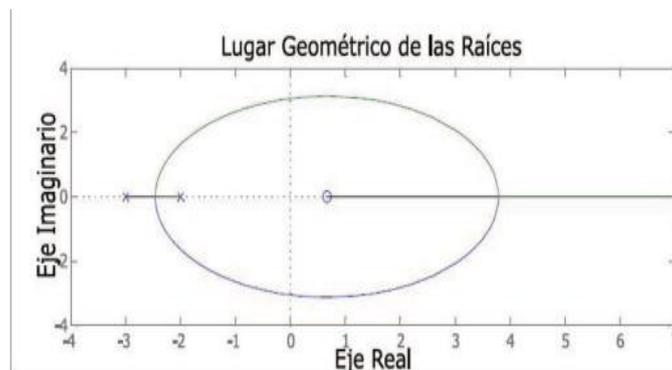


Figura 1.30. Lugar Geométrico de las Raíces para Sistema de Fase No Mínima. Tomado de: [44].

El efecto que presenta estos ceros, que se encuentran en la zona inestable del plano como se muestra en la Figura 1.30, produce que la respuesta característica posea un pico inverso en el arranque del sistema y/o un retardo. Por tanto, las características presentadas por estos sistemas determinan un gran reto para la realización de un control de forma efectiva y robusta. En [44] se describe que debido a la desigualdad que se encuentra entre los diagramas de Bode de amplitud y frecuencia este tipo de sistemas impone restricciones

para las frecuencias de operación, es decir, poseen un margen de estabilidad estrecho [48].

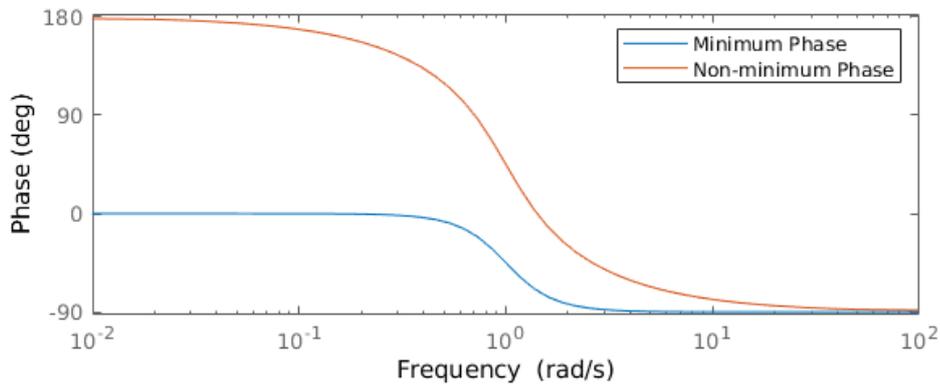


Figura 1.31. Diagrama de Bode Comparativo de Sistemas de Fase mínima y Sistemas de Fase No Mínima. Tomado de [49].

El diagrama de Bode presentado por un sistema de fase mínima en color azul de la Figura 1.31, donde los ceros son ubicados en el semiplano izquierdo (LHP) del plano [50]. Por lo que los ceros que se añaden en los sistemas de redes de compensación para cancelar los polos asociados a la misma frecuencia permiten que la naturaleza de los polos sea exactamente la opuesta anulando directamente el efecto de los polos no deseados.

Este fenómeno no es replicable para los sistemas de fase no mínima ya que los ceros ubicados en el semiplano derecho (RHP), impiden el uso de redes de compensadores como sistema de control. De esta forma mediante el diagrama de Bode mostrador en la Figura 1.32 es posible observar que para altas frecuencias el sistema posee una fase negativa muy alta [49], lo cual da pie a una respuesta con retardo y un transitorio que presenta un pico invertido. Este tipo de sistema presenta una mayor complejidad para su implementación y control como se indica en [44], [50].

Los sistemas de fase no mínima se pueden considerar como la suma de dos funciones de transferencia donde se considera a una como la función de transferencia de mayor ganancia, y una segunda función de transferencia de mucha menor ganancia, pero con una respuesta mucho más rápida, como lo exponen Ogunnaike y Harmon. De esta forma los sistemas de respuesta inversa o de fase no mínima se pueden aproximar como la diferencia entre dos sistemas de primer orden, como se muestra en las ecuaciones 1.3.24 y 1.3.25, donde se cumple la relación 1.3.26:

$$G(s) = G_1(s) - G_2(s) \quad (1.3.24)$$

$$G(s) = \frac{K}{\tau_1 s + 1} - \frac{K_2}{\tau_2 s + 1} \quad (1.3.25)$$

$$\frac{K}{\tau_1} < \frac{K_2}{\tau_2} \quad (1.3.26)$$

El valor final del sistema corresponde a la diferencia entre las ganancias de cada uno de los sistemas de primer orden, como se muestra tanto en la ecuación 1.3.27 como en la Figura 1.32. que se muestran a continuación:

$$y(\infty) = K - K_2 \quad (1.3.27)$$

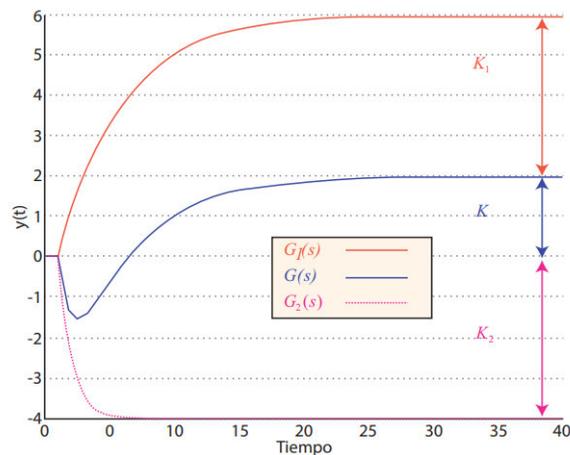


Figura 1.32. Respuesta de un sistema de fase no mínima $G(s)$, y los subsistemas que lo componen $G_1(s)$ y $G_2(s)$. Tomado de: [45]

El presente proyecto involucra la implementación de un convertor DC-DC Cûk de potencia el cual tiene un componente de fase no mínima. Este comportamiento indica que el sistema posee un pico inverso al igual que un retardo.

1.3.5.2 Control Proporcional Integral Derivativo (PID)

El controlador PID se compone de tres parámetros: el proporcional, integrador y derivativo los cuales corresponden al error actual, la suma de los errores pasados y la predicción del error futuro respectivamente. En el caso de [51] el autor muestra una comparativa entre el uso de un controlador PI y un controlador de Lógica difusa, donde los resultados obtenidos por el autor determinan que no existen grandes diferencias entre el controlador no lineal y el controlador PID.

En un caso similar se tiene que en [52] donde se utiliza un conjunto de controladores en modo cascada, donde el controlador interno corresponde a un control no lineal SMC, mientras que para el controlador externo se utiliza un controlador PI el cual se asocia con

un control feed-forward, los resultados obtenidos por este autor de igual forma determinan que el controlador funciona correctamente y es capaz de realizar el seguimiento de la señal.

Tomando en cuenta lo expuesto previamente y lo que se expondrá a continuación, como el caso de [53] y [54], es posible utilizar controladores lineales de tipo PID modificados con el fin de reducir o eliminar el efecto transitorio del cero RHP del sistema de fase no mínima.

Tabla 1.3.2 Parámetros de Sintonización de Austin

Secundario	P	
Primario	PI	PID
	$K_{c1} = 0.84 \left(\frac{1 + K_{c2}K_2}{K_{c2}K_1} \right) \left(\frac{t_{o1}}{\tau_1} \right)^{-1.14} \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{0.1}$ $\tau_i = \tau_1$	$K_{c1} = 1.17 \left(\frac{1 + K_{c2}K_2}{K_{c2}K_1} \right) \left(\frac{t_{o1}}{\tau_1} \right)^{-1.14} \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{0.1}$ $\tau_i = \tau_1 \quad \tau_D = \frac{t_{o1} - \tau_2}{2}$
Secundario	PI	
Primario	PI	PID
	$K_{c1} = 0.75 \left(\frac{K_2}{K_1} \right) \left(\frac{t_{o1}}{\tau_1} \right)^{-1.07} \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{0.1}$ $\tau_i = \tau_1$ $\text{Rango: } 0.02 < \frac{\tau_2}{\tau_1} < 0.65$ $\frac{t_{o2}}{t_{o1}} < 1$	$K_{c1} = 1.04 \left(\frac{K_2}{K_1} \right) \left(\frac{t_{o1}}{\tau_1} \right)^{-1.07} \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{0.1}$ $\tau_i = \tau_1 \quad \tau_D = \frac{t_{o1} - \tau_2}{2}$ $\text{Rango: } 0.02 < \frac{\tau_2}{\tau_1} < 0.35$ $t_{o2} < t_{o1}$

Para la sintonización y diseño del controlador se utiliza el método de Austin, como se muestra en la Tabla 1.3.2, para la sintonización de un controlador de lazo interno y el controlador de lazo externo para un controlador de tipo cascada, donde se obtiene y analiza la respuesta del sistema para el lazo abierto con el fin de obtener los parámetros de sintonización de los controladores de tipo PID [44], [55], [56].

1.3.5.3 Control de modos deslizantes (SMC)

El control de modos deslizantes entre sus principales características tiende a ser robusto, es decir es capaz de responder de mejor manera ante perturbaciones, el cual es capaz de otorgar directamente la referencia de control para el sistema [57]. Como se tomó de los autores en [1], [2], [34], [36], [42], [57]–[60] se recomienda la implementación de un controlador de modos deslizantes (SMC) para sistemas de convertidores estáticos con características de fase no mínima.

El funcionamiento del control de modos deslizantes se basa en una superficie deslizante que corresponde a la banda de histéresis del sistema con el fin de obtener una respuesta convergente en cero de esta forma como se observa en la Figura 1.33., se tiene un estado final deseado y se parte de un estado inicial en caso de encontrarse en uno de los semiplanos que corta la superficie deslizante se realizará una u otra acción de control hasta alcanzar la referencia requerida.

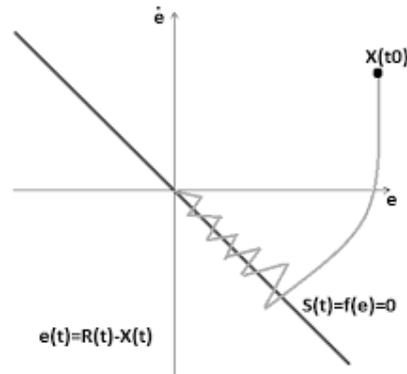


Figura 1.33. Principio de funcionamiento control de modos deslizantes. Tomado de: [56]

1.3.5.4 Compensador de Retardo y Fase No Mínima

Los sistemas de fase no mínima presentan una respuesta en régimen transitorio altamente compleja, debido a que poseen un pico de ganancia inversa como un tiempo muerto de retardo, produciendo a su vez una cierta tenencia de inestabilidad. Con el fin de reducir este efecto es necesario la implementación de un compensador asociado con este fenómeno, para el cual en base a la literatura se tiene el Predictor de Smith, capaz de mejorar la respuesta se sistemas con retardo, mientras que para eliminar el efecto del pico inverso en sistemas de fase no mínima se utiliza el compensador de linoya y el control IMC [43], [44].

Es posible realizar una implementación aproximada de este tipo de predictor mediante el uso de la capacidad predictiva del componente derivativo del controlador PID, esto se realiza mediante un modelo aproximado como se indica en [45]. De esta forma no es necesario realizar la implementación completa del compensador y de esta forma obtener un controlador PID capaz de obtener la mejor respuesta para el sistema.

2. METODOLOGÍA

Tomando como base lo expuesto en los capítulos previos, se procede al desarrollo y diseño de los elementos asociados al sistema de generación de energía, así como el algoritmo de control de máximo punto de potencia, y el desarrollo del controlador adecuado para el convertor Cûk tomando en cuenta el modelamiento obtenido del mismo usando el método de modelamiento en pequeña señal.

2.1. DIMENSIONAMIENTO DE COMPONENTES DE AEROGENERADOR

Los sistemas de generación de energía eléctrica mediante aerogeneradores requieren de determinar las características de la turbina eólica y el generador eléctrico, de igual forma se requiere el dimensionamiento del convertidor estático de potencia. Finalmente se diseña el algoritmo de control MPPT en conjunto con los controladores asociados como se muestra en el esquema de la Figura 2.1.

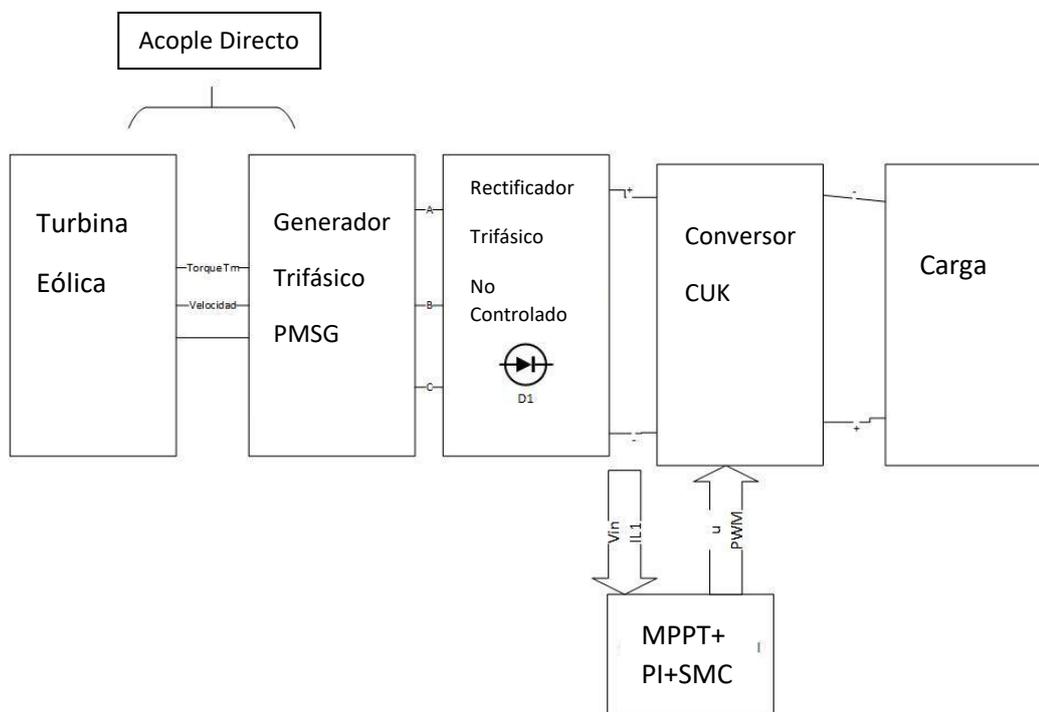


Figura 2.1. Esquema de Sistema de Microgeneración Eólico.

2.1.1 Turbina Eólica

Las turbinas tipo HAWT de tres palas poseen las mejores características en lo que a eficiencia se refiere para diferentes perfiles de viento.

Tabla 2.1 Parámetros de Turbina Eólica

Parámetro	Valor	Unidad
Velocidad de Viento Promedio	12	m/s
Velocidad Viento Cut-in	6	m/s
Velocidad de Viento Cut-off	15	m/s
Potencia Nominal	10	kW
Número Palas	3	Palas
Radio de Palas	4	m
Dirección de rotación	Horario	-
Orientación	Barlovento	-
Altura mínima del rotor	12	m

Con el fin de dimensionar los parámetros asociados a la turbina eólica del sistema se toma en cuenta aquellos otorgados por los fabricantes de modelos comerciales de turbinas de microgeneración eólica, como se muestran en [61], [62]. En tal virtud se toma como referencia al aerogenerador tripala "Aeolos-H 10kW" que como su nombre lo indica posee una potencia nominal de 10kW. Las especificaciones técnicas de este aerogenerador se muestran en la Tabla 2.1.

2.1.3 Sistema de Transmisión

El sistema transmisión o tren de potencia seleccionado es de acople directo tomando en cuenta las ventajas del mismo, gracias a que la ausencia de ciertos elementos mecánicos reduce la fricción y desgaste en los componentes de tal forma que se reducen costos a largo plazo en lo que a mantenimiento se refiere, al igual que se previene el efecto de las vibraciones otorgando una mayor fiabilidad y mejora en la eficiencia del sistema de generación.

2.1.3 Generador Eléctrico

El generador síncrono de imanes permanentes posee grandes ventajas como su alta eficiencia, debido a que no requiere de una excitación independiente para generar el campo magnético del rotor. De igual forma, la posibilidad de trabajar a bajas velocidades permite su implementación en un acople directo. Tomando en cuenta estas características el generador a implementar en Matlab/Simulink posee los datos técnicos presentados en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Parámetros de Generador PMSG

Parámetro	Valor	Unidad
Tipo de Generador	Trifásico	-
Resistencia de fase	0.00829	
Inductancia Ld, Lq	0.174	mH
Inercia	0.0027	J
Viscosidad	0.0004924	N.m.s
Par de Polos	6	Polos
Potencia Nominal	10	kW
Velocidad Nominal	200	Rpm
Fuerza de Fricción	0.1	N.m

2.1.4. Diseño de Rectificador No Controlado

La configuración que posee un rectificador trifásico no controlado funcionando en conjunto de un convertidor estático de potencia DC/DC tipo Cûk permite su implementación a un bajo costo y complejidad. Para el rectificador no controlado, Figura 2.2, se implementa un rectificador tipo puente trifásico de diodos con las características mostradas en la Tabla 2.3.

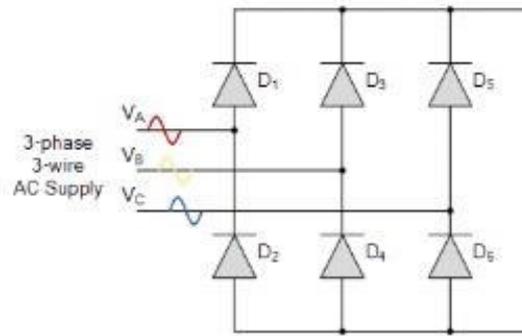


Figura 2.2. Diagrama esquemático de rectificador Trifásico no Controlado

Tabla 2.3 Parámetros de Rectificador Trifásico No Controlado

Parámetro	Valor	Unidad
Tipo de Rectificador	Trifásico No controlado	-
Voltaje Nominal	150	V
Corriente RMS Nominal	200	A
Voltaje Pico Inverso	263.15	V
Frecuencia	10	kHz

2.1.2 CONVERTOR DC/DC CŪK

El convertor CŪk se define como el sistema de conversión estática de energía encargado de alimentar a la carga debido a que es capaz de elevar o reducir el voltaje en su salida, con ventajas como un bajo rizado de corriente y su robustez [1], [22], [23], [37]. Los parámetros de diseño para este convertor se muestran en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4 Parámetros de Diseño Convertor CŪk

Parámetro	Valor	Unidad
Voltaje de Entrada	40-60	V
Corriente de Entrada	200	A
Potencia Nominal	10	kW
Voltaje de Salida	350	V
Impedancia de Carga	4.87	Ω
Frecuencia Conmutación	2	kHz

2.1.2.1 Dimensionamiento de los elementos

Para el dimensionamiento de los elementos que componen el convertidor Cûk, se toma en cuenta que el principio de estabilidad para los elementos inductivos el voltaje medio de los mismos debe ser igual a cero. De esta forma se obtiene la relación existente entre el voltaje de entrada y de salida del sistema que se presenta en la ecuación 2.1.1, y a su vez se desarrolla la misma para obtener el valor de la relación de trabajo que requiere el sistema para su funcionamiento en el punto nominal de operación que se muestra en la ecuación 2.1.2.

$$V_{out} = \frac{V_{in} * D}{1 - D} \quad (2.1.1)$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}} = 0.8333 \quad (2.1.2)$$

Una vez obtenida la relación de trabajo del sistema para su operación en el punto nominal, es posible proceder con el dimensionamiento de los elementos, para lo cual se toma en cuenta el principio de estabilidad para los inductores donde el valor medio de voltaje es igual a cero, de tal forma que se desarrolla las ecuaciones 2.1.3-2.1.5.

$$I_{L1max} - I_{L1min} = \frac{1}{L1} \int_0^{DT} V_{in} dt = \frac{V_{in} * D}{L1 * f} \quad (2.1.3)$$

$$I_{L1min} - I_{L1max} = \frac{1}{L1} \int_0^{D'T} (V_{in} - V1) dt = \frac{(V_{in} - V1) * (1 - D)}{L1 * f} \quad (2.1.4)$$

$$L1 = \frac{ED}{\Delta I_{L1} * f} \quad (2.1.5)$$

Con respecto al inductor asociado a la salida del circuito, tomando en cuenta el mismo principio se tiene el desarrollo en las ecuaciones 2.1.6 y 2.1.7.

$$I_{L2max} - i_{L2min} = \frac{1}{L1} \int_0^{DT} V1 - V_{out} dt = \frac{(V1 - V_{out}) * (1 - D)}{\Delta I_{L1} * f} \quad (2.1.6)$$

$$L2 = \frac{(V2 - V1) * (1 - D)}{\Delta I_{L2} * f} \quad (2.1.7)$$

Para el caso del dimensionamiento de los capacitores requeridos para el sistema se toma en cuenta el rizado de voltaje que se busca obtener para el mismo en la salida del convertidor, como se muestra en las ecuaciones 2.1.8 y 2.1.9.

$$C1 = \frac{1 - D}{2 * f * \Delta V_{C1}} * \left(\frac{(1 - D) * (V_{in} - V_{out})}{2 * L2 * f} + \frac{2 * V_{out}}{R} \right) \quad (2.1.8)$$

$$C2 = \frac{\left(\frac{V_{out}}{D} - V_{out}\right) (1 - D)}{8 * C * f^2 L2 * \Delta V_{out}} \quad (2.1.9)$$

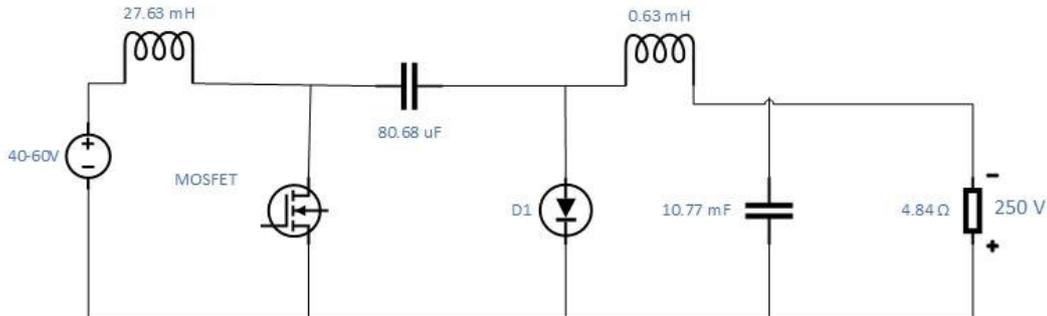


Figura 2.3. Circuito convertidor Cûk dimensionado

Reemplazando los valores de diseño presentados en la Tabla 2.4 en las ecuaciones 2.1.5, 2.1.7 y 2.1.8-2.1.9 se obtienen los valores para cada elemento que compone el convertidor Cûk, a implementar en Matlab/Simulink, mostrados en la Tabla 2.5 y en la Figura 2.3.

Tabla 2.5 Dimensionamiento de Elementos Conversor Cûk

Parámetro	Valor	Unidad
Inductor de Entrada (L1)	27.63	mH
Capacitor de Entrada (C1)	80.68	uF
Inductor de Salida (L2)	0.63	mH
Capacitor de Salida (C2)	10.77	mF

2.2. ALGORITMO MPPT

El algoritmo de control del máximo punto de potencia busca que el sistema extraiga la máxima potencia para diferentes puntos de operación, en el caso de sistemas de generación eólicos para diferentes perfiles de viento, para el caso del presente proyecto se desarrolla un algoritmo de control MPPT (Maximum Power Point Tracking) de Perturbación y Observación, el cual se basa su funcionamiento en el cambio de referencia de la señal de referencia, este proceso se conoce como perturbación, y se observa la variación en el sistema y se determina el siguiente cambio que requiere el sistema para funcionar en el máximo punto de potencia.

Este algoritmo de control es uno de los más implementados debido principalmente a la sencillez de su desarrollo y de igual forma es capaz de conseguir resultados satisfactorios

únicamente utilizando variables eléctricas, permitiendo de esta forma abaratar los costos de su implementación. Sin embargo, la principal desventaja del mismo se relaciona con el mismo principio de funcionamiento, donde una vez alcanzado el punto de máxima potencia el sistema continúa oscilando, estas oscilaciones son capaces de producir variaciones en el sistema en función de la amplitud del paso del algoritmo. Mientras menor es el paso del algoritmo el sistema tendrá una menor cantidad de oscilaciones, sin embargo, alcanzará el máximo punto de potencia en una mayor cantidad de pasos o repeticiones.

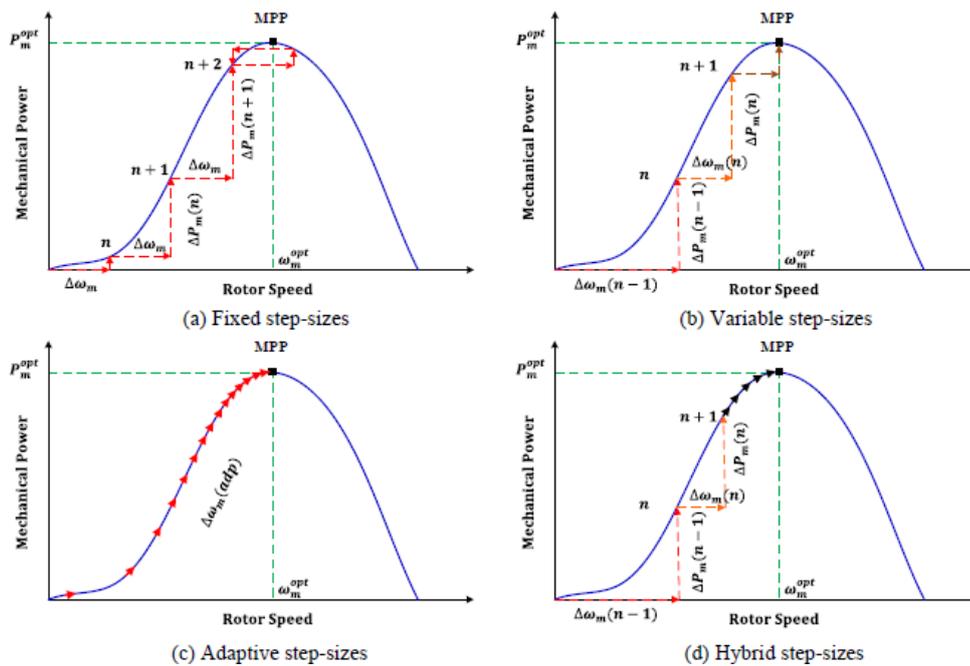


Figura 2.4. Clasificación de Algoritmo de Control MPPT de Perturbación y Observación.
Tomado de [5].

Para lidiar con el problema de la perturbación es posible implementar diferentes tipos de algoritmos que se relacionan el factor de paso constante, variable o adaptativo. El primero se basan en una magnitud de paso constante para todo momento, el segundo se basa en regiones sobre las cuales se varía la amplitud del paso conforme se encuentran dentro de cada una de las citadas regiones, finalmente, el paso adaptativo varía en todo momento sin la necesidad de implementar regiones de operación. Incluso existen casos que combinan diferentes tipos de pasos como se puede observar en la Figura 2.4.

Tomando como base estas consideraciones en el presente proyecto se implementará un algoritmo de control MPPT de Perturbación y Observación con un sistema de pasos adaptativos en función de la variación de la potencia y de la variable de referencia. El mismo que se muestra en la Figura 2.5.

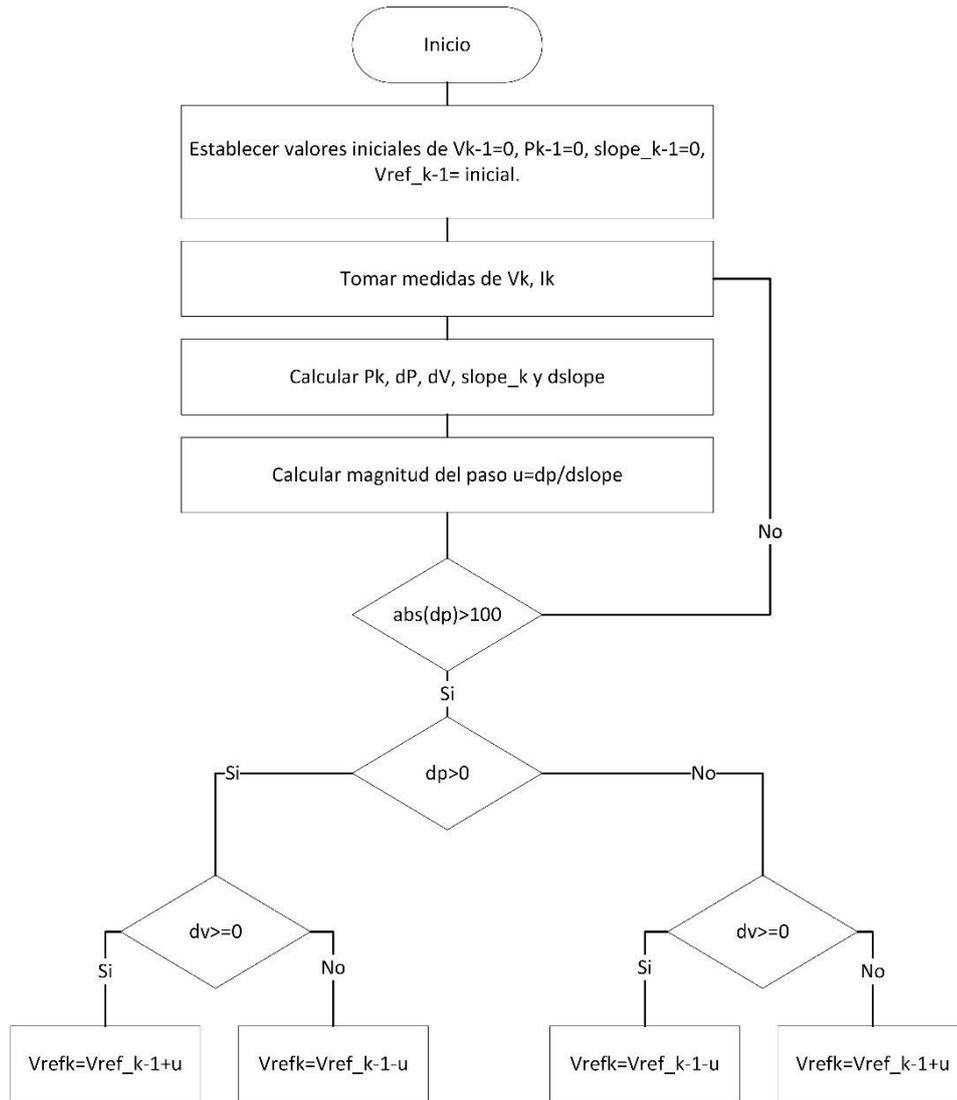


Figura 2.5. Algoritmo de Control MPPT de Perturbación y Observación Implementado.

En este algoritmo se tiene que el paso o el factor de cambio del sistema es adaptativo y varia conforme este se acerca al valor real, este será menor y conseguirá acercarse al valor óptimo con menores oscilaciones. Para lo cual se toma en cuenta lo presentado en las ecuaciones 2.2.1-2.2.7.

$$dP = P_k - P_{k-1} \quad (2.2.1)$$

$$dV = V_k - V_{k-1} \quad (2.2.2)$$

$$dslope = slope_k - slope_{k-1} \quad (2.2.3)$$

$$P_k = V_k * I_k \quad (2.2.4)$$

$$slope_k = \frac{dP_k}{dV_k} \quad (2.2.5)$$

$$u = \frac{dP_k}{dslope_k} \quad (2.2.6)$$

$$Vref_k = Vref_{k-1} + /-u \quad (2.2.7)$$

Como es posible inferir de las ecuaciones el valor conocido de slope es la relación de cambio de la variable a controlar, en este caso potencia, en relación con el cambio de la referencia, en el caso de estudio el voltaje de entrada. Conforme la relación de cambio es menor el factor de cambio tiende a ser menor conforme se acerca al punto de operación óptimo para el sistema. De esta forma se consigue que el aerogenerador funcione a la velocidad para extraer la máxima potencia para cada uno de los puntos de operación, como es posible observar en la Figura 2.6., obtenida a partir del software de simulación Matlab/Simulink.

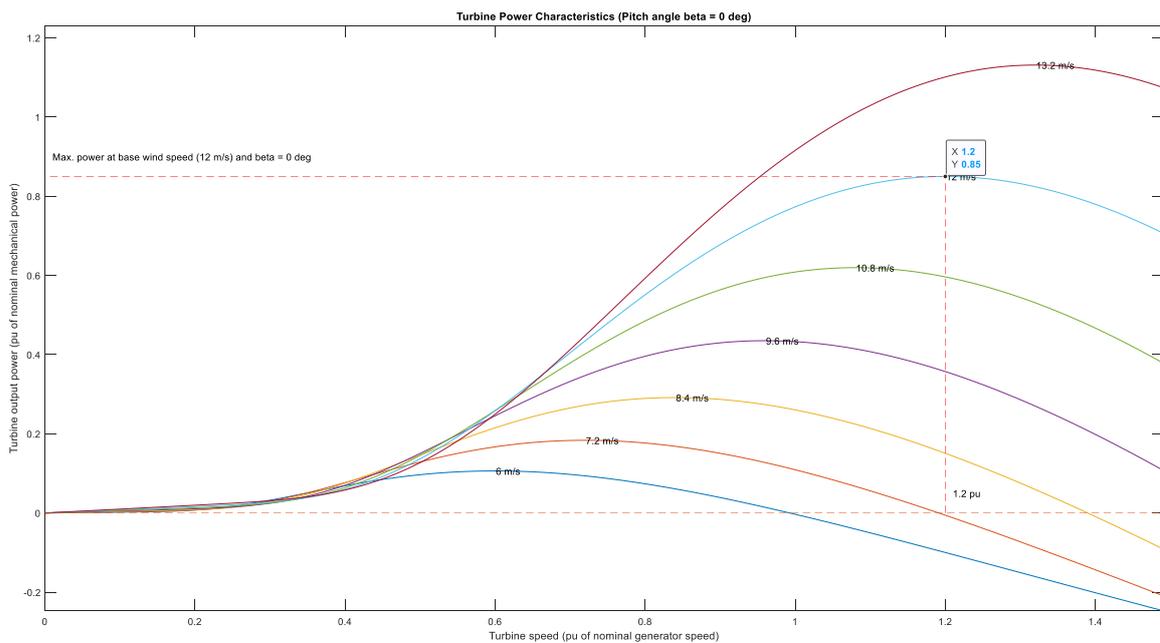


Figura 2.6. Diagrama de Potencia (p.u.) en función de la velocidad de la turbina (p.u.).

En este caso se observa que los valores indicados en la Figura 2.6 se encuentran en por unidad, por lo tanto, las potencias presentes se deben multiplicar por el valor base de potencia de 10 kW, mientras que en el caso de la velocidad el valor base es de 74.4 m/s. Por ejemplo, para el caso de operación nominal, en el punto de máxima potencia, el sistema debe trabajar a 1.2 de la velocidad nominal, es decir 89.28 m/s, mientras que la potencia en ese punto es de 0.85 por lo tanto es de 8.5 kW.

Este algoritmo de control se implementa dentro de un bloque de función en el sistema diseñado a simular dentro del software de simulación Matlab/Simulink en conjunto con los elementos dimensionados previamente.

2.3. MODELAMIENTO EN SEÑAL PEQUEÑA

En primer lugar, para el análisis y modelamiento matemático es importante tomar en cuenta que para los convertidores estáticos poseen diferentes variables de entrada en función de las cuales es posible realizar el modelamiento matemático del sistema, tal es el caso de estudio, convertidor Cûk, a partir del cual es posible obtener el modelo en función de el voltaje de alimentación de entrada o en base a la relación de trabajo que controla al elemento semiconductor. Tomando en cuenta el análisis matemático del citado convertidor en base al voltaje de entrada, se toma en cuenta las ecuaciones para una carga de tipo resistiva, mediante las leyes de Kirchoff de voltaje aplicadas en los circuitos presentados en las Figuras 2.7. y 2.8, que corresponden a cuando el elemento semiconductor se encuentra encendido como apagado que se ven reflejadas en las ecuaciones 2.3.1. y 2.3.3. para el voltaje en los inductores de entrada y salida (L_1 y L_2), mientras que en las ecuaciones 2.3.2 y 2.3.4 se tiene la corriente que circula a través de los capacitores del sistema (C_1 y C_2).

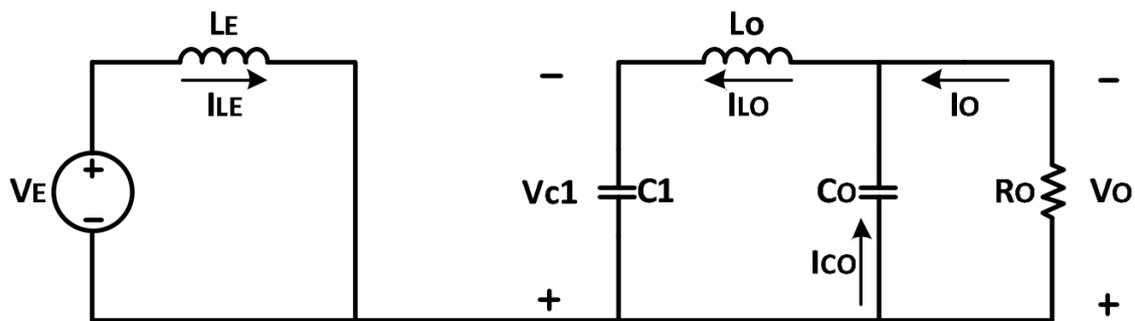


Figura 2.7. Circuito Convertidor Cûk con semiconductor encendido. Tomado de: [38].

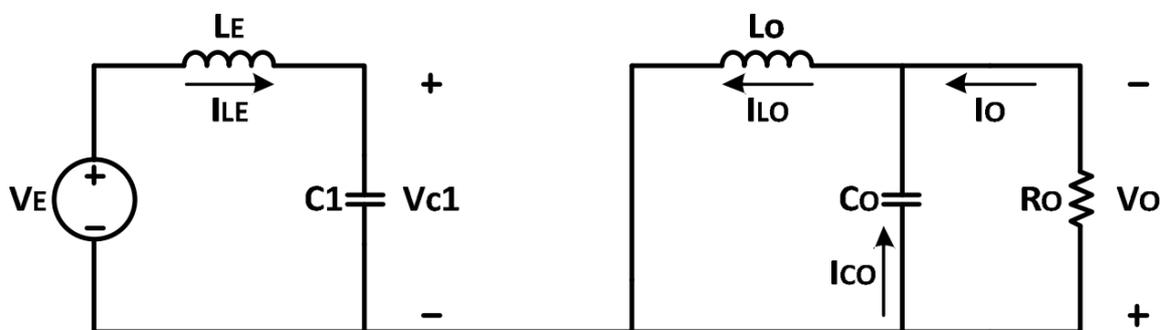


Figura 2.8. Circuito Convertidor Cûk con semiconductor apagado. Tomado de: [38].

$$L_1 * \frac{di_1}{dt} = V_{in} - v_1(1 - u) \quad (2.3.1)$$

$$C_1 * \frac{dv_1}{dt} = u * i_2 + (1 - u) * i_1 \quad (2.3.2)$$

$$L_2 * \frac{di_2}{dt} = -u * v_1 - v_{out} \quad (2.3.3)$$

$$C_2 * \frac{dv_{out}}{dt} = i_2 - \frac{v_{out}}{R} \quad (2.3.4)$$

Donde:

L1 es la inductancia de entrada del sistema.

L2 es la inductancia de salida del sistema.

C1 es la capacitancia de entrada del sistema.

C2 es la capacitancia de salida del sistema.

R es la carga del sistema.

u es la relación de trabajo del sistema.

Vin el voltaje de la fuente de alimentación.

Vout el voltaje de salida del sistema sobre la carga.

Utilizando la transformada de Laplace sobre las ecuaciones 2.3.1-2.3.4 se tiene el equivalente en frecuencia del sistema presentado en las ecuaciones 2.3.5-2.3.8:

$$s * L_1 * I_1 = V_{in} - V_1 * (1 - u) \quad (2.3.5)$$

$$s * C_1 * V_1 = u * I_2 + (1 - u) * I_1 \quad (2.3.6)$$

$$s * L_2 * I_2 = -u * V_1 - V_{out} \quad (2.3.7)$$

$$s * C_2 * V_{out} = I_2 - \frac{V_{out}}{R} \quad (2.3.8)$$

Utilizando estas ecuaciones y despejándolas con el fin de obtener el comportamiento del sistema, es decir el comportamiento del voltaje a la salida del mismo, en función del voltaje de alimentación o de la fuente se puede obtener la función de transferencia que se muestra en la ecuación 2.3.9., en la cual se despreja el efecto presente de resistencias parásitas y pérdidas adicionales tanto para los elementos almacenadores de energía (inductores y capacitores) como para los elementos semiconductores, se tiene:

$$G = \frac{u(1-u) * R}{C_1 C_2 L_1 L_2 R s^4 + C_1 L_1 L_2 s^3 + (C_2 L_2 R (1-u)^2 + C_1 L_1 R + C_2 R L_1 u^2) s^2 + (L_1 u^2 + L_2 (1-u)^2) s + R(1-u)^2} \quad (2.3.9)$$

Es posible deducir a partir de la función de transferencia mostrada en la ecuación 2.3.9., que el sistema obtenido posee 4 polos que se determinan a partir de los elementos almacenadores de energía, la carga del sistema y la relación de trabajo del sistema, con una ganancia relacionada directamente con la carga del sistema, es importante destacar que para un sistema de generación controlado mediante un convertor estático de potencia para alcanzar el punto de máxima potencia para todo momento es necesario realizar cambios en la relación de trabajo del sistema tomando como accionamiento el semiconductor.

Los modelos matemáticos de gran señal de un sistema, en este caso un convertor $C\hat{u}k$, presentan una gran aproximación al funcionamiento real, sin embargo, los cálculos necesarios para el modelamiento y su implementación son complejos y la respuesta obtenida mediante este tipo de análisis no difiere en gran medida a la obtenida mediante modelamientos simplificados. El modelamiento en señal pequeña tanto para el caso de estudio actual, un convertor $C\hat{u}k$, toma como base la descomposición de las señales que componen un sistema, para este caso particular el voltaje y corriente, mismas señales que poseen dos componentes fundamentales las componentes dinámicas y componentes de estado estable, en el caso de las primeras se relacionan con aquellas que se mantienen variantes en el tiempo como lo es la corriente alterna, mientras que las llamadas componentes de estado estable, se relacionan con aquellas variables que se mantienen constantes en el tiempo relacionándose así con la corriente continua, de tal forma que la suma de ambas señales representa el valor instantáneo de la señal principal como se muestra en la ecuación 2.3.10.

$$V_{inst} = V_{DC} + V_{AC} \quad (2.3.10)$$

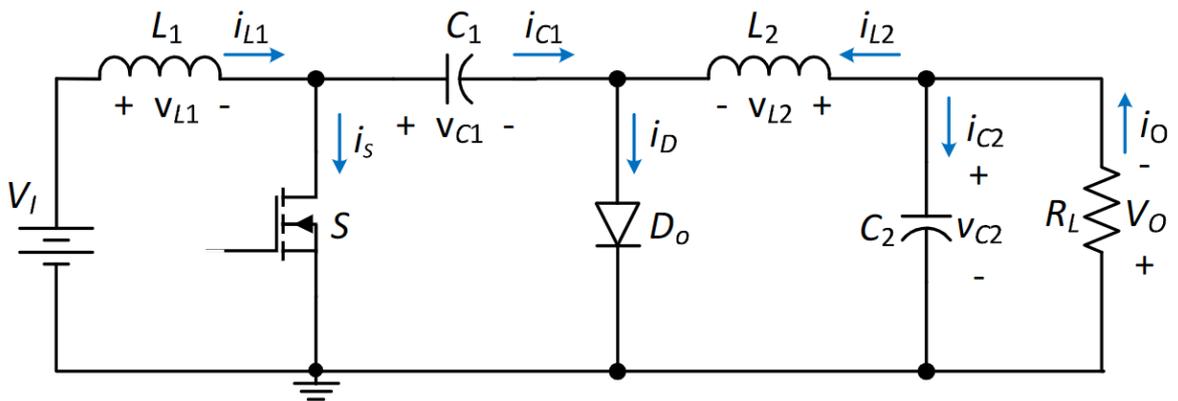


Figura 2.9. Circuito Conversor Cûk con voltajes y corrientes de análisis. Tomado de: [63].

Para obtener el modelo de señal pequeña del conversor Cûk presentado en la Figura 2.9. es necesario en primer lugar obtener el valor medio tanto de la corriente y voltaje asociadas al diodo de conmutación como se muestra en las ecuaciones 2.3.11 y 2.3.12, donde es posible observar que la corriente del diodo depende de las corrientes sobre los inductores, mientras que el voltaje se encuentra en función de los voltajes de entrada y salida del sistema. Donde es posible en base a estas ecuaciones representar el modelo promedio del conversor Cûk que se muestra en la Figura 2.10. para un modo de conducción continua:

$$I_D = \frac{1}{T} \int (I_{L1} + I_{L2}) = D'(I_{L1} + I_{L2}) \quad (2.3.11)$$

$$V_S = \frac{1}{T} \int (V_{in} + V_{out}) = D'(V_{in} + V_{out}) \quad (2.3.12)$$

Donde:

I_D es la corriente media sobre el diodo

I_{L1} es la corriente media sobre el inductor L1

I_{L2} es la corriente media sobre el inductor L2

V_S es el voltaje medio sobre el diodo

V_{in} es el voltaje de entrada

V_{out} es el voltaje de salida

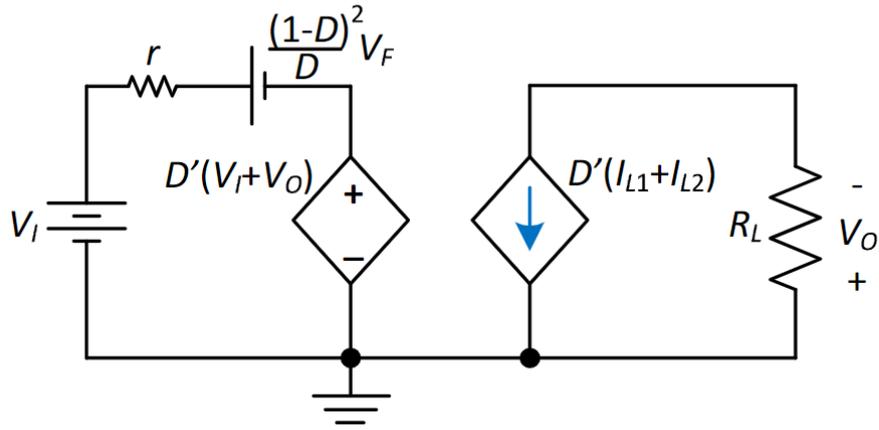


Figura 2.10. Circuito Equivalente de Modelo Promedio de Conversor Cûk. Tomado de: [63].

El sistema presentado promedio se encuentra sujeto a pequeñas señales de alta frecuencia sobre un punto de operación en estado estable. A partir de esto es posible obtener el modelo equivalente en señal pequeña del conversor Cûk en un modo de conducción continua. Donde los elementos y variables se toman tanto en sus componentes dinámicas y estáticas, como se muestra en las ecuaciones presentes en 2.3.13. tanto para los voltajes, corrientes y la relación de trabajo del sistema.

$$d_T = D + d \quad (2.3.13)$$

$$v_1 = V_1 + v_1$$

$$i_{L1} = I_{L1} + i_{L1}$$

$$i_{L2} = I_{L2} + i_{L2}$$

Tomando en cuenta estas ecuaciones y las perturbaciones asociadas a la alta frecuencia del sistema se puede obtener el circuito equivalente en larga señal del sistema como se muestra en la Figura 2.11 donde se tiene la relación que tiene el voltaje de entrada en conjunto con la relación de trabajo del sistema, tomando en cuenta tanto los elementos almacenadores, semiconductores y las resistencias parásitas asociadas del sistema como se determina en [63].

A partir de las ecuaciones presentes en 2.3.13 sustituyéndolas en 2.3.11. y 2.3.12., se puede desarrollar las ecuaciones 2.3.14 y 2.3.15.

$$i_d = I_D + i_d = (D' - d) * (I_{L1} + i_{L1} + I_{L2} + i_{L2}) \quad (2.3.14)$$

$$v_S = (1 - d_T) * v_{SD} = (D' - d) * (V_{in} + V_{out}) + (D' - d) * (v_{in} + v_{out}) \quad (2.3.15)$$

Desarrollando las ecuaciones 2.3.14 y 2.3.15 es posible obtener las ecuaciones 2.3.16 y 2.3.17 obteniendo de esta forma el modelo en gran señal con las componentes estáticas y dinámicas del sistema, para la corriente y voltaje del diodo.

$$I_D + i_d = I_{L2} + D' * i_{L1} + D' * i_{L2} - \frac{I_{L2}}{D'} * d - d * (i_{L1} + i_{L2}) \quad (2.3.16)$$

$$V_S + v_s = V_{in} + D' * v_{in} + D' * v_{out} - \frac{V_{in}}{D'} * d - d(v_{in} + v_{out}) \quad (2.3.17)$$

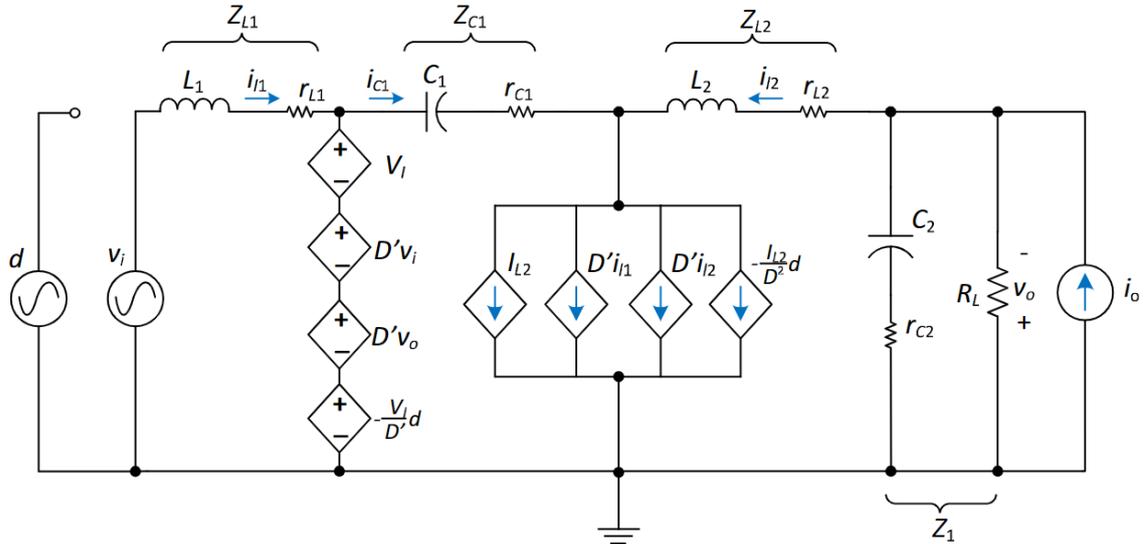


Figura 2.11. Circuito equivalente de Modelo de Gran Señal para Convertor Cûk. Tomado de: [63].

A partir del modelo de gran señal desarrollado en las ecuaciones 2.3.16., 2.3.17. y en la Figura 2.11, el mismo que relaciona las componentes estáticas o de estado estable del sistema con las componentes dinámicas de alta frecuencia del mismo, sin embargo, es posible despreciar el efecto de las componentes de alta frecuencia sobre el sistema a partir del segundo armónico tomando en cuenta las siguientes consideraciones que debe cumplir el convertor Cûk diseñado, las cuales se muestran en las ecuaciones 2.3.18.

$$d \ll D, \quad i_{L1} \ll I_{L1}, \quad i_{L2} \ll I_{L2}, \quad v_i \ll V_i \quad (2.3.18)$$

Una vez se han cumplido las condiciones presentadas en 2.3.18 es posible linealizar el sistema de gran señal a el voltaje y corriente en términos de su componente continua y los primeros armónicos, obteniéndose de esta manera el equivalente en pequeña señal presentado en las ecuaciones 2.3.19 y 2.3.20.

$$I_D + i_d = I_{L2} + D' * i_{L1} + D' * i_{L2} - \frac{I_{L2}}{D'} * d \quad (2.3.19)$$

$$V_s + v_s = V_{in} + D' * v_{in} + D' * v_{out} - \frac{V_{in}}{D'} * d \quad (2.3.20)$$

Desarrollando las ecuaciones 2.3.19. y 2.3.20. es posible obtener el valor de señal pequeña de las variables, como se presenta en las ecuaciones 2.3.21 y 2.3.22.

$$i_d = D' * i_{l1} + D' * i_{l2} - \frac{I_{L2}}{D'} * d \quad (2.3.21)$$

$$v_s = D' * v_{in} + D' * v_{out} - \frac{V_{in}}{D'} * d \quad (2.3.22)$$

En base a las ecuaciones presentadas en 2.3.21. y 2.3.22., es posible desarrollar el equivalente en señal pequeña para el convertidor Cûk en modo de operación de conducción continua (CCM) que se presenta en la Figura 2.12.

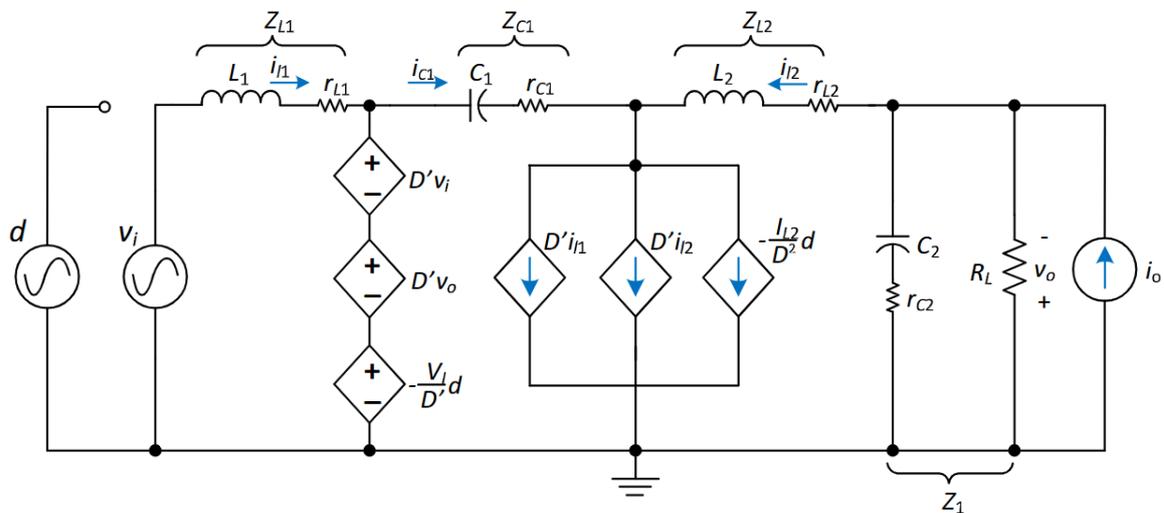


Figura 2.12. Circuito equivalente de modelo de señal pequeña de Convertor Cûk.

Tomado de: [63].

A partir del modelo de señal pequeña que se muestra en la Figura 2.12, es posible determinar la función de transferencia del sistema en función de la relación de trabajo y del voltaje de entrada del mismo. Donde las impedancias equivalentes descritas en el mismo se pueden expresar de la siguiente manera 2.3.23.

$$Z_{L1} = r_{L1} + sL1 \quad (2.3.23)$$

$$Z_{L2} = r_{L2} + sL2$$

$$Z_{C1} = r_{C1} + \frac{1}{sC1},$$

$$Z_1 = R_L || (r_{C2} + \frac{1}{sC2})$$

Tomando como base las ecuaciones 2.3.21 y 2.3.22, en conjunto con el circuito equivalente de la Figura 2.12. es posible obtener las funciones de transferencia tanto del voltaje de salida en función de la relación de trabajo, como en función del voltaje a la entrada del sistema.

2.3.1 Función de transferencia de Salida en función de la relación de trabajo del sistema (Gvd)

Aplicando las leyes de voltaje de Kirchhoff sobre el circuito de la Figura 2.12., tomando en consideración que es necesario igualar i_o y v_i a cero, que son las fuentes independientes del sistema con el fin de relacionar el voltaje de salida únicamente con la relación de trabajo, a partir de estas consideraciones es posible obtener las ecuaciones 2.3.24 para el voltaje sobre el inductor L1, en la ecuación 2.3.25. para la corriente en el mismo, mientras que la corriente sobre la impedancia Z1 se presenta en la ecuación 2.3.26 y finalmente la corriente a través del diodo se presenta en la ecuación 2.3.27.

$$v_{L1} = \frac{V_{in}}{D'} * d - D' * v_{out} \quad (2.3.24)$$

$$i_{L1} = \frac{V_{in}}{D' * Z_{L1}} * d - \frac{D'}{Z_{L1}} * v_{out} \quad (2.3.25)$$

$$i_{z1} = \frac{v_o}{Z_1} = i_{L2} \quad (2.3.26)$$

$$i_d = D' * i_{L1} + D' * i_{L2} - \frac{I_{L2}}{D'} * d \quad (2.3.27)$$

De forma análoga aplicando la ley de corriente de Kirchhoff en el nodo C1-D-L2 se obtiene las ecuaciones 2.3.28 y 2.3.29.

$$i_{C1} = i_d - i_{L2} = D' i_{L1} - D i_{L2} - \frac{I_{L2}}{D'} d \quad (2.3.28)$$

$$v_{C1} = D' i_{L1} Z_{C1} - D i_{L2} Z_{C1} - \frac{i_{L2} Z_{C1}}{D'} d \quad (2.3.29)$$

Finalmente, aplicando la Ley de voltaje de Kirchhoff en el circuito de salida del modelo se tiene la ecuación 2.3.30.

$$\frac{V_I}{D'} d - D' v_o + v_{C1} = v_o + v_{L2} \quad (2.3.30)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.3.24-2.3.29 dentro de 2.3.30 se obtiene la función de transferencia del sistema, donde relaciona el voltaje de salida con la acción de control o relación de trabajo sobre el semiconductor que se muestra en la ecuación 2.3.31.

$$G_{vd} = -\frac{V_I}{D'} \frac{A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0}{K_4 s^4 + K_3 s^3 + K_2 s^2 + K_1 s + K_0} \quad (2.3.31)$$

Donde los coeficientes asociados al numerador se describen a continuación en las ecuaciones 2.3.32 a 2.3.35.

$$A_0 = D'^2 R_L - D r_{L1} \quad (2.3.32)$$

$$A_1 = (D'^2 R_L - D r_{L1})(r_{C1} + r_{C2} C2) + D' R_L r_{L1} C1 - D L1 \quad (2.3.33)$$

$$A_2 = r_{C2} C2 [r_{C1} C1 (D'^2 R_L - D r_{L1}) + D' R_L r_{L1} C1 - D L1] + L1 C1 (D' R_L - D r_{L1}) \quad (2.3.34)$$

$$A_3 = r_{C2} L1 C1 C2 \quad (2.3.35)$$

Mientras que los coeficientes del denominador se desarrollan en las ecuaciones 2.3.36 a 2.3.40.

$$K_0 = D'^2 R_L - D r_{L1} \quad (2.3.36)$$

$$K_1 = (D'^2 R_L - D r_{C1})(r_{C1} C1 + r_{C2} C2) + D L1 + r_{L1} [C1 (2R_L + r_{L2}) + D R_L (C2 - C1)] \quad (2.3.37)$$

$$K_2 = C1 C2 \left\{ R_L r_{C2} [(1 + D') r_{L1} + D'^2 r_{C1}] + (R_L + r_{C2}) \left[\frac{D L1}{C1} + r_{L1} (r_{L2} + D r_{C1}) \right] \right\} + L2 C1 r_{L1} + L1 C1 [(1 + D') R_L + D r_{C1} + r_{L2}] \quad (2.3.38)$$

$$K_3 = L1 C1 C2 \left\{ (1 + D') R_L r_{C2} + (R_L + r_{C2}) \left[\frac{r_{L1} L2}{L1} + D r_{C1} + r_{L2} \right] + \frac{L2}{C2} \right\} \quad (2.3.39)$$

$$K_4 = L1 L2 C1 C2 (R_L + r_{C2}) \quad (2.3.40)$$

Finalmente, el valor de la ganancia, denominada T_p es posible obtenerla en función de la ecuación 2.3.41.

$$T_p = \frac{V_I}{D'^2} \left[\frac{D'^2 R_L - D r_{L1}}{D'^2 R_L + D r_{L1}} \right] = \frac{V_I}{D'^2} \quad (2.3.41)$$

Reemplazando con los valores diseñados para el convertidor Cúk se tiene la función de transferencia de la ecuación 2.3.42.

$$G_{vd} = 309.81 * \frac{1.2507 e^{-11} * s^3 + 2.4101 e^{-6} * s^2 - 0.0214 * s + 0.1342}{5.56 e^{-10} * s^4 + 7.3 e^{-9} * s^3 + 0.0017 * s^2 + 0.0214 * s + 0.1347} \quad (2.3.42)$$

2.3.2 Función de transferencia de Salida en función del voltaje a la entrada del sistema(Gvs)

De forma análoga al procedimiento desarrollado previamente es posible obtener la función de transferencia que relaciona el voltaje de salida del sistema con el voltaje a la entrada del mismo, aplicando las leyes de Kirchoff de voltaje y de corriente en el circuito equivalente del modelo de señal pequeña se obtienen las ecuaciones 2.3.43 a 2.3.48.

$$v_{L1} = v_i - D'v_i - D'v_o \quad (2.3.43)$$

$$i_{L1} = \frac{Dv_i - D'v_o}{Z_{L1}} \quad (2.3.44)$$

$$i_d = D'i_{L1} + D'i_{L2} \quad (2.3.45)$$

$$i_{c1} = i_d - i_{L2} = D'i_{L1} - Di_{L2} \quad (2.3.46)$$

$$v_{c1} = D'i_{L1}Z_{C1} - Di_{L2}Z_{C1} \quad (2.3.47)$$

$$-D'v_o - D'v_i + v_{c1} = V_o + v_{L2} \quad (2.3.48)$$

Desarrollando y sustituyendo las ecuaciones de 2.3.43-2.3.47 en 2.3.48 se obtiene finalmente la función de transferencia deseada mostrada en 2.3.49.

$$G_{vs} = D' \frac{RL(B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0)}{K_4s^4 + K_3s^3 + K_2s^2 + K_1s + K_0} \quad (2.3.49)$$

De forma similar a lo desarrollado previamente se determina los valores de los coeficientes del sistema en las ecuaciones 2.3.50 a 2.3.53.

$$B_0 = -D \quad (2.3.50)$$

$$B_1 = C1(r_{L1} - Dr_{c1}) - r_{c2}C2 \quad (2.3.51)$$

$$B_2 = C1(r_{c2}C2(r_{L1} - Dr_{c1}) + L1) \quad (2.3.52)$$

$$B_3 = r_{c2}L1C1C2 \quad (2.3.53)$$

Mientras que los coeficientes asociados al denominador son iguales a los calculados previamente para la función de transferencia asociada a la relación de trabajo, cuyas ecuaciones correspondientes están desde 2.3.36-2.3.40. La función de transferencia correspondiente al convertidor Cûk dimensionado se tiene al reemplazar los calores en las ecuaciones 2.3.49-2.3.53 que se muestra en las ecuaciones 2.3.54.

$$G_{vs} = 4.26e - 4 \frac{5.96e^{-10}s^3 + 2.25e^{-6}s^2 - 2.689e^{-4}s - 0.86}{5.56e^{-10} * s^4 + 7.3e^{-9} * s^3 + 0.0017s^2 + 0.0214s + 0.1347} \quad (2.3.54)$$

2.4. DISEÑO DE CONTROLADOR

2.4.1 Análisis del Sistema

La función de transferencia final reemplazando los valores dimensionados para el conversor Cûk con lo cual se obtiene una función de transferencia que relaciona el voltaje de salida con la acción de control sobre el sistema, relación de trabajo, que se muestra en la ecuación 2.4.1.

$$G_{dv} = 309.81 * \frac{1.2507e^{-11} * s^3 + 2.4101e^{-6} * s^2 - 0.0214 * s + 0.1342}{5.56e^{-10} * s^4 + 7.3e^{-9} * s^3 + 0.0017 * s^2 + 0.0214 * s + 0.1347} \quad (2.4.1)$$

Mediante el software Matlab es posible analizar este sistema, y así es posible obtener los valores de polos y ceros para este sistema, que se detallan en la Tabla 2.6, donde se considera que el sistema es estable debido a que todos los polos del mismo se sitúan en el semiplano izquierdo.

Tabla 2.6 Tabla de Polos y Ceros del Sistema

Polos	Ceros
-0.8+4.07e^3j	-1.53e^5
-0.8-4.07e^3j	24940
-37.9	10
-2.9	

Sin embargo, los ceros del sistema indican que el mismo posee dos ceros en el semiplano derecho, lo cual indica que es un sistema de fase no mínima, con un comportamiento transitorio que posee un retardo y/o un sobrepico inversor inicial.

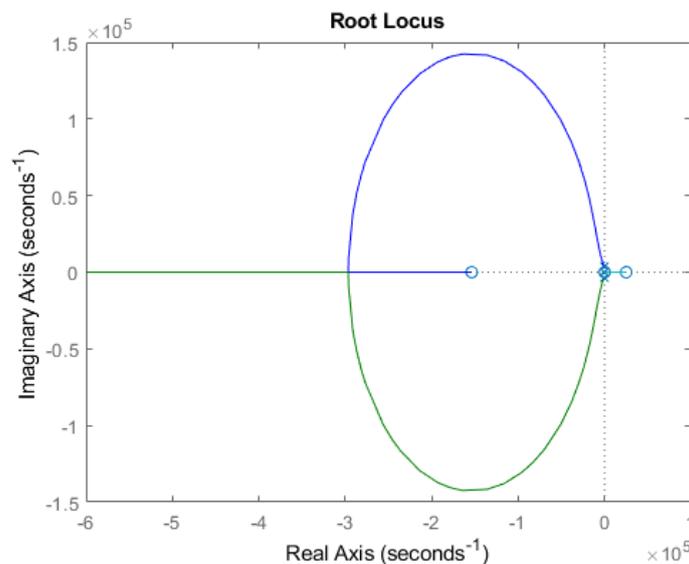


Figura 2.13. Diagrama de Polos y Ceros para el modelado de conversor Cûk

De igual manera, utilizando el software Matlab, se obtiene el diagrama de polos y ceros que se muestra en la Figura 2.13, en el cual se puede apreciar la ubicación de los polos y ceros citados previamente; mientras que al realizar un acercamiento al diagrama es posible observar la ubicación de ambos ceros en el semiplano derecho del sistema, como se indica en la Figura 2.14.

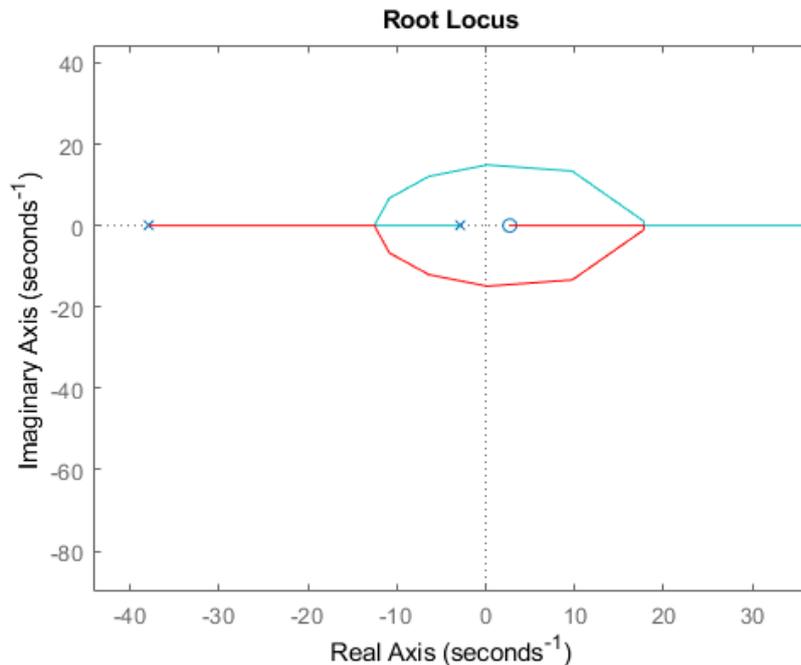


Figura 2.14. Acercamiento a diagrama de polos y ceros, observar cero en semiplano derecho.

Tomando en cuenta estos datos es necesario implementar un algoritmo de control para un sistema de fase no mínima con el fin de evitar los efectos del sistema de fase no mínima; en este caso tanto el retraso como el pico inverso.

2.4.2 Diseño de Controladores

El algoritmo de control del punto de máxima potencia otorga al sistema una referencia de voltaje de entrada, esta referencia será controlada mediante la implementación de un controlador lineal tipo PID, capaz de restar los efectos de la fase no mínima del sistema, además, se implementará un control en cascada donde la variable interna a controlar, mediante un controlador SMC, por parte del sistema será la corriente de entrada que recae sobre el inductor L1, esto cumpliendo con la necesidad de que el control de la variable más rápida se encuentre en el lazo interno, mientras que la variable de cambio lento se encuentre en el lazo externo. Tal y como se muestra en el sistema esquemático de la Figura 2.14, donde se especifica el esquema del sistema de control, donde finalmente la acción de control es la relación de trabajo que actúa sobre el convertidor Cûk.

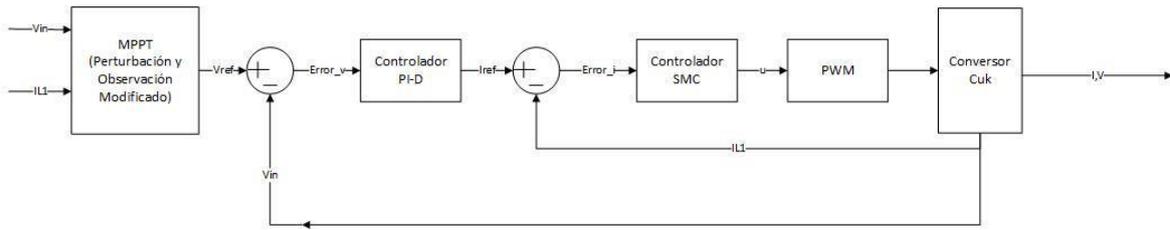


Figura 2.14. Diagrama esquemático del sistema de control

2.4.1 Controlador de Lazo Interno

El controlador de modos deslizantes (SMC) se requiere de un análisis de estabilidad del sistema. Para el diseño de un controlador de modos deslizantes, es necesario definir la superficie la cual corresponde a una función “s” de conmutación, la cual debe cumplir la siguiente ley de control presentada en las ecuaciones 2.4.2 y 2.4.3 [64].

$$s(x) = i_L - i_{Lref} \quad (2.4.2)$$

$$S = (x \in R^n: s(x) = 0) \quad (2.4.3)$$

De tal forma se define que el sistema se encuentra en dinámica deslizante cuando la trayectoria desarrollada para éste se encuentra entre las trayectorias impuestas para el sistema dentro de la superficie, las cuales se realizan en base a la conmutación que presenta una característica asociada a las ecuaciones 2.4.4 y 2.4.5:

$$u = 0.5(1 - \text{sign}(s)) \quad (2.4.4)$$

La función de control u , definida en la ecuación 2.4.4, debe ser capaz de cumplir con las condiciones de transversalidad y control equivalente. Evaluando la capacidad del controlador de modificar la dinámica del convertor a través de la superficie de control propuesta. En las ecuaciones 2.4.5-2.4.6 se demuestra que esta función de control cumple con estos requerimientos.

$$\frac{d}{du} \left(\frac{dS}{dt} \right) = \frac{d}{du} \left(\frac{di_L}{dt} - \frac{di_{Lref}}{dt} \right) \quad (2.4.5)$$

$$\frac{d}{du} \left(\frac{E_1}{L} - \frac{V_{c2}}{L} (1 - u) \right) = \frac{V_{c2}}{L} \neq 0 \quad (2.4.6)$$

Dentro de las proximidades de aquellos puntos donde existe el modo deslizante, la función s y su derivada en función del tiempo deben poseer signos contrarios con el fin de que sus trayectorias lleguen a converger en la superficie de deslizamiento [64]. Para lo cual se desarrolla los límites superior e inferior de la derivada de esta función en las ecuaciones 2.4.7-2.4.8.

$$\lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt} \Big|_{u=1} = \frac{E_1}{L} > 0 \quad (2.4.7)$$

$$\lim_{s=0^+} \frac{dS}{dt} \Big|_{u=0} = \left(\frac{E_1}{L} - \frac{V_{c2}}{L} \right) < 0 \quad (2.4.8)$$

El control equivalente se obtiene al igualar a cero la primera derivada en función del tiempo de la función s como se muestra en las ecuaciones 2.4.9-2.4.10, esta última representa la función de control equivalente que debe cumplir con la condición de transversalidad de ser mayor o igual a 0 y menor o igual a 1.

$$\lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt} \Big|_{u=u_{eq}} = \frac{E_1}{L} - \frac{V_{c2}}{L} (1 - u_{eq}) = 0 \quad (2.4.9)$$

$$u_{eq} = \frac{L_1 i^{*'} - E + v_1}{v_1} \quad (2.4.10)$$

Para analizar la factibilidad de implementar este tipo de controlador, es necesario realizar el análisis de estabilidad de Lyapunov, el cual se basa en una función objetivo, la cual se presenta en la ecuación 2.4.11:

$$V = 0.5s^2 \quad (2.4.11)$$

El principio de estabilidad de Lyapunov propone que, si la derivada en función del tiempo de la función objetivo "V" es menor que cero el sistema se define como estable, es decir es un sistema convergente, donde su respuesta para un tiempo infinito es diferente del infinito en sentido positivo o negativo y se mantiene en un valor estable. Con el fin de satisfacer el requerimiento de esta derivada es necesario definir la acción de control del sistema para cada caso de la superficie de deslizamiento como se muestra en las ecuaciones 2.4.12 y 2.4.13.

$$V' = s * s' < 0 \quad (2.4.12)$$

$$u = 1 \text{ si } s < 0 \text{ y } u = 0 \text{ si } s > 0 \quad (2.4.13)$$

En base a esta función de la acción de control presentada previamente y el análisis de estabilidad de Lyapunov es posible determinar las acciones de control asociados a los límites de histéresis del sistema, los cuales se muestran en las ecuaciones 2.4.14 y 2.4.15, donde se busca que la derivada temporal de V tienda a cero de forma monótona como se menciona en [64]:

$$u=1 \quad V' = -s * \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{out}}{L} (1 - 1) \right) < 0 \quad (2.4.14)$$

$$u=0 \quad V' = s * \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{out}}{L} (1 - 0) \right) < 0 \quad (2.4.15)$$

Para el caso de la implementación del controlador en el caso de estudio del convertidor Cûk es necesario definir la banda de histéresis de trabajo del sistema como se describe en la ecuación 2.4.16. relacionando así la salida del sistema, en este caso la corriente en el inductor con la banda que debe cumplir y tomando en cuenta el funcionamiento n estado estable se establece la relación del mismo con los valores de voltaje, corriente y dimensiones del inductor. Para la cual reemplazando los valores del dimensionamiento desarrollado para el convertidor Cûk se tiene la banda de histéresis de la ecuación 2.4.17.

$$H = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{L_2 * (V_{in} * (V_{out} - V_{in}))}{2 * V_{out}} \quad (2.4.16)$$

$$H = 0.086 \quad (2.4.17)$$

2.4.1.1 Controlador de Lazo Externo

Los sistemas de fase no mínima requieren de un tipo de control predictivo o correctivo para evitar los retardos a su vez que se pueda eliminar el pico inverso inicial del sistema. Sin embargo, como muestran varios autores en [43], [45], [65], [66] la diferencia obtenida no es significativa para el aumento de recursos requerido por lo cual se considera la implementación de un controlador tipo PID, aprovechando la característica predictiva de la parte derivativa del controlador, el cual sea sintonizado para los parámetros de control interno (IMC) de tal forma que cumpla con los requerimientos de predictibilidad para reducir los efectos de fase no mínima del sistema, como se muestra en [45].

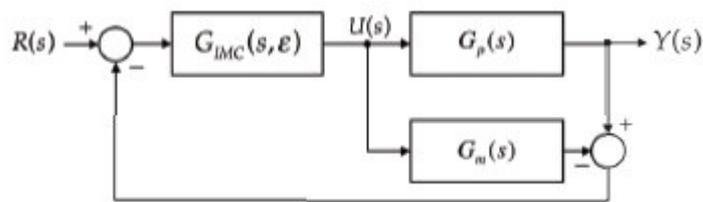


Figura 2.15. Diagrama de controlador IMC. Tomado de [45].

Para lo cual se toma en cuenta en primer lugar el modelo esquemático de control de un controlador de modelo interno (IMC) presentado en la Figura 2.15, el cual puede ser reducido al presentado en la Figura 2.16 donde el conjunto del controlador G_IMC y G_m forman un único controlador cuya función se define como C(s).

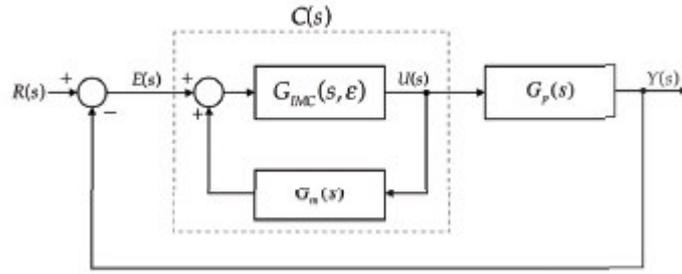


Figura 2.16. Diagrama de controlador IMC modificado. Tomado de [45].

En este caso, lo que se pretende obtener con $C(s)$ es un controlador de tipo PID capaz de tener las propiedades predictivas propias de un controlador de modelo interno, por lo tanto, a partir de la Figura 2.15 mediante la reducción del sistema es posible obtener la ecuación 2.4.18. que representa la relación existente entre $U(s)$ y $E(s)$.

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{G_{IMC}(s, \varepsilon)}{1 - G_m(s) * G_{IMC}(s, \varepsilon)} \quad (2.4.18)$$

Mientras que la representación final del sistema se puede describir como la ecuación 2.4.19.

$$P(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_p(s) * C(s)}{1 + G_p(s) * C(s)} \quad (2.4.19)$$

El objetivo final de este tipo de controlador es obtener un modelo equivalente que se puede entender como “perfecto”, llamado así suponiendo que la función de transferencia del modelamiento matemático sea completamente igual al sistema real, en el cual $Y(s)$, es decir la salida del sistema, sea igual a $R(s)$ que corresponde a su referencia. Para cumplir con este requerimiento se tiene que cumplir con las ecuaciones 2.4.20-2.4.22.

$$Y(s) = R(s) \quad (2.4.20)$$

$$G_{IMC}(s, \varepsilon) * G_p(s) = 1 \quad (2.4.21)$$

$$G_m(s) = G_p(s) \quad (2.4.22)$$

Es posible describir al sistema como se muestra 2.4.23, mientras que la representación necesaria para el controlador IMC se tiene en 2.4.24, factorizando las componentes del semiplano izquierdo como del semiplano derecho para los ceros de la función de transferencia. En el caso de las ecuaciones 2.4.23 y 2.4.24 se observa como el numerador se divide tanto en Num_+ como Num_- , los cuales se refieren a ceros en el plano izquierdo y ceros en el semiplano derecho (RPH) respectivamente.

$$G_p(s) = \frac{Num(s)}{Den(s)} * e^{-Ts} = \frac{Num_-(s)Num_+(s)}{D(s)} * e^{-Ts}e^{-Ts} \quad (2.4.23)$$

$$G_{IMC}(s) = \frac{D(s)}{Num_-(s)Num_+(-s) * (\epsilon * s + 1)^r} \quad (2.4.24)$$

Por lo tanto, para el sistema obtenido en la ecuación 2.4.1. se tiene que el controlador IMC del mismo en función de la variable épsilon se describe en la ecuación 2.4.25.

$$G_{IMC}(s) = \frac{(0.1 * s + 1) * (s + 9.828)}{(s + 9.828) * (\epsilon * s + 1)^r} \quad (2.4.25)$$

Tomando en cuenta un valor de épsilon igual a 0.1 se obtiene el equivalente de la ecuación 2.4.26.

$$G_{IMC} = \frac{(0.1 * s + 1) * (s + 9.828)}{(s + 9.828) * (0.1 * s + 1)} \quad (2.4.26)$$

Reemplazando tanto las ecuaciones 2.4.1 y 2.4.26 en la ecuación 2.4.18. se obtiene la función de transferencia del controlador en 2.4.27.

$$C(s) = \frac{0.1 * s^2 + 1.9828 * s + 9.828}{s * (s + 11.828)} \quad (2.4.27)$$

Esta función de transferencia para el controlador se puede aproximar a un equivalente de tipo PID que se determina en las ecuaciones 2.4.28-2.4.29.

$$C_{PID}(s) = \frac{K_d * (s^2 + a * s + b)}{s} \quad (2.4.28)$$

$$C_{PID}(s) = \frac{0.1 * (s^2 + 19.828 * s + 98.28)}{s} \quad (2.4.29)$$

Por lo tanto, tomando en cuentas las últimas ecuaciones los parámetros del controlador a implementar en Matlab/Simulink son los que se muestran en la Tabla 2.8

Tabla 2.8 Tabla de Parámetros Controlador PID

Parámetro	Valor
Kd	0.1
Ki	1.9828
Kd	9.828

2.5. ESQUEMA FINAL DEL SISTEMA IMPLEMENTADO

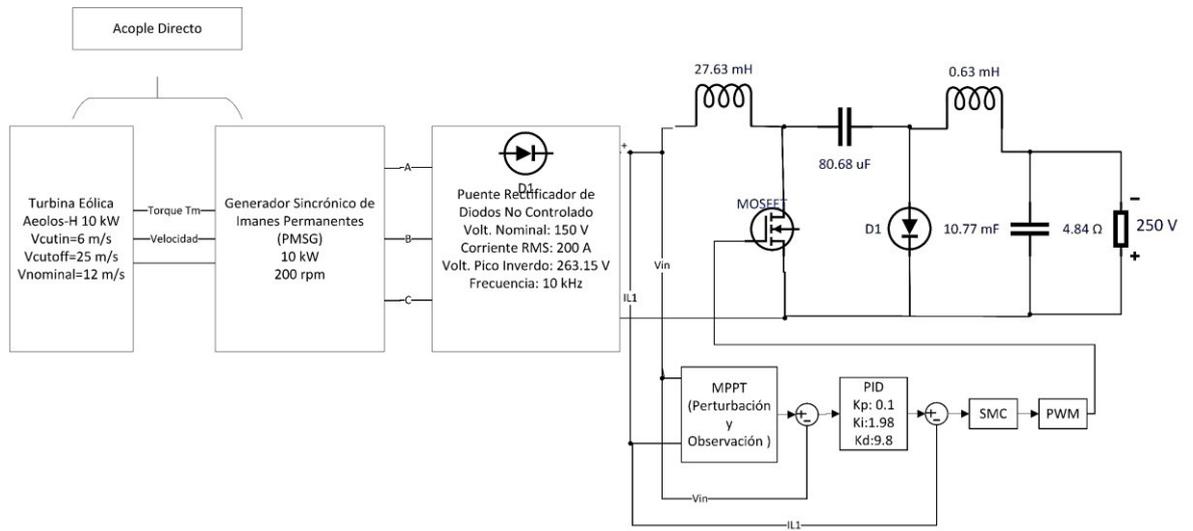


Figura 2.17. Esquema Final de Microgeneración de Energía

Es posible observar finalmente el esquema completo del sistema de microgeneración diseñado en la Figura 2.17, donde se indica los puntos de conexión de los equipos al igual que las variables requeridas para el seguimiento del máximo punto de potencia y la acción de control requerida que se impondrá sobre el convertidor $C_{\dot{u}k}$ y los elementos del sistema de generación dimensionados.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

3.1 RESULTADOS

Para obtener y analizar los resultados, el sistema propuesto en el presente proyecto se desarrolló dentro del entorno de programación de Matlab-Simulink™, dentro del cual utilizando los bloques propios del programa es posible simular todos los elementos que componen el sistema, desde el sistema mecánico de la turbina, los parámetros eléctricos del generador y los elementos de conversión estática. Dentro de este sistema es posible simular cambios en el perfil de viento y analizar la respuesta obtenida tomando en cuenta parámetros de índices de desempeño como lo son: el índice de error absoluto (IAE) y el índice de error cuadrático (ISE), al mismo tiempo que es posible determinar el rendimiento del sistema mediante la relación presente entre las potencias de entrada y salida.

El sistema a simular se presenta en la Figura 3.1, donde se puede observar los diferentes componentes del sistema de generación eólico dimensionados en el capítulo 2, al igual que los módulos correspondientes a los sistemas de control.

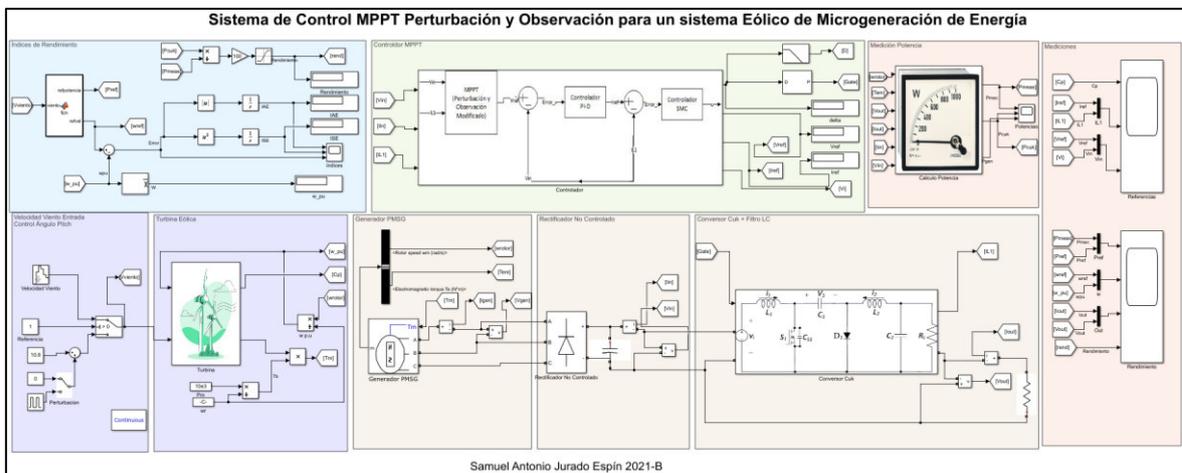


Figura 3.1. Simulación desarrollada en Simulink.

3.2 VALIDACION MODELO MATEMÁTICO

En primer lugar, es importante validar el modelo matemático obtenido, tras realizar el análisis del convertidor mediante el método de señal pequeña desarrollado en capítulos previos en 1.3 y 2.4. Por tal motivo se simula el modelo matemático, es decir la función de transferencia, tal como se muestra en la Figura 3.2, en paralelo con la simulación del convertidor Cûk en Matlab-Simulink a fin de comparar los resultados del modelo con los resultados del circuito real.

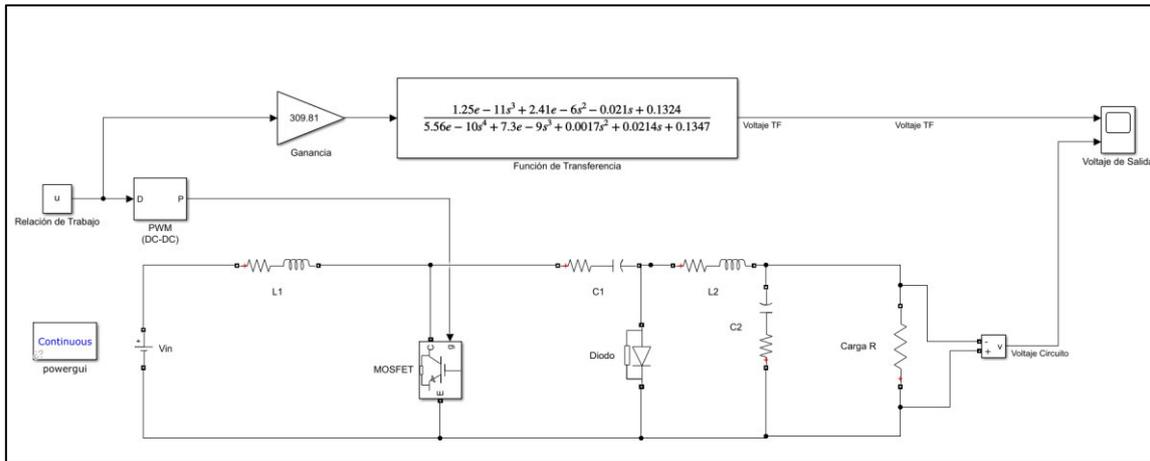


Figura 3.2. Esquema de Simulación comparativa de Modelo Matemático y Circuito convertidor Cûk en Simulink.

Como resultado de la simulación se tiene la Figura 3.3, donde se puede observar una comparativa entre el voltaje a la salida del conversor tanto para el circuito implementado en Simulink, como la salida de la función de transferencia. Como se observa, ambas respuestas tienen un comportamiento similar. En ambos casos se puede observar que presentan un retardo de 0.1 segundos, el cual se asocia a un sistema de fase no mínima, debido al cero en el semiplano derecho. Es posible observar como el comportamiento del conversor Cûk presenta rizado, mientras que el modelo obtenido por pequeña señal al ser un modelo aproximado no presenta rizado, como es posible observar en el acercamiento presente en la Figura 3.3.

Además es importante destacar que existen diferencias en los transitorios entre el modelo matemático de señal pequeña y el circuito de conversión estática simulado. Esto se debe a que el modelamiento se obtiene mediante una aproximación al sistema real, sin embargo, las características de ambos sistemas se mantienen y se corresponden, cómo es posible observar ambos se estabilizan en el mismo valor final y por lo tanto poseen el mismo error en estado estable con respecto a la referencia de 250 voltios. En ambos acercamientos, tanto en el transitorio de arranque como en el transitorio de estabilización se observan las mayores diferencias en ambos sistemas, sin embargo, el modelo es correcto como evidencian las similitudes que son: el tiempo de retardo (t_r), el tiempo de estabilización que es 0.37 segundos en ambos, y finalmente tanto el error en estado estable (e_s) como el valor final que son iguales para ambas respuestas. Los valores presentados indican que el modelo matemático obtenido se acerca en gran medida al comportamiento real del sistema esto tomando en cuenta que el modelamiento matemático obtenido mediante el

modelamiento de pequeña señal otorga un aproximado al funcionamiento real final del sistema.

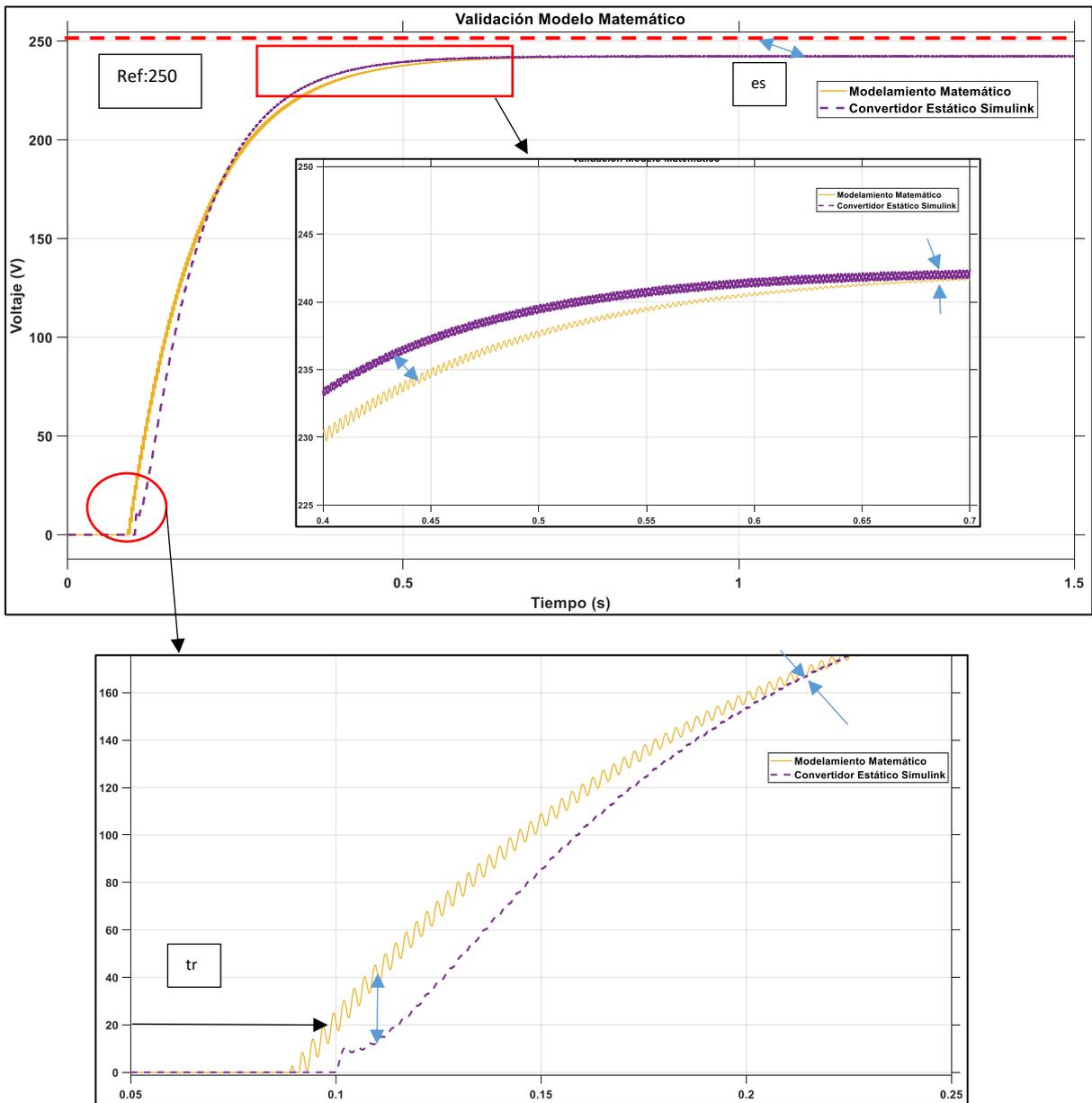


Figura 3.3. Gráfico comparativo de salida de voltaje del Circuito de Conversor Cûk y la salida de voltaje de su Función de Transferencia.

En la Figura 3.4. se representa la corriente que recorre a través del inductor L1, de la Figura 3.1, donde se puede observar la respuesta de corriente a un cambio tipo escalón de la referencia, donde posee un tiempo de establecimiento de 0.72 segundos y un sobrepico de 29.41%, finalmente estabilizándose en 250 A.

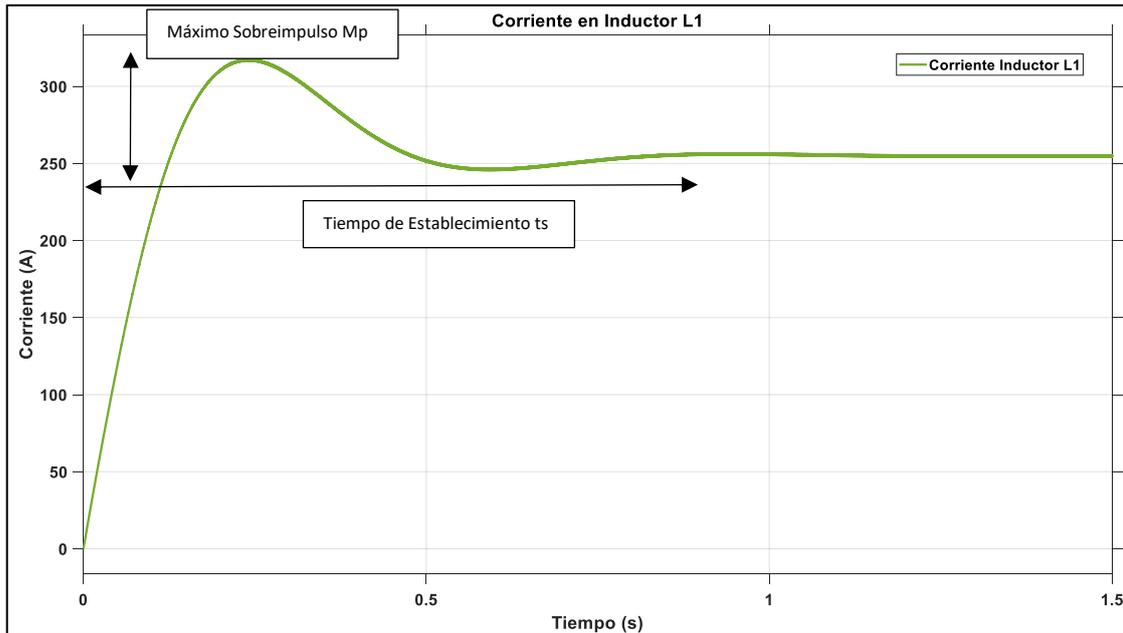


Figura 3.4. Respuesta de Corriente sobre el Inductor L1.

De forma similar se tiene en la Figura 3.5. se representa la potencia en la salida del sistema, con un máximo sobrepico muy alto de cerca del 60% y un tiempo de establecimiento de 1.2 segundos, donde se observa que la potencia tiene un comportamiento relacionado con el que presentan la corriente y el voltaje, por lo tanto, posee un retardo mostrado en la gráfica en el arranque similar al mostrado en la Figura 3.3.

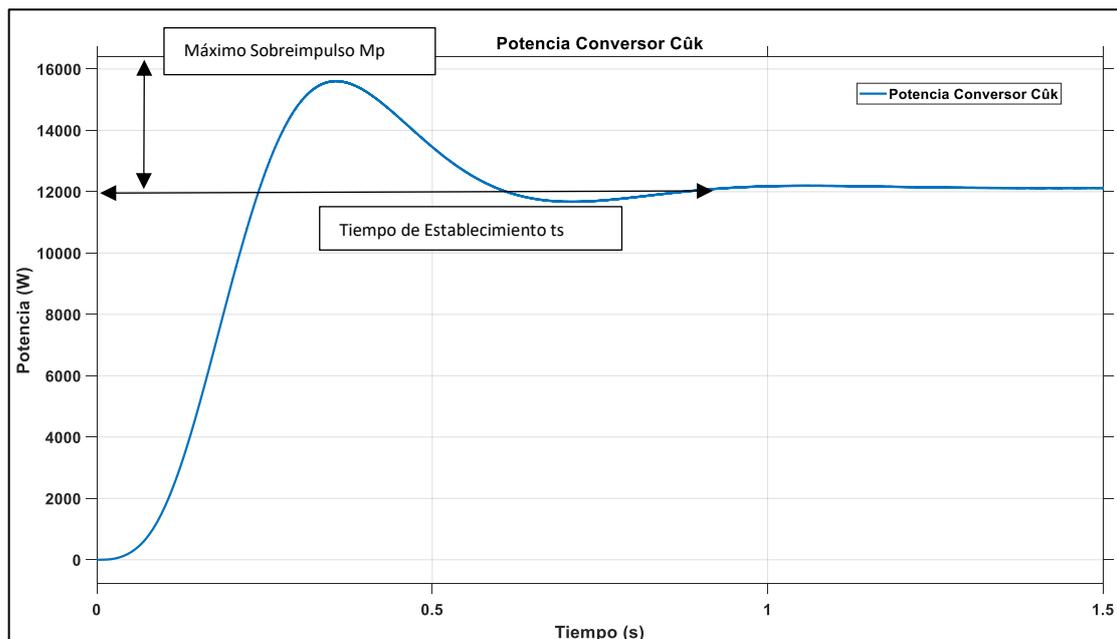


Figura 3.5. Respuesta de Potencia de Salida del Conversor Cûk.

En la Figura 3.6. presentada en la parte inferior se detalla tanto del voltaje, gráfica de color rojo, y la corriente, gráfica de color azul, en el diodo de potencia del convertidor Cûk. Mediante un acercamiento presente en la Figura 3.6, donde el sistema se encuentra en un punto de estabilidad, es posible observar el efecto que tiene el cambio de estado a alta frecuencia del semiconductor sobre estas variables del diodo, se observa que el voltaje pico inverso del sistema para la máxima potencia es de -410 V , con una corriente nominal que alcanza los 377 A como se presentó en el capítulo 2 en el dimensionamiento.

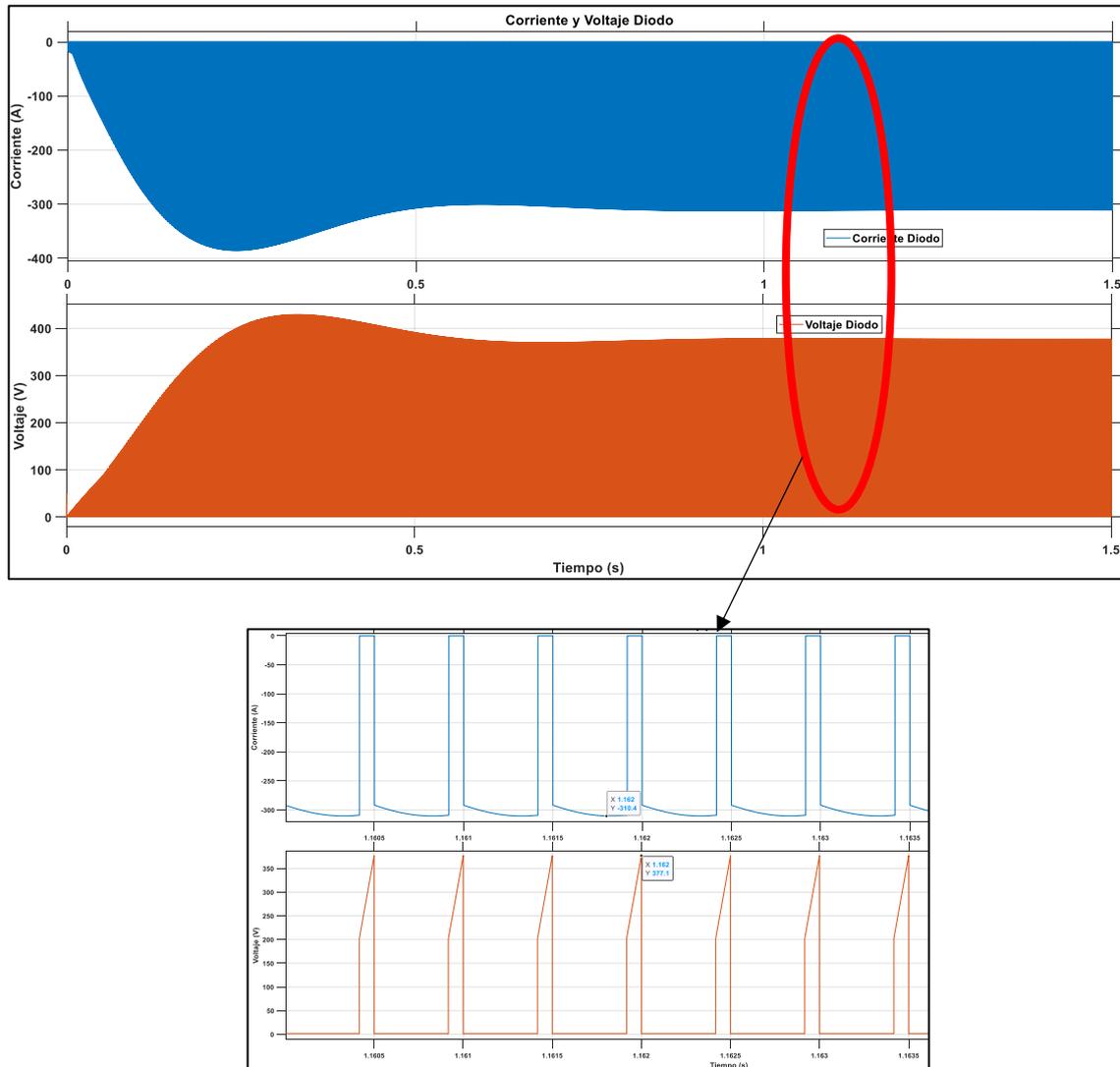


Figura 3.6. Respuesta de Voltaje y Corriente en el Diodo.

3.3 ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO DE CONTROLADORES Y ALGORITMO MPPT

El sistema de control a implementar se muestra en la Figura 3.7, donde se observa que como control principal se tiene al controlador de seguimiento de máximo punto de potencia

MPPT el cual otorga la referencia de voltaje del sistema para el controlador tipo PID, este a su vez se relaciona con el control de lazo interno de corriente, en un esquema de control tipo cascada. Esto se determinó de esta forma por los principios de control donde la variable de respuesta más rápida es la que corresponde al lazo interno, mientras que la variable de cambio lento se asocia al control en el lazo externo.

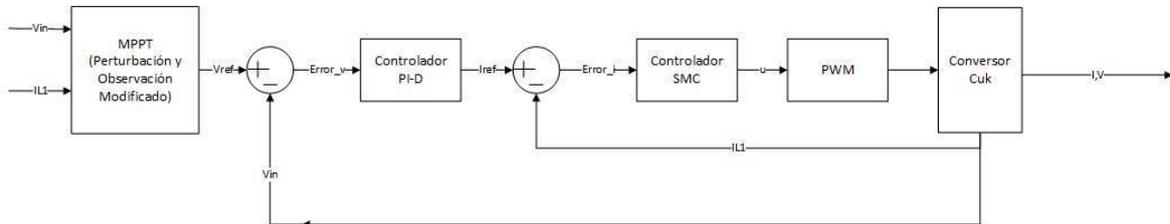


Figura 3.7. Diagrama esquemático del sistema de control

Con el fin de determinar la fiabilidad de los controladores por si solos y su funcionamiento en conjunto en cascada se utiliza los índices de rendimiento para cuando el sistemas completamente estabilizados. Las ecuaciones representativas para estos índices se presentan a continuación de error absoluto (IAE), de la ecuación 3.1 y para el índice de error cuadrático (ISE) en 3.2. Sin embargo, el valor numérico del índice de rendimiento no es la única perspectiva a tomar en valor el momento de juzgar estos datos, pues es importante tomar en cuenta la respuesta de estos índices en función del tiempo debido a que dan una importante representación en lo que al comportamiento del sistema se refiere.

$$IAE = \int_0^t \left| \frac{Referencia(t) - Valormedido(t)}{Referencia(t)} \right| d(t) \quad (3.1)$$

$$ISE = \int_0^t \left(\frac{Referencia(t) - Valormedido(t)}{Referencia(t)} \right)^2 d(t) \quad (3.2)$$

Tomando esto como base, se observa en la Figura 3.8 un ejemplo del funcionamiento de un sistema determinado, en el caso del IAE al relacionarse al valor absoluto continua sumando continuamente los valores sombreados independientemente del signo, de esta forma este indicador se asocia al error en estado estable del sistema es decir que si una vez se ha estabilizado el sistema el IAE continua creciendo la pendiente del mismo es el indicador principal del valor de error en estado estable.

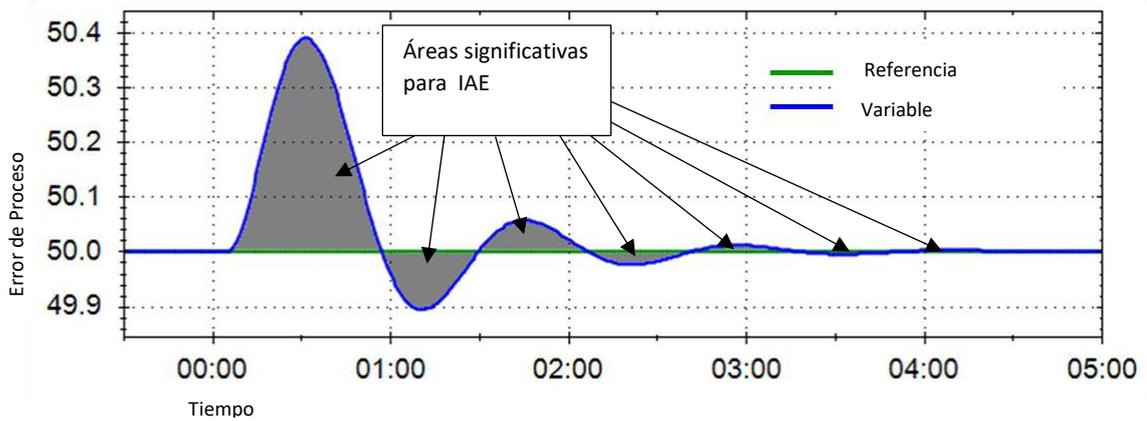


Figura 3.8. Relación del IAE con el error

En segundo lugar se tiene el ISE, el cual se asocia directamente a la velocidad que toma el sistema para estabilizarse en un valor igual o cercano al de referencia, tiempo de estabilización, esto se da debido a que el ISE integra el valor cuadrático del error y cuando el error es menor a la unidad el valor cuadrado del mismo tiende cada vez a cero como se indica en la Figura 3.9.

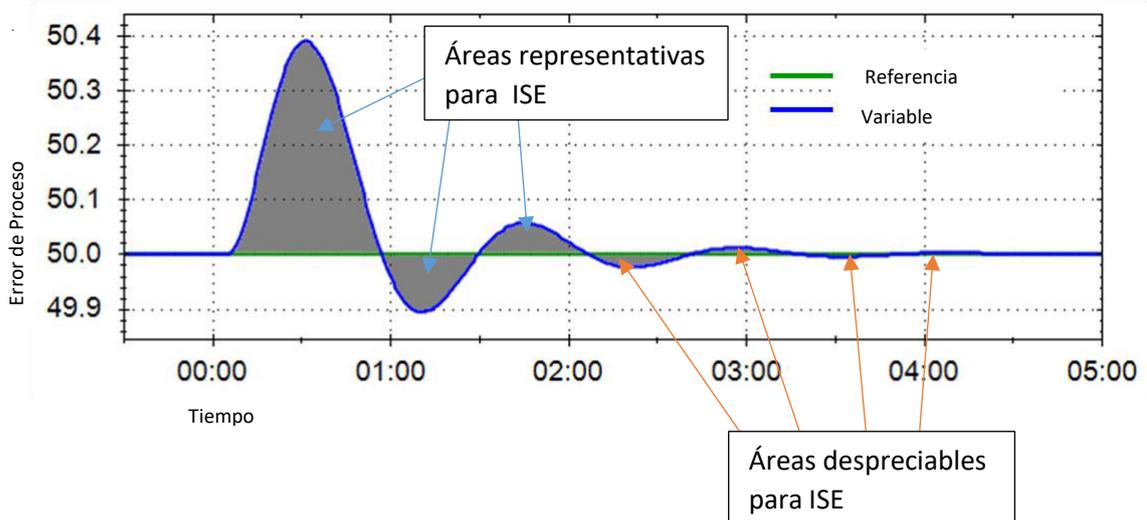


Figura 3.9. Relación del ISE con el error

3.3.1 Control de lazo interno (Corriente)

En primer lugar se analiza el correcto funcionamiento del controlador del lazo interno de corriente, que corresponde a la variable de control más interna, debido a que la corriente es la variable de respuesta más rápida, que se resalta en la Figura 3.10.

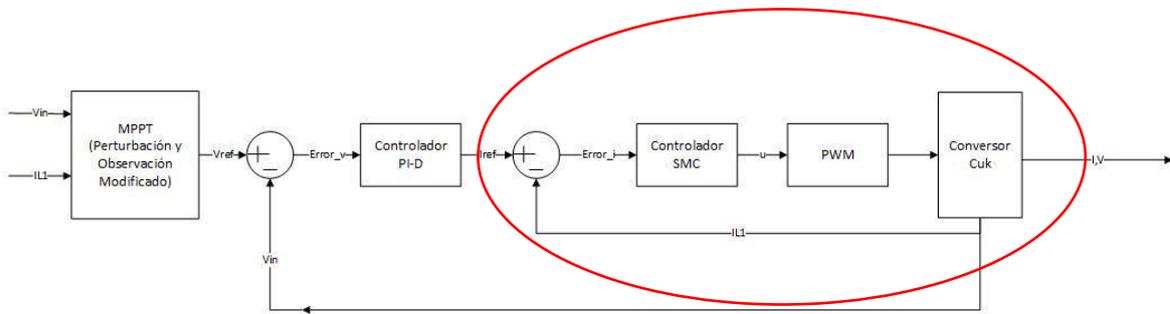


Figura 3.10. Diagrama esquemático del sistema de control con énfasis en lazo de control interno (corriente).

Se observa en la Figura 3.11 la respuesta del sistema electrónico de potencia implementado en Simulink, donde se observa el comportamiento de este controlador para diferentes valores de referencia, tanto con cambios positivos como negativos en la referencia dada.

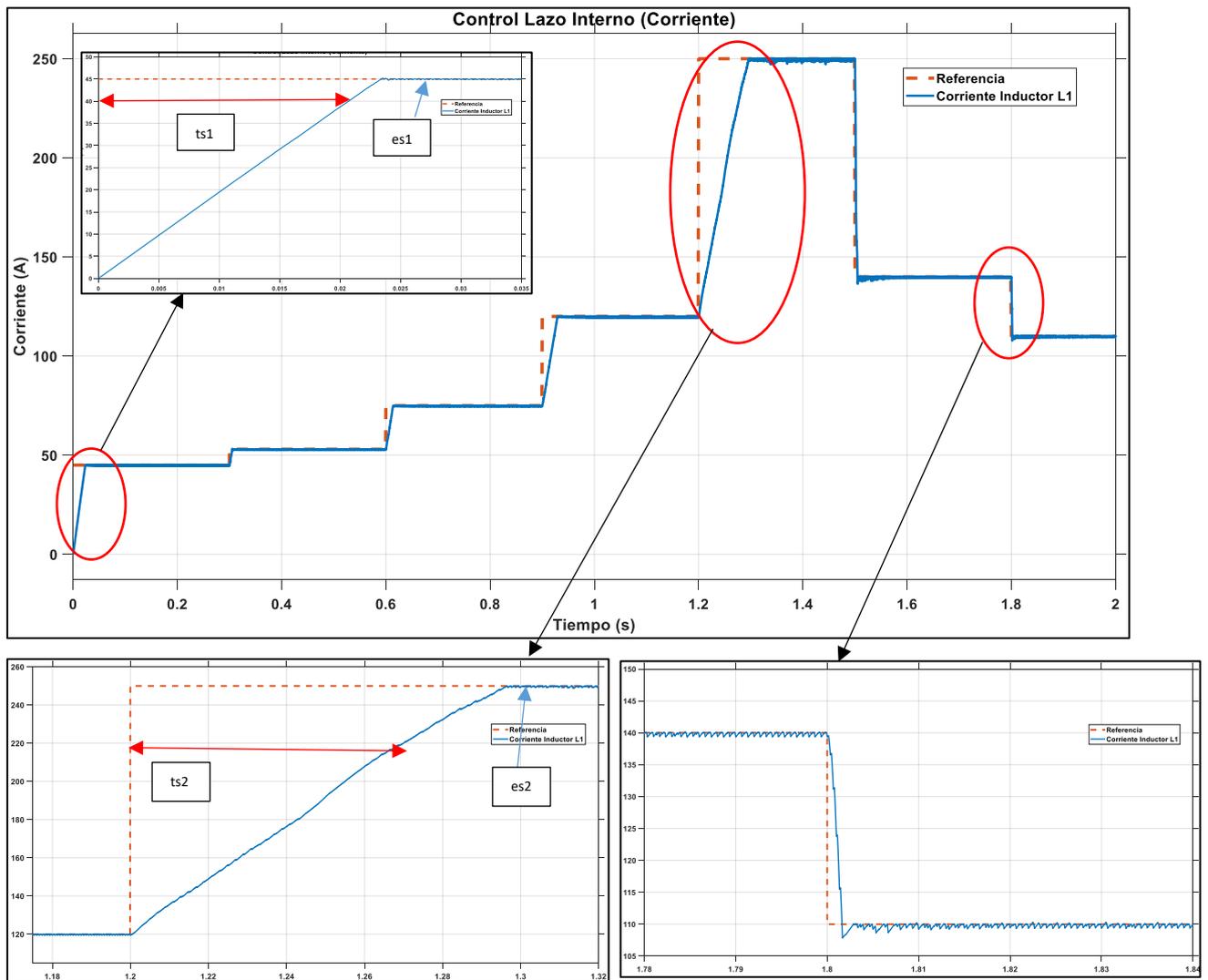


Figura 3.11. Funcionamiento de lazo de control interno (corriente).

Se observa el correcto funcionamiento del controlador, el mismo que no presenta sobrepicos en los diferentes cambios de referencia. Donde para los diferentes cambios de referencia el sistema es capaz de establecerse en un tiempo de entre 15 y 85 ms. Como se observa en el tiempo de establecimiento (t_{s1}) es aproximadamente igual a 22 ms, mientras que tiene un valor de 85 ms en (t_{s2}). Es posible observar la correcta acción de control debido a que el error en estado estable es 1 y es2 son iguales a cero. Las variaciones que se observan en estado estable corresponden a la propia característica de los sistemas de conversión estática de la energía donde se tiene un rizado tanto en el voltaje como en la corriente, que corresponden a los factores de diseño del convertidor $C\hat{u}k$, que se observa en la figura es menor a 5% en el caso de la corriente.

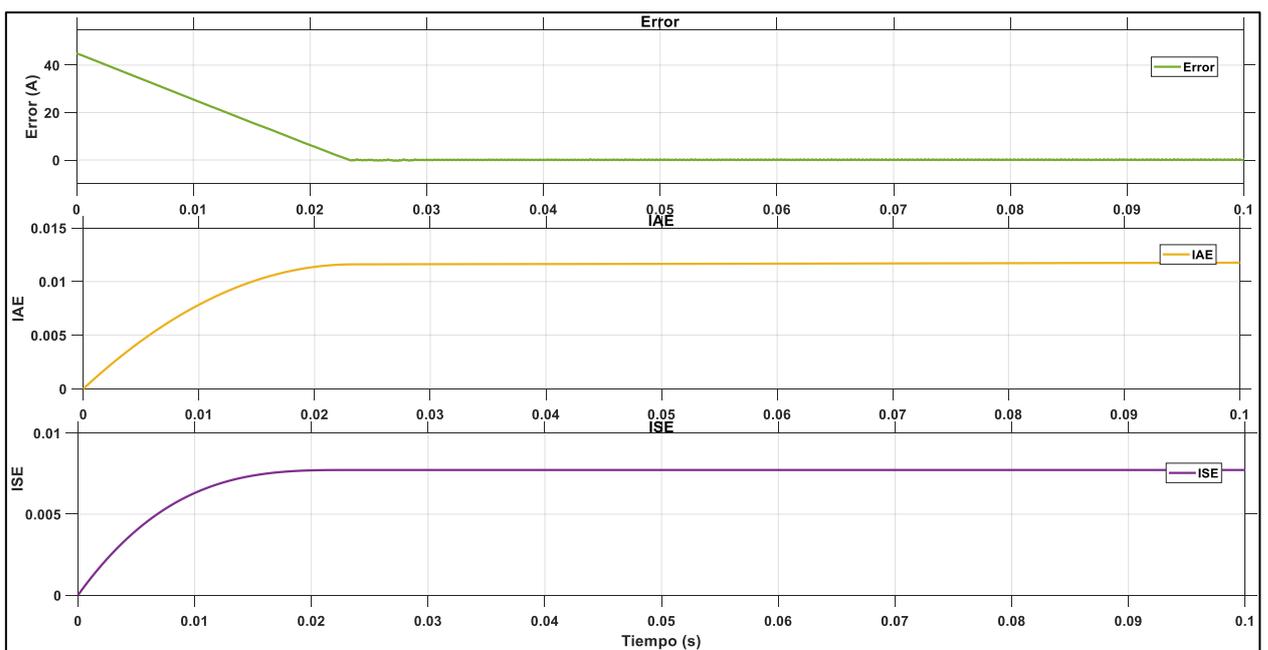


Figura 3.12. Índices de control y error para el lazo de control interno (corriente).

Con el fin de analizar los índices de rendimiento se tiene en la Figura 3.12 un acercamiento al funcionamiento del lazo interno de control para la primera referencia, donde el sistema es capaz de alcanzar la estabilidad en un tiempo aproximadamente igual a 22 ms, tiempo en el cual tanto el índice IAE e ISE se estabilizan un valor final de 0.011 y 0.0077 respectivamente. El índice de error absoluto, IAE, continua sumando el error en todo instante hasta establecerse otorgando una medida de la capacidad del sistema de alcanzar el punto de referencia y de ser el caso la existencia de un error en estado estable, que para este caso tiende a cero.

En segundo lugar el índice de error cuadrático, ISE, se encarga de determinar el factor de crecimiento del sistema de tal forma que si el mismo es subamortiguado, o en su defecto

sobreamortiguado, se mostrará en la pendiente de cambio del mismo hasta estabilizarse, como se observa en la Figura 3.12 el crecimiento del índice indica un sistema con una respuesta rápida y sin sobrepicos. De esta forma es posible determinar que el controlador funciona de forma adecuada y permite al sistema alcanzar la referencia en un tiempo eficiente debido a que este índice se estabiliza en un tiempo de 22 ms.

3.3.2 Control de lazo externo (Voltaje)

En segundo lugar se analiza el funcionamiento del lazo externo, correspondiente al control del voltaje, esto se realiza mediante un sistema compuesto por una fuente de potencia constante trifásica conectada a un rectificador trifásico no controlado, el cual a su vez se conecta al circuito de control encargado de controlar el voltaje. Este controlador corresponde al que se resalta en la Figura 3.13.

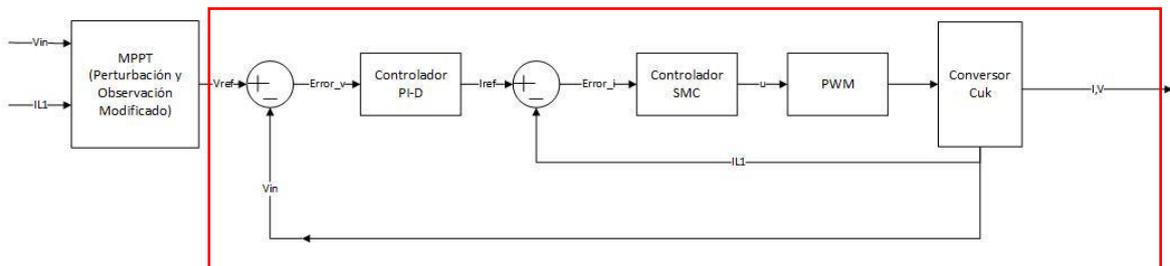


Figura 3.13. Diagrama esquemático del sistema de control con énfasis en lazo de control externo (voltaje).

En la Figura 3.14 se observa el funcionamiento de este controlador donde el sistema es capaz de alcanzar el valor de referencia tanto para cambios positivos como negativos en el valor referencial. El tiempo de establecimiento para este sistema se determina que varía entre 40 y 90 ms, en los casos más demandantes. Este tiempo de establecimiento es adecuado y muestra el correcto funcionamiento del controlador implementado.

En el primer acercamiento, el cual corresponde de entre 0 y 0.25 segundos, se encuentra el arranque del sistema. En este primer seguimiento de la referencia el sistema posee un tiempo de establecimiento de 60 ms (ts_1). Además se observa un sobrepico (Mp_1) de 14 voltios correspondiente a un sobrepico de 15%. De igual forma el sistema es capaz de alcanzar el valor de referencia con un error en estado estable de cero, con el matiz que al ser un sistema de conversión estática de energía posee un rizado de voltaje el cual es igual a 7% asociado de forma correcta al diseño de este circuito de potencia.

En segundo lugar en el acercamiento correspondiente a los tiempos de entre 1.95 a 2.15 segundos, es posible observar un cambio de referencia negativo, donde el sistema responde de forma eficaz alcanzando el valor de referencia en un tiempo de 44 ms (ts_2),

que es un tiempo adecuado de control. Mientras que de forma similar muestra un sobrepico (Mp2) que alcanza el 18%, este sobrepico es aceptable debido a la capacidad del sistema de alcanzar el punto de referencia de forma rápida. De igual forma, se tiene un rizado en el voltaje de 5%. Mediante estas consideraciones se observa el buen funcionamiento del controlador implementado en cascada.

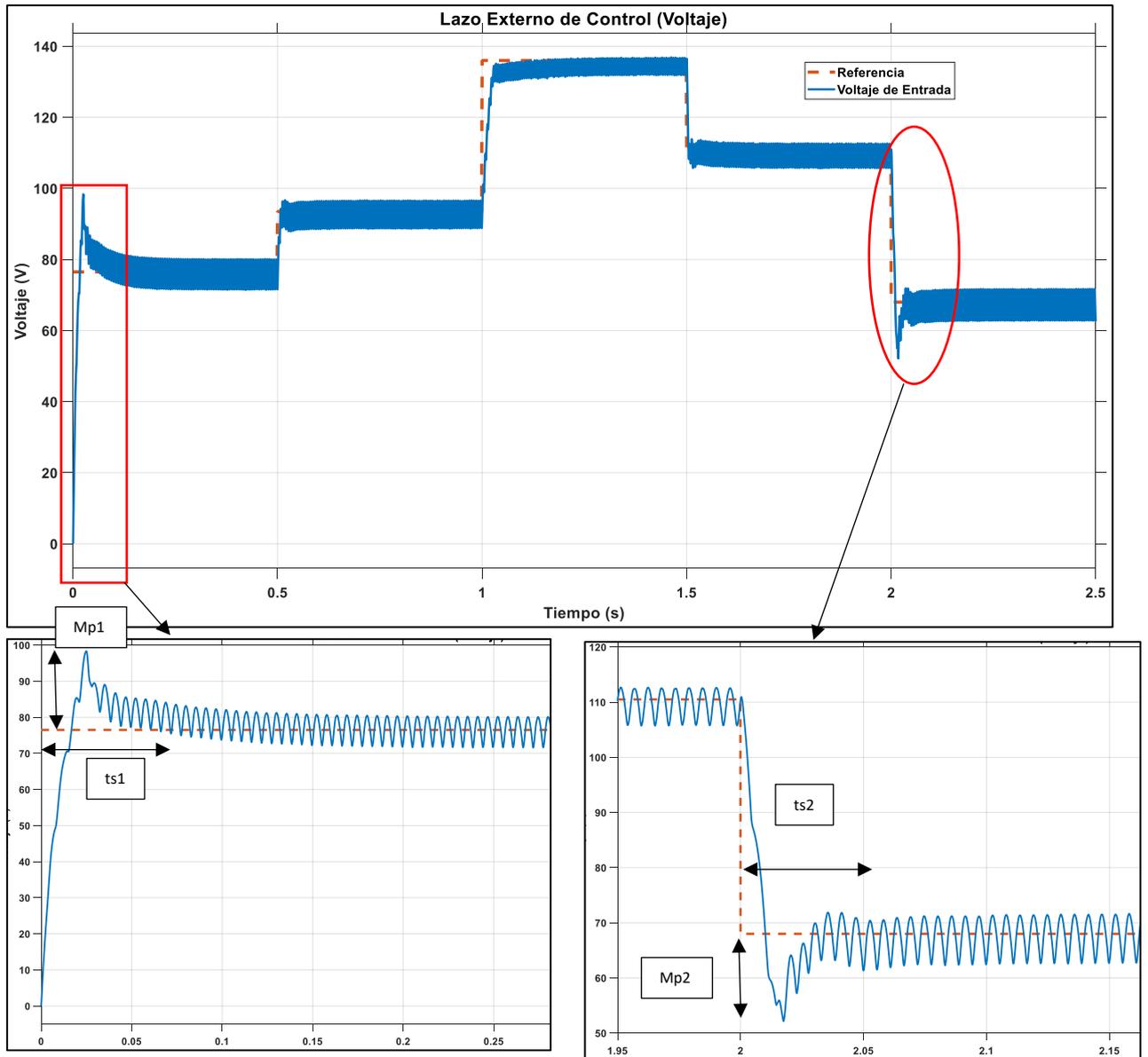


Figura 3.14. Respuesta para cambios de referencia de control externo (voltaje).

De forma análoga al análisis del controlador de corriente, en este caso se tiene los índices de rendimiento para el lazo de control externo de voltaje. Como se observa en la Figura 3.15, con un acercamiento para la respuesta del sistema con el primer valor de referencia. Se observa en el comportamiento del error que corresponde a un sistema

sobreamortiguado, con un error que presenta un sobrepico, el cual tiende a cero en un tiempo de 0.05 segundos. A partir de esta estabilización del sistema se observa que el error comienza a oscilar sobre este punto determinado por las características de rizado que poseen los sistemas de conversión estática de la energía.

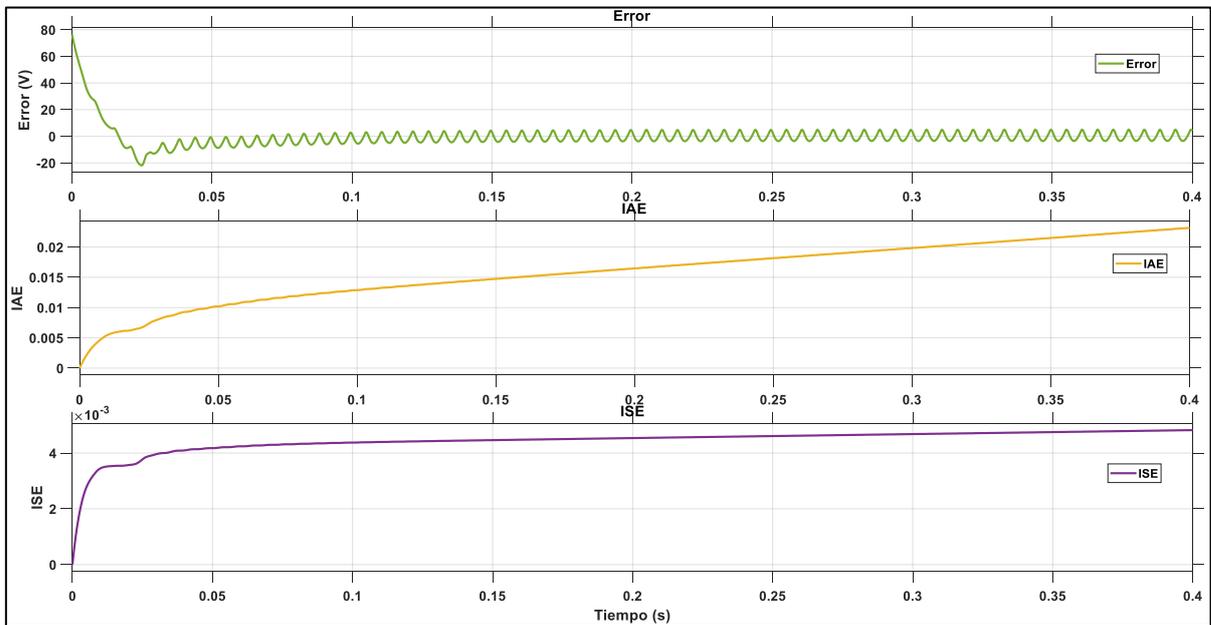


Figura 3.15. Índices rendimiento de control y error para el lazo de control externo (voltaje).

De igual forma en la Figura 3.15 se tiene el índice de error absoluto (IAE) y el índice de error cuadrático (ISE), ambos índices continúan creciendo en el tiempo debido al rizado sobre el punto de referencia. Sin embargo, es posible observar como en el ISE el sistema en el tiempo igual a 0.027 segundo tiende a la estabilidad. Como se conoce este índice se relaciona con el factor de cambio del sistema, es decir el tiempo de estabilización del mismo, se determina que el error a partir de los 0.027 segundos tiene un valor menor al 5% con respecto a la referencia.

En segundo lugar el IAE determina que el sistema no ha alcanzado el punto de referencia debido al rizado. Sin embargo de forma análoga a lo que presenta el ISE, para el tiempo igual a 0.027 segundos el error tiende a ser mínimo, por lo tanto, la pendiente de crecimiento de este índice es mucho menor para ese tiempo.

Finalmente en la Figura 3.16 se observa el comportamiento del sistema ante perturbaciones, en el primer acercamiento la perturbación ingresa en el segundo 0.1 y termina en el segundo 0.4, es posible observar el correcto funcionamiento del sistema de tal forma que contrarresta el efecto de la perturbación manteniendo al sistema funcionando

en la referencia de voltaje. De igual forma, una vez termina el efecto de la perturbación en el segundo 0.4 el sistema posee un pico, debido a que la perturbación se retira, pero se mantiene funcionando en la referencia.

En segundo lugar se tiene una perturbación en el segundo 2.1 hasta el segundo 2.3. De forma similar, es capaz de mantener al sistema funcionando en la referencia otorgada, tanto en el instante que aparece la perturbación, como el momento en que esta se retira. De forma que se comprueba la robustez del sistema ante los efectos de las perturbaciones.

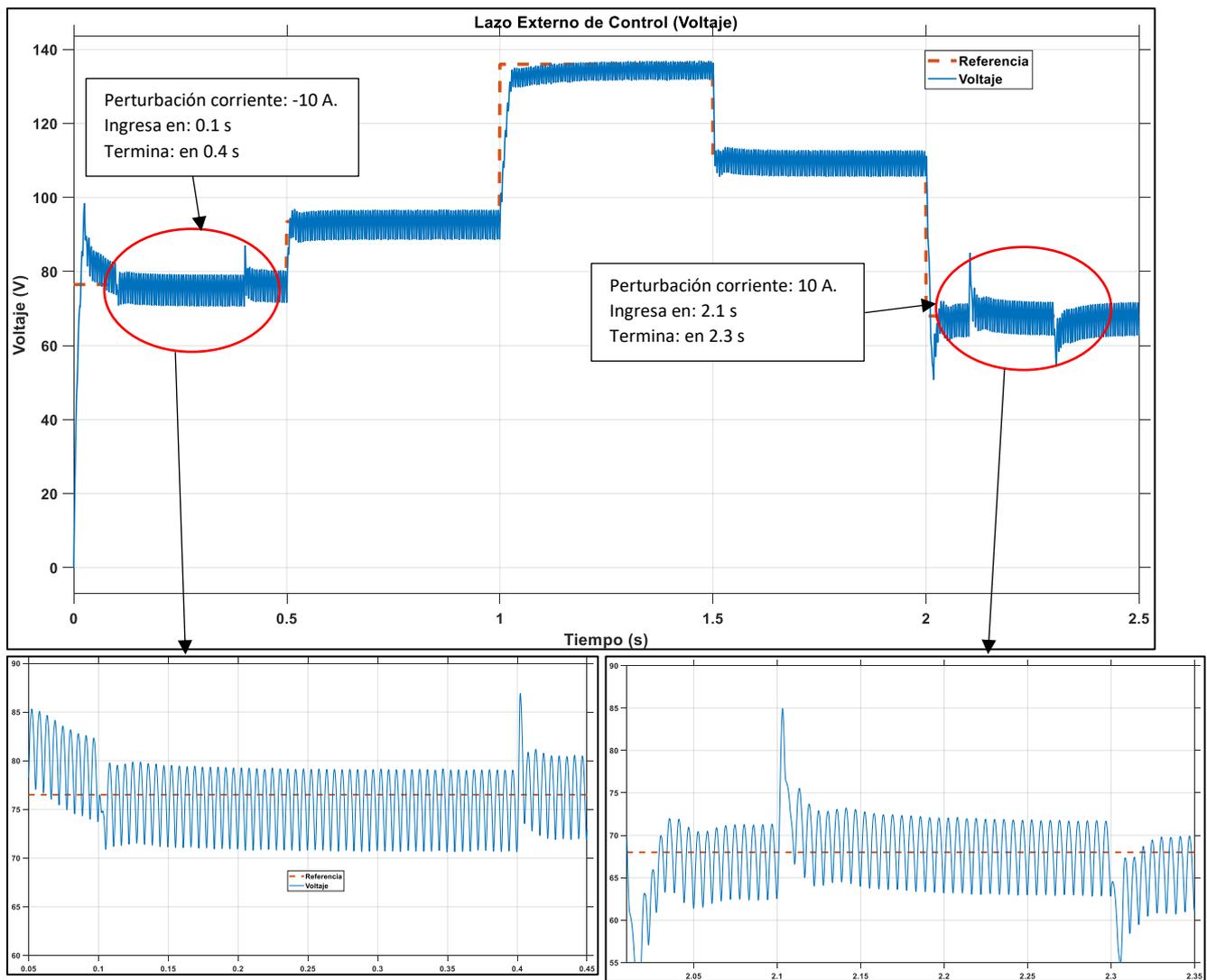


Figura 3.16. Funcionamiento del lazo de control externo (voltaje) para perturbaciones.

3.3.3 Funcionamiento del Algoritmo MPPT

Finalmente se realiza el análisis del esquema de control total mostrado en la Figura 3.17 el cual tiene tanto al algoritmo de seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT) con el controlador en cascada de corriente y voltaje, lazo interno y externo respectivamente.

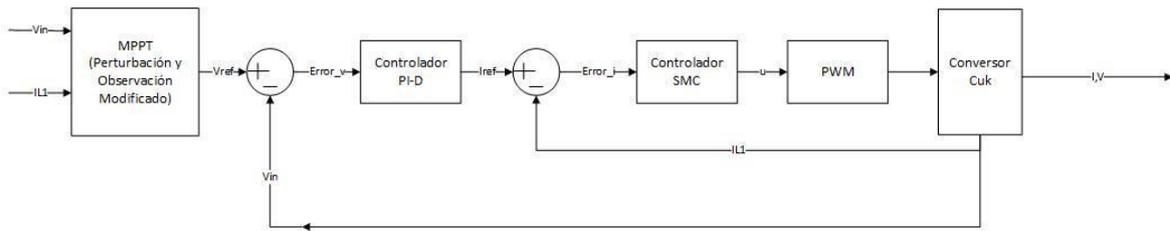


Figura 3.17. Diagrama esquemático del sistema de control total (MPPT+ control en cascada).

Con el fin de evaluar de forma cuantitativa el rendimiento que presenta el algoritmo de control de máximo punto de potencia (MPPT), se relacionará los datos que proporciona el software de simulación, presentados en la Figura 3.18, con respecto a la potencia obtenida a la salida del generador eléctrico, mismo que posee una eficiencia de 99%. Es importante recalcar que el rendimiento del algoritmo se toma a partir de la potencia extraída del generador, mas no de la potencia final a la carga.

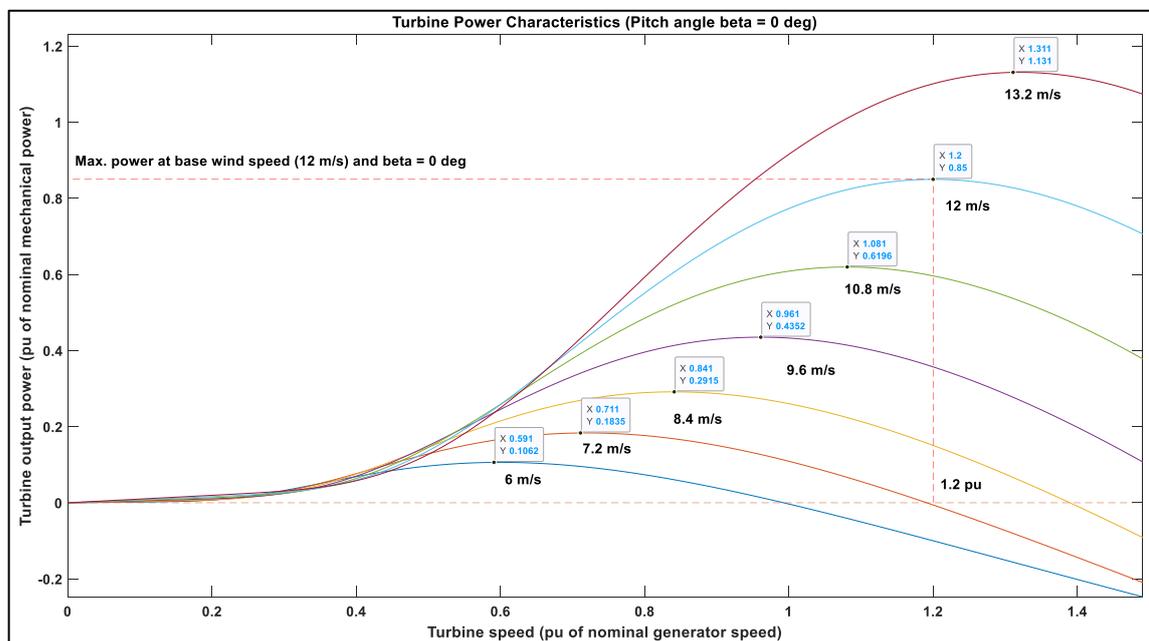


Figura 3.18. Valores referenciales de potencia y velocidad para diferentes velocidades de viento.

En la Figura 3.19 se observa como la potencia en el generador alcanza el valor de 8.415 kW para el punto de máxima potencia (MPP), en un valor de voltaje igual a 44.7 voltios. Mismo voltaje que se asocia a una velocidad de giro de la turbina de 89 rpm, que corresponde a 1.2 de la velocidad nominal en por unidad, cumpliendo así con el punto teórico que se muestra en la gráfica inferior. En el cual el sistema es capaz de extraer la máxima potencia, como se resalta en el acercamiento indicado, de esta forma a partir de

este punto mientras el sistema más se aleja de este punto la potencia generada por el mismo decae ya sea con un voltaje mayor o menor respecto al de máxima potencia, recordando que el voltaje es la variable relacionada con la velocidad de giro. De esta forma en el sistema se observa cómo es capaz de alcanzar el valor de máxima potencia y oscila sobre el mismo como indica el comportamiento del algoritmo de perturbación y observación implementado. De igual forma se observa como la gráfica obtenida para el sistema es similar a la teórica otorgada por el programa validando de esta forma el buen funcionamiento del sistema implementado.

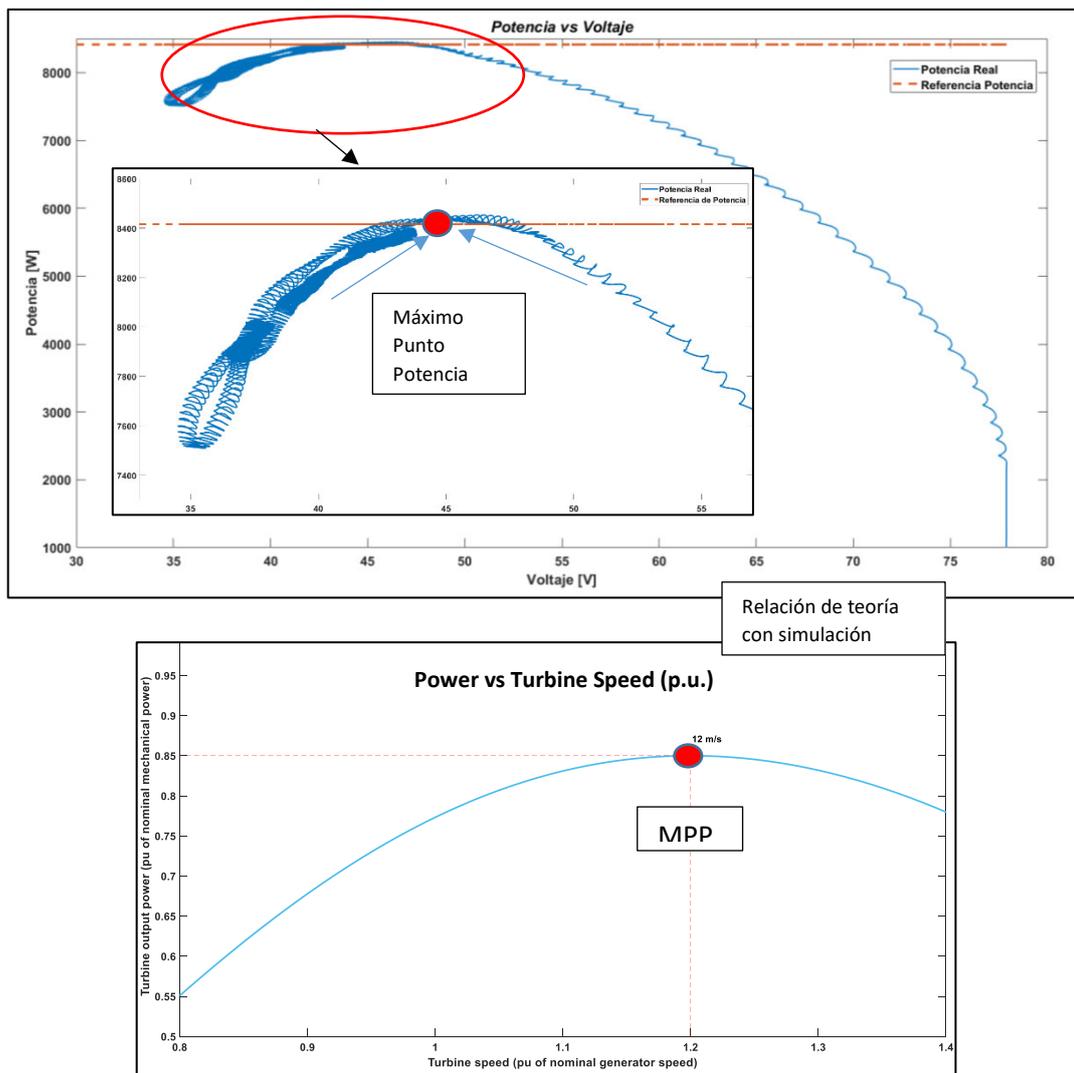


Figura 3.19. Potencia extraída con MPPT vs Voltaje para velocidad de viento 12 m/s

Para la Figura 3.20 se observa el comportamiento de la potencia extraída en función del tiempo, asociada al seguimiento a la referencia otorgada por el algoritmo MPPT. En el acercamiento que se tiene a la figura se observa cómo funciona el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia entre los 0.3 y 1.2 segundos, donde el sistema aumenta con

cada paso la potencia generada mientras que se resalta aquellos picos donde decae la potencia debido a que la perturbación tomada no fue la adecuada retomando de nuevo el seguimiento hacia la potencia máxima.

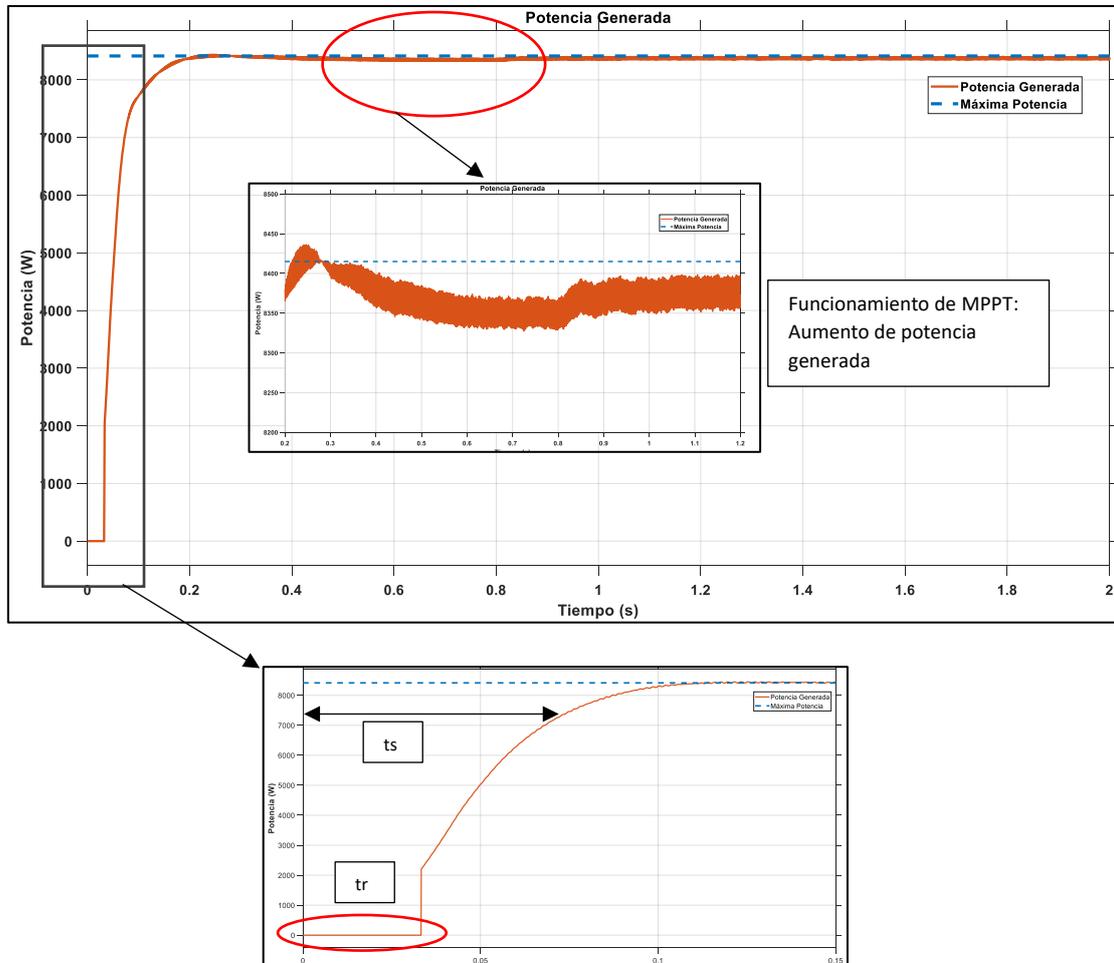


Figura 3.20. Potencia en Generador con MPPT para Velocidad de viento 12 m/s.

En segundo lugar, se tiene el acercamiento al comportamiento transitorio del sistema, este se refiere al arranque del mismo, donde tiene un tiempo de retardo (t_r) de 0.025 segundos, determinado por su característica de fase no mínima, y un tiempo de establecimiento (t_s) de 0.075 segundos con lo cual se puede comprobar el buen funcionamiento del controlador.

Para el sistema trabajando con velocidad de viento igual a 12 m/s es posible observar el comportamiento del error del sistema en todas las variables de control utilizadas como se muestra en la Figura 3.21. Donde se observa que el error de potencia tiende a cero para un tiempo igual a 0.8 segundos, indicando que el sistema ha alcanzado el punto de máxima potencia. Es de igual forma evidente como en el transitorio inicial, al cual se realiza un acercamiento, la corriente es la variable de respuesta más rápida alcanzado un valor cercano a cero en un tiempo de 88ms. En segundo lugar, el voltaje se estabiliza en un valor

cercano a cero en 0.22 segundos. Finalmente, la potencia se estabiliza en 0.8 segundos indicando el tiempo que le ha tomado al sistema de control total alcanzar el punto de máxima potencia. Se observa un tiempo de retardo de 33 ms asociado al comportamiento de fase no mínima del sistema al igual que los retrasos iniciales debido a la inercia mecánica del sistema.

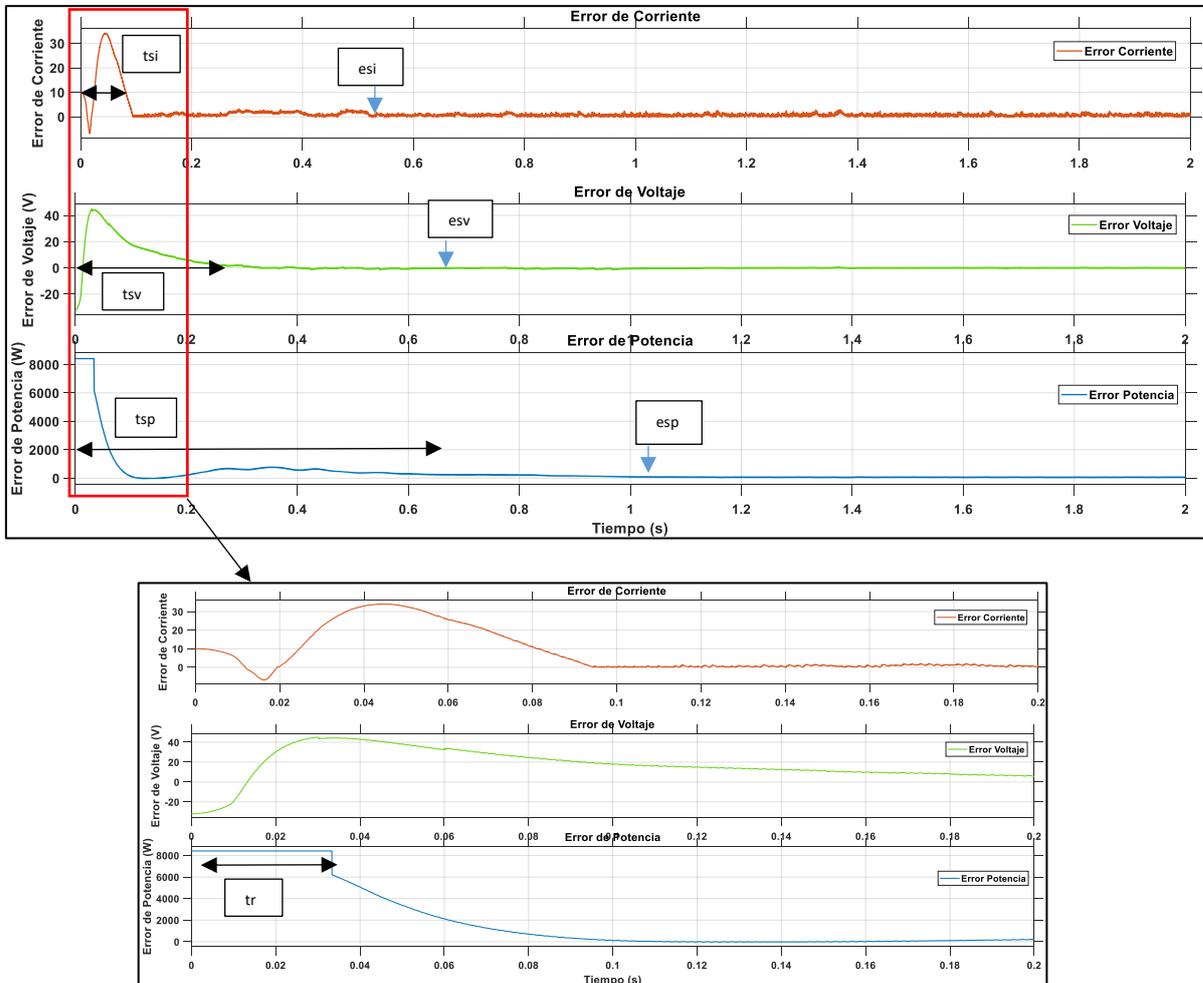


Figura 3.21. Comportamiento y análisis del error en los 3 lazos de control (superior: corriente, intermedio: voltaje, inferior: potencia).

Es importante destacar que los errores mostrados no se relacionan directamente con falla en los controladores, en su defecto este tipo de error se encuentra debido a la presencia del algoritmo de búsqueda del máximo punto de potencia donde la referencia de voltaje varía de forma constante hasta encontrar el punto de máxima potencia que alcanza en el tiempo 0.89 segundos. Debido a este comportamiento, hasta los 0.89 segundos el error del voltaje continúa cambiando y creciendo según el factor de cambio de la referencia que otorga el algoritmo de máxima potencia, de forma similar la potencia posee un error hasta alcanzar este punto de máxima potencia y estabilizarse sobre el mismo.

Tomando los errores presentados por el sistema como base es importante obtener el valor de los índices de rendimiento, en primer lugar se tiene el índice de error absoluto (IAE), el cual se muestra en la Figura 3.22. En esta figura se observa que la corriente es la primera variable en estabilizarse y empezar a tener una pendiente positiva constante a partir de 0.15 segundo, esta pendiente positiva indica que el error en estado estable no es igual a cero esto debido al rizado en la corriente. En segundo lugar el voltaje se establece en un tiempo de 0.25 segundos, sin embargo, como se observa el índice posee ciertos escalones de cambio que se relacionan directamente con las variaciones de la referencia de voltaje otorgadas por el MPPT. Finalmente, la potencia es la última variable en estabilizarse donde se observa que debido a las constantes perturbaciones y observaciones que realiza el algoritmo posee diferentes cambios, sin embargo, una vez se alcanza el tiempo igual a 0.77 segundos la pendiente de crecimiento del indicador de potencia es mínima, por lo tanto indica que el sistema se ha estabilizado en un valor cercano al de máxima potencia referencial.

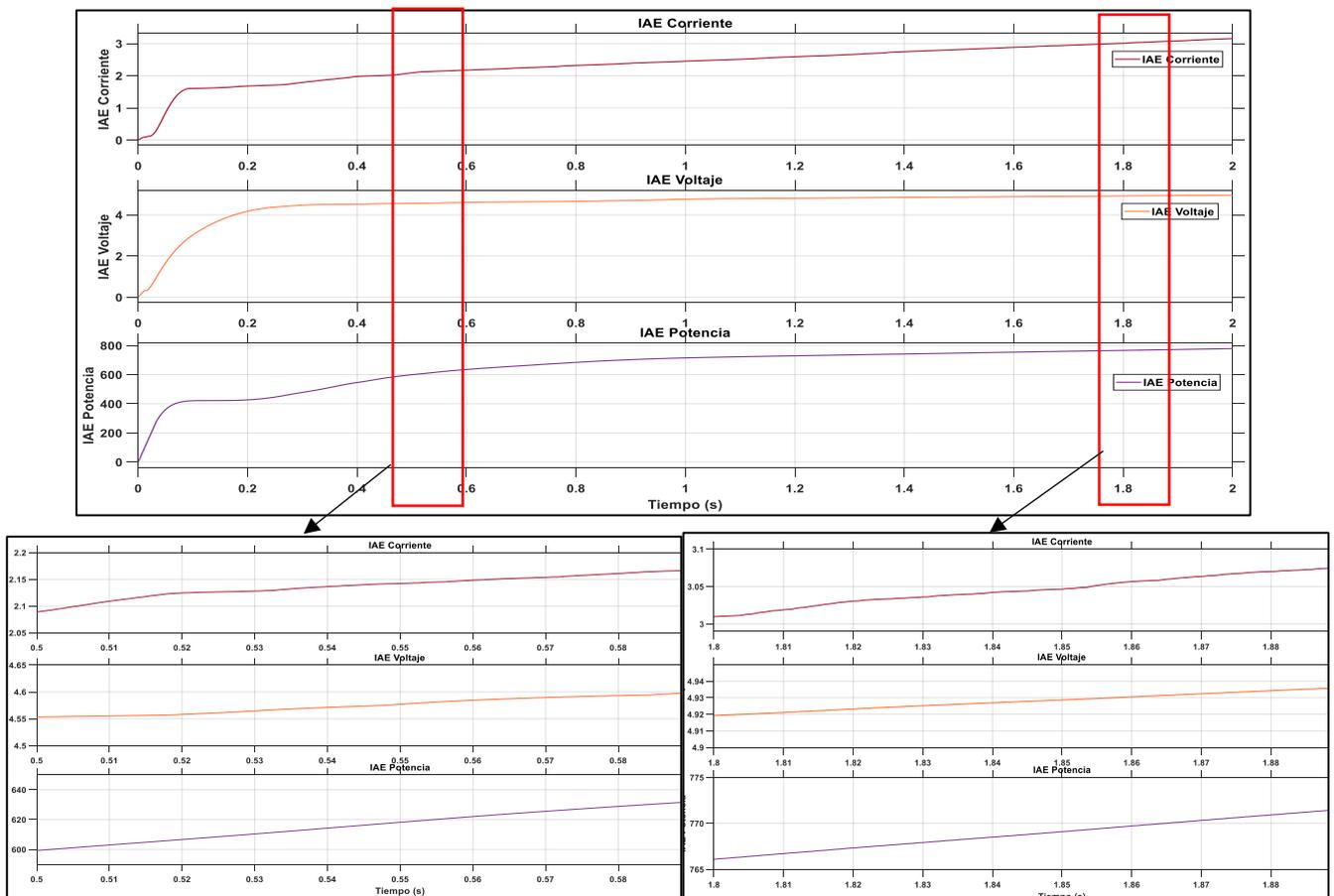


Figura 3.22. Comportamiento y análisis del IAE en los 3 lazos de control.

En los acercamientos que se muestran en la Figura 3.22 se puede observar tanto la pendiente del sistema IAE en un primer instante posterior a la estabilización entre 0.5 y 0.59

segundos con un crecimiento similar en lo que a índices de corriente y voltaje respecta pero con un alto crecimiento en potencia debido a que el sistema no se encuentra cerca del punto de potencia máxima. A diferencia de lo que se observa en el segundo acercamiento entre 1.8 y 1.89 segundos donde todas las variables se han estabilizado y el crecimiento de cada uno de los índices tiende a ser mínimo.

En segundo lugar se tiene el índice de error cuadrático, ISE, el cual se relaciona directamente con la velocidad que tiene el sistema para acercarse al valor de referencia deseado. En la Figura 3.23 se tiene el comportamiento del ISE para las 3 variables de control del sistema, donde de forma similar se observa que la corriente es la variable de respuesta más rápida donde a tiempo de 0.11 segundos la variable se ha estabilizado, en segundo lugar se tiene el voltaje que se estabiliza en un tiempo cercano a los 0.4 segundos y finalmente la potencia se estabiliza en un valor cercano a los 0.6 segundos indicando que el sistema ha alcanzado un valor de potencia con un error menor al 2% con respecto al punto de máxima potencia en ese tiempo. El acercamiento corresponde a un tiempo en que el sistema ya se encuentra estable, sin embargo se observan escalones de cambio debido a la acción del MPPT que varía la referencia dada como se muestra en la Figura 3.23. De esta manera se observa como a pesar de que el error con respecto a la referencia tiende a cero la acción de perturbación y observación continua de tal forma que produce variaciones en los índices, esto es evidente en los índices de corriente y de voltaje debido a la escala sobre la que los mismos actúan. En la Figura 3.23 se observa de forma didáctica como en los tiempos de entre 0.6 y 1 segundos el algoritmo varía la referencia de voltaje y como esta afecta al comportamiento de los índices, como se observa en tiempos iguales a 0.75, cambio de referencia 1, o en 0.82 segundos, correspondiente al cambio de referencia 2, debido a que la referencia no es constante para todos los tiempos y varía buscando alcanzar el punto de máxima potencia.

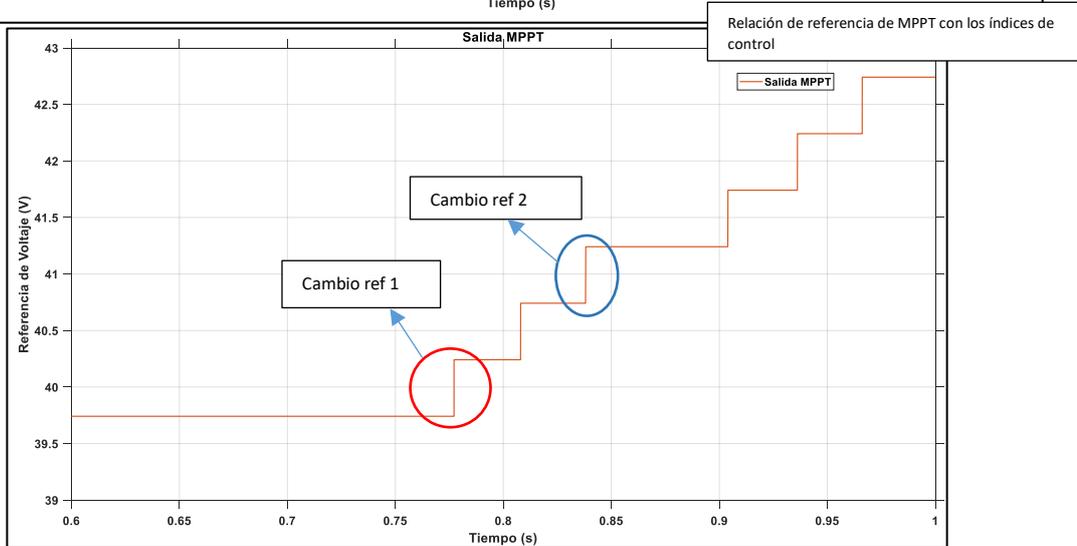
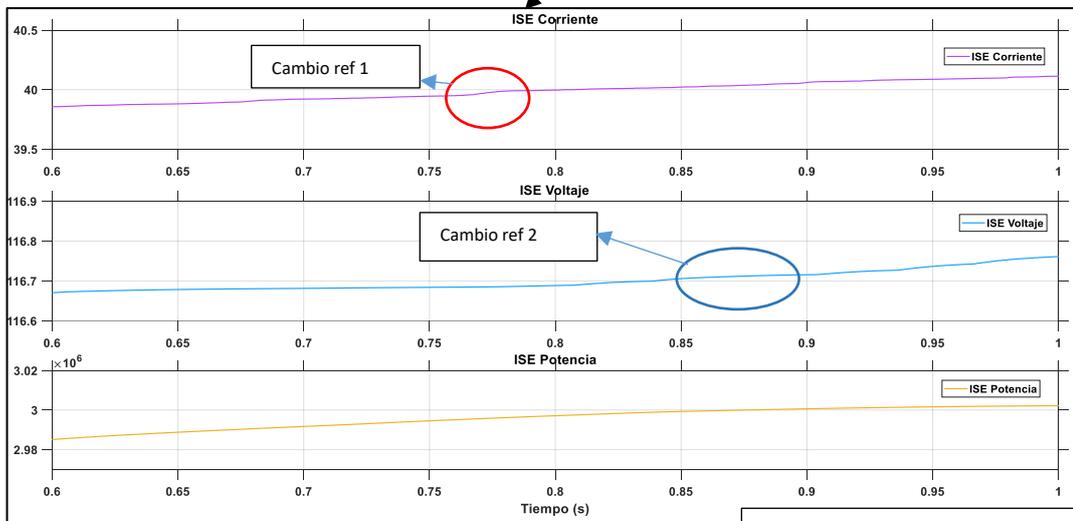
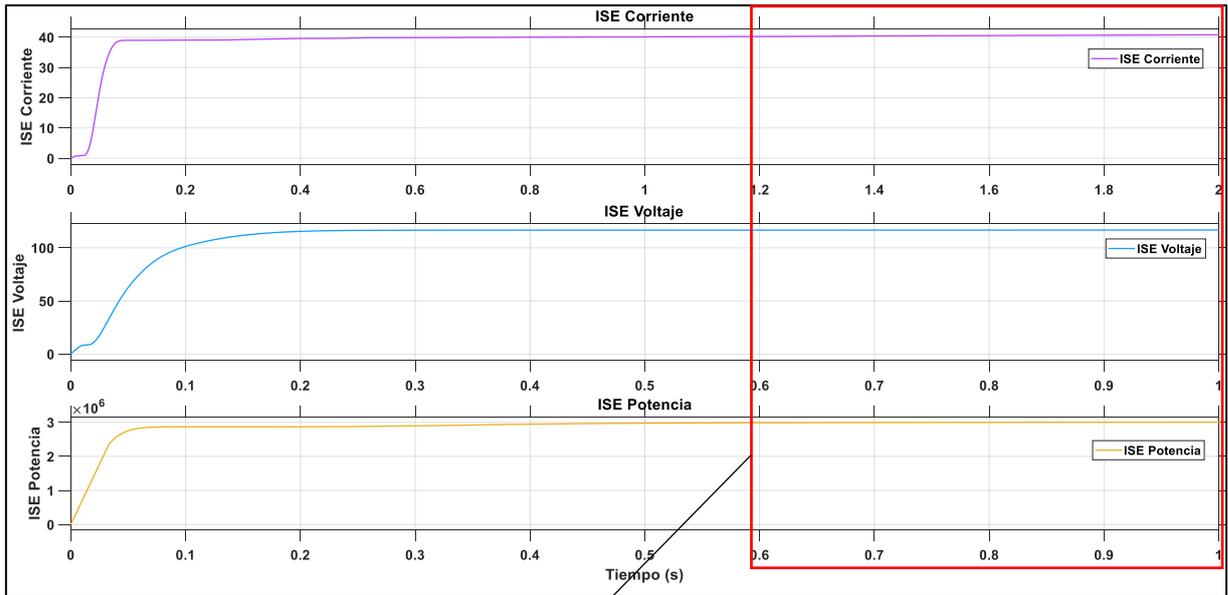


Figura 3.23. Comportamiento y análisis del ISE en los 3 lazos de control.

De esta forma tomando en cuenta las gráficas analizadas para los diferentes perfiles de viento que se detallan en el Anexo B. Se obtienen los valores que se muestran en la Tabla 3.1, donde es posible observar como el algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia tiene un rendimiento promedio de 98.93%, es decir es capaz de alcanzar el punto de máxima potencia o un valor de generación con un error promedio de 1.07%, además el tiempo de establecimiento promedio para los diferentes perfiles es menor a 500 ms. Tomando en cuenta que el sistema es un conjunto de sistema de conversión electrónico con un mecanismo de turbina mecánico, el tiempo de establecimiento comprueba la fiabilidad del mecanismo de control implementado, al igual que la gran capacidad del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia para diferentes perfiles de viento.

Con estos datos presentes se observa una clara mejora respecto al funcionamiento del sistema en lazo abierto presentado en la sección 3.1, reduciendo claramente el sobrepico de potencia al igual que se reduce el tiempo de establecimiento del sistema para una referencia fija y la alta capacidad de generación del sistema acercándose de forma acertada al punto de máxima potencia para todos los casos y perfiles de viento.

Tabla 3.1 Análisis de Rendimiento de Algoritmo de Control MPPT

Escenario	Vel. Viento m/s	Referencia Velocidad p.u	Velocidad Final p.u.	Referencia Máxima Potencia kW	Potencia Final kW	Rendimiento MPPT %
1	6	0.601	0.64	1.05138	1.031	98.06
2	7.2	0.721	0.69	1.8176	1.805	99.30
3	8.4	0.841	0.79	2.8858	2.854	98.9
4	9.6	0.961	0.9	4.30848	4.25	98.64
5	10.8	1.081	1.023	6.134	6.089	99.32
6	12	1.2	1.223	8.415	8.41	99.24
7	13.2	1.321	1.39	11.1969	11.09	99.05
						Promedio: 98.93

Es importante destacar la relación que se tiene, en sistemas de generación de energía, entre la eficiencia total del sistema en función de la potencia generada de tal forma que se tiene que a mayor potencia de generación la eficiencia del sistema es mayor. De forma análoga mientras se tiene menor potencia el rendimiento tiende a ser menor, como es

posible observar en la Figura 3.24 para una velocidad de viento nominal de 12 m/s. Se observa que hasta una potencia de generación de 6 kW el rendimiento es mínimo, sin embargo, a partir de este punto el rendimiento tiene un crecimiento exponencial, como se observa en el acercamiento realizado a la figura, hasta alcanzar el valor de rendimiento promedio igual a 91.5% para una potencia de generación de 8.415 kW correspondientes al valor de máxima potencia. A partir de los 8kW de generación la pendiente de crecimiento del rendimiento es mucho mayor. Es importante destacar que las mayores pérdidas se encuentran en el generador y en el sistema de rectificación trifásico, el rendimiento promedio de la potencia previo a la entrada al convertor es de 94.98%, el rendimiento final del sistema que relaciona la potencia mecánica de la turbina con la potencia eléctrica a la carga posee un valor promedio de 91.5%, tomado de los diferentes perfiles de viento.

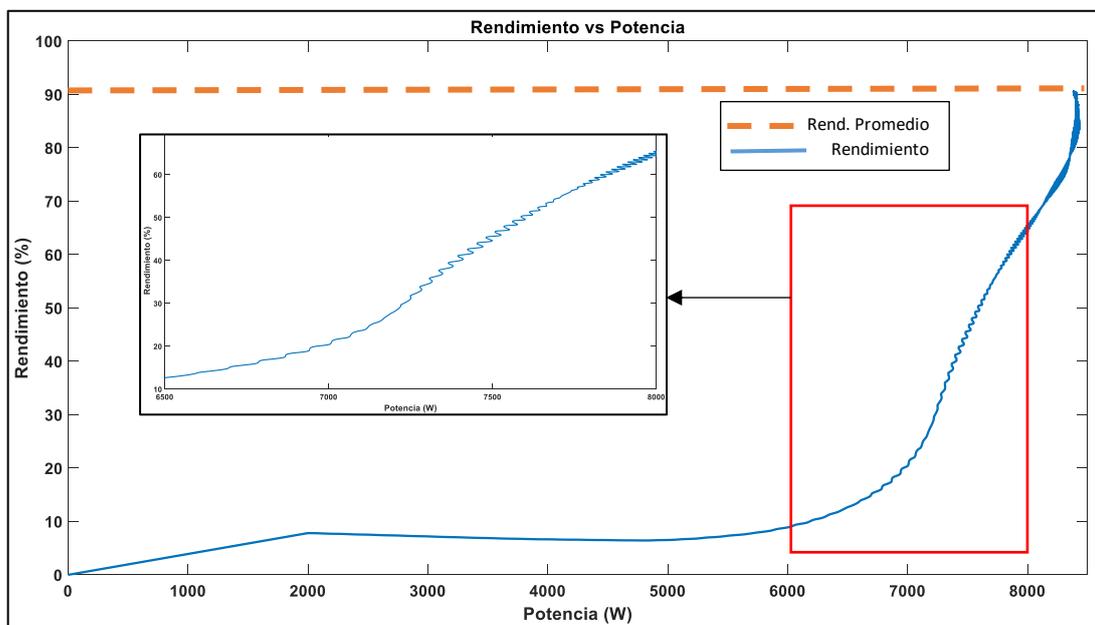


Figura 3.24. Rendimiento vs Potencia con velocidad de viento de 12 m/s.

De igual forma es posible obtener las gráficas de potencia generada en función del voltaje con diferentes perfiles de viento, con el fin de comprobar el comportamiento del sistema. Este comportamiento debe ser similar al teórico que se muestra en la Figura 3.25, donde se observa como en un único punto se genera la máxima potencia, este punto se relaciona con la velocidad de giro del sistema y a su vez con el voltaje de generación, se evidencia que a partir del punto máximo la potencia generada es menor. Esto se cumple para todas las velocidades de viento del sistema, sin embargo la pendiente de cambio para cada velocidad de viento es diferente.

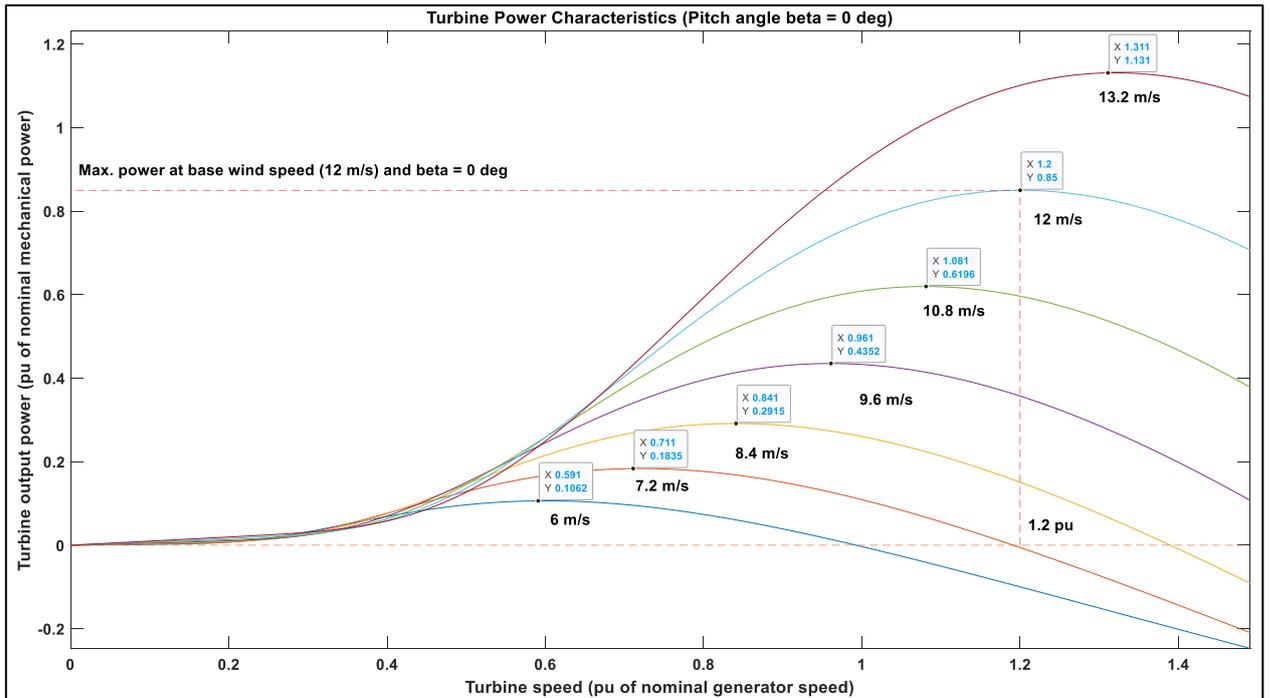


Figura 3.25. Valores referenciales de potencia y velocidad para diferentes velocidades de viento.

Con el fin de comprobar el comportamiento teórico se toma las gráficas de potencia generada en función del voltaje de entrada para diferentes velocidades de viento con el fin de determinar el correcto funcionamiento del sistema para diferentes puntos de operación. En primer lugar se tiene para una velocidad de viento baja, es decir 7.2 m/s, el cual de forma similar a lo expuesto anteriormente, posee un comportamiento similar al teórico presentado por el software para este tipo de turbina. De esta forma se comprueba el buen funcionamiento del sistema, y los controladores asociados. A su vez el sistema se rige en base a los conceptos teóricos expuestos como se muestra en la Figura 3.26, donde se observa que la respuesta obtenida en la simulación se corresponde con el comportamiento ideal teórico.

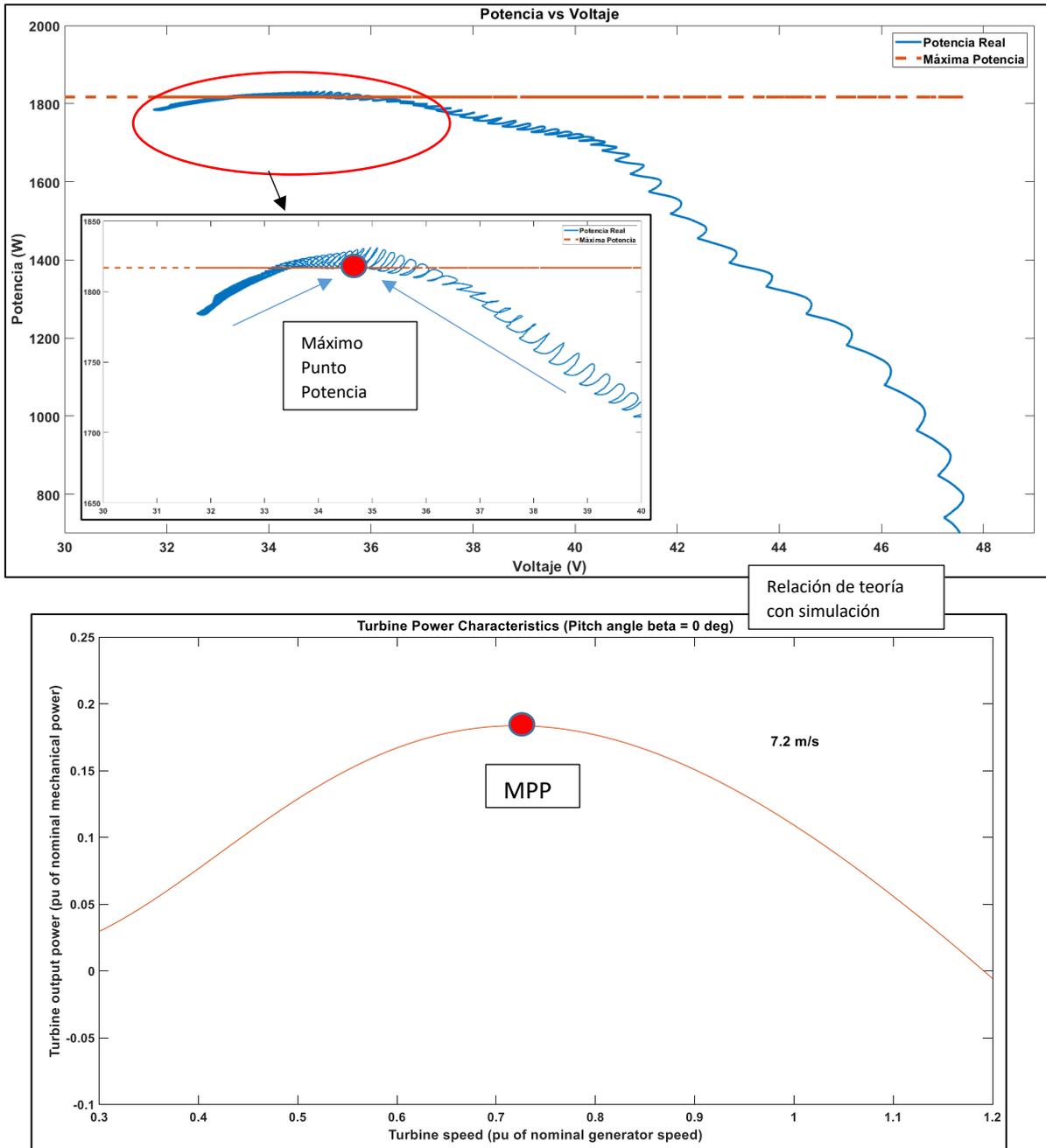


Figura 3.26. Potencia extraída vs Voltaje para velocidad de viento 7.2 m/s

Finalmente se obtiene la gráfica de potencia en función del voltaje para la máxima velocidad de corte de viento, es decir 13,2 m/s, que se muestra en la Figura 3.27. Donde se observa como el sistema alcanza el punto de máxima potencia MPP, y sobre el mismo el sistema oscila, comportamiento asociado al funcionamiento del algoritmo de Perturbación y Observación. Es importante destacar como el momento del seguimiento (tracking) del punto de máxima potencia se producen las perturbaciones del voltaje, mediante las cuales el sistema es capaz de determinar cuál es el camino para alcanzar el

punto de máxima potencia, mismo valor a partir del cual si se desvía el punto de operación del sistema ya sea en forma positiva o negativa el sistema genera menor potencia.

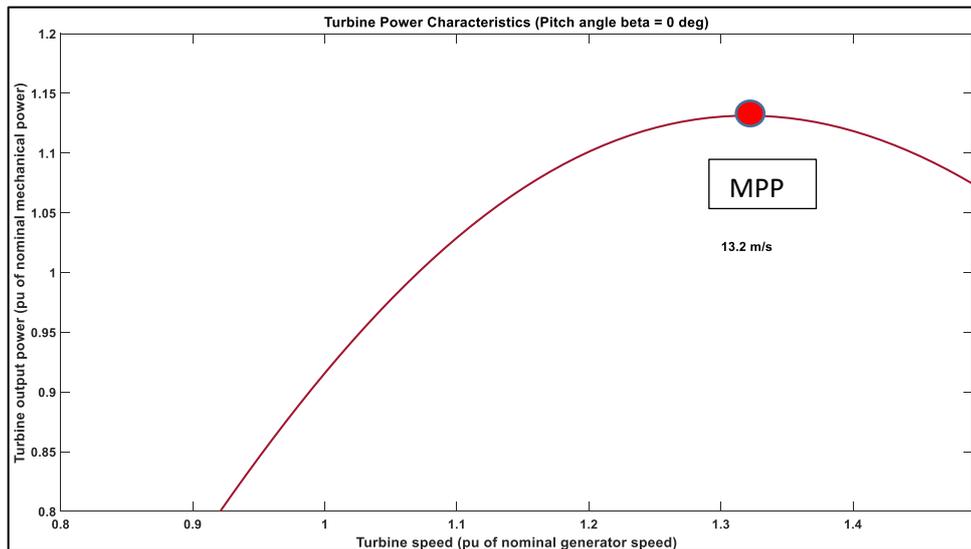
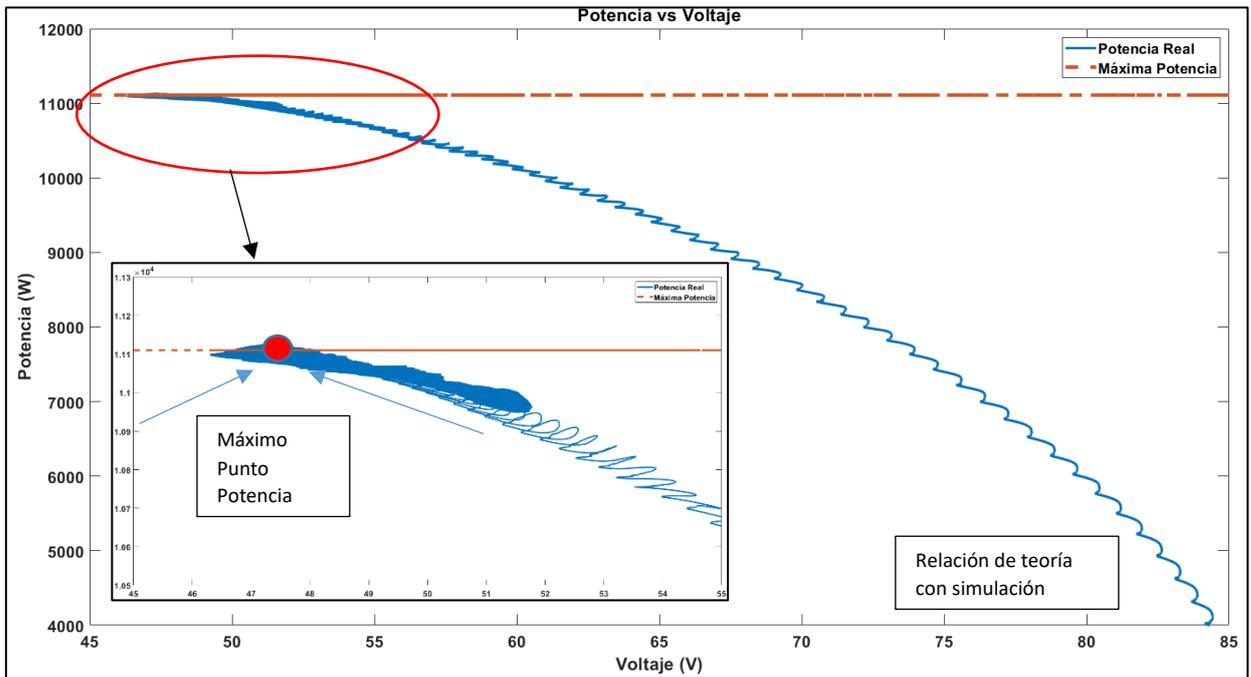


Figura 3.27. Potencia extraída vs Voltaje para velocidad de viento 13.2 m/s

3.4 ANÁLISIS DEL SISTEMA CON CAMBIO DE PERFIL DE VIENTO

Con el fin de analizar la respuesta del sistema, el funcionamiento de los controladores y la respuesta final del mismo es necesario realizar la prueba del sistema para una variación en la entrada de velocidad de viento y realizar un seguimiento de potencia para diferentes

perfiles, al igual que es necesario conocer la respuesta del sistema ante perturbaciones en la entrada del viento, es decir cuando el viento posee turbulencias.

3.4.1 ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA

Para realizar el análisis del funcionamiento del sistema en lazo cerrado, introduciendo tanto el control MPPT como el control en cascada, para cambios de referencia se toma en cuenta el perfil de viento presentado en la Figura 3.28. Donde se observa que pasa de la menor velocidad de viento, es decir 6 m/s, hasta el máximo de 13.2 m/s, y reduciendo de nuevo hacia los 12 m/s nominales de funcionamiento del sistema de generación de energía en intervalos de tiempo de 1 segundo.

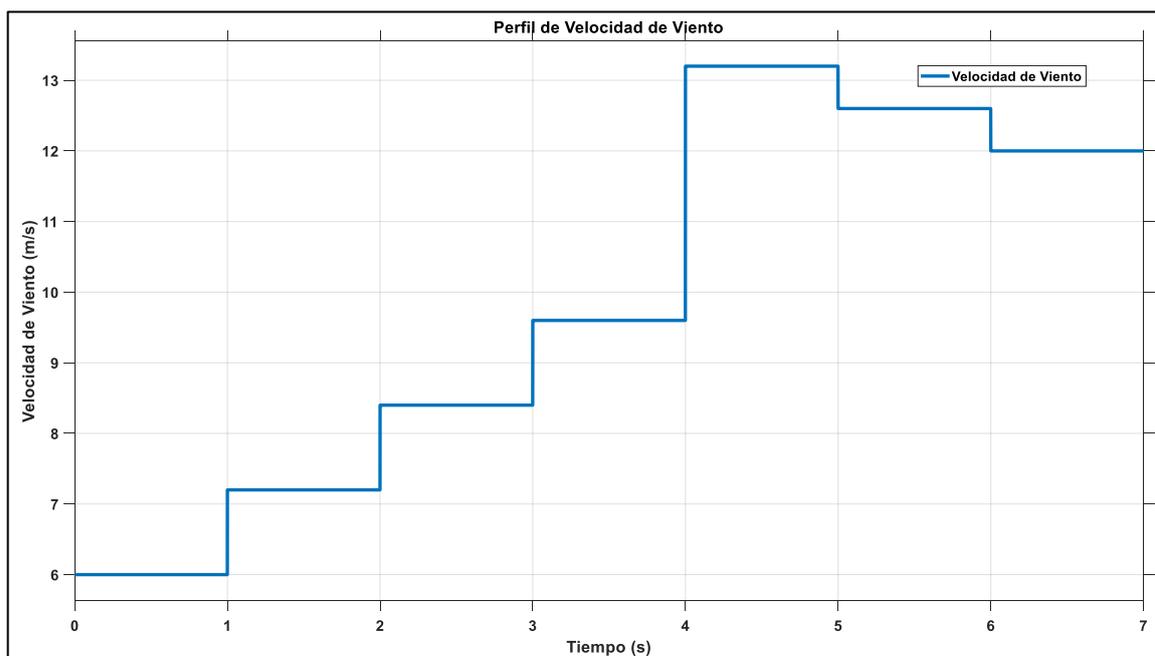


Figura 3.28. Perfil de Velocidad de Viento para cambios de Tipo Escalón.

En primer lugar con el fin de realizar un correcto análisis comparativo se tiene el funcionamiento del sistema en lazo abierto con una relación de trabajo constante como se observa en la Figura 3.29. Claramente el sistema en lazo abierto es incapaz de realizar un seguimiento al punto de máxima potencia. El principal problema se presenta a bajas velocidades donde el sistema es incapaz de realizar un correcto seguimiento al punto de generación y en detrimento la potencia generada tiende a ser cero. De igual manera se observa que para altas velocidades el sistema es capaz de entregar potencia, sin embargo se encuentra muy lejos del punto de máxima generación como se observa entre los 4 y 6 segundos. De forma análoga se observa que el tiempo que el sistema requiere en estabilizarse en el cambio a la velocidad máxima de 13.2 m/s, en el segundo 4, es de

aproximadamente 0.95 segundos. Determinando de esta forma la necesidad de la implementación de un algoritmo de control del punto de máxima potencia.

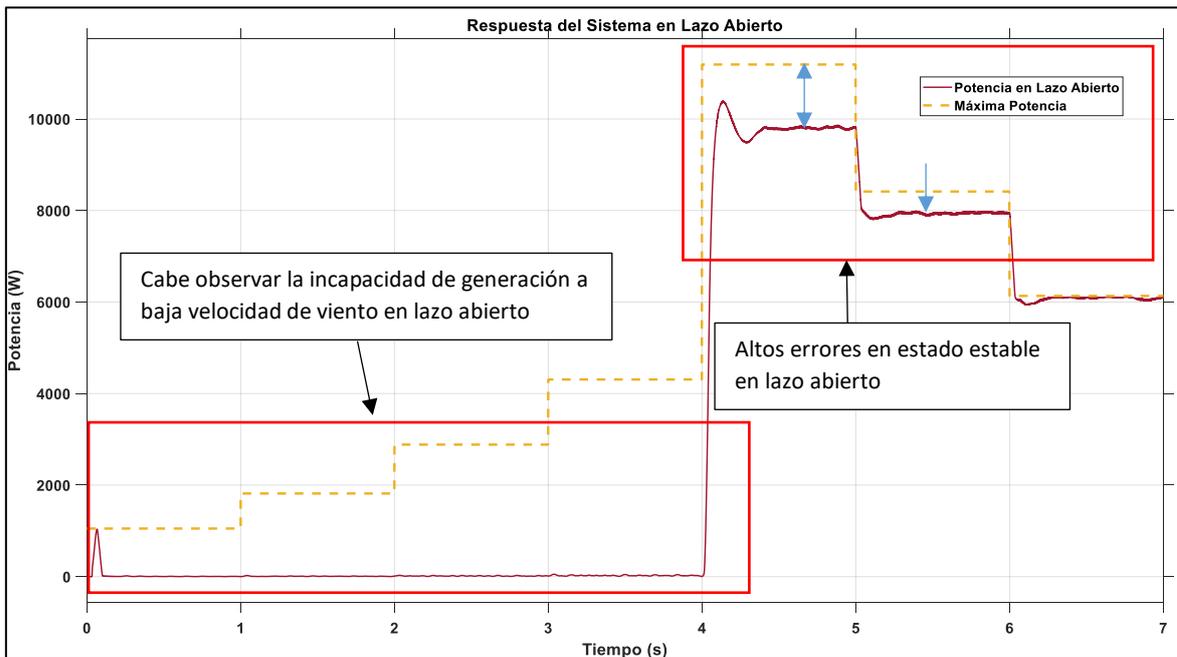


Figura 3.29. Respuesta para cambios de velocidad de viento en Lazo Abierto.

El sistema, funcionando en lazo cerrado, es capaz de realizar un correcto seguimiento del punto de máxima potencia para cada uno de los perfiles de viento que se presentan tanto al aumentar como disminuir la velocidad de viento, como se muestra en la Figura 3.30 el sistema es capaz de extraer la potencia máxima para cada una de las velocidades de viento establecidas. Es posible observar cómo el algoritmo encuentra el punto de máxima potencia como se observa en la figura resaltado dentro del círculo de color rojo en el caso de máxima velocidad de viento. En los acercamientos se puede observar en primer lugar como al arrancar posee un tiempo de retardo (tr_1) de 0.03 y el tiempo de establecimiento (ts_1) es igual a 0.065 segundos y posee un error en estado estable (ess_1) que tiende a cero con lo cual el sistema es capaz de generar un valor cercano a la máxima potencia en un tiempo menor a 0.1 segundos. En el segundo caso ante el mayor cambio de velocidad, misma velocidad que cambia de 9.6 m/s a 13.2 m/s, se observa como el sistema ya no posee tiempo de retardo el cual es correctamente controlado, mientras que se establece (ts_2) en un tiempo de 0.025 segundos, con lo cual se comprueba el buen funcionamiento de todos los controladores; además se tiene un error en estado estable de cero (ess_2). Finalmente en el tercer acercamiento se muestra el caso de la reducción de velocidad de viento de 13.2 m/s a 12.5 m/s, el sistema es capaz de realizar el seguimiento del cambio

de referencia y en un tiempo de establecimiento (ts_3) de 0.076 segundos el sistema funciona de forma adecuada con un error en estado estable que tiende a cero (ess_3).

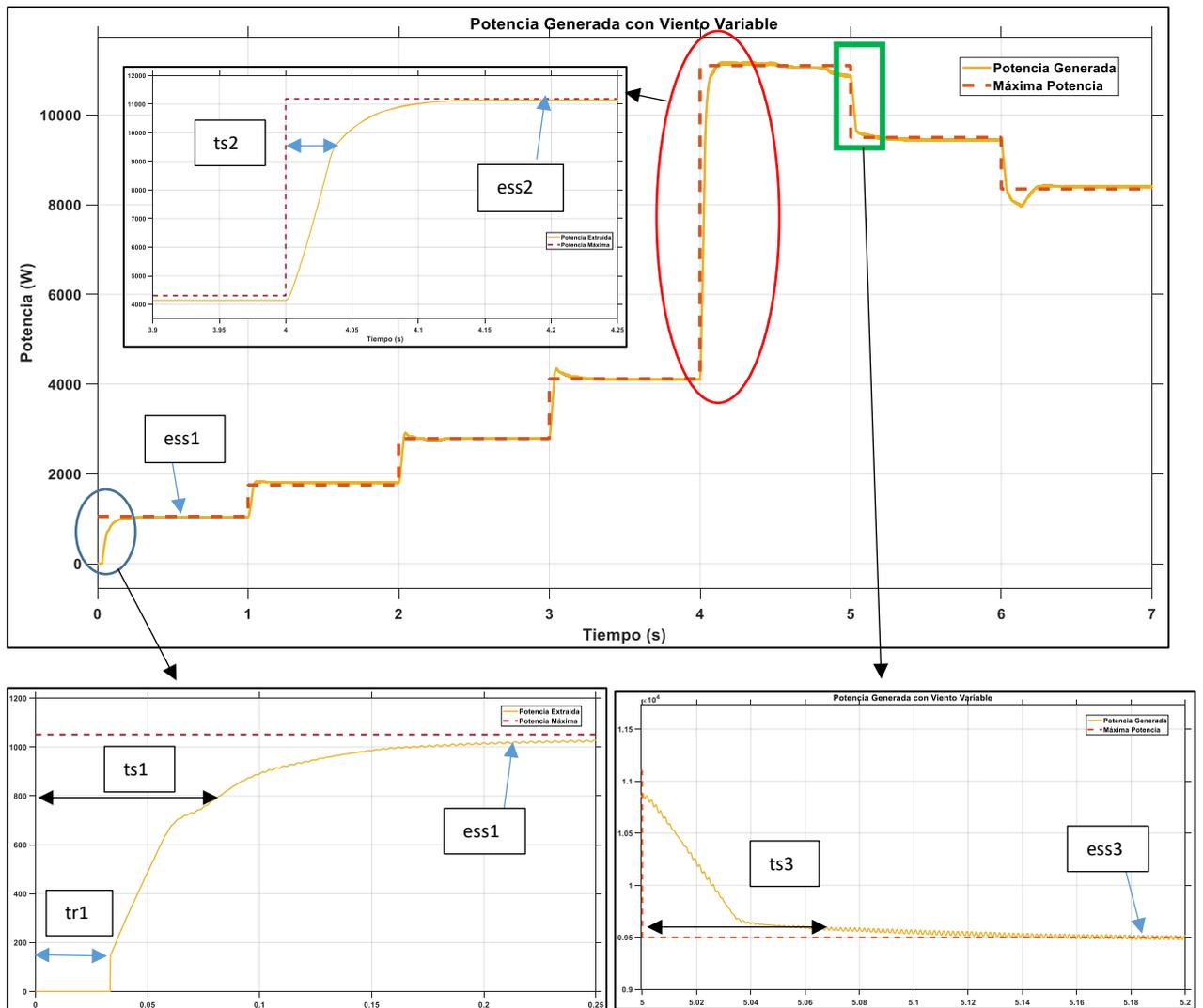


Figura 3.30. Potencia Generada para viento variable.

La principal variable que dimensiona el correcto funcionamiento de un aerogenerador y relaciona su operación con la potencia generada es el coeficiente de potencia [13], el cual como se muestra en la Figura 3.31 es el límite teórico de Betz de potencia que es capaz de extraer un aerogenerador. Este coeficiente viene dado por la ecuación 3.3 desarrollada a profundidad en el capítulo 1, que indica la relación que existe entre la potencia que extrae el aerogenerador con la potencia total del viento, en la Figura se relaciona el coeficiente de potencia con la velocidad de giro de la turbina, en este caso el TSR (Tip Speed Ratio).

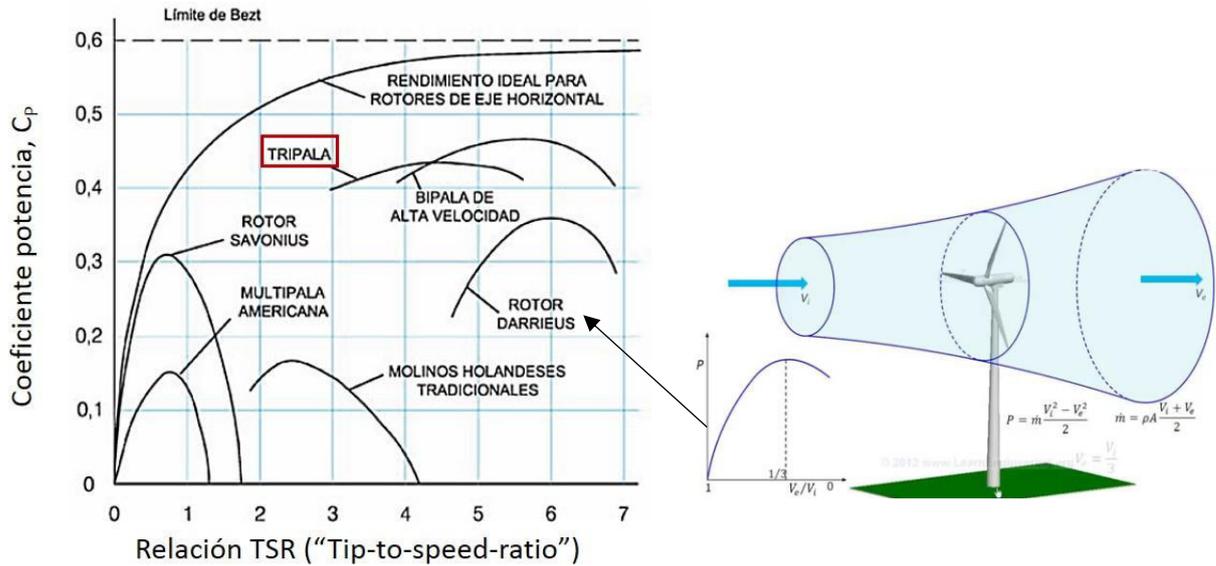


Figura 3.31. Límite de Betz y coeficientes de potencia de aerogeneradores. Tomado de: [13]

$$C_{p_max} = \frac{0.37 * A * v_1^3}{0.625 * A * v_1^3} = 0.572 = 57.2\% \quad (3.3)$$

Para las diferentes velocidades de viento evaluadas el coeficiente de potencia alcanza valores cercanos de límite teórico definido por el Teorema de Betz, límite teórico de 0.57, como se muestra en la Figura 3.32 recalcando que los aerogeneradores comerciales se mantienen en un valor de 0.4 [23]. A pesar de las variaciones que se presentan ante los cambios en la velocidad del viento como se resalta en la Figura 3.32, donde se producen variaciones en el coeficiente de potencia del sistema, el algoritmo de control del sistema permite que se establezca de forma eficaz, en tiempos menores a 20ms, en un valor mayor al promedio de los aerogeneradores comerciales [23]. Recalcando que el promedio del coeficiente de potencia para el sistema propuesto es igual a 0.47.

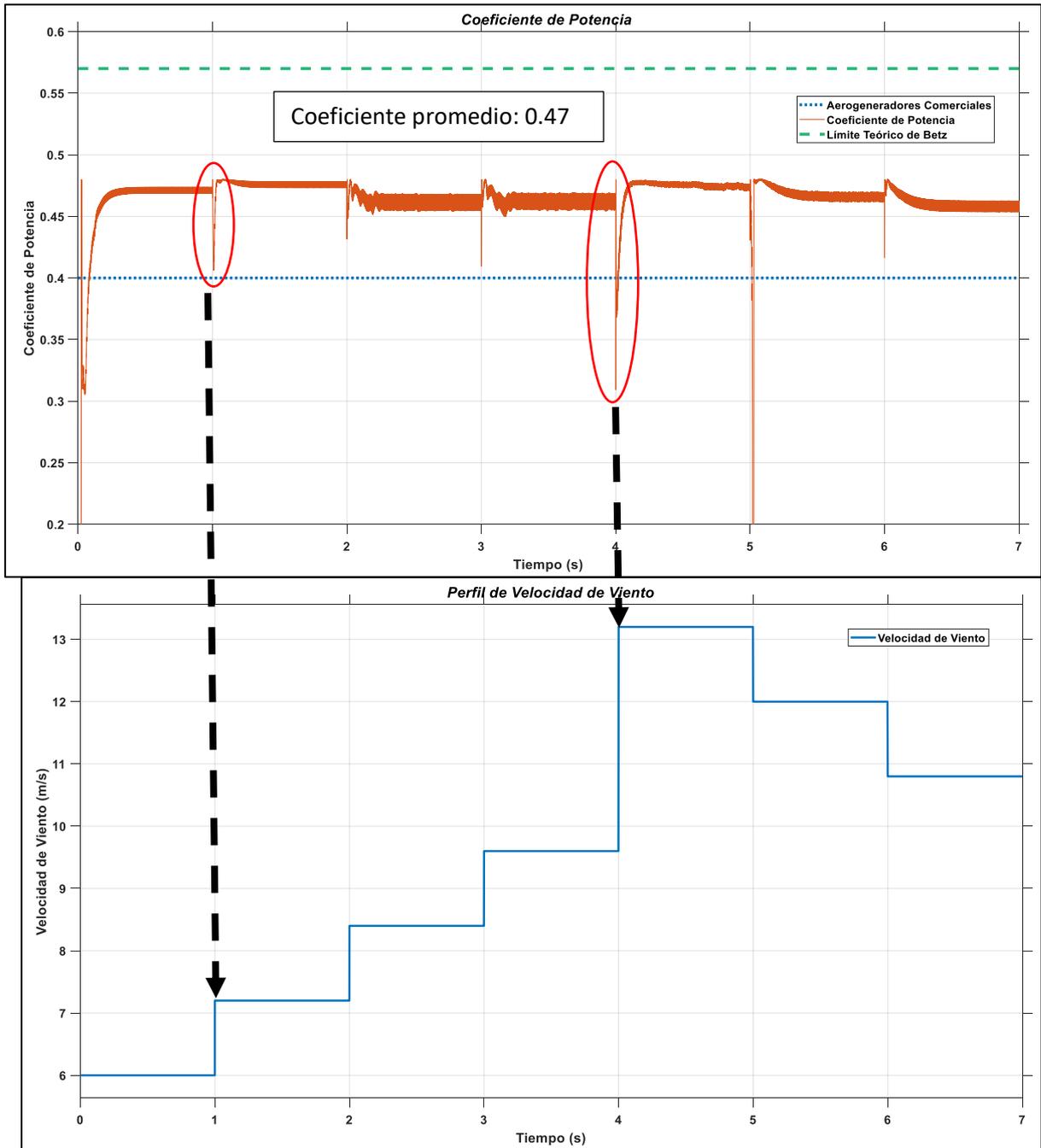


Figura 3.32. Coeficiente de Potencia para perfil de viento inferior.

Es posible observar y analizar el comportamiento del sistema mediante los índices de rendimiento y la variación del error en función del tiempo. Es posible observar como en los cambios de velocidad de viento el error aumenta, debido al cambio súbito de la función escalón que presenta el perfil de viento como se relaciona en la Figura 3.33. Sin embargo, el error tiende a cero para cada caso.

De igual forma los indicadores proporcionan información del buen funcionamiento del controlador, en el caso del ISE se observa como posee pequeñas variaciones en los

cambios de velocidad pero se estabiliza indicando que ha alcanzado un valor cercano a la referencia. Mientras que el índice IAE indica que no se ha alcanzado completamente el valor de referencia, sin embargo, la pendiente de crecimiento del indicador determina que el valor del error tiende a cero con lo cual se establece el correcto funcionamiento del sistema en general, como se observa en la Figura 3.33.

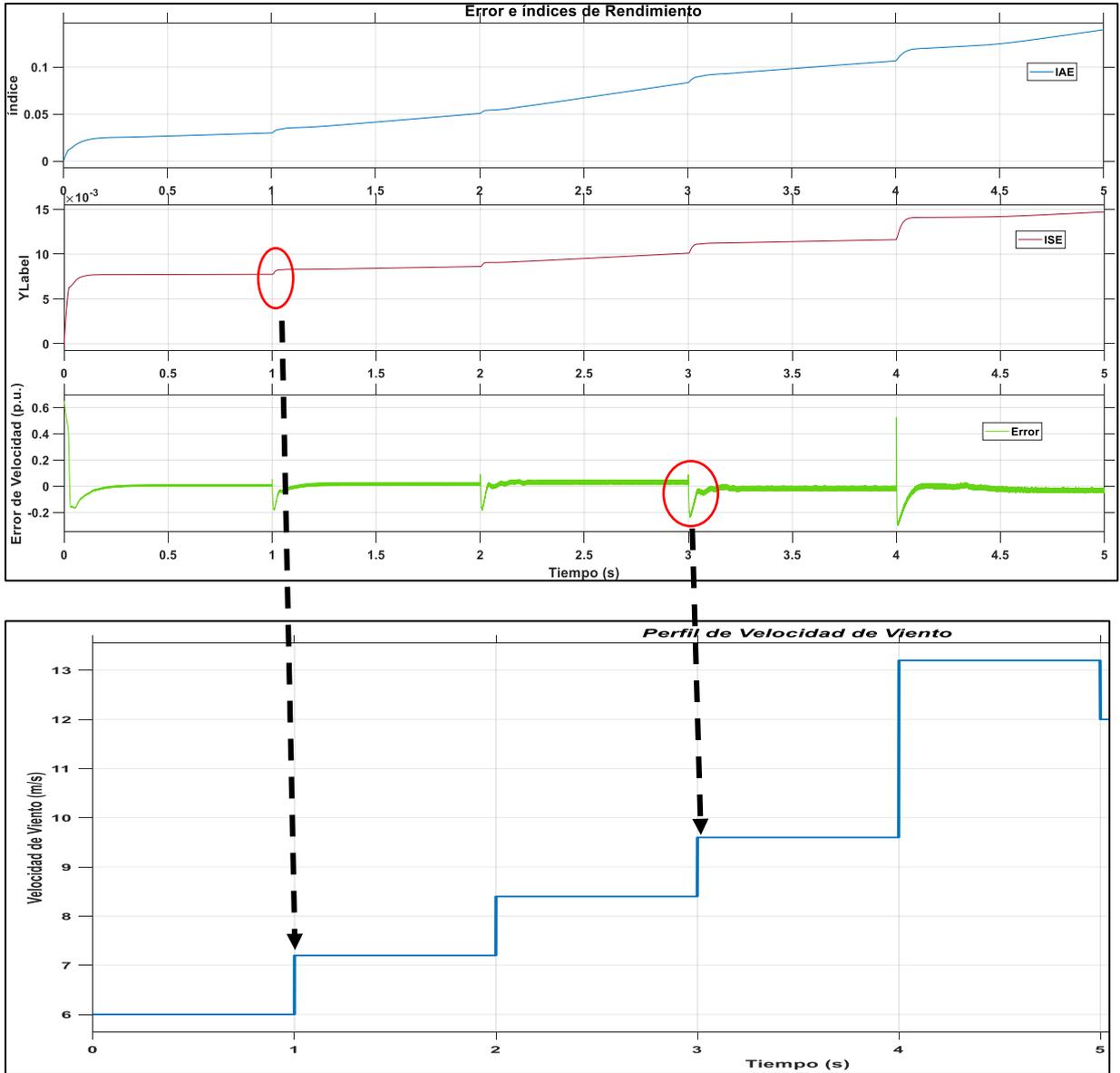


Figura 3.33. Error e índices de rendimiento para velocidad variable.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- Modelar y simular el Control MPPT de un convertidor Cûk en aplicaciones de microgeneración Eólica dentro del software Matlab/Simulink permite obtener una aproximación a la realidad de este tipo de sistemas para aplicaciones de microgeneración de energía.
- Se realiza un estudio bibliográfico sobre los elementos constitutivos de un sistema de generación eólico para aplicaciones de microgeneración de energía, donde se determina que el aerogenerador Tipo IV, topología de acople directo con un generador sincrónico de imanes permanentes, presenta ventajas claras sobre los demás tipos como menor costo de mantenimiento, apropiado para aplicaciones de microgeneración y operativo a bajas velocidades de viento.
- Se realiza un análisis bibliográfico del modelamiento matemático para un convertidor de potencia DC/DC Cûk en modo de conducción continua donde se determinó que las características otorgadas del modelamiento en pequeña señal, como su capacidad de modelar sistemas no lineales y la caracterización de una señal en su equivalente continuo y dinámico, contribuyen a un gran acercamiento al funcionamiento real del sistema.
- Dimensionar correctamente los elementos eléctricos y electrónicos del sistema de microgeneración de energía, donde se incluye el generador (PMSG), convertidor Cûk y rectificador de potencia para un sistema de microgeneración de potencia nominal de 10 kW a una velocidad de viento de 12 m/s nominales permite al sistema alcanzar el punto de generación de máxima potencia.
- Realizar un estudio bibliográfico de los algoritmos de punto de máxima potencia para generación eólica permite obtener las características principales de los mismos, determinando las ventajas del algoritmo de Perturbación & Observación con un factor de paso variable el cual tiene una respuesta rápida con perturbaciones mínimas en estado estable a comparación de otros factores de paso.
- Se realiza la implementación y simulación del sistema dimensionado en el software Matlab/Simulink® para diferentes perfiles de viento permite comprobar la eficacia del algoritmo de control de máxima potencia como de los controladores asociados

al mismo para cambios de referencia y perturbaciones en la entrada de viento determinando la fiabilidad del diseño.

- El modelamiento matemático en señal pequeña permite obtener una aproximación muy cercana al sistema real del convertidor Cûk, donde se presentan incluso las características del sistema de fase no mínima con un tiempo de retardo y un pico inverso, asociadas a los ceros en el semiplano derecho acercándose en gran medida al comportamiento real del sistema.
- La respuesta obtenida para el algoritmo de máximo punto de potencia (MPPT) para diferentes perfiles de viento posee un valor promedio de 98%, en conjunto con el rendimiento general del sistema obtenido es de 94% determinan un rendimiento superior al 90% tomando en cuenta las pérdidas mecánicas y eléctricas con lo cual se valida el correcto funcionamiento del diseño propuesto.
- Los controladores implementados en el lazo externo, PID, y el lazo interno, SMC, funcionan de forma adecuada realizando un seguimiento adecuado de la referencia que en el caso del controlador externo la referencia de voltaje de entrada al convertidor la cual es otorgada a partir del algoritmo de máxima potencia, mientras que en el interno la referencia es la corriente sobre el inductor de entrada.
- Los índices de rendimiento obtenidos en base al error del sistema, error cuadrático (ISE) y error absoluto (IAE), determinan que el sistema se comporta de forma adecuada con una respuesta eficaz ante cambios de referencia en un tiempo de establecimiento menor a 600 ms y el valor en estado estable es muy cercano al valor ideal tomando en cuenta las debidas limitaciones del algoritmo MPPT.

4.2. RECOMENDACIONES

- Realizar un análisis comparativo del funcionamiento de otros algoritmos de máxima potencia para aplicaciones eólicas permitiría conocer el más adecuado a implementar en este tipo de topología.
- Se recomienda analizar la implementación de un convertidor SEPIC para el control del sistema con el fin de obtener una comparativa con el convertidor Cûk empleado en el presente proyecto debido a la similitud de ambos en prestaciones y características.

- Realizar una búsqueda de aerogeneradores comerciales actuales permite conocer el enfoque actual del mercado y los avances tecnológicos que guían el camino de la innovación del mismo.
- Se recomienda implementar un sistema de inversión totalmente controlado tanto desde el punto de vista del bus DC como el voltaje trifásico, mediante el control de los ejes d y q, con el fin de alimentar cargas trifásicas con control de potencia reactiva.
- Dimensionar correctamente los elementos electrónicos y eléctricos del sistema al igual que las protecciones y disipadores de calor asociados en los mismo permite garantizar un correcto funcionamiento del mismo.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. Ávila, "Diseño y simulación de un control en cascada (PI-Deslizante) para los convertidores DC-DC presentes en una planta virtual de generación de energía eléctrica", Master Thesis, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2017. Accedido: Ene. 03, 2022. [Online]. Disponible: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/18885>
- [2] N. Benites, "Control de potencia MPPT y SVPWM, aplicado a un sistema eólica-solar autónomo.," Universidad Nacional del Callao, Callao, 2017. Accedido: Ene. 03, 2022. [Online]. Disponible: <http://hdl.handle.net/20.500.12952/3901>
- [3] J. Bustos and C. Limaico, "Modelación y simulación de un control vectorial de velocidad de un aerogenerador en MATLAB," Tesis de Grado, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2019. Accedido: Nov. 03, 2021. [Online]. Disponible: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/20438>
- [4] M. Leal, M. Dominguez, A. León, A. Marcos, A. Arbeteta, and E. Lechosa, "Diseño de Aerogeneradores," 2012.
- [5] H. H. H. Mousa, A. R. Youssef, and E. E. M. Mohamed, "State of the art perturb and observe MPPT algorithms based wind energy conversion systems: A technology review," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 126, Mar. 2021, doi: 10.1016/j.ijepes.2020.106598.
- [6] M. Pucci and M. Cirrincione, "Neural MPPT Control of Wind Generators With Induction Machines Without Speed Sensors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, Jan. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2043043.
- [7] CELEC-EP, "Ficha Técnica Central Eólica Villonaco," 2019.
- [8] "Partes de un aerogenerador." 2016. Accedido: Nov. 03, 2021. [Online]. Disponible: <http://eolicaybiomasamaribelytere1.blogspot.com/2016/02/como-se-obtiene.html>
- [9] "Wind turbines-Part 12-1: Power performance measurements of electricity producing wind turbines," 2005. [Online]. Disponible: www.iec.ch/searchpub
- [10] M. Casini, "Small vertical axis wind turbines for energy efficiency of buildings," *Journal of Clean Energy Technologies*, vol. 4, pp. 55–56, 216AD.
- [11] M. Martínez, "Energía Eólica," 2017. Accedido: Ago. 03, 2021. [Online]. Disponible: <http://www.smartgreenpower.net/project>
- [12] E. Calvache, "Diseño y Simulación del sistema de control para la operación de tres plantas de generación: hidroeléctrica, eólica y fotovoltaica," Tesis de grado, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2019. Accedido: Nov. 03, 2021. [Online]. Disponible: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/20246>
- [13] Á. Lucas, S. Román, J. Luís, and P. Díaz, "Diseño de un aerogenerador para uso particular", Proyecto Fin de Grado, 2012.
- [14] D. Li and C. Chen, "Comparison of Energy Efficiency Between Fixed-speed and Variable-speed Wind Turbines," *Energy Engineering*, vol. 101, no. 6, pp. 71–80, Nov. 2004, doi: 10.1080/01998590409509286.

- [15] A. López and A. Oliver, "MPPT Wind and Photovoltaic using multiple input DC/DC converter," 2014.
- [16] P. Fairley, "Las turbinas eólicas se despojan de sus engranajes," 2010.
- [17] L. Morris, "Direct drive vs. gearbox: Progress on both fronts," *Power Engineering*, vol. 115, 2011.
- [18] J. Fraile, "Máquinas Eléctricas", 5ta Edición. Madrid: McGRAW-HILL, 2003.
- [19] E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, "Electric machinery". McGraw-Hill, 2003.
- [20] Marques J, Pinheiro J, and Hey H, "A survey on variable-speed wind turbine system," in *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2002, pp. 1452–1457.
- [21] T. P. Sahu, T. v Dixit, and R. Kumar, "Simulation and Analysis of Perturb and Observe MPPT Algorithm for PV Array Using ĆUK Converter," 2014. [Online]. Available: <http://www.ripublication.com/aeee.htm>
- [22] S. R. Chafle, U. B. Vaidya, and Z. J. Khan, "Design Of Cuk Converter With Mppt Technique," 2013. [Online]. Disponible: www.ijireeice.com
- [23] P. L. N. Ramesh, M. Moorthi, "Implementation of Cuk Converter with MPPT," Prathyusha Engineering College, and Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2016.
- [24] A. Tripathi and A. Verma, "Design and implementation of Cuk converter for power factor correction of PMBLDC motor drive," *International Journal of Recent Technology and Engineering*, vol. 8, no. 2 Special Issue 11, pp. 2181–2193, Sep. 2019, doi: 10.35940/ijrte.B1233.0982S1119.
- [25] M. McDiamid, "Sistemas Eólicos Pequeños para Generación de Electricidad," *Departamento de Energía, EE.UU.* New México, Sep. 2007.
- [26] ARCONEL, "Regulacion-No.-ARCONEL-004-15_IEC," Quito, Apr. 2015.
- [27] D. Ejecutivo, "REGLAMENTO A LEY ORGANICA DEL SERVICIO PUBLICO DE ENERGIA ELECTRICA." [Online]. Disponible: www.lexis.com.ec
- [28] M. Singh and S. Santoso, "Dynamic Models for Wind Turbines and Wind Power Plants," 2008. [Online]. Disponible: <http://www.osti.gov/bridge>
- [29] C. Gómez, "Diseño Y Simulación Del Control Por Orientación De Campo Foc Para Un Motor Síncrono De Imanes Permanentes Tipo Blac," Tesis de grado, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2020.
- [30] Mathworks, "Generate pulse width modulated signal or waveform - Simulink," 2017.
- [31] O. Zebraoui and M. Bouzi, "Comparative study of different MPPT methods for wind energy conversion system," in *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, Jun. 2018, vol. 161, no. 1. doi: 10.1088/1755-1315/161/1/012023.
- [32] Z. M. Dalala, Z. U. Zahid, W. Yu, Y. Cho, y J. S. Lai, "Design and analysis of an MPPT technique for small-scale wind energy conversion systems," *IEEE*

Transactions on Energy Conversion, vol. 28, no. 3, pp. 756–767, 2013, doi: 10.1109/TEC.2013.2259627.

- [33] B. Lahfaoui, S. Zouggar, B. Mohammed, and M. L. Elhafyani, “Real Time Study of P&O MPPT Control for Small Wind PMSG Turbine Systems Using Arduino Microcontroller,” in *Energy Procedia*, Mar. 2017, vol. 111, pp. 1000–1009. doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.263.
- [34] F. Vargas, “Diseño Y Simulación De La Optimización En La Mediante Conversores Dc/Dc Y La Técnica De Control Mppt,” Tesis de grado, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2018.
- [35] R. M. Linus and P. Damodharan, “Maximum power point tracking method using a modified perturb and observe algorithm for grid connected wind energy conversion systems,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 9, no. 6, pp. 682–689, Aug. 2015, doi: 10.1049/iet-rpg.2014.0070.
- [36] R. Erickson and D. Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics”, Second Edition. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2004.
- [37] P. Chico, “Conversores Estáticos,” *Escuela Politécnica Nacional*. 2020.
- [38] M. V. D. de Sa and R. L. Andersen, “Dynamic modeling and design of a Cúk converter applied to energy storage systems,” Nov. 2015. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420080.
- [39] M. Bartoli, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, “Open loop small-signal control-to-output transfer function of PWM buck converter for CCM: modeling and measurements.” doi: 10.1109/MELCON.1996.551161.
- [40] E. Arango, C. A. Ramos-Paja, R. Giral, S. Serna, and G. Petrone, “Modeling and Control of Cúk Converter Operating in DCM,” 2011. doi: 10.1007/978-3-642-21765-4_55.
- [41] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, “The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, 1997, doi: 10.1109/41.633459.
- [42] A. J. Forsyth and S. V. Mollov, “Modelling and control of DC-DC converters,” *Power Engineering Journal*, vol. 12, no. 5, Oct. 1998, doi: 10.1049/pe:19980507.
- [43] E. E. Toledo, A. L. Cervantes, and I. B. Ortiz, “Estudio comparativo en sistemas multivariables con retardo: modificaciones del Predictor de Smith y Control Predictivo,” *RIELAC*, pp. 49–64.
- [44] O. Camacho, A. Rosales, and F. Rivas, “Control de Procesos”, Primera Edición. Quito: EPN Editorial, 2020.
- [45] K. Uren and G. van, “Predictive PID Control of Non-Minimum Phase Systems,” in *Advances in PID Control*, InTech, 2011. doi: 10.5772/18888.
- [46] C. D. Vázquez Rosas and B. del Muro Cuéllar, “Estabilización de sistemas de primer orden inestable con retardo que contienen un cero de fase mínima,” 2012.
- [47] V. v. Paduvali, R. J. Taylor, L. R. Hunt, and P. T. Balsara, “Mitigation of Positive Zero Effect on Nonminimum Phase Boost DC-DC Converters in CCM,” *IEEE*

- Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 5, pp. 4125–4134, May 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2760248.
- [48] M. Armstrong, Ruisheng Li, S. Gadoue, and Chen Wang, “On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters,” 2016. doi: 10.1049/cp.2016.0172.
- [49] Universidad de Málaga, “Análisis de la Respuesta Frecuencia de Sistemas LTI.” Málaga.
- [50] L. H. Dixon, “The Right-Half-Plane Zero-A Simplified Explanation.”
- [51] “COMPARATIVE STUDY OF PI AND FUZZY CONTROLLER FOR SELF-LIFT CUK CONVERTER,” *Journal of Xidian University*, vol. 14, no. 7, Jul. 2020, doi: 10.37896/jxu14.7/199.
- [52] K. Mehran, D. Giaouris, and B. Zahawi, “Modeling and Stability Analysis of Closed Loop Current-Mode Controlled Ćuk Converter using Takagi-Sugeno Fuzzy Approach,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 42, no. 7, 2009, doi: 10.3182/20090622-3-UK-3004.00043.
- [53] G. E. L. Ye, “SBW System Control Strategy for Vehicle Based on Fractional-order PI λ D μ Controller,” *International Journal of Simulation Systems Science & Technology*, Ene. 2020, doi: 10.5013/IJSSST.a.16.5B.21.
- [54] Avila Sergio and Cuásquer Verónica, “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD CON FRENO REGENERATIVO PARA UNA PLATAFORMA AUTÓNOMA MÓVIL TERRESTRE CON TRACCIÓN DIFERENCIAL,” Tesis de grado, Dept. Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2016.
- [55] R. J. M. E. López Beltrán and M. E. Sanjuán Mejía, “TUNING EQUATIONS FOR CASCADED CONTROL SYSTEMS BASED ON THE FIRST ORDER PLUS DEAD TIME APPROACH,” 2004.
- [56] C. A. Smith, “Automated continuous process control”. J. Wiley, 2002.
- [57] Z. Chen, “PI and Sliding Mode Control of a Cuk Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, Aug. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2183891.
- [58] E. Hossain, J. Hossain, R. Bayindir, N. Sakib, and R. Bayindir, “Modelling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Turbine: A Step to Microgrid Technology Autism: a sociotechnical understanding View project Constant Power Load View project INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH E. Hossain et al Modelling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Turbine: A Step to Microgrid Technology,” *Article in International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 7, no. 1, 2017, doi: 10.1234/ijrer.v7i1.5615.g7013.
- [59] H.-G. Jeong, J.-Y. So, D.-H. Chung, K.-S. Ahn, C.-H. Cho, and D.-K. Kim, “Development of 10kW Permanent Magnet Synchronous Generator for Small Hydropower Generation,” *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, vol. 27, no. 9, pp. 44–52, Sep. 2013, doi: 10.5207/jjeie.2013.27.9.044.

- [60] "Modeling, analysis, and design of switching converters." [Online]. Disponible: <https://www.researchgate.net/publication/234407338>
- [61] AEOLOS, "Aeolos-H 10KW"
- [62] AEOLOS, "Power Curve." AEOLOS.
- [63] K. Lokesh, A. Ayavhit, D. Saini, A. Chada, and M. Kazimierczuk, "Open-Loop Small-Signal Modeling of Cuk DC-DC Converter in CCM by Circuit-Averaging Technique," *IEEE Power & Energy Society*.
- [64] G. A. Díaz Olano, V. Ramírez Rivera, D. Langarica Córdoba, U. Autónoma San Luis Potosí, and S. Luis Potosí, "Control of a Bidirectional Buck-Boost DC-DC Converter for Marine Applications", [Online]. Disponible: www.amca.mx
- [65] I. O. Benítez-González and R. Rivas-Pérez, "Predictor de Smith: revisión y desafíos."
- [66] P. García, "Sistemas dinámicos con retardos temporales," Valencia, 2007.
- [67] N. Granda, "IEE8C3- Energías Alternativas," Quito, 2021.
- [68] L. García, M. Parikh, and R. Manghani, "Evolución futura de costos de las energías renovables y almacenamiento en América Latina," *Banco Interamericano de Desarrollo*, 2019.

6. ANEXOS

ANEXO A. Manual de usuario y manejo de interfaz

ANEXO B. Gráficas de respuesta de Potencia, Voltaje y Coeficiente de Potencia ante diferentes valores de velocidad de viento.

ANEXO C. Selección de equipos y análisis de costos.

ANEXO D. Hoja de datos de equipos.

ANEXO A

Manual de usuario y manejo de interfaz

Manual de usuario y manejo de interfaz

La presente sección otorga los conocimientos necesarios al usuario para el uso del presente proyecto desarrollado en Matlab/Simulink, además de los parámetros que es posible modificar para comprobar el correcto funcionamiento del sistema.

Inicialización

Para proceder a utilizar el programa es necesario abrir el mismo, o en su defecto abrir en primer lugar el entorno de Simulink desde el Command Window de Matlab, para lo cual basta con escribir “Simulink” sobre el Command Window, como se muestra en la Figura A.1., y dar clic en “Enter”.

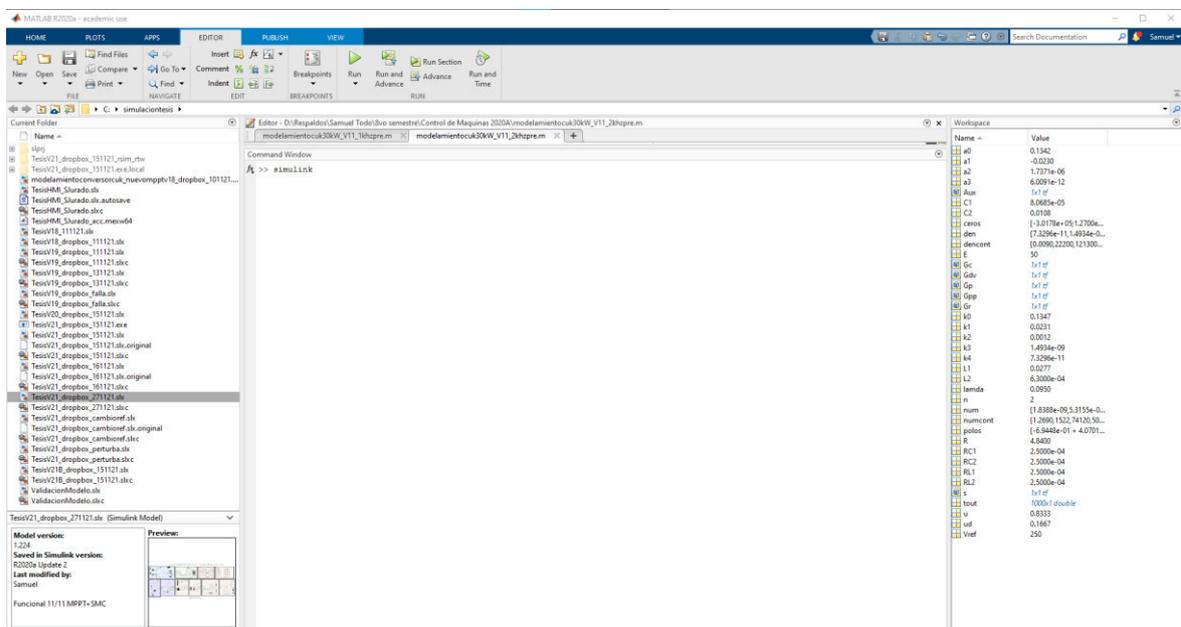


Figura A.1. Iniciar Simulink desde el Command Window

Una vez se tiene el entorno de Simulink es necesario abrir el programa correspondiente desde la pestaña de abrir ubicada en la parte superior izquierda, donde aparecerá un explorador de archivos y se debe buscar en la carpeta requerida el archivo “sj.slx”, de forma similar a como se indica en la Figura A.2.

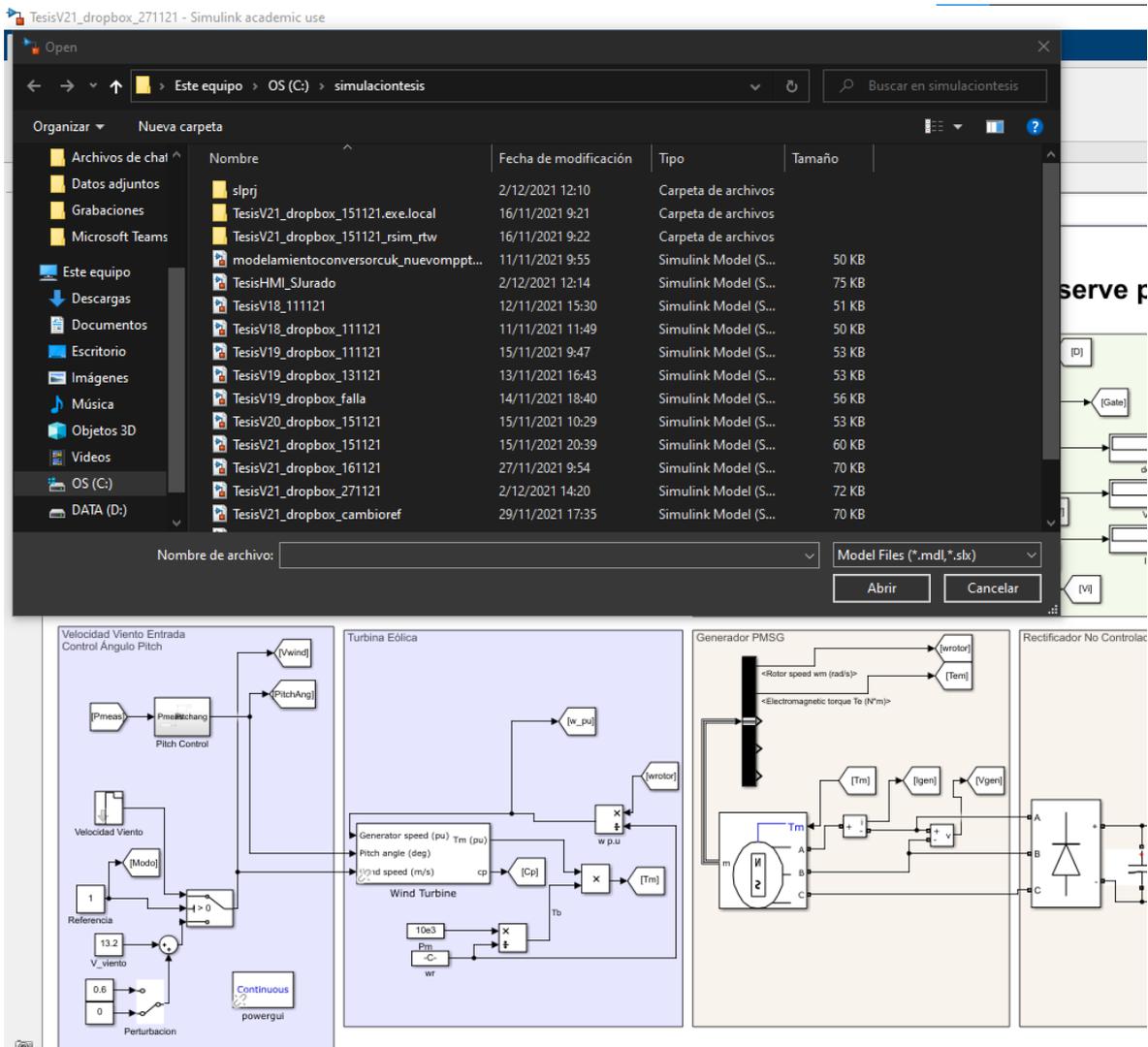


Figura A.2. Abrir el Programa requerido desde Simulink

Una vez se abre el sistema no es necesario realizar ningún cambio de parámetros, es importante visualizar que el tipo de simulación se encuentre configurado en “Rapid Accelerator” y el tiempo de simulación no sea mayor a 5 segundos, como se muestra en la Figura A.3., para evitar que la sobrecarga de datos cuelgue la máquina.

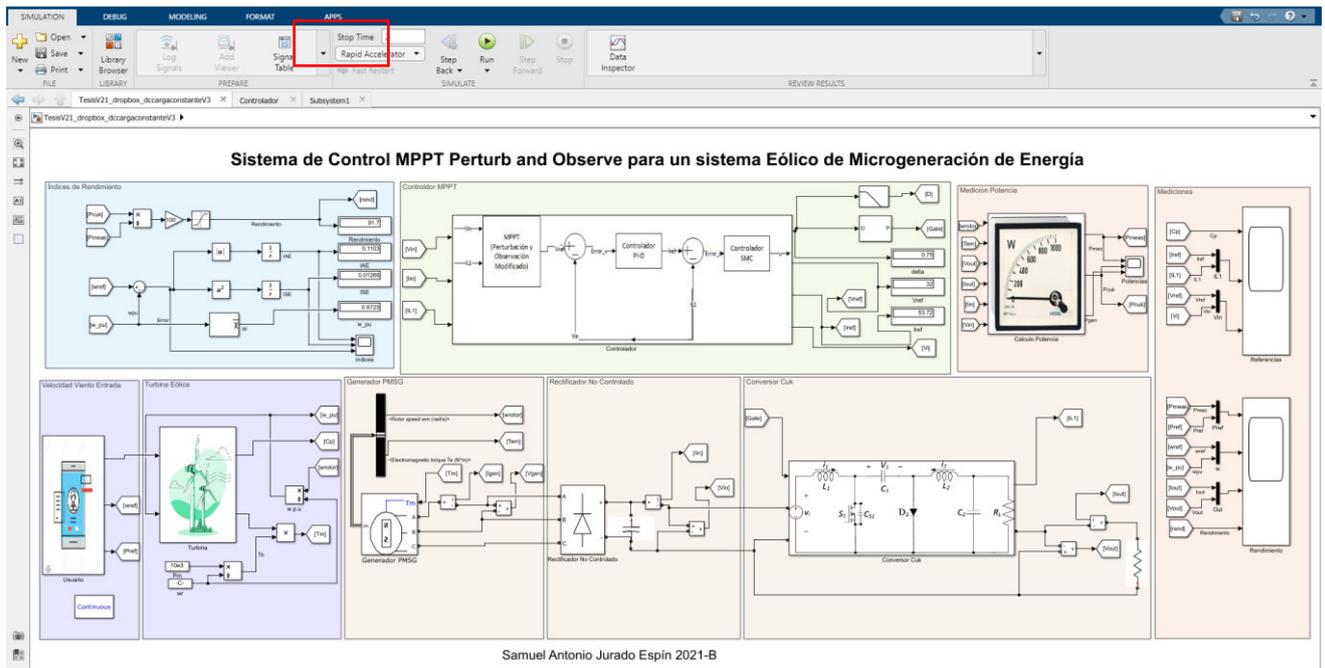


Figura A.3. Parámetros de simulación requeridos

Secciones

Una vez se comprueba los parámetros es importante que el usuario se relacione con el entorno presente, el cual se divide de forma visual en 9 secciones que serán explicadas a continuación.

Sección 1.- Índices de rendimiento

Esta primera sección ubicada en la parte superior izquierda es aquella que se asocia directamente a los índices de rendimiento del sistema, en este caso el índice de error cuadrático e índice de error absoluto, así como al rendimiento final. Es posible observar los bloques asociados a los cálculos de estos índices que es posible visualizarlos tanto en los displays de la zona derecha o en su defecto el usuario es capaz de observar el factor de cambio de los mismos en función del tiempo en el osciloscopio “Índices” ubicado dentro de la misma sección. En esta sección no se requiere ninguna modificación de parte del usuario.

Sección 2.- Controladores

Dentro de esta segunda sección está presente un bloque general que corresponde a los controladores implementados, tanto el controlador de máximo punto de potencia (MPPT), como el controlador PI y SMC de voltaje y corriente respectivamente, en esta sección el

usuario no puede modificar ningún parámetro, en su defecto es capaz de visualizar en los displays el valor de referencia otorgado por cada uno de los controladores.

Sección 3.- Medición de Potencia.

En esta tercera sección se tiene los bloques de medición de potencia en todos los puntos necesarios del sistema, es decir, la potencia mecánica extraída de la turbina, la potencia eléctrica de entrada al convertidor $C\hat{u}k$, la potencia eléctrica a la salida del convertidor y la potencia trifásica final que recae sobre la carga. En esta sección el usuario no es capaz de modificar ningún valor y únicamente es capaz de visualizar en el osciloscopio "Potencias" las gráficas de las mismas en función del tiempo.

Sección 4.- Mediciones.

En esta sección se tiene dos osciloscopios "Referencias", y "Rendimiento", dentro de los cuales el usuario es capaz de observar el cambio en función del tiempo de todas las variables asociadas al funcionamiento del sistema, es decir las gráficas de corriente y voltaje trifásico, la relación entre la corriente de referencia y la corriente real sobre el inductor $L1$, el voltaje de referencia y el voltaje real de entrada al convertidor $C\hat{u}k$ y el valor de Coeficiente de potencia (C_p) de la turbina para el primer osciloscopio.

Mientras que en el segundo se tiene la relación de la potencia mecánica de la turbina a comparación de la potencia de referencia, de igual forma entre la velocidad de referencia y velocidad real, el voltaje y corriente de salida del convertidor $C\hat{u}k$ y finalmente el rendimiento total del sistema que relaciona las potencias de entrada y salida.

Sección 5.- Velocidad de Viento de Entrada

Esta es la principal sección del usuario, pues en esta es capaz de cambiar el modo de la simulación, la velocidad de viento y/o añadir una perturbación de alta frecuencia, asociada a turbulencias en el viento.

Sección 6.- Turbina Eólica

Esta sección corresponde a la implementación del modelo de una turbina eólica, debido a que la misma utiliza valores en por unidad es necesario realizar los acondicionamientos necesarios, cuyos parámetros el usuario no debe modificar.

Sección 7.- Generador Síncrono de Imanes Permanentes (PMSG)

Esta sección corresponde a la implementación del modelo de un generador de imanes permanentes, cuyos parámetros el usuario no debe modificar.

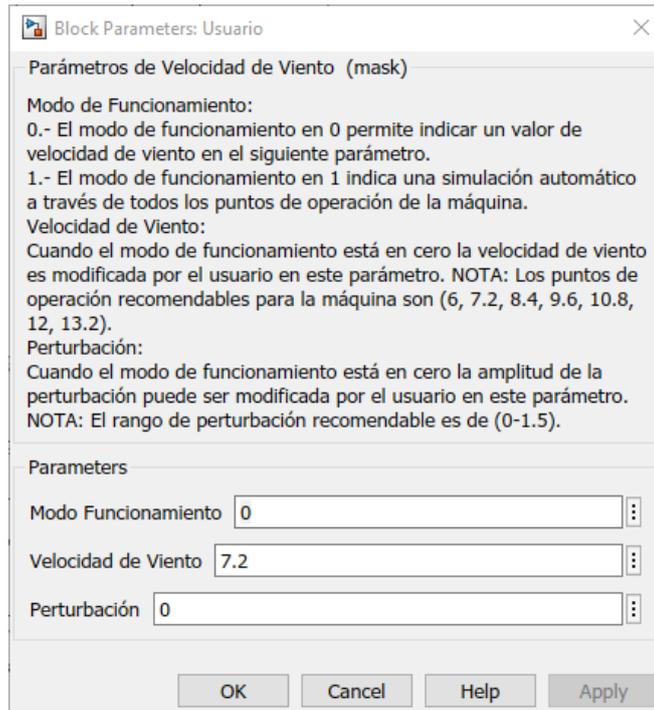


Figura A.4. Bloque de Parámetros de Usuario

4. Una vez configurados correctamente los parámetros da click en “Run”
5. Dentro de las secciones 1, 3 y 4 es posible observar los índices de rendimiento del sistema así como las gráficas en función del tiempo de las variables importantes del sistema.

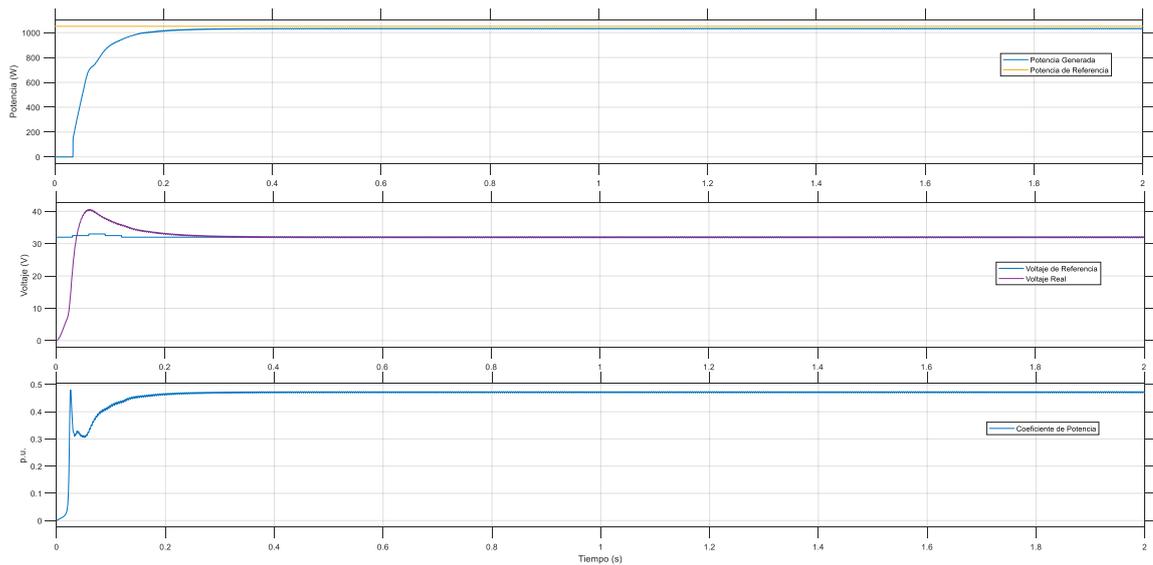
ANEXO B

Gráficas de respuesta de Potencia, Voltaje y Coeficiente de Potencia ante diferentes valores de velocidad de viento.

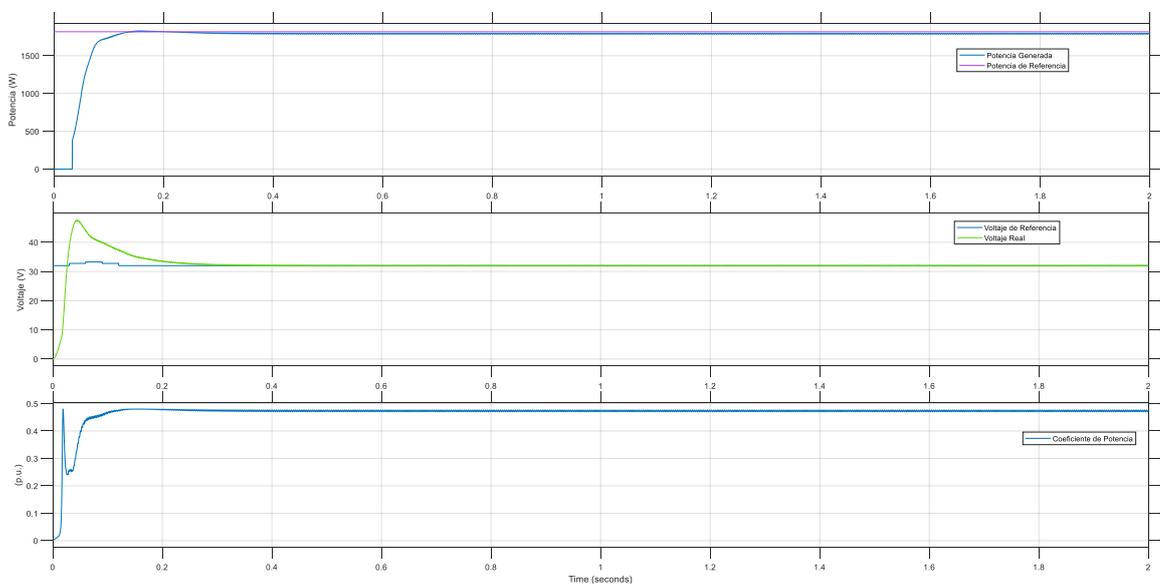
Gráficas de respuesta de Potencia, Voltaje y Coeficiente de Potencia ante diferentes valores de velocidad de viento.

A Continuación se detallan las curvas de potencia y funcionamiento del algoritmo de control MPPT para cada caso de velocidad de viento con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo de seguimiento de máximo punto de potencia que se desarrolla en el capítulo 3.1.2.

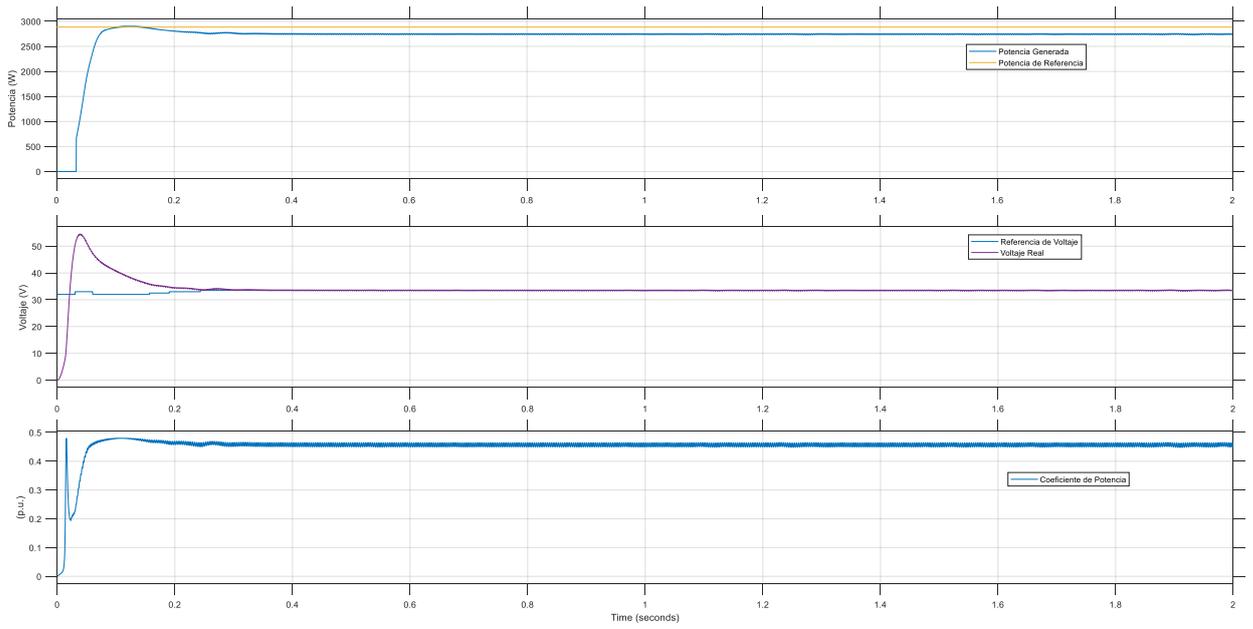
- Caso 1- Velocidad de viento 6 m/s



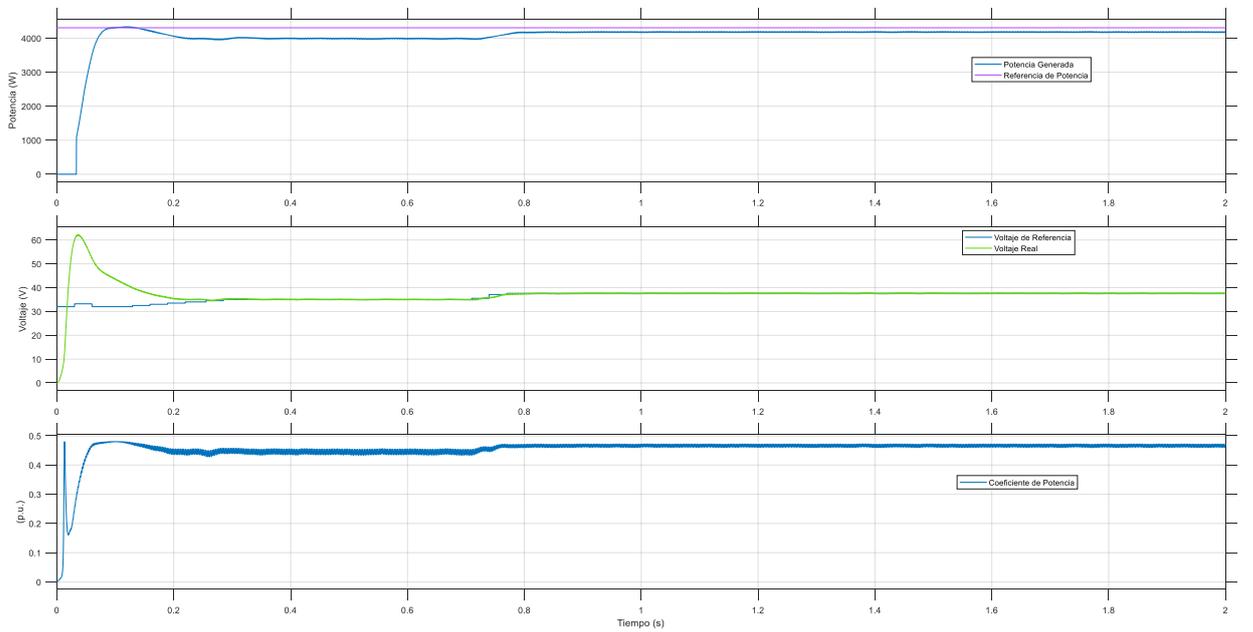
- Caso 2- Velocidad de viento 7.2 m/s



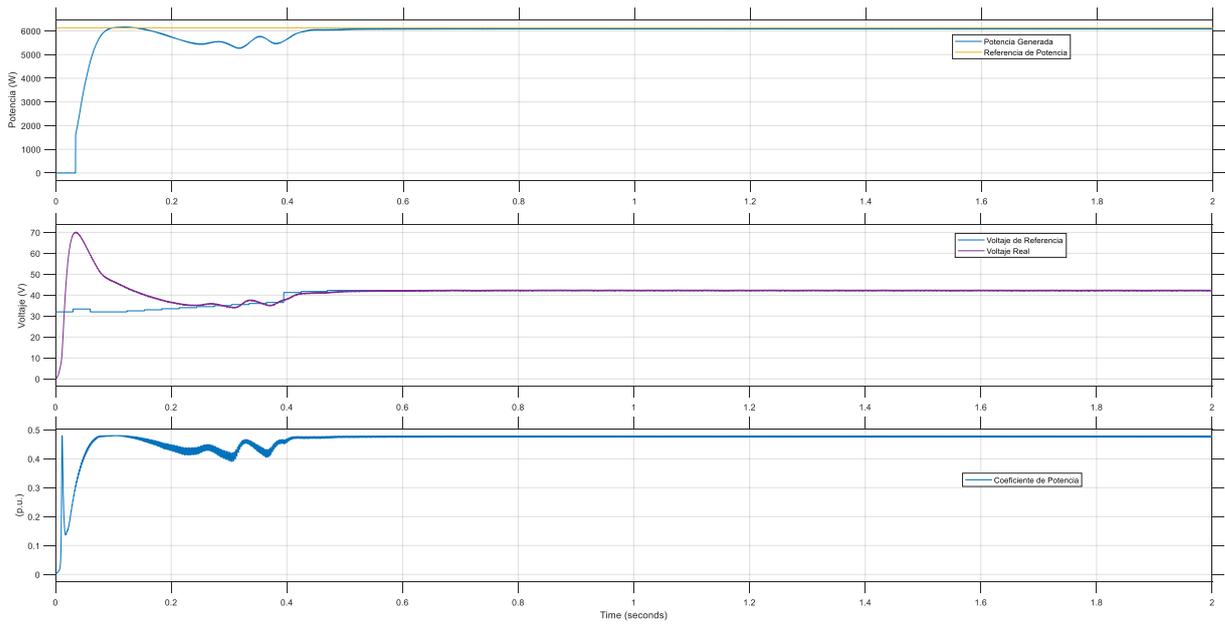
- Caso 3- Velocidad de viento 8.4 m/s



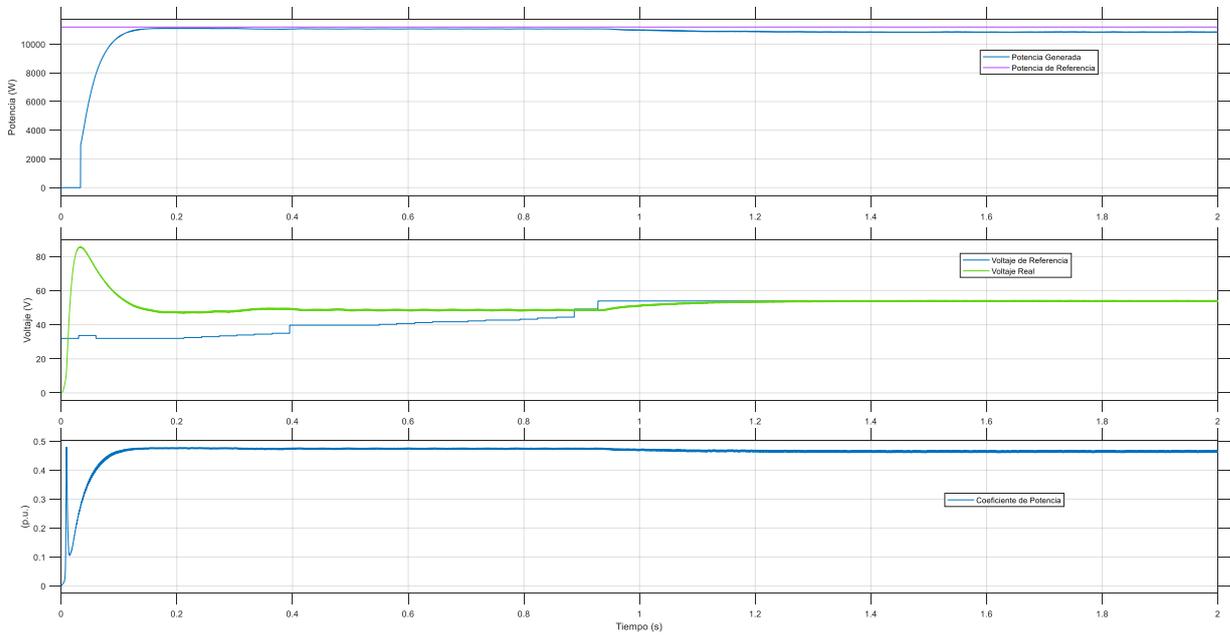
- **Caso 4- Velocidad de viento 9.6 m/s**



- **Caso 5- Velocidad de viento 10.8 m/s**



- **Caso 6- Velocidad de viento 13.2 m/s**



ANEXO C

Selección de equipos y análisis de costos.

SELECCIÓN DE EQUIPOS Y ANÁLISIS DE COSTOS

Se conoce que para los sistemas de generación eólico los costos de instalación de aerogeneradores on-shore, varían de entre 1200 a 1500 \$/kW a fecha de 2016 [67], [68]. Este análisis de división de costos se muestra en la Figura C.1, el cual corresponde a un aerogenerador asincrónico Tipo 3, es posible observar como el tren de potencia, encargado de la transmisión de potencia entre los ejes de baja y alta velocidad, corresponde a un 15% del costo de instalación. Sin embargo, en aerogeneradores de Tipo 4 este elemento no es requerido y su costo es mucho menor debido a que posee un acople directo con lo cual aumenta el valor del generador.

A pesar de que los costos de instalación de un aerogenerador que use un PMSG sean mayores presenta grandes ventajas a largo plazo a comparación de otro tipo de aerogeneradores. Debido a que disminuir la necesidad del tren de potencia corresponde a disminuir los elementos mecánicos de rozamiento implicados que a su vez requieren un mayor mantenimiento.[5], [67], [68]

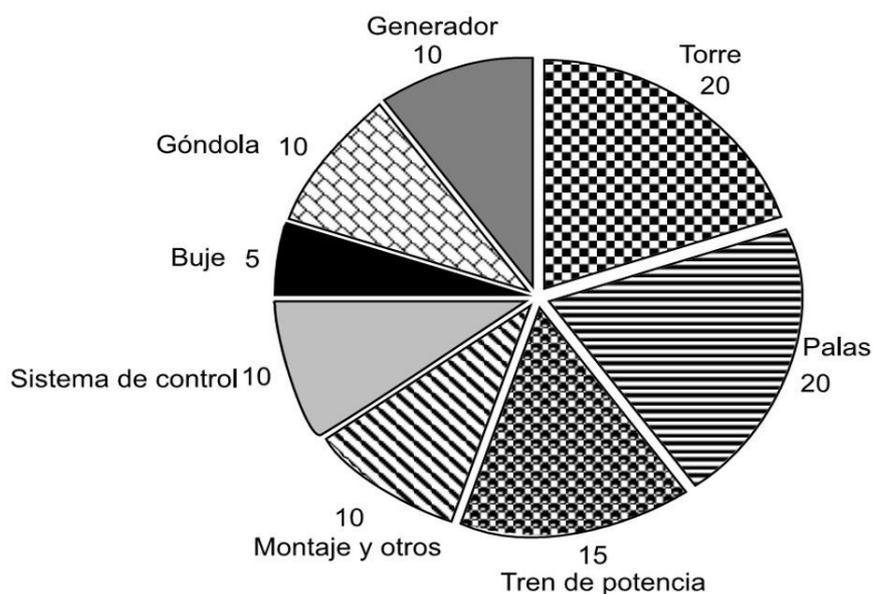


Figura C.1. División de costos de instalación de una instalación de generación eólica.

Tomado de: [67]

Es posible observar finalmente el esquema completo del sistema de microgeneración diseñado en la Figura C.2, donde se indica los puntos de conexión de los equipos al igual que las variables requeridas para el seguimiento del máximo punto de potencia y la acción de control requerida que se impondrá sobre el convertidor Cûk.

En el caso del presente proyecto se dimensionan todos los elementos y es posible obtener el valor de instalación de este equipo de microgeneración de energía, los costos y nombres de los equipos comerciales se muestran en la Tabla C.1, cuyas hojas de datos se encuentran en el Anexo D.

Tabla C.1 Elementos comerciales y costo de las partes constitutivas del aerogenerador

Elemento	Características	Nom. Comercial	Precio
Aspas y Góndola	Radio: 3.6m Peso: 46 kg	HB 3.6	1560
Generador	10 kW 200 rpm	PMGO-10K-200	2200
Puente de Diodos	200 A 75 V	DMS200A75	9.828
Capacitor DC	3.3 uF4 250V	C4ATFBU4330A3CJ	9.6
Capacitor C1	82uF 400V	UNL4W80K-F	62.27
Capacitor C2	10mF 350V	CGS103U150V5L	70.28
Inductor L1	27mH 200 ^a	CH-200	422.5
Inductor L2	0.68 mH 32 A	IHV15 680	33.33
MOSFET	350 A 2kHz	IRFS3004TRL7PP	9.61
Diodo	350Vpinv 400 ^a	VS-305UA160	74.11
Sensor de Corriente	400A 2kHz 0-5V	VS-305UA160	61.1
Sensor de Voltaje	600V 0-20mA	VSM050D	10.11
Microcontrolador	Entradas 3 ADC salida PWM 2kHz	MSP430AFE233IPWR	7.84
Anemómetro	0-30 m/s		24.6
Freno de pinza	Freno mecánico emergencia	Freno de pinza	35
Cableado y varios	NA	NA	25.6
Torre y Góndola	NA	NA	1500
Buje	NA	NA	350
Diseño	75	4.5	337.5
Manufactura	80	10	800

Con los datos que se observan en la Tabla C.1 es posible obtener un valor total de \$8080.25, lo cual indica un promedio de 808.025 \$/kW. Este valor es adecuado para los costos actuales de instalación de sistemas de generación de energía eólica que se estima

han reducido su costo inicial en un 40% desde 2016. Además, tomando en cuenta tanto los valores de manufactura y diseño es posible obtener un valor final incluyendo los costos del material humano necesario para la construcción de este sistema. de forma análoga se obtiene la relación presente entre cada una de las partes del sistema que se presenta en la Figura 2.18. en la cual se observa como el valor del generador es mayor, pero se omite el valor del tren de potencia.

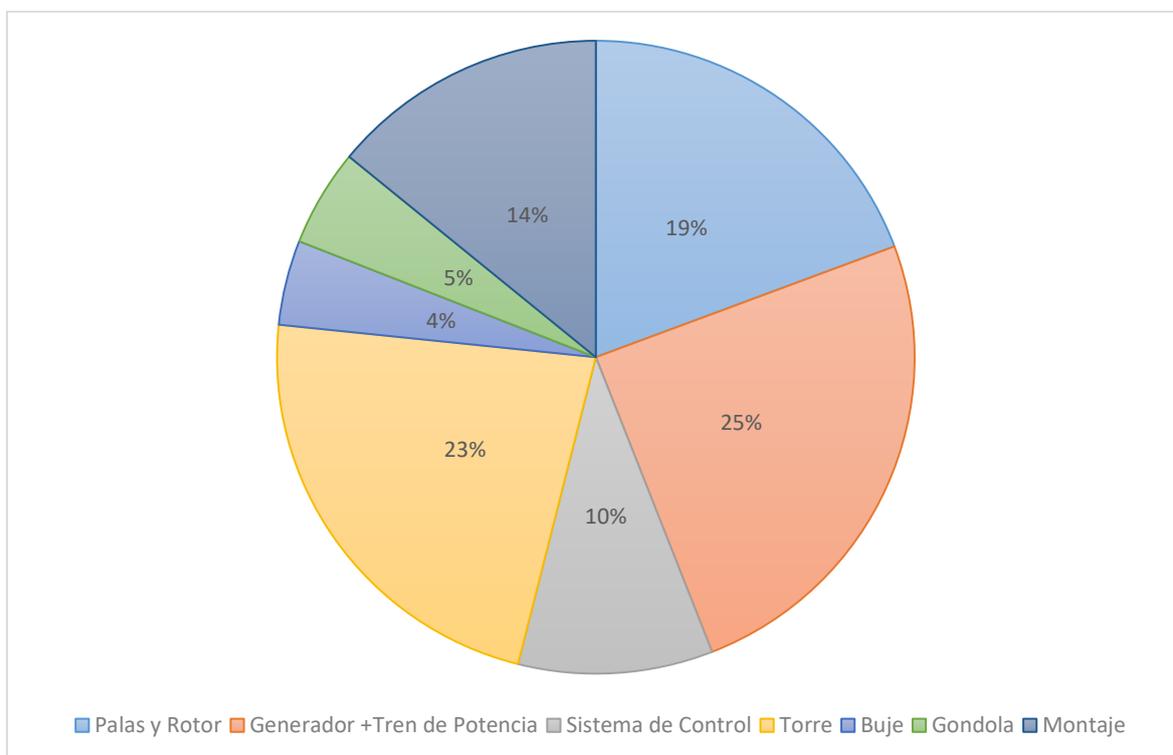


Figura C.2. División de costos de instalación del sistema diseñado.

ANEXO D

Hojas de datos de equipos.

Hojas de Datos de Equipos

- **Aspas y Góndola (HB-3.6)**

Product Details

Model	Rated Power	Single Length	Chord Wide	Single Weight	Start wind speed	Rated wind speed	Rated rotor speed	Safety wind speed
HB-1.2	500W	1200mm	160mm	2kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
H-1.17	500W	1170mm	170mm	2.3kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
HB-1.34	1KW	1340mm	170mm	2.6kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
HB-1.35	1KW	1350mm	200mm	2.6kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
HB-1.55	1.5KW	1550mm	240mm	3.5kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
HB-1.6	2KW	1600mm	230mm	3.6kg	3m/s	10m/s	300rpm	40m/s
HB-1.9	3KW	1900mm	250mm	6.1kg	3m/s	11m/s	220rpm	40m/s
HB-2.28	3KW	2280mm	315mm	16kg	3.5m/s	11m/s	230rpm	40m/s
HB-2.31	3KW	2310mm	315mm	13kg	3.5m/s	11m/s	230rpm	40m/s
HB-2.49	5KW	2490mm	330mm	13kg	3m/s	11m/s	220rpm	40m/s
HB-2.6S	5KW Stalled	2600mm	300mm	7.5kg	3m/s	14m/s	250rpm	50m/s
HB-3.1S	5KW Stalled	3100mm	310mm	10.2kg	3m/s	13m/s	180rpm	50m/s
HB-3.2	7KW	3200mm	450mm	34kg	3m/s	12m/s	220rpm	50m/s
HB-3.5	10KW	3500mm	400mm	32kg	3m/s	10m/s	200rpm	50m/s
HB-3.8F	10KW	3800mm	400mm	35kg	3m/s	10m/s	180rpm	50m/s
HB-3.8P	10KW	3800mm	400mm	36kg	3m/s	11m/s	180rpm	50m/s
HB-3.6	10KW	3600mm	520mm	46kg	3.5m/s	12m/s	220rpm	50m/s
HB-4.5	15KW	4500mm	500mm	66kg	3m/s	10m/s	180rpm	50m/s
HB-4.795	20KW	4795mm	542mm	82kg	3m/s	11m/s	160rpm	50m/s
HB-5.885	30KW	5885mm	830mm	150kg	2.5m/s	10m/s	90rpm	50m/s
HB-7	30KW	7000mm	830mm	165kg	2.5m/s	11m/s	90rpm	50m/s
HB-8.17	50KW	8170mm	1150mm	240kg	3m/s	10m/s	60rpm	50m/s
HB-9.065	80KW	9065mm	1025mm	260kg	2.5m/s	11m/s	60rpm	50m/s
H-10.5	100KW	10500mm	1035mm	280kg	2.5m/s	11m/s	60rpm	50m/s

- **Generador PMSG (PMGO-10K-200)**

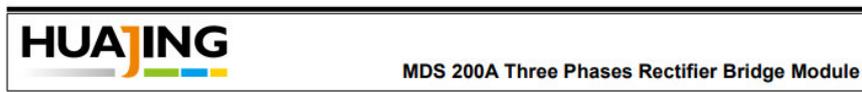
PMG - Permanent Magnet Generator
Standard range - Custom versions available upon request

Type description Outer Rotors	Output power (kW)	Rated speed (rpm)	Output Voltage 3 phase AC or DC	Max. Efficiency (%)	Number of Poles	Speed Constant (Vdc/krpm)	Resistance at 20 °C (Line-Line)	Inductance (Line-Line) (mH)	Rotor Inertia (Kg-m2)	Outer diameter (mm)	Gen. Weight (Kg)
PMGO-0.2K-200	0.2	200	24VDC	84	16	190	0.8	7.4	0.06	245	11
PMGO-0.4K-200	0.46	200	24VDC	89	18	161	0.67	0.43	0.186	273	23
PMGO-1K-200	1.0	200	220VAC	87	24	1670	13.6	37.2	0.454	360	38
PMGO-1K-420	1.0	420	24VDC	90	18	76.24	0.076	2.18	0.168	273	22
PMGO-2K-400	2.4	400	220VAC	92	24	850	1.82	26.7	0.454	360	38
PMGO-3K-120	3.0	120	380VAC	92	28	4200	13.4	87.7	2.843	540	100
PMGO-3K-360	3.0	360	220VAC	94	18	973	1.13	42.5	0.535	360	45
PMGO-5K-260	5.0	260	300VAC	96	28	1690	1.74	36.2	2.843	540	100
PMGO-6K-240	6.0	240	300VAC	95	28	2120	3.27	54.8	2.843	540	100
PMGO-7K-150	7.0	150	380VAC	96	24	3460	3.53	78.2	6.61	640	180
PMGO-10K-200	10.0	200	380VAC	96	24	3460	3.53	78.2	6.61	640	180

Type description Inner Rotors	Output power (kW)	Rated speed (rpm)	Output Voltage 3 phase AC or DC	Max. Efficiency (%)	Number of Poles	Speed Constant (Vdc/krpm)	Resistance at 20 °C (Line-Line)	Inductance (Line-Line) (mH)	Rotor Inertia (Kg-m2)	Outer diameter (mm)	Gen. Weight (Kg)
PMGI-0.5K-200	0.54	200	24VDC	90	12	210	0.46	12.7	0.026	245	21
PMGI-1K-700	1.0	700	200VAC	92	12	373	8.4	68.2	0.019	245	17
PMGI-3K-1200	3.0	1200	220VAC	92	12	290	1.76	28.5	0.026	245	21
PMGI-3K-320	3.0	320	220VAC	94	24	990	2.35	1.22	0.32	464	67
PMGI-6K-240AB	6.0	240	220VAC	94	30	1290	0.95	0.76	0.92	494	128

©2009 DVE Technologies ApS — Specifications subject to change without prior notice

• **Puente de Diodos (DMS200A75)**



Features

The chips are electrically insulated from bottom plate, 2500V AC voltage Package as per international standard, wide structure, with excellent Temperature characteristics and power cycling capacity Maximum junction temperature up to 150, Low forward voltage drop

Typical application

DC power supply of appliance and device, input rectifying power supply of PWM frequency transformer
Excitation source of appliance and device, input rectifying of switching power supply
Charging of soft starting capacitor, Electric towage and auxiliary current
Inversion welder, Current charging DC power supply

I_D	200A
V_{DRM}	600-2000V
I_{FSM}	2.1 KA
I^2t	22.1 $10^3 a^2s$

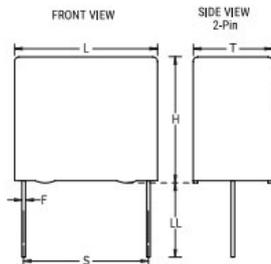
SYMBOL	CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	T_J (°C)	VALUE		UNIT
				Min	Max	
I_D	Output Current (D.C.)	$T_C=100^\circ C$	150		200	A
V_{iso}	Insulation voltage		150	2500		A
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	$V_{DSM} \& V_{RSM} = V_{DRM} \& V_{RRM} + 200V$	150	600	2000	V
I_{RRM}	Repetitive peak current	$V_{RM} = V_{RRM}$	150		15	mA
I_{FSM}	Surge on-state current	10ms half sine wave	150		2.1	KA
I^2t	I^2t for fusing coordination	$V_R = 0.6 V_{RRM}$			22.1	$A^{2S} * 10$
V_{FO}	Threshold voltage		150		0.8	V
R_F	On-state slop resistance					2.8
V_{FM}	Peak on-state voltage	$I_{TM} = 230A$	25		1.35	V
$R_{th(j-c)}$	Thermal impedance node to the shell	180 ° sine wave, single heat sink			0.1	°C/W
$R_{th(c-h)}$	Thermal impedance (shell to powder)	180 ° sine wave, single heat sink			0.07	°C/W
F_M	Mounting force (M5)				4	N-m
	Mounting force (M6)				6	N-m
T_{stq}	Stored temperature			-40	125	°C
W_t	Weight					g
Outline						

• **Capacitor DC (C4ATFBU4330A3CJ)**

KEMET Part Number: C4ATFBU4330A3CJ



C4AT, Film, Metallized Polypropylene, Power, 3.3 uF, 5%, 250 VAC, 400 VDC, 70°C, Lead Spacing = 27.5mm



Dimensions	
L	32mm NOM
H	28mm NOM
T	14mm NOM
S	27.5mm +/-0.4mm
LL	6mm -2mm
F	1.2mm NOM

Packaging Specifications	
Packaging:	Bulk, Bag
Packaging Quantity:	96

General Information	
Series:	C4AT
Dielectric:	Metallized Polypropylene
Style:	Radial
Features:	Switching
RoHS:	Yes
Lead:	Wire Leads

Specifications	
Capacitance:	3.3 uF
Capacitance Tolerance:	5%
Voltage AC:	250 VAC
Voltage DC:	400 VDC
Temperature Range:	-40/+85C
Rated Temperature:	70°C
Dissipation Factor:	0.05%
Max dV/dt:	74 V/us
Resistance:	4 mOhms (100kHz)
Ripple Current:	13 Amps (100kHz 70C), 244 Amps (Peak)

• Capacitor C1 (UNL4W80K-F)

Type UNL, DC Link and Filter Capacitors
High Capacitance, High Current, Board Mount



Constructed using a low-loss polypropylene film, the UNL series offers high ripple current capabilities and high capacitance values making them ideal for electrolytic bank replacement and high ripple current applications.

Highlights

- Advantages over Electrolytics**
- Exceptionally low ESR
 - Up to 10 times the ripple current
 - Non-polar
 - Higher voltage ratings
 - Dry construction - no electrolyte
 - Improved reliability

Specifications

Capacitance Range	4.7 to 100 uF
Capacitance Tolerance	±10% (K) standard
Rated Voltage	400 to 1500 Vdc
Operating Temperature Range	-55 °C to 105 °C* *Full rated voltage at 85 °C - derate linearly to 50% rated at 105 °C
Maximum rms Current	Check tables for values
Test Voltage between Terminals @ 25 °C	125% rated DC voltage for 60 s
Test Voltage between Terminals & Case @ 25 °C	3 kVac @ 50/60 Hz for 60 s
Life Test	2,000 h @ 85 °C, 125% rated voltage
Life Expectancy	60,000 h @ 70 °C, rated voltage

RoHS Compliant

• Capacitor C2 (CGS103U150V5L)

Type CGS High-Cap Screw Terminal Aluminum Electrolytic Capacitor

High CV, Screw Terminal Capacitors



Type CGS screw terminal, aluminum electrolytic capacitors have a high CV rating and are suitable for use in most demanding applications requiring high current filtering or energy storage.

Highlights

- High CV rating
- High current filtering
- Screw terminal

RoHS Compliant

Specifications

Capacitance Range:	75 to 1,500,000 μ F
Voltage Range:	6.3 to 500 WVdc
Capacitance Tolerance:	-10% +75% (6.3 - 150 WVdc) -10% +50% (200 - 450 WVdc)
Operating Temperature:	-40 °C to +85 °C
Ripple Current Multipliers:	Ambient Temperature

+45 °C	+55 °C	+65 °C	+75 °C	+85 °C
2.24	2.00	1.73	1.41	1.00

Rated Voltage	Ripple Multiplier				
	60 Hz	120 Hz	300 Hz	1000 Hz	10 kHz
16 to 150	0.9	1.0	1.15	1.25	1.30
200 to 500	0.9	1.0	1.25	1.40	1.50

- Inductor L1 (CH-200)

Part Number Selection

Part Number	Inductance mHY	Current Amps	Resistance Ohms	Mounting Style	Dimensions					Mounting Screw	Weight lbs (kg)
					L	W	H	ML	MW		
					Inches (mm)						
CH-1	100	1	1.5	B	3.00 (76.2)	2.50 (63.5)	2.50 (63.5)	2.50 (63.5)	2.00 (50.8)	#8	2.3 (1.04)
CH-2	70	2	0.9	B	3.37 (85.7)	2.75 (69.9)	2.87 (73.0)	2.81 (71.4)	2.12 (53.9)	#8	3.2 (1.45)
CH-4	70	4	0.6	B	3.75 (95.3)	3.12 (79.4)	3.25 (82.6)	3.12 (79.4)	2.50 (63.5)	#8	5.3 (2.40)
CH-6	40	6	0.4	B	3.75 (95.3)	3.62 (92.1)	3.25 (82.6)	3.12 (79.4)	3.00 (76.2)	#8	6.5 (2.95)
CH-8	30	8	0.3	B	4.12 (104.8)	3.62 (92.1)	3.50 (88.9)	3.43 (87.3)	3.00 (76.2)	#10	8 (3.63)
CH-12	15	12	0.1	B	5.25 (133.4)	4.00 (101.6)	4.43 (112.7)	4.37 (111.1)	3.12 (79.4)	#10	13.7 (6.21)
CH-16	15	16	0.08	B	5.25 (133.4)	4.62 (117.5)	4.43 (112.7)	4.37 (111.1)	3.62 (92.0)	#10	17.5 (7.94)
CH-20	7	20	0.05	B	5.25 (133.4)	4.00 (101.6)	4.43 (112.7)	4.37 (111.1)	3.12 (79.4)	#10	13.3 (6.03)
CH-25	5	25	0.025	B	5.25 (133.4)	4.75 (120.7)	4.43 (112.7)	4.37 (111.1)	3.87 (98.4)	#10	17.8 (8.07)
CH-30	4	30	0.01	B	6.37 (161.9)	5.00 (127.0)	5.37 (136.5)	5.31 (134.9)	3.37 (85.7)	1/4	24.4 (11.07)
CH-50	1.4	50	0.01	B	6.37 (161.9)	5.25 (133.4)	5.37 (136.5)	5.31 (134.9)	3.75 (95.3)	1/4	26.7 (12.11)
CH-100	0.5	100	0.005	B	6.37 (161.9)	6.25 (158.8)	5.37 (136.5)	5.31 (134.9)	4.12 (104.8)	1/4	31.4 (14.24)
CH-200	0.3	200	0.001	B	7.50 (190.5)	7.50 (190.5)	6.25 (158.8)	6.75 (171.5)	4.12 (104.8)	1/4	48.0 (21.77)

- Inductor L2 (IHV15 680)

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS					
MODEL	IND. AT 1 kHz (μH) ⁽¹⁾	TOL. (%)	SRF MIN. (MHz)	DCR MAX. (Ω)	RATED DC CURRENT (mA)
IHV-15-500	500	± 10	0.8	0.0500	15 000
IHV-20-200	200	± 10	1.2	0.0210	20 000
IHV-28-60	60	± 10	1.9	0.0085	28 000
IHV-30-150	150	± 10	2.1	0.0130	30 000
IHV-40-39	39	± 10	2.5	0.0048	40 000
IHV-45-92	92	± 10	2.9	0.0075	45 000
IHV-50-50	50	± 10	3.1	0.0045	50 000
IHV-60-24	24	± 10	5.7	0.0025	60 000

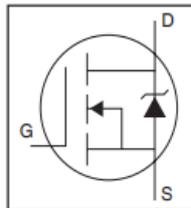
- **MOSFET (IRFS3004TRL7PP)**

Applications

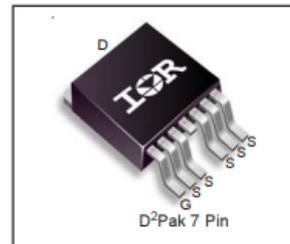
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits

Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead-Free



V_{DSS}	40V
$R_{DS(on)}$ typ.	0.90mΩ
$R_{DS(on)}$ max.	1.25mΩ
I_D (Silicon Limited)	400A^①
I_D (Package Limited)	240A



G	D	S
Gate	Drain	Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V (Silicon Limited)	400 ^①	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V (Silicon Limited)	280 ^①	
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V (Wire Bond Limited)	240	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ^②	1610	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	380	W
	Linear Derating Factor	2.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ^③	2.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	

- **Diode (VS-305UA160)**

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS				
PARAMETER	TEST CONDITIONS	301U(R)		UNITS
		160 TO 200	250	
$I_{F(AV)}$		330	300	A
	T_C	120	120	°C
$I_{F(RMS)}$		520	470	A
I_{FSM}	50 Hz	8250	6050	A
	60 Hz	8640	6335	
i^2t	50 Hz	340	183	kA ² s
	60 Hz	311	167	
V_{RRM}	Range	1600 to 2000	2500	V
T_J		-40 to 180	-40 to 180	°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

VOLTAGE RATINGS				
TYPE NUMBER	VOLTAGE CODE	V_{RRM} , MAXIMUM REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	V_{RSM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I_{RRM} MAXIMUM AT $T_J = T_J$ MAXIMUM mA
VS-301U(R)	160	1600	1700	15
VS-303U(R)				
VS-305U(R)	200	2000	2100	
VS-307U(R)				
VS-309U(R)	250	2500	2600	

- **Sensor de Corriente (VS-305UA160)**

L03S SERIES



TAMURA recommends L37S series as a succession model.

SPECIFICATIONS

$T_a=25^\circ\text{C}$, $R_L=10\text{k}\Omega$, $V_{CC}=\pm 15\text{V}$

Spec	Types	L03S050D15	L03S100D15	L03S200D15	L03S300D15	L03S400D15	L03S500D15	L03S600D15
		Primary nominal current	I_F	50AT	100AT	200AT	300AT	400AT
Saturation current	$I_{F\text{ max}}$	$\geq \pm 150\text{AT}$	$\geq \pm 300\text{AT}$	$\geq \pm 600\text{AT}$	$\geq \pm 700\text{AT}$	$\geq \pm 700\text{AT}$	$\geq \pm 700\text{AT}$	$\geq \pm 700\text{AT}$
Output voltage	V_o	$4\text{V} \pm 0.040\text{V}$ (at I_F)						
Offset voltage *1	V_{of}	$\leq \pm 0.040\text{V}$ (at $I_F=0\text{A}$)	$\leq \pm 0.030\text{V}$ (at $I_F=0\text{A}$)					
Output linearity (without offset)	ϵ_L	$\leq \pm 1\%$ (at I_F)						
Power supply voltage	V_{CC}	$\pm 15\text{V} \pm 5\%$						
Consumption current	I_{CC}	$\pm 12\text{mA}$ (typ) , $\leq \pm 20\text{mA}$						
di/dt Response time *2	t_r	$\leq 10\mu\text{s}$						
Thermal drift of gain	$T_C V_o$	$\leq \pm 0.1\% / ^\circ\text{C}$ (without $T_C V_{of}$)						
Thermal drift of offset	$T_C V_{of}$	$\leq \pm 2\text{mV} / ^\circ\text{C}$	$\leq \pm 1\text{mV} / ^\circ\text{C}$					
Hysteresis error	V_{OH}	$\leq 20\text{mV}$ (at $I_F = 0\text{A} \rightarrow I_F \rightarrow 0\text{A}$)						
Insulation voltage	V_d	AC2500V for 1 minute (Sensing current 0.5mA) inside of through hole \leftrightarrow terminal						
Insulation resistance	R_{is}	$\geq 500\text{M}\Omega$ (at DC500V) , inside of through hole \leftrightarrow terminal						
Ambient Operating temperature	T_A	$-20^\circ\text{C} \sim +80^\circ\text{C}$						
Ambient storage temperature	T_S	$-40^\circ\text{C} \sim +90^\circ\text{C}$						

*1 Offset voltage value is after removal of core hysteresis. *2 The smaller one on either at $di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ or at $di/dt = I_F/\mu\text{s}$.

- **Sensor de Voltaje (VSM050D)**



A-VSM800D 系列霍尔交流电压传感器



应用霍尔效应闭环原理的电压变送器，能在电隔离条件下测量交流信号的电压。

电参数									
	型号	A-VSM050D	A-VSM100D	A-VSM200D	A-VSM300D	A-VSM400D	A-VSM500D	A-VSM800D	
V_{FN}	原边额定输入电压	50 (AC)	100 (AC)	200 (AC)	300 (AC)	400 (AC)	500 (AC)	800 (AC)	V (rms)
V_P	原边电压测量范围	0~100 (AC)	0~200 (AC)	0~400 (AC)	0~600 (AC)	0~800 (AC)	0~800 (AC)	0~800 (AC)	V (rms)
I_{OUT}	副边额定输出电流	20 (DC)							mA
K_N	匝数比	3000: 1200							
R_N	测量电阻	$V_c = \pm 15V$ 54~360							Ω
V_C	电源电压	$\pm 12 \sim \pm 15 (\pm 5\%)$							V
V_d	绝缘电压	在原边与副边电路之间 2.5kV 有效值/50Hz/1 分钟							
E_L	线性度	<0.2							%FS
X	精度	$T_A = 25^\circ C$ $V_c = \pm 15V$			± 0.8			%	
I_0	零点失调电流	$T_A = 25^\circ C$			< ± 0.2			mA	
I_{OT}	失调电流温漂	$V_c = 0$ $T_A = -25 \sim +85^\circ C$			$\pm 0.1 \sim \pm 0.5$			mA	
T_r	响应时间	<20							ms
T_A	工作环境温度	-25~+85							$^\circ C$
T_S	贮存环境温度	-40~+100							$^\circ C$

- **Microcontrolador (MSP430AFE233IPWR)**



www.ti.com

MSP430AFE253, MSP430AFE252, MSP430AFE251
MSP430AFE233, MSP430AFE232, MSP430AFE231
MSP430AFE223, MSP430AFE222, MSP430AFE221

SLAS701B – NOVEMBER 2010 – REVISED JUNE 2018

5 Specifications

5.1 Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted)

	MIN	MAX	UNIT
Voltage applied at V_{CC} to V_{SS}	-0.3	4.1	V
Voltage applied to any pin ⁽²⁾	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	V
Diode current at any device terminal	-2	2	mA
Storage temperature, T_{stg}	Unprogrammed device	-55	150
	Programmed device	-40	85

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltages referenced to VSS. The JTAG fuse-blow voltage, V_{FB} , is allowed to exceed the absolute maximum rating. The voltage is applied to the TEST pin when blowing the JTAG fuse.

ORDEN DE EMPASTADO