



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN
EN MATERIALES AVANZADOS S.C.
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**



**“ANÁLISIS, SIMULACIÓN, DISEÑO E
IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA
EL SEGUIMIENTO DEL PUNTO MÁXIMO DE
POTENCIA (MPPT) EN UN AEROGENERADOR DE
BAJA POTENCIA (SWT) EN APLICACIONES
AISLADAS A LA RED ELÉCTRICA”**

**TÉSIS QUE COMO REQUISITO PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN ENERGÍAS RENOVABLES
PRESENTAN:**

**David Ricardo López Flores.
José Antonio Pineda Gómez.**

**Director de tesis:
Dr. José Alberto Duarte Moller.**

Chihuahua, Chih., Septiembre del 2012

AGRADECIMIENTOS Y RECONOCIMIENTOS

David

Gracias a dios por darme salud, vida, fuerza y voluntad para lograr este proyecto y continuar transmitiendo mis nuevas experiencias adquiridas en las presentes y futuras generaciones, con honestidad, humildad y responsabilidad.

A mí esposa Graciela, mis hijas Haydeé y Sarahí, que fueron mi principal motivación y motor para seguir superándome, y mantener un equilibrio en el plano familiar, personal y profesional.

Mi más sincero agradecimiento a la Universidad Tecnológica de Chihuahua (UTCH) y el Centro de Investigación de Materiales Avanzados (CIMAV), por ofrecerme la oportunidad de continuar especializándome mediante una Maestría en Ciencias en Energías Renovables, ya que esto representa la superación en el plano profesional y personal.

A la planta docente y administrativa del CIMAV por el apoyo brindado en mi estancia como estudiante, como es el Dr. José Alberto Duarte Moller por compartir su experiencia como docente y asesor de tesis. Por compartir su conocimiento y habilidades dentro del campo de las energías renovables agradezco al Dr. Alfredo Campos, Dr. Erasmo Orrantía, Dr. Ignacio Ramiro, Dr. Martín Gómez y el Dr. Guillermo Muñoz.

A mis compañeros/as por brindarme su apoyo, experiencia y conocimientos en los momentos más difíciles durante mi estancia en este nuevo proyecto de vida.

A mis padres Manuel y Socorro por darme la herencia más valiosa para mí, que son los principios, valores, respeto y la importancia de la familia. Además, por ser un ejemplo de vida a seguir.

A Mis hermanos Manuel, Francisco y Cesar, mis hermanas Alma y Cristy, por estar siempre a mi lado apoyándome a pesar de la distancia que nos separa, gracias .

Por último pero no menos importante, gracias a la familia de mí esposa, la Señora Graciela, El Señor Guillermo, su hermano Guillermo, hermana Lorena e hija Marisol, que me brindaron su apoyo incondicional en los momentos difíciles y buenos, gracias.

Gracias a Dios, por la oportunidad que me da de participar en este “nano” espacio y tiempo cósmico que le llamamos vida, y de la cual es mi responsabilidad hacer de ella algo útil.

Gracias a Blanca Lydia mi esposa y Antonio y Abraham mis hijos, quienes siempre me han brindado su apoyo incondicional para los proyectos que emprendo, aún cuando vaya de por medio sacrificar nuestro tiempo de familia.

Gracias a mi madre Isabel y a mis hermanas Montserrat y Clara, de quienes por capricho del destino me alejé físicamente desde hace muchos años, pero nunca espiritualmente, siempre me han apoyado y protegido con sus oraciones.

Gracias a la SEP (Dr. Rodolfo Tourián siempre tan comprometido con la Educación Superior de México) y a la gestión de la CGUT (gracias por su trabajo ingeniero Héctor Arreola), que con sus apoyos permitieron que 80 maestros de esta primera generación del sistema de UUTT's, pudiéramos realizar estos estudios de postgrado en Energías Renovables, área urgente de desarrollo en nuestro País.

Gracias al Gobierno del Estado, por empatar también las aportaciones federales llamadas Fondo de Apoyo a la Calidad Educativa, ya que con esto se logró adquirir el equipamiento del laboratorio de Energías Renovables con los que cuenta la UTCH, que sirvieron para el desarrollo del presente proyecto y que será un pilar importantísimo en la formación de alumnos y profesores de esta carrera.

Gracias al CIMAV, que respondieron a tiempo ante los cambios y pormenores que iban surgiendo en esta nueva aventura y convenio con las UUTT's. Mi reconocimiento para Carmen Becerra, encargada del enlace vía internet desde la sede CIMAV, quien con su paciencia y conocimientos supo sacarnos adelante a todas las sedes que nos “conectábamos” semanalmente.

Gracias a nuestros instructores quienes también vivieron una nueva experiencia con esta particular modalidad de enseñanza: Dr. Alfredo Campos, Dr. Erasmo Orrantía, Dr. Ignacio Ramiro, Dr. Martín Gómez, Dr. Guillermo Muñoz y muy especialmente al Dr. Alberto Duarte Moller por aceptar ser nuestro tutor y brindarnos la confianza en la elaboración de este proyecto.

Gracias a mis amigos y compañeros de clase Roberto Herrera, Mayra Martínez, Rafael Vidal, Francisco Delgadillo y muy especialmente a David López, quienes con su amistad, paciencia y conocimientos logré mantener la motivación para culminar esta aventura junto con ellos.

ÍNDICE

ÍNDICE	iv
ÍNDICE DE FIGURAS	v
ÍNDICE DE TABLAS	ix
RESUMEN	1
INTRODUCCIÓN	2
HIPÓTESIS	6
OBJETIVO GENERAL	7
OBJETIVOS PARTICULARES	7
I MATERIALES Y MÉTODOS	8
1.1 La Turbina Eólica	8
1.1.1 Modelo Teórico de la Turbina Eólica	8
1.1.2 Sistema Mecánico de la Turbina	13
1.1.3 Motor Síncrono de Imanes Permanentes	14
1.1.4 Rectificador <i>CA-CD</i> Trifásico	17
1.1.5 Modelo de Simulación de la Turbina Eólica	18
1.2 Estrategia del <i>MPPT</i>	24
1.2.1 Máxima Potencia	24
1.2.2 Relaciones Óptimas	27
1.2.3 Estructura de Potencia <i>CD – CD</i> para el seguimiento <i>MPPT</i>	32
1.2.4 Convertidor Reductor <i>CD – CD</i>	35
1.2.5 Controlador <i>PI</i> de la Estructura de Potencia <i>MPPT</i>	41
1.3 Convertidor Elevador <i>CD – CD</i>	50
1.3.1 Estado estable del Convertidor Elevador <i>CD - CD</i>	50
1.3.2 Análisis en pequeña señal del Convertido Elevador <i>CD - CD</i>	56
1.3.3 Controlador <i>PI</i> del Convertidor Elevador <i>CD - CD</i>	59
1.4 Inversor <i>CD – CA</i>	64
1.4.1 Inversor monofásico de Puente Completo	65
1.4.2 Técnica de modulación <i>SPWM</i>	66
1.4.3 Filtro <i>LC</i> en el Inversor	69
II RESULTADOS Y DISCUCIONES	73
2.1 Sistema de simulación y prototipo propuesto	73
2.2 Resultados de Simulación y Experimentales	75
III CONCLUSIONES	83
BIBLIOGRAFÍA	84

ÍNDICE DE FIGURAS

INTRODUCCIÓN

Figura 1	Capacidad instalada en generación de energía eléctrica en México de un total de <i>57.2 GW</i>	3
Figura 2	Tendencias en las fuentes renovables y no renovables en la generación de energía eléctrica a nivel mundial	3
Figura 3	Sistema propuesto con control <i>MPPT</i> en una turbina eólica	5

I MATERIALES Y MÉTODOS

Figura 1.1	Coeficiente de potencia en función a tipos de rotores eólicos y λ	10
Figura 1.2	Coeficiente de potencia en función de λ y β para una turbina en específico	11
Figura 1.3	Coeficiente de torque en función de λ y tipos de rotores eólicos	11
Figura 1.4	Coeficiente de torque en función de λ y β para una turbina en específico	12
Figura 1.5	Sistema mecánico de la turbina sin caja de velocidades	13
Figura 1.6	Motor de imanes permanentes para pequeñas turbinas eólicas y circuito equivalente	14
Figura 1.7	Rectificador <i>CA-CD</i> trifásico	17
Figura 1.8	Modelo de bloques funcional de la turbina eólica	18
Figura 1.9	Modelo de simulación en <i>PSIM</i> , de la turbina eólica <i>SWT</i>	19
Figura 1.10	Sistema de emulación de la turbina <i>SWT</i>	20
Figura 1.11	Interfaz de usuario del sistema de emulación de la turbina <i>SWT</i>	20
Figura 1.12	Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de 400Ω , configuración [<i>CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div</i>]	21
Figura 1.13	Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de 150Ω , configuración [<i>CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div</i>]	22
Figura 1.14	Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de 75Ω , configuración [<i>CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div</i>]	23
Figura 1.15	Curva idealizada de máxima potencia eléctrica v.s. voltaje V_r de una turbina <i>SWT</i>	25
Figura 1.16	Módulo de cargas de <i>Lav-bolt</i>	26
Figura 1.17	Curva experimental de máxima potencia eléctrica v.s. voltaje V_r de una turbina <i>SWT</i>	27
Figura 1.18	Coeficiente de potencia en función de λ	28
Figura 1.19	Coeficiente de potencia en función de <i>TSR</i>	32
Figura 1.20	Estructura de potencia <i>CD – CD</i> para el control de la turbina <i>SWT</i>	33

Figura 1.21	Topologías básicas de estructuras de potencia $CD - CD$	33
Figura 1.22	Variación del voltaje óptimo del Rectificador $CA - CD$ ante diferentes valores de V	35
Figura 1.23	Estados del Convertidor Reductor $CD - CD$ en conducción MCC : a) SW encendido; b) SW apagado	36
Figura 1.24	Corriente del inductor en el modo $LMCD$: a) voltaje y corriente del inductor; b) corriente limite i_{LB} versus D manteniendo V_d constante	37
Figura 1.25	Rizo en el voltaje de salida del Convertidor Reductor $CD - C$	39
Figura 1.26	Convertidor Reductor $CD - CD$ como estructura $MPPT$ de control para V_r	41
Figura 1.27	Circuito equivalente de la turbina SWT , el Rectificador $CA - CD$, el Convertidor Reductor $CA - CD$ como $MPPT$ y el estabilizador de baterías	42
Figura 1.28	Reglas de sintonización para controladores PID	42
Figura 1.29	Respuesta experimental de V_r/d_1 , configuración [$CH1$: 10 V/Div $CH2$: 5 V/Div - 4 ms/Div]	43
Figura 1.30	Esquema de control para regular a V_r	44
Figura 1.31	Circuito equivalente del controlador, sensor y modulador	45
Figura 1.32	Modulador PWM que genera el ciclo de trabajo D	46
Figura 1.33	Turbina SWT y el controlador $MPPT$	47
Figura 1.34	Circuito de simulación turbina SWT y el controlador $MPPT$	47
Figura 1.35	Integrado $SG3524$ para el control de convertidores $CD - CD$	48
Figura 1.36	Sistema de implementación de la turbina SWT y el controlador PI del $MPPT$	49
Figura 1.37	Convertidor Elevador $CD - CD$ como acondicionados de potencia	50
Figura 1.38	Diagram a bloques del Convertidor Elevador $CD - CD$ controlado en modo voltaje	51
Figura 1.39	Convertidor Elevador $CD - CD$ para el análisis en estado estable	51
Figura 1.40	Formas de onda en estado estable del Convertidor Elevador $CD - CD$: a) SW abierto; b) SW cerrado	52
Figura 1.41	Formas de onda del Convertidor Elevador $CD - CD$ en modo $LMCD$	53
Figura 1.42	Rizo de voltaje de salida en Convertidor Elevador $CD - CD$	54
Figura 1.43	Modelo en pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$	56
Figura 1.44	Modelo en de pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$ cuando $\hat{V}_{d(s)} = 0$	57

Figura 1.45	Simplificación del modelo de pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$	57
Figura 1.46	Teorema de superposición: a) Fuente de corriente en cero amperes; b) Fuente de voltaje en cero volts	57
Figura 1.47	Sistema de lazo cerrado en modo voltaje del Convertidor Elevador $CD - CD$ para el diseño del controlador PI	59
Figura 1.48	Ganancia y fase del Convertidor Elevador $CD - CD$	60
Figura 1.49	Margenes de estabilidad debido al controlador PI sobre el Convertidor Elevador $CD-CD$	61
Figura 1.50	Respuesta ante el escalón del voltaje de salida V_{o2} del Convertidor Elevador $CD - CD$	62
Figura 1.51	Circuito de simulación del Convertidor Elevador $CD - CD$ controlado en modo voltaje	63
Figura 1.52	Magnitudes de los componentes que integran el Convertidor Elevador $CD - CD$	64
Figura 1.53	Esquema del inversor $CD - CA$ en modo conmutado	65
Figura 1.54	Inversor $CD - CA$ de puente completo monofásico	65
Figura 1.55	Modulación sinusoidal por ancho de pulsos para voltaje de salida bipolar	66
Figura 1.56	Espectro de armónicos en la frecuencia debido a $SPWM$	67
Figura 1.57	Control del voltaje pico fundamental y regiones de operación posibles de un inversor	69
Figura 1.58	Inversor de puente completo con filtro LC	70
Figura 1.59	Inversor $CD - CA$ propuesto con salida sinusoidal pura	70
Figura 1.60	Circuito de simulación del inversor $SPWM$ con salida sinusoidal pura	72

II RESULTADOS Y DISCUSIONES

Figura 2.1	Circuito de simulación del sistema propuesto	73
Figura 2.2	Prototipo experimental del sistema propuesto	74
Figura 2.3	Prototipo experimental para pruebas de laboratorio	75
Figura 2.4	Resultado de simulación de V_r e I_r en lazo cerrado con el controlador PI del $MPPT$ ante el escalón, para una velocidad de viento de 5 m/s	76
Figura 2.5	Resultado experimental de V_r e I_r en lazo cerrado con el controlador PI del $MPPT$ ante el escalón, para una velocidad de viento de 5 m/s ($Ch1: 50 \text{ V/DIV}$ y $Ch3: 1 \text{ A/DIV}, 10 \text{ ms/DIV}$)	76
Figura 2.6	Resultado de simulación del voltaje de salida del Convertidor Elevador $CD - CD$ ante el escalón operado en modo voltaje mediante un controlador PI	77

Figura 2.7	Respuesta obtenida en <i>MATLAB</i> ante el escalón del voltaje de salida del Convertidor Elevador <i>CD – CD</i> ante el escalón	77
Figura 2.8	Resultados de simulación de V_r^* , V_r , I_r y C_p , para $V = 7m/s$	78
Figura 2.9	Resultados experimentales de V_r (<i>Ch1: 20 V/DIV, 2 ms/DIV</i>) e I_r (<i>Ch3: 500 mA/DIV, 2 ms/DIV</i>)	78
Figura 2.10	Resultados de simulación de V_r^* , V_r , y C_p para transiciones de velocidad de viento	79
Figura 2.11	Resultados de simulación del voltaje de salida del inversor sin filtrar	79
Figura 2.12	Resultado de simulación del espectro de frecuencias del voltaje de salida V_{o3} del inversor <i>SPWM</i>	80
Figura 2.13	Resultado de simulación del voltaje filtrado a la salida del inversor	80
Figura 2.14	Resultado de simulación de espectro de frecuencias, ya aplicado el filtro en la salida del inversor	81
Figura 2.15	Resultados experimentales del voltaje V_{o4} (<i>Ch1: 50 V/DIV, 10 ms/DIV</i>) y corriente (<i>Ch3: 1 A/DIV, 10 ms/DIV</i>) de salida del inversor	81
Figura 2.16	Resultados experimentales del espectro de frecuencias en el voltaje de salida V_{o4} del inversor (<i>Ch1: 50 V/DIV, 200 ms/DIV</i>)	82

ÍNDICE DE TABLAS

I MATERIALES Y MÉTODOS

Tabla 1.1	Parámetros de simulación de la turbina <i>SWT</i>	19
Tabla 1.2	Resumen de resultados experimentales y simulación	24
Tabla 1.3	Parámetros experimentales de la turbina <i>SWT</i> para una velocidad de viento de 4 m/s por consecuente $P_v = 40.71\text{ W}$	25
Tabla 1.4	Parámetros experimentales de la turbina <i>SWT</i> para una velocidad de viento de 7 m/s por consecuente $P_v = 218.21\text{ W}$.	26
Tabla 1.5	Parámetros experimentales de la turbina <i>SWT</i> para una velocidad de viento de 10 m/s por consecuente $P_v = 636.19\text{ W}$	26
Tabla 1.6	Voltaje del Rectificador <i>CA – CD</i> para diferentes velocidades de viento	34
Tabla 1.7	Parámetros de entrada para el diseño del Convertidor Reductor <i>CD – CD</i> en estado estable	39
Tabla 1.8	Reglas de sintonización <i>Ziegler-Nichols</i>	43
Tabla 1.9	Parámetros de entrada para el diseño del Convertidor Reductor <i>CD – CD</i> en estado estable	55
Tabla 1.10	Armónicos generalizados para V_{of1} con un m_f grande	68

RESUMEN

Se presenta en este proyecto de investigación aplicada el análisis, diseño, simulación e implementación de un control de Seguimiento del Punto Máximo de Potencia (*MPPT*) en una Pequeña Turbina Eólica (*SWT*) de ángulo de ataque α fijo, para cargas y velocidades de viento variable. De acuerdo con el límite de *Betz* y la topología de rotores eólicos, el controlador *MPPT* extrae cerca del 59 % de la energía cinética disponible por el viento V , la cual es convertida a potencia mecánica P_m por el eje del rotor eólico, y es convertida en potencia eléctrica P_e por un Generador Síncrono de Imanes Permanentes (*PMSM*) y un Rectificador Trifásico de Corriente Alterna a Corriente Directa *CA-CD*, donde el voltaje generado V_r es regulado por un convertidor Reductor de Corriente Directa a Corriente Directa *CD-CD* para mantener la carga óptima a un banco de baterías (estabilizador) mediante un controlador Proporcional Integral (*PI*) y ecuaciones que relacionan V , P_m , V_r y velocidad angular W del rotor eólico, que optimizan el voltaje de salida V_r^* y mantienen la máxima extracción de energía del viento a cualquier velocidad y demanda de carga. Un Convertidor Elevador *CD-CD* operando en conducción continua y controlado en modo voltaje, mediante un regulador *PI*, acondiciona y estabiliza el voltaje desde el banco de baterías hacia el bus de entrada de voltaje de un Inversor de *CD-CA* con filtro *LC* de salida, el cual proporciona voltaje en Corriente Alterna *CA* con baja distorsión armónica (*THD*), para aplicaciones residenciales aisladas a la red convencional de energía eléctrica. Se agregan resultados por simulación y experimentales para velocidades de viento de 7 m/s y cargas de 60 W.

INTRODUCCIÓN

En mayor parte la energía que recibe nuestro planeta proviene del sol, la cual se manifiesta a través de la evaporación de las aguas superficiales, la formación de nubes, la lluvia, saltos de agua, además, su calor y luz son la base de los procesos de desarrollo de los vegetales y de los animales, que con el paso de los tiempos han originado los combustibles fósiles no renovables como el carbón, el petróleo y el gas. En términos de energía solar (radiación solar), según la Asociación de la Industria del Viento (Danish, 2012), considerando una potencia promedio de 1.37 kW/m^2 el planeta recibe de ésta $174,423 \text{ TW}$ de potencia instantánea, de la cual, de entre el 1 al 2 % es convertida en energía eólica (viento), lo cual supone una energía alrededor de 50 a 100 veces superior a la convertida en biomasa por todas las plantas de la tierra. El estudio presentado por la Agencia Internacional de la Energía (AIE, 2009), muestra que para 2008 - 2009, el suministro mundial de energía primaria no renovable fue de $12,267$ megatoneladas equivalentes (Mtoe), correspondiendo al petróleo el 33.2 %, carbón el 27 % y gas el 21.1 %, además, que en la generación eléctrica se depende en mayor proporción al uso de combustibles fósiles, para el 2008 la capacidad de generación total ascendió a $20,181 \text{ TWh}$, siendo 41 % proveniente del carbón, 21.3 % del gas y 5.5 % del petróleo, el resto correspondió a la hidroelectricidad, la nuclear y las fuentes renovables. El estudio presentado por la Secretaría de Energía (SENER, 2005), prevé que el consumo a nivel mundial para el año 2015 será de hasta $21,400 \text{ TWh}$, en donde la mayor parte de su producción como se mencionó con anterioridad, depende de fuentes primarias no renovables como el carbón, el gas y el petróleo, que al ser utilizados en la producción de energía eléctrica liberan gases de dióxido de carbono (CO_2), el cual es el principal activo en el efecto invernadero, que hoy en día representa un problema mundial que se intensifica año con año, manifestándose con fuertes lluvias y fuertes sequías con climas muy extremos, no podemos pensar en seguir sosteniendo esta forma de producción de energía eléctrica, además, que el petróleo, el carbón y el gas no perdurarán por siempre, como un ejemplo se estima que el petróleo se terminará dentro de unos 40 años. El sol en cambio nos brinda un potencial enorme de energía renovable (limpia y no contribuye al efecto invernadero), como se mencionó anteriormente recibimos de la energía solar la cantidad de $174,423 \text{ TW}$, donde parte de ésta se manifiesta en energía cinética del viento con una potencia de entre los $1,744.23 \text{ TW} - 3,488.46 \text{ TW}$. Según la Asociación de Energía del Viento Mundial (AIE, 2009), para el 2009 se tenía una potencia instalada en el mundo $159,213 \text{ MW}$, donde México contribuyó con el 0.3 % (477.639 MW), en comparación con Estados Unidos con un 22.1 %, el resto se encuentra en países como China, Alemania y España.

La situación en México, en cuanto a la generación de energía eléctrica (año 2008) a partir de energías renovables es de $1,924.8 \text{ MW}$ (SENER, 2005), lo que representa el 3.3 % de la capacidad instalada de 57.2 GW en el año 2008 (SENER, 2010). En la figura 1 podemos apreciar en cantidades porcentuales de

generación de energía eléctrica en México. La tendencia mundial en generación de energía eléctrica (SENER, 2010) contando las renovables y no renovables, la podemos apreciar en la figura 2, la cual nos indica que existe una tendencia en aumento al uso de las energías renovables.

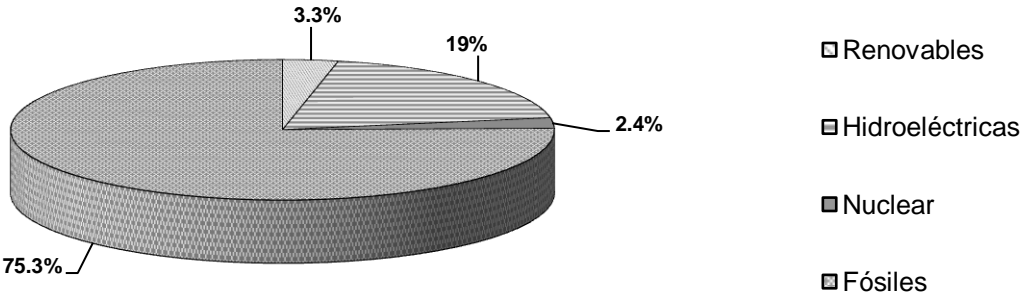


Figura 1. Capacidad instalada en generación de energía eléctrica en México de un total de 57.2GW.

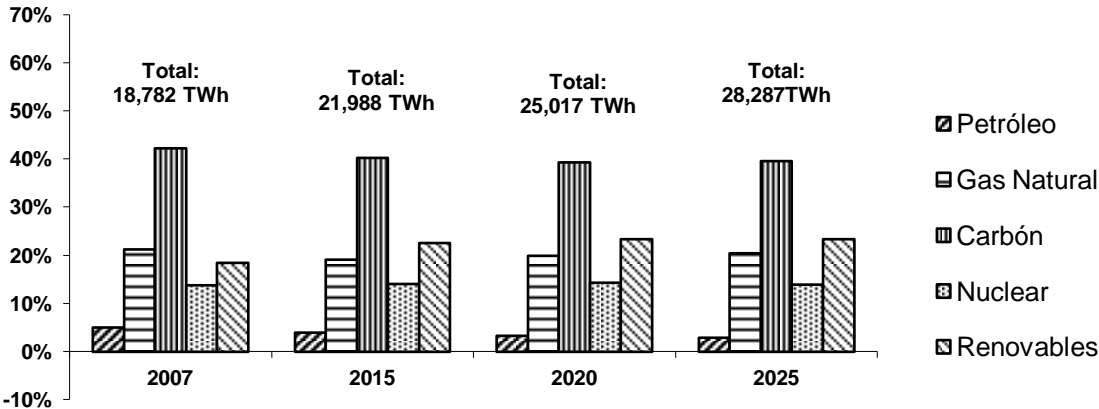


Figura 2. Tendencias en las fuentes renovables y no renovables en la generación de energía eléctrica a nivel mundial.

El costo de generar electricidad mediante la tecnología eólica para el año 2012 y 2030 se estima en 3.440 - 1.615 dólares por KW respectivamente (SENER, 2009), lo cual implica una tendencia a bajar los costos. De acuerdo con todo lo anterior expuesto, realizando un análisis de la situación de las energías renovables, podemos concluir que existe una importante brecha entre lo que se está aportando por parte de México en el empleo de las energías renovables, como es el caso de la energía eólica, donde se contribuye sólo con el 0.3% de la capacidad mundial instalada de 159,213 MW de un recurso disponible de entre los 1,744.23 TW – 3,488.46 TW, superando por 28859 hasta 57718 veces la capacidad nacional instalada para generación de electricidad a diciembre de 2009 (SENER, 2005). Tomando de referencia el análisis expuesto y considerando el objetivo principal, “Promover el aprovechamiento de energías renovables, estableciendo objetivos y

metas, así como las acciones necesarias para alcanzarlas” de la secretaria de energía, del documento titulado: “Programa Especial para el Aprovechamiento de Energías Renovables” (SENER, 2009), nos motiva a pensar que existe una brecha importante para el uso de las energías renovables, en nuestro caso, la energía eólica, la cual no contamina el medio ambiente, como es el caso del uso de combustibles fósiles como el carbón, petróleo y el gas para la producción de energía eléctrica que demanda el país.

En la conversión de la energía eólica a energía eléctrica se utilizan rotores eólicos que captan la energía cinética del viento y la transforman en energía mecánica, la cual varía según a la velocidad del viento con que impactan los álabes del rotor eólico. La energía mecánica resultante es convertida a energía eléctrica de CA a través de un generador *PMSM*, lo cuales son comúnmente utilizados en pequeños aerogeneradores para aplicaciones residenciales, ya que presentan alta eficiencia para velocidades variables del viento (Hilmy, et al., 2011). El límite de *Betz* establece que la máxima eficiencia (coeficiente de potencia C_p) que un rotor eólico puede alcanzar es del 59 %, la cual se obtiene manteniendo en un punto óptimo la velocidad relativa de punta (*TSR* o λ , *Tip Speed Ratio*) para cualquier velocidad de viento y demanda de carga, y está en función del radio del rotor eólico R (m), las revoluciones del rotor eólico W (rad/s) y V (m/s) (Manwell, et al., 2002). En este punto, es donde se centran algunos trabajos de investigadores, como es el caso del presentado por Md. Arifujjaman (Arifujjaman, 2010), donde establece relaciones óptimas entre la velocidad del viento, la velocidad angular del rotor eólico y el ciclo de trabajo de un Convertidor Elevador *CD-CD* que éste a su vez está conectado con un Inversor monofásico de *CD-CA*, en este trabajo, el control del rotor eólico está regulado por un controlador *PI* que compara las revoluciones óptimas W^* contra las revoluciones actuales W y de esta forma estar frenando el eje del rotor mediante actuadores, al llegar a las velocidades óptimas se mantiene el máximo C_p , y se ajusta el ciclo de trabajo d para mantener estable la salida del Inversor en CA, esto significa que el Convertidor *DC-DC* opera en lazo abierto, de tal forma que el voltaje de salida es vulnerable ante cambios de carga y variaciones de entrada. En otros trabajos se enfocan a controlar el puente Rectificador Trifásico de *CA/CD* (Hilmy, et al., 2011) que se conecta a la salida del generador *PMSM* para regular la velocidad angular del rotor eólico, o mediante el control de un Convertidor *DC-DC* que regula la carga óptima a un sistema estabilizador (baterías), de tal forma que el C_p se mantenga cercano al límite de *Betz* (He, et al., 2009; y Oliveira, et al., 2009).

El sistema propuesto en este trabajo de investigación aplicada titulado: “*Análisis, Simulación, Diseño e Implementación de un Controlador para el Seguimiento del Punto Máximo de Potencia (MPPT) en un Aerogenerador de Baja Potencia (SWT) en Aplicaciones Aisladas a la Red Eléctrica*”, es el que se muestra en la figura 3, el control *MPPT* (Convertidor Reductor *CD-CD* con filtro de entrada) se realiza estableciendo, que para cada velocidad de viento V existe un voltaje óptimo V_r^* el cual mantiene la corriente de salida I_r^* para cargar el banco de baterías (estabilizador), debido al campo electromagnético generado por I_r^* en el rotor, éste se opone al campo magnético del estator del motor *PMSM*, reduciendo así la

velocidad del eje del rotor W , manteniendo de esta forma la relación TSR y C_p en valores óptimos, de 6 a 8 y 0.4 a 0.5 respectivamente para pequeñas turbinas eólicas (Abdel, et al., 2010).

Un Convertidor Elevador $CD-CD$ se conecta al banco de baterías de 24 V para elevar y estabilizar el voltaje a 170 V , los cuales entran al Inversor de $CD-CA$ con técnica de disparo $SPWM$ (Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal), generando en sus terminales de salida un voltaje de 120 Vrms con baja distorsión armónica (THD), esto, debido al filtro de salida LC , el cual se encarga de transformar la señal de voltaje $SPWM$ en el punto V_{o3} en señal de voltaje sinusoidal pura en el punto V_{o4} .

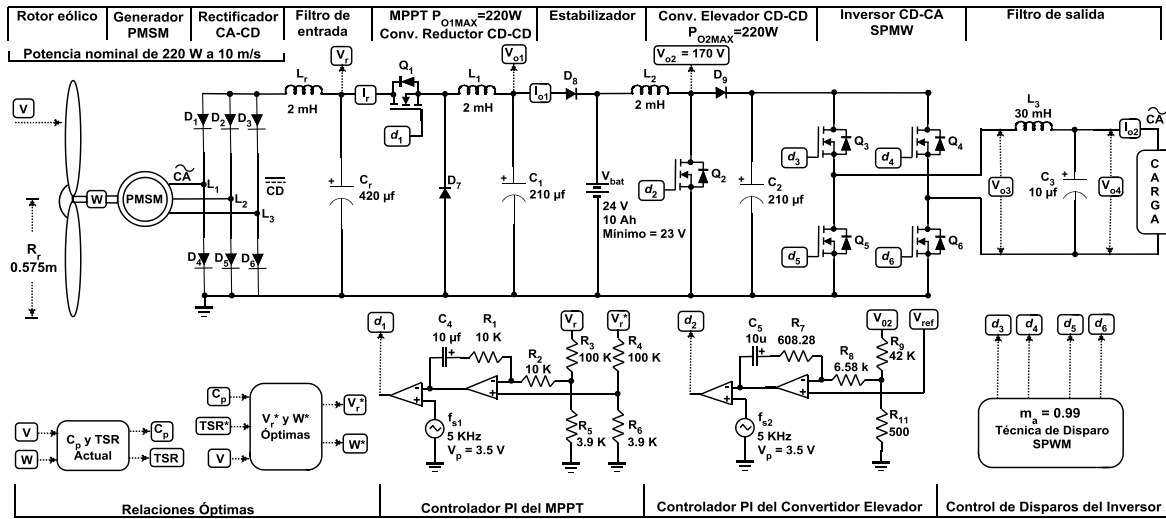


Figura 3. Sistema propuesto con control $MPPT$ en una turbina eólica.

En la sección de Materiales y Métodos, se presenta el modelo de simulación de la turbina eólica con el generador $PMSM$ y el Rectificador de $CA-CD$, posteriormente la teoría y el análisis de la estrategia de control del $MPPT$ partiendo de relaciones óptimas entre la velocidad del viento y voltaje del Rectificador de $CA-CD$, con el propósito de establecer el diseño del controlador proporcional integral del $MPPT$. Además, de la teoría, análisis y diseño del Convertidor Elevador $CD-CD$ controlado en modo voltaje mediante un regulador PI , y del Inversor de $CD-CA$ con técnica de disparos $SPWM$ y filtro de salida LC . Se utiliza para simulación las herramientas $PSIM$ (simulador de potencia) y $MATLAB$ (simulador de matemáticas).

Se presenta el prototipo y los resultados experimentales en la sección de resultados y discusiones.

Finalmente las conclusiones de más trascendencia de este trabajo de investigación aplicada.

HIPÓTESIS

En una pequeña turbina eólica compuesta por un motor trifásico de imanes permanentes y un Rectificador de *CA-CD*, la máxima eficiencia en el proceso de conversión de energía cinética a potencia mecánica proporcionada por el eje del rotor de la turbina de tres álabes, se obtiene regulando el voltaje de salida del Rectificador de *CA-CD*. Además, que las formas de onda de alta calidad y baja distorsión armónica que entrega el Inversor de *CD-CA* para cargas residenciales asiladas a la red convencional eléctrica, se obtienen utilizando modulación sinusoidal de ancho de pulso para el control de disparos del inversor de *CD-CA* y mediante la estabilización de la energía que proviene desde la turbina eólica a través de un banco de baterías, un Convertidor *CD-CD* controlado en modo voltaje y un filtro inductivo y capacitivo.

OBJETIVO GENERAL

Análisis, simulación, diseño e implementación de un controlador para el seguimiento del punto máximo de potencia en un aerogenerador de baja potencia mediante técnicas de control proporcional e integral en un Convertidor Reductor *DC-DC*, un Convertidor Elevador *DC-DC* y un Inversor de *CD-CA* con filtro inductivo - capacitivo y la técnica de control de modulación de ancho de pulso sinusoidal para mantener la máxima eficiencia en la extracción y conversión de energía cinética disponible por el viento y obtener una alta calidad en las formas de onda de salida del inversor, en aplicaciones aislada a la red eléctrica convencional.

OBJETIVOS PARTICULARES

- Obtención del modelo teórico y simulación de la turbina eólica con motor de imanes permanentes y Rectificador *CA-CD*.
- Realizar la metodología de control del máximo seguimiento de energía del rotor eólico.
- Análisis, diseño y modelo de simulación del Convertidor Reductor *DC-DC* operando como *MPPT* y controlador mediante un regulador proporcional integral.
- Análisis, diseño y modelo de simulación del Convertidor Elevador *DC-DC* controlado en modo voltaje mediante un regulador proporcional integral para el acondicionamiento de la potencia desde el banco de baterías hasta el bus de voltaje de entrada del Inversor *CD-CA*.
- Análisis, diseño y modelo de simulación del Inversor de *CD-CA* controlado mediante la técnica *SPWM*.
- Análisis, diseño y modelo de simulación del filtro de salida del inversor para reducción de armónicos y obtención de una alta calidad en las formas de onda salida.
- Realización de prototipo de simulación y experimental del sistema de control para el seguimiento del punto máximo de potencia en un aerogenerador de baja potencia en aplicaciones aisladas a la red eléctrica.

CAPÍTULO I

MATERIALES Y MÉTODOS

1.1 La Turbina Eólica

En esta sección se presenta el modelo teórico de la turbina *SWT* considerando el rotor eólico mediante el análisis de una masa simplificada, el generador de imanes permanentes a través de las transformaciones de sus voltajes de línea en el eje dq y el Rectificador *CA – CD*. Seguido, el modelo de simulación y prototipo experimental, así como resultados de simulación y experimentales en laboratorio controlado, para la validación del modelo de simulación que se soporta en el modelo teórico de la turbina eólica.

1.1.1 Modelo Teórico de la Turbina Eólica

Partiendo de la cantidad de energía disponible por el viento de masa m (*kg*), que se mueve a una velocidad v (*m/s*), se obtiene esta relación (Erich, 2006):

$$K_c = \frac{1}{2}mv^2 \quad (1.1)$$

Derivando la expresión 1.1 con respecto a la masa y tomando en consideración que la velocidad del viento es constante, podemos encontrar la potencia P (*J*) de una masa de aire por unidad de tiempo \dot{m} que se mueve a una velocidad v .

$$P = \frac{dk_c}{dx} = \frac{1}{2}\dot{m}v^2 \quad (1.2)$$

El flujo \dot{m} de masa de aire con densidad ρ , que pasa por un área A (m^2) se expresa como:

$$\dot{m} = \rho Av \quad (1.3)$$

Si reemplazamos 1.3 en 1.2, obtenemos la potencia P_v del viento expresada en Watts, disponible por una sección de área A .

$$P = \frac{1}{2}\rho Av^3 \quad (1.4)$$

Si consideramos una turbina eólica de eje horizontal con palas de radio r , el área que barre el rotor de la turbina junto con las palas se vuelve:

$$A = \pi r^2 \quad (1.5)$$

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 \quad (1.6)$$

Sustituyendo 1.5 en 1.4, podemos obtener la primera expresión idealizada que el rotor de una turbina eólica puede transformar la energía cinética disponible por el viento en potencia P_v (W), esto lo podemos apreciar en la expresión 1.6.

En la realidad una turbina eólica no puede transformar energía cinética en potencia mecánica al 100% de eficiencia, según lo que marca la ecuación 1.6, esto, debido a la teoría de la continuidad de flujo de aire que pasa a través de la turbina eólica, siendo esta teoría el punto de partida para deducir la ley de *Betz*, la cual indica que sólo se puede convertir el 59.25% de la energía cinética disponible por el viento en potencia mecánica por la turbina eólica, es decir la velocidad del viento con que se impactan las álabes de un aerogenerador es reducida a un valor menor y diferente de cero después de atravesar el aerogenerador. Si la velocidad del viento después de pasar por el aerogenerador fuese cero, entonces tendríamos un 100% de eficiencia en el proceso de conversión de energía. La eficiencia de una turbina puede ser obtenida al dividir la potencia mecánica P_m entre la potencia disponible por el viento, resultando un factor llamado Coeficiente de Potencia C_p , el cual variará desde 0% hasta el límite de *Betz*. Al introducir este factor de eficiencia en la ecuación 1.6, obtenemos una nueva expresión no idealizada, para el cálculo de la potencia mecánica P_m que una turbina eólica puede extraer del viento.

$$P_m = \frac{1}{2} C_p \rho \pi r^2 v^3 \quad (1.7)$$

El factor C_p depende del tipo de turbina, ya sea de eje horizontal o de eje vertical, del diseño mecánico y aerodinámico de la turbina. De tal forma que estas características se resumen en dos subfactores del cual depende el coeficiente de potencia, el primero, la relación entre la velocidad rotacional del rotor W (rad/s) y la velocidad del viento que es conocida como velocidad específica λ (rad). El segundo, el ángulo de ataque de las aspas de la turbina eólica β ($^\circ$). Así, el coeficiente de potencia queda en función a las variables $C_p(\lambda, \beta)$. La velocidad específica está definida por:

$$\lambda = \frac{rW}{V} \quad (1.8)$$

Sin embargo el coeficiente de potencia, puede ser aproximado mediante una función que depende de λ y β (Hilmy, et al., 2011):

$$C_p = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\left(\frac{-C_5}{\lambda} \right)} + C_6 \lambda \quad (1.9)$$

Donde:

$$C_1 = 0.5176, C_2 = 116, C_3 = 0.4, C_4 = 5, C_5 = 21, C_6 = 0.0068$$

$$\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

En la figura 1.1 se puede apreciar el comportamiento de C_p en función de valores de λ , en la cual se observa que también depende del tipo de turbina empleada, donde su valor máximo no rebaza el límite de *Betz*.

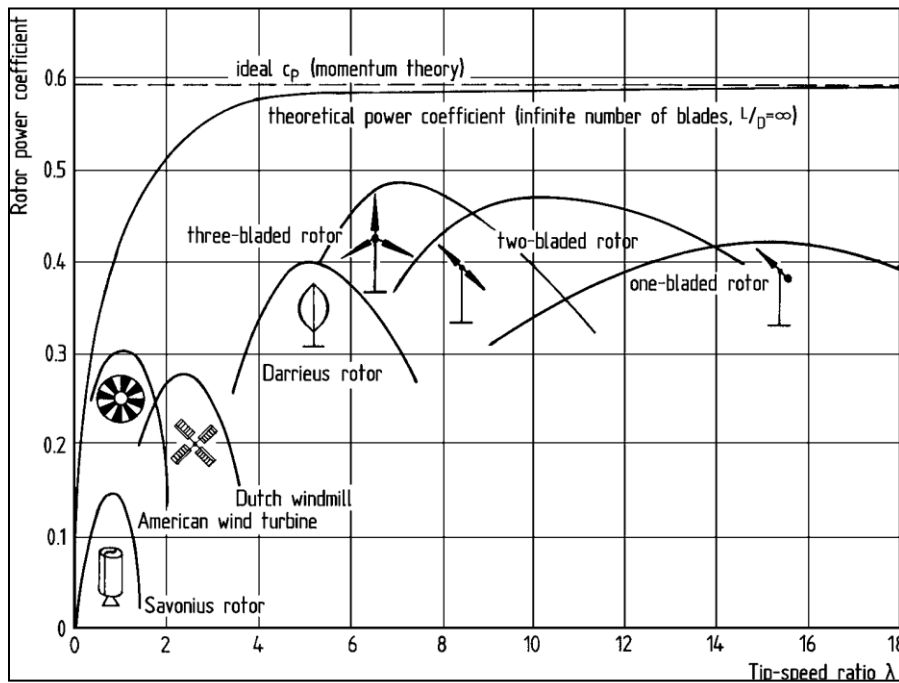


Figura 1.1. Coeficiente de potencia en función a tipos de rotores eólicos y λ .

La figura 1.2, muestra el coeficiente de potencia en función de β y λ para una turbina específica, donde se puede ver que para 0° se obtiene el máximo C_p .

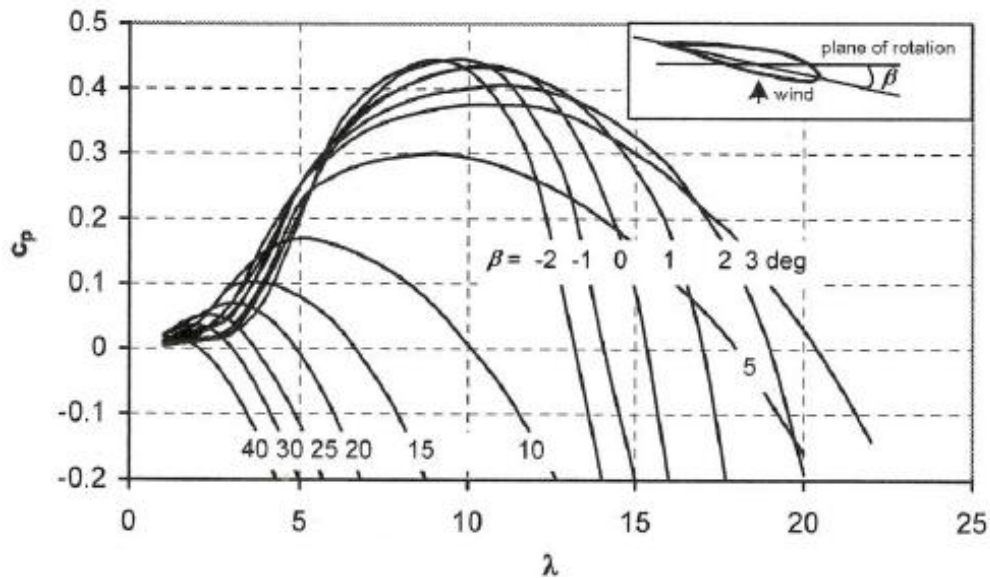


Figura 1.2. Coeficiente de potencia en función de λ y β para una turbina en específico.

El eje del rotor eólico produce un torque T_m (Nm) (ver 1.10), el cual está en función del coeficiente de torque C_t , el cual se encuentra en relación al tipo de turbina eólica y λ , esto, se puede apreciar en la figura 1.3.

$$T_m = \frac{1}{2} C_t \rho \pi r^3 v^2 \quad (1.10)$$

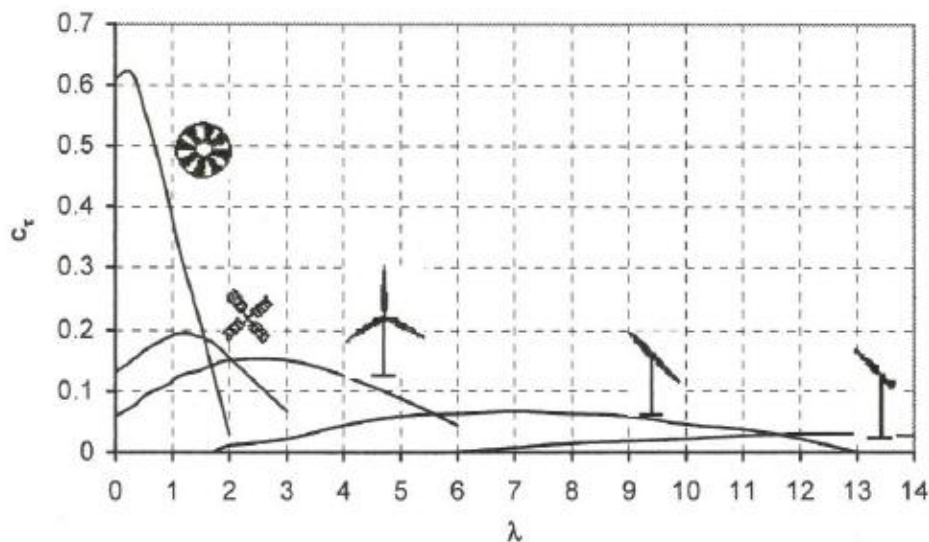


Figura 1.3. Coeficiente de torque en función de λ y tipos de rotores eólicos.

A través de la velocidad angular y el torque podemos establecer una nueva relación para determinar la potencia mecánica:

$$P_m = T_m W \quad (1.11)$$

Relacionando las expresiones 1.7, 1.10 y 1.11 podemos encontrar una relación entre C_p y C_t :

$$C_p = C_t \lambda \quad (1.12)$$

En la figura 1.4 podemos apreciar la relación que presenta la ecuación 1.12, con diferentes ángulos de ataque y una turbina específica, en la cual se observa que para ángulos de ataque cercanos a 0° se obtienen los máximos coeficientes de torque.

En este proyecto de investigación aplicada, se selecciona una turbina eólica de 220 W de tres palas y ángulo de ataque fijo en 0° , por consiguiente el coeficiente de potencia de la turbina sólo queda función del factor λ :

$$P_m = \frac{1}{2} C_{p(\lambda)} \rho \pi r^2 v^3 \quad (1.13)$$

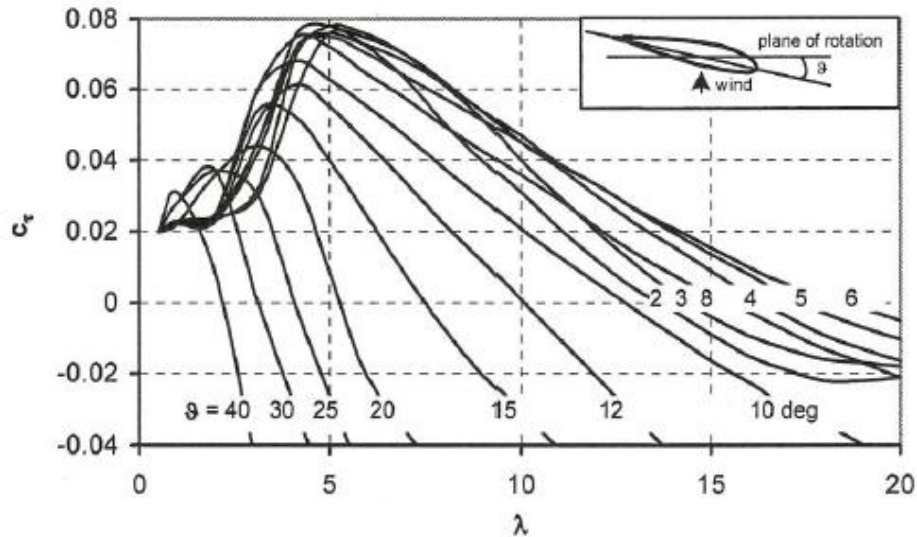


Figura 1.4. Coeficiente de torque en función de λ y β para una turbina en específico.

1.1.2 Sistema Mecánico de la Turbina

Al conectar el rotor de la turbina eólica con un generador eléctrico se establece un sistema mecánico, en el cual es necesario establecer las ecuaciones que permiten predecir su operación. En nuestro caso se utiliza una turbina sin caja de velocidades, por lo cual la figura 1.5 muestra un esquema simplificado del modelo del sistema mecánico de la turbina (Oscar, 2012).

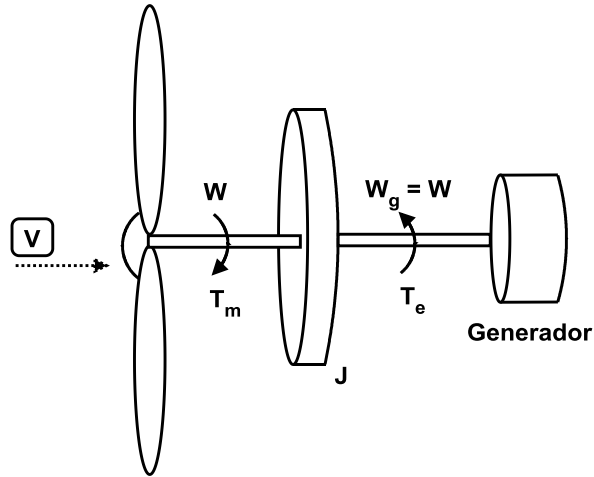


Figura 1.5. Sistema mecánico de la turbina sin caja de velocidades.

La ecuación que relaciona el modelo de la turbina está dada por:

$$J \frac{dW}{dt} = T_m - T_e \quad (1.14)$$

Donde $J = J_m + J_g$, y representa la suma de la inercia de la turbina eólica y la del generador, la variable T_e representa el torque eléctrico del generador, el cual se opone al movimiento rotacional de la turbina en mayor grado, cuando la carga del generador aumenta.

Despejando la ecuación 1.11 y sustituyendo la ecuación 1.13 el torque mecánico también puede quedar expresado como:

$$T_m = \frac{C_{p(\lambda, \beta)} \rho \pi r^2 v^3}{2W} \quad (1.15)$$

1.1.3 Motor Síncrono de Imanes Permanentes

El generador síncrono de imanes permanentes (ver figura 1.6), está compuesto por un rotor con campo magnético debido a sus imanes que pueden ser de polos salientes o polos lisos. Al girar el rotor se produce un campo magnético giratorio, el cual induce un conjunto de voltajes trifásicos en corriente alterna dentro de los devanados del estator del generador (Oscar, 2012).

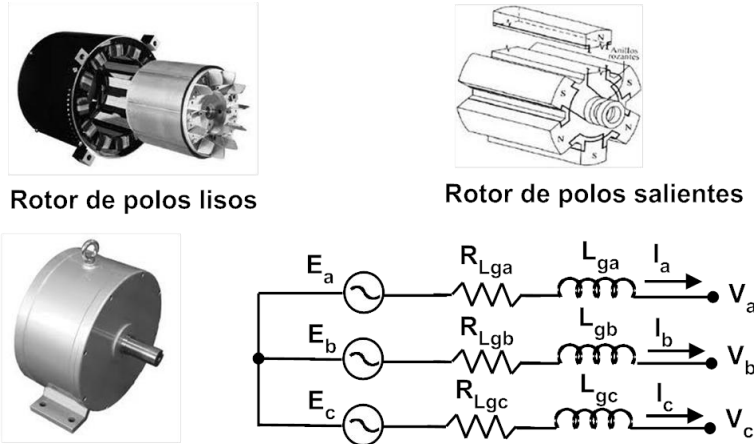


Figura 1.6. Motor de imanes permanentes para pequeñas turbinas eólicas y circuito equivalente.

La frecuencia eléctrica de los voltajes inducidos se sincroniza con la velocidad mecánica de rotación del generador, debido a que el campo magnético del rotor genera un voltaje en el estator, esto es, si el rotor gira entonces se induce el voltaje del estator, donde la frecuencia dependerá de la velocidad de giro del rotor, esta relación se establece por:

$$W_e = \frac{n_p}{2} W \quad (1.16)$$

Donde n_p es el número de polos del generador, y W_e la frecuencia angular eléctrica en rad/s del voltaje generado, debido a la inducción magnética del rotor hacia el estator.

De acuerdo con el circuito equivalente de la figura 1.6, el voltaje trifásico E_a , E_b , y E_c generado por el campo magnético del rotor depende del flujo magnético Φ , de la constante de construcción N_c y la velocidad mecánica angular W , éste se representa en las siguientes ecuaciones.

$$E_a = N_c \Phi W \sin(W_e t) \quad (1.17)$$

$$E_b = N_c \Phi W \sin(W_e t - 2\pi/3) \quad (1.18)$$

$$E_c = N_c \Phi W \sin(W_e t + 2\pi/3) \quad (1.19)$$

Los factores Φ y N_c pueden establecerse como una constante de fuerza electromotriz K (Vs/rad), mediante:

$$K = N_c \Phi \quad (1.20)$$

El constante K puede ser determinada por medición experimental mediante la relación del voltaje de línea del generador sin carga y la velocidad angular en rad/s correspondiente:

$$K = \frac{\sqrt{2}E_a}{W} \quad (1.21)$$

$$K = \frac{E_{apico}}{W}$$

Así las ecuaciones 1.17, 1.18 y 1.19 se describen:

$$E_a = KW \sin(W_e t) \quad (1.22)$$

$$E_b = KW \sin(W_e t - 2\pi/3) \quad (1.23)$$

$$E_c = KW \sin(W_e t + 2\pi/3) \quad (1.24)$$

Estas tres últimas ecuaciones son válidas cuando no se presenta carga en las terminales del generador, de tal forma que $E_a = V_a$, $E_b = V_b$ y $E_c = V_c$.

La constante K se encuentra relacionada por el voltaje entre fases y la velocidad angular, de tal forma que el voltaje generado por cada una de las fases puede ser determinado por:

$$E_a = \frac{KW}{\sqrt{2}} \quad (1.25)$$

Considerando que el generador de imanes permanentes, opera bajo diferentes cargas y de acuerdo con el circuito equivalente de la figura 1.6, los voltajes V_a , V_b y V_c por ley de ohm, se pueden escribir en forma vectorial a través de matrices como:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = -R_{Lga} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} - L_{ga} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Para encontrar la solución del sistema representado por 1.26, es necesario pasar el modelo equivalente al marco de referencia dq , mediante la transformada de Park (T) y su inversa T^{-1} :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Aplicando T en 1.26, el sistema se convierte en el plano dq :

$$V_{abc} = T^{-1}V_{dqo}; I_{abc} = T^{-1}I_{dqo}; E_{abc} = T^{-1}E_{dqo} \quad (1.28)$$

$$T^{-1}V_{dqo} = -R_{Lga}T^{-1}I_{dqo} - L_{ga} \frac{d}{dt}(T^{-1}I_{dqo}) + T^{-1}E_{dqo}$$

Donde las ecuaciones dinámicas de tensiones, suponiendo que el sistema está balanceado son:

$$E_d = 0 \quad (1.29)$$

$$E_q = -\sqrt{\frac{3}{2}}KW_e \quad (1.30)$$

$$V_d = -R_{Lga}I_d + W_e L_{ga}I_q - L_{ga} \frac{d}{dt}I_d \quad (1.31)$$

$$V_q = -R_{Lga}I_q - W_e L_{ga}I_d - L_{ga} \frac{d}{dt}I_q - \sqrt{3}K \frac{W_e}{n_p} \quad (1.32)$$

I_d e I_q son corrientes directas y de cuadratura del estator, respectivamente, n_p es el número de polos del rotor.

El voltaje entre líneas puede quedar definido por la ecuación 1.28, sin embargo para efectos prácticos, también se puede aproximar como (Arifujaman, 2010):

$$V_{ab} = \frac{1}{\sqrt{2}}CW \sin(Wt) \quad (1.33)$$

Donde C , es también una constante de fuerza electromotriz y puede ser encontrada a través de mediciones experimentales y ser determinada por:

$$C = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{W} \quad (1.34)$$

La expresión 1.33, se retomará en capítulos posteriores, ya que mediante esta ecuación se determinarán relaciones entre la velocidad del viento y el voltaje del Rectificador CA – CD.

El torque eléctrico del generador se puede encontrar a través de la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{3KI_g}{\sqrt{2}} \frac{R_{gLa}}{\sqrt{R_{gLa}^2 + (W_e L_{ga})^2}} \quad (1.35)$$

Donde I_g es la corriente de una de las fases del generador, las resistencias del embobinado del estator se consideran iguales $R_{gLa} = R_{gLb} = R_{gLc}$ y las inductancias de las bobinas del estator por igual $L_{ga} = L_{gb} = L_{bc}$.

1.1.4 Rectificador CA-CD Trifásico

En el caso de pequeñas turbinas eólicas, del lado derecho del generador *PMSM* se encuentra un Rectificador *CA-CD* trifásico, el cual se puede apreciar en la figura 1.7.

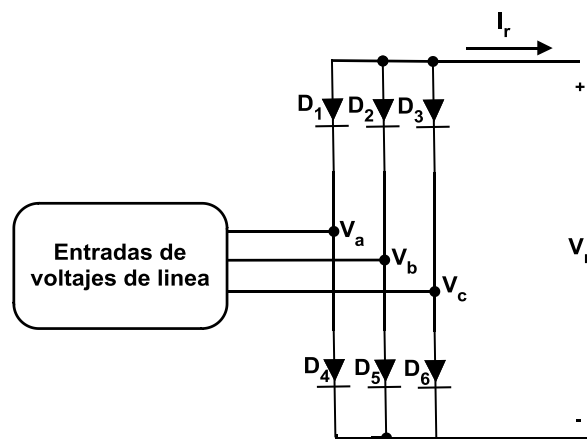


Figura 1.7. Rectificador CA-CD trifásico.

El voltaje de salida V_r , está en función de los voltajes línea - línea y el voltaje de polarización de los diodos V_D , esto es (Arifujjaman, 2010):

$$V_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ab} - 2V_D \quad (1.36)$$

1.1.5 Modelo de Simulación de la Turbina Eólica

Para el modelo de simulación, primero se presenta un diagrama funcional a bloques para llegar a la comprensión del proceso de simulación de la turbina eólica, el cual puede ser visto en la figura 1.8. En primera instancia se programa una velocidad de viento V , un ángulo de ataque β (nuestro caso 0°) y una velocidad angular inicial $W_{inicial}$, estos parámetros entran al bloque del torque del rotor para ser determinado el torque de la turbina T_m , el cual entra al bloque del modelo dinámico de la turbina para determinar la velocidad angular W , esta velocidad angular es llevada al bloque del generador síncrono de imanes permanentes, mediante el cual se obtiene los voltajes de las fases V_a , V_b y V_c en corriente alterna, también se determina el torque eléctrico T_e que es retroalimentado al bloque de velocidad angular para determinar la nueva velocidad angular y es pasada al bloque del torque del rotor; después de este evento la velocidad angular inicial es despreciada y se toma en cuenta el nuevo valor W para posteriores cálculos. Finalmente, el Rectificador CA-CD convierte el voltaje de las fases proveniente del modelo del motor *PMSM* en voltaje de corriente directa. El modelo funcional a bloques es llevado a un modelo de simulación, el cual se puede apreciar en la figura 1.9, donde la herramienta de simulación empleada es *Power Simulator* (simulador de potencia, *PSIM*).

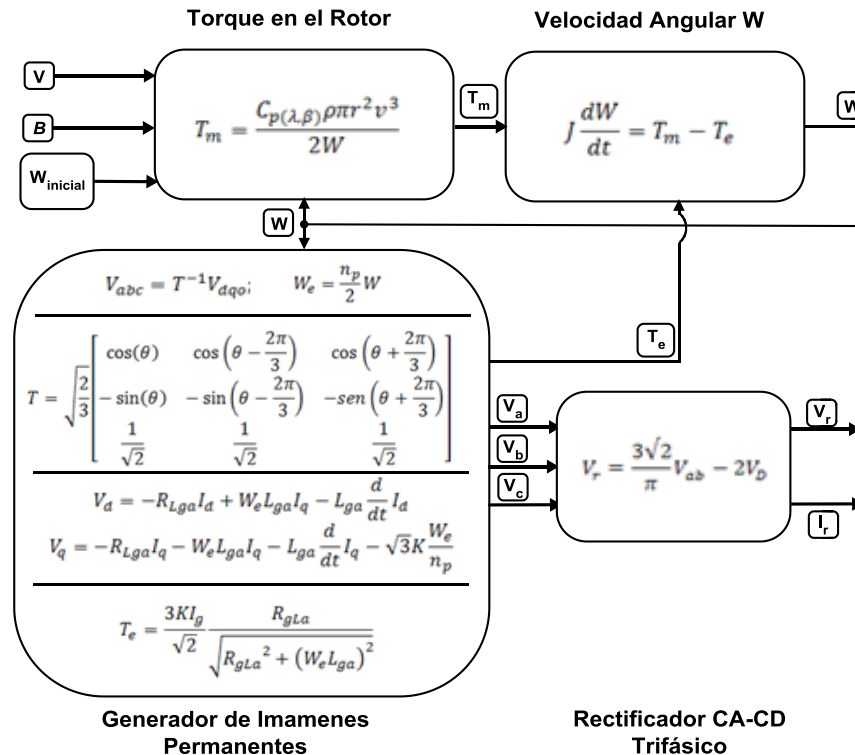


Figura 1.8. Modelo de bloques funcional de la turbina eólica.

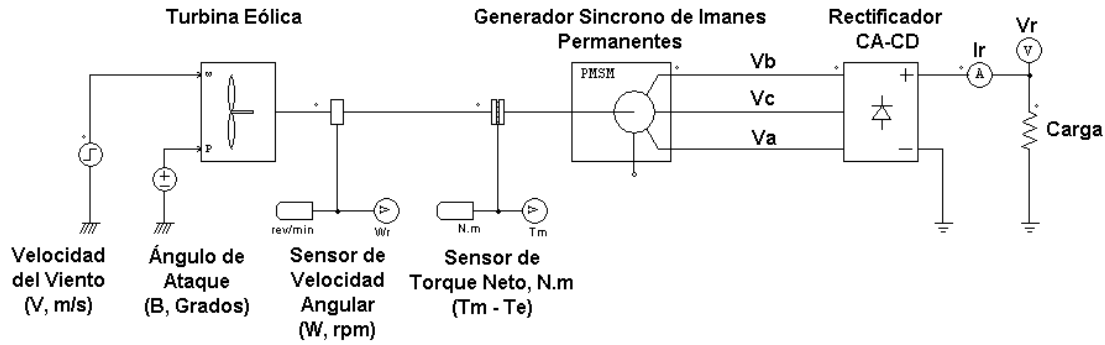


Figura 1.9. Modelo de simulación en *PSIM*, de la turbina eólica *SWT*.

Se puede apreciar en la figura 1.9, que el bloque de la turbina eólica contiene al bloque del torque del rotor y velocidad angular que se muestra en el modelo teórico de bloques funcionales de la figura 1.8, el generador síncrono *PMSM* contiene al bloque de generador de imanes permanentes, por último, el bloque del Rectificador *CA-CD* contiene al bloque del Rectificador *CA-CD* trifásico de la figura 1.8. Los parámetros de entrada a la simulación, se pueden apreciar en la tabla 1.1, donde el momento de inercia del generador y la turbina fueron obtenidos mediante la ayuda de simulación y mediciones experimentales. El resto de los parámetros se obtuvieron de acuerdo a las especificaciones de fabricante, que en nuestro caso es *Lav-bolt*, ya que se empleó para parte de implementación el módulo de potencia y emulador de una pequeña turbina eólica.

Tabla 1.1. Parámetros de simulación de la turbina *SWT*.

Turbina Eólica	
Parámetro	Valor
Potencia nominal, P_{nom}	222 W
Velocidad a que se la potencia nominal, V_{nom}	10 m/s
Velocidad angular a la que se da la potencia nominal, W_{nom}	1013 rpm
Velocidad inicial de rotación, $W_{inicial}$	10 rpm
Momento de inercia, J_m	0.006 N.m
Generador PMSM	
Resistencia del estator, R_s	2.6 Ω
Inductancia del eje d, $L_d = L_s$ (inductancia del estator)	1.6 mH
Inductancia del eje q, $L_q = L_s$ (inductancia del estator)	1.6 mH
Constante de fuerza electromotriz, $K = V_{pico \text{ de la fase}} / (1000 * rpm)$	88
Número de polos, n_p	12
Momento de inercia, J_e	0.0001 N.m
Constante de tiempo mecánica, τ_e	0.8 S
Rectificador CA-CD	
Voltaje de polarización de los diodos, V_D	0.7 Vcd

Las inductancias del eje *d* y *q*, se igualan a L_s , debido a que se emplea un generador de polos lisos y la constante de fuerza electromotriz se optó por calcularla según la tabla anterior, midiendo el voltaje pico y la velocidad angular a que se registro el voltaje pico. La resistencia R_s e inductancia L_s del estator fueron medidas con un puente *LCR* para una frecuencia de operación de 120 Hz.

En la figura 1.10, podemos ver el sistema de implementación en los módulos de *Lab-bolt* (emulación de la turbina) para llevar a cabo la validación del modelo de simulación e implementación de la turbina *SWT*.

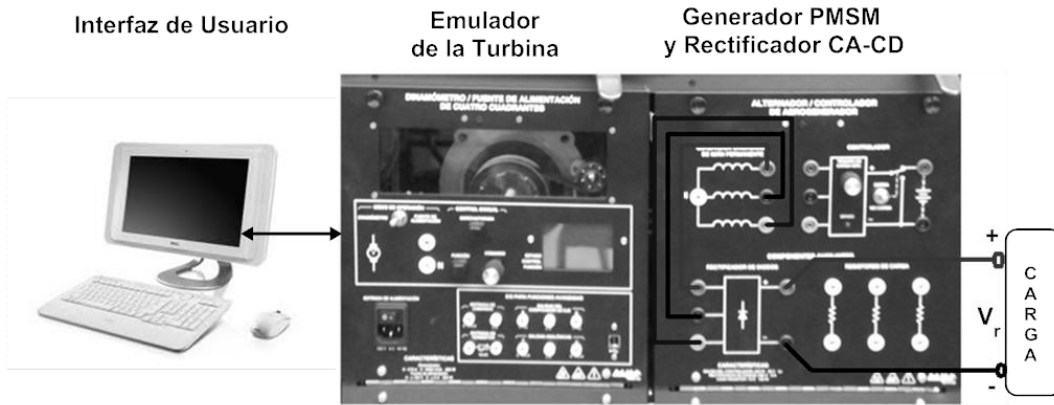


Figura 1.10. Sistema de emulación de la turbina *SWT*.

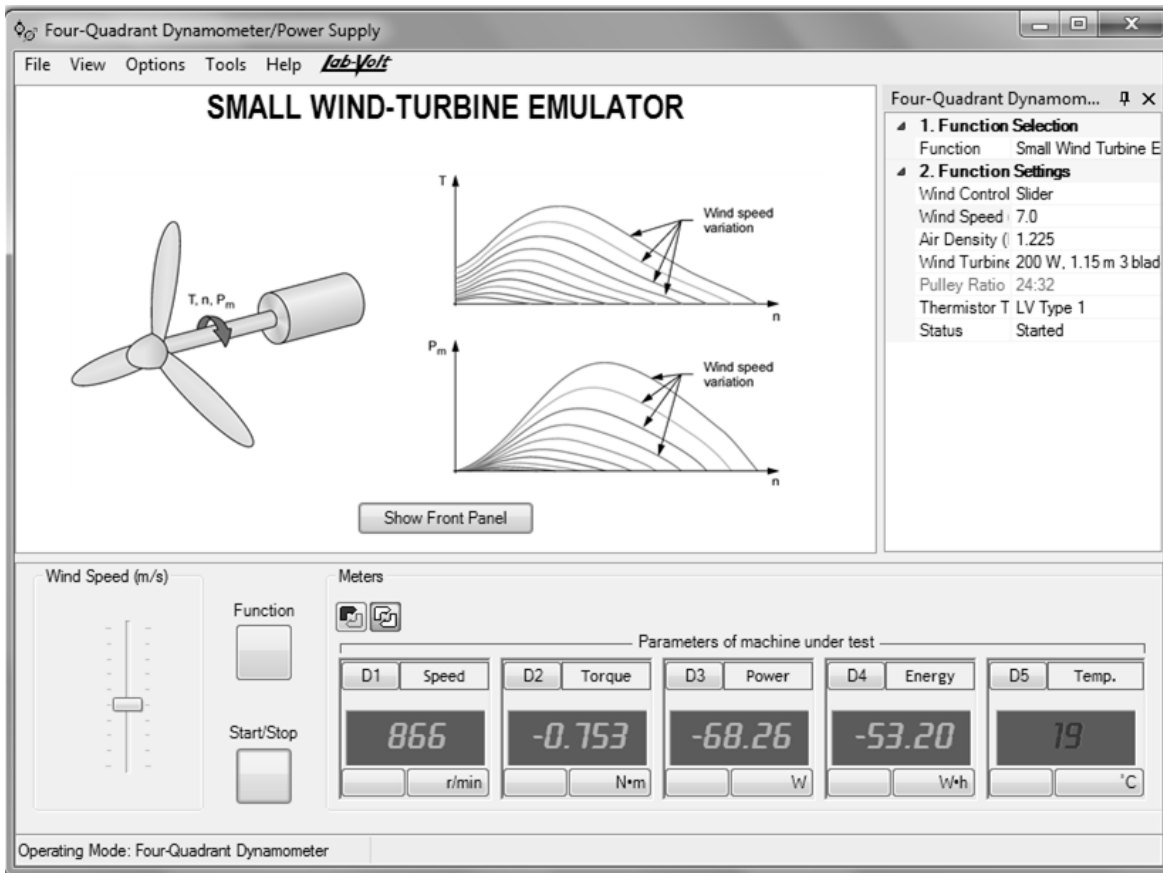


Figura 1.11. Interfaz de usuario del sistema de emulación de la turbina *SWT*.

El sistema de la figura anterior, consta de un emulador de pequeñas turbinas eólicas, un generador *PMSM* y el Rectificador *CA-CD* trifásico, donde las especificaciones por fabricante de los módulos están dadas en la tabla 1.1. Además, cuenta con una interfaz humana de usuario (*HMI*) la cual se muestra en

la figura 1.11, en la cual se pueden programar parámetros como *Wind Speed* (Velocidad del Viento) y *Air Density* (Densidad del Aire). También, cuenta con indicadores como: velocidad angular, potencia mecánica y torque de la turbina.

Con el propósito de validar el modelo de simulación (*PSIM*) correspondiente al modelo teórico, en la figura 1.12, 1.13 y 1.14 se muestran los resultados de simulación y experimentales, respectivamente, de V_r y V_{ab} para la velocidad de viento de 10 m/s , para cargas de $400\ \Omega$, $150\ \Omega$ y $75\ \Omega$. El voltaje V_r , se registró con un voltímetro de banco, debido a esto no se indica su gráfica experimental.

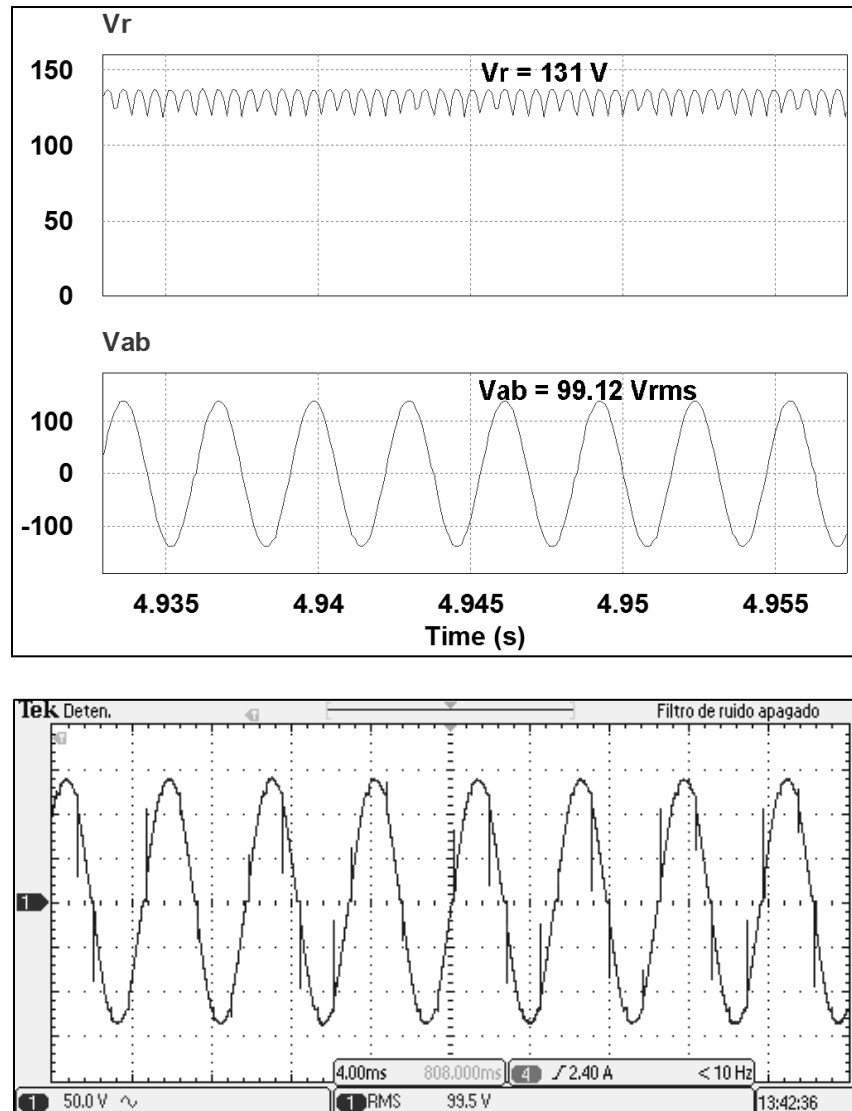


Figura 1.12. Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de $400\ \Omega$, configuración [CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div].

Los valores registrados en campo, según los resultados de la figura 1.12, son:

- V_r registrado = 130.6 Vcd , $W = 1934\text{ rpm}$ y $P_m = 22.11\text{ W}$.
- $CH1 = V_{ab} = 99.5\text{ Vrms}$.

Los valores registrados en campo, según los resultados de la figura 1.13, son:

- V_r registrado = 117.6 Vcd, $W = 1781$ rpm y $P_m = 74.37$ W.
- $CH1 = V_{ab} = 90.5$ Vrms.

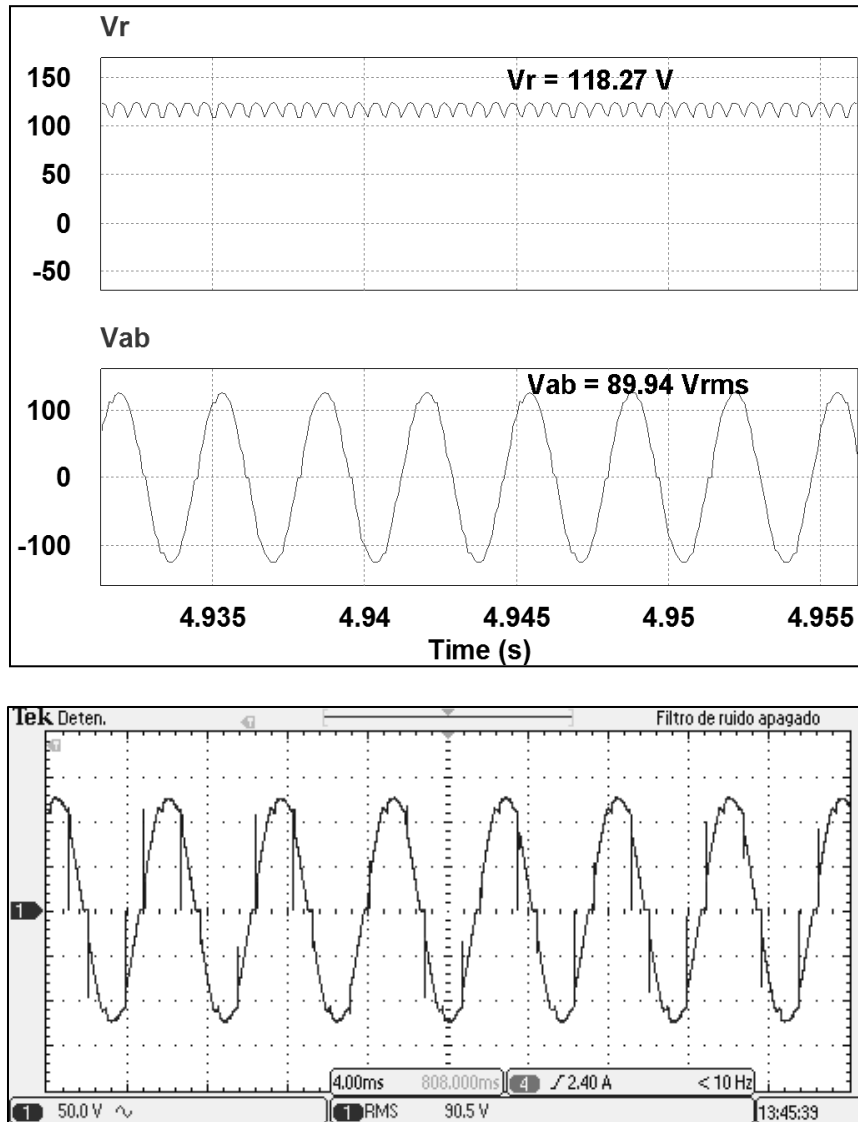


Figura 1.13. Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de 150Ω , configuración [CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div].

Los valores registrados en campo, según los resultados de la figura 1.14, son:

- V_r registrado = 101.3 Vcd, $W = 1591$ rpm y $P_m = 125.0$ W.
- $CH1 = V_{ab} = 77.6$ Vrms.

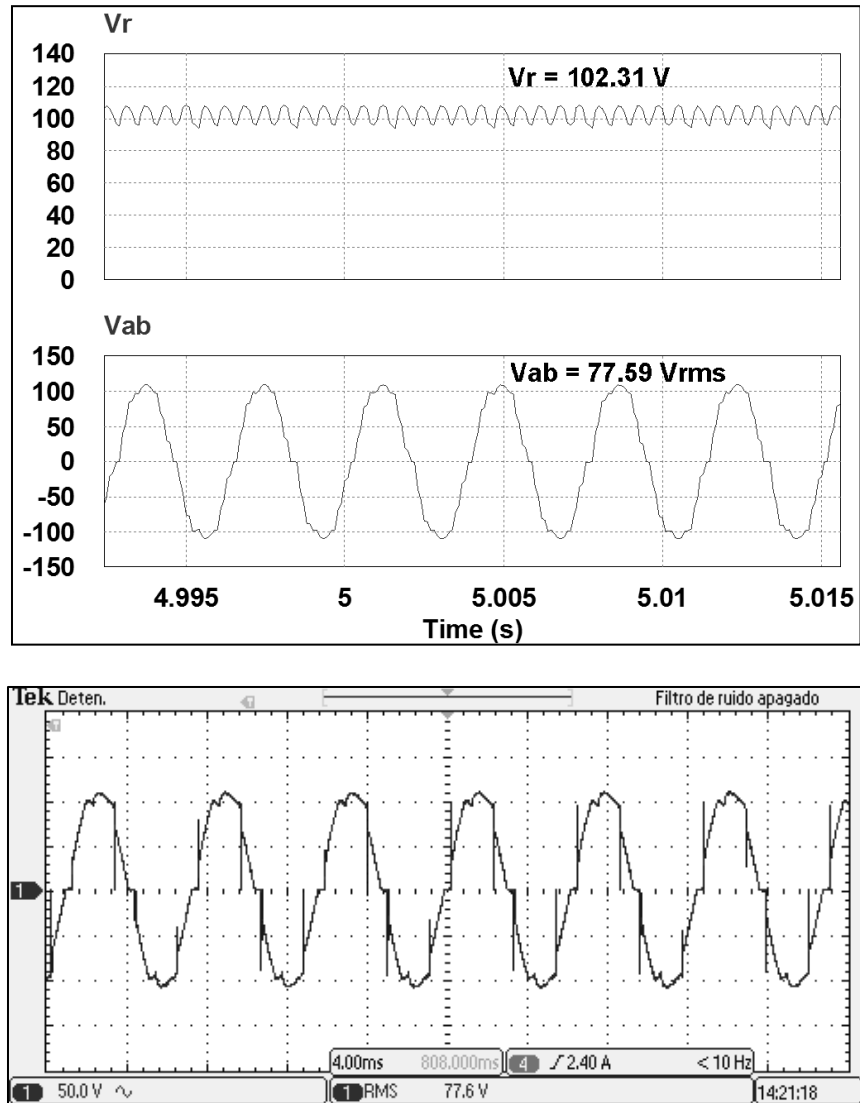


Figura 1.14. Resultado de simulación y experimental de V_r y V_{ab} para una carga de 75Ω , configuración [CH1: 50 V/Div - 4 ms/Div].

La tabla 1.2 indica en resumen los resultados experimentales y de simulación, donde se puede apreciar que la aproximación es mayor del 98% entre valores simulados y experimentales, dando de esta forma la validación del modelo de simulación soportado en modelo teórico de la turbina *SWT*.

Tabla 1.2. Resumen de resultados experimentales y simulación.

Carga = 400 Ω		
Parámetro	Experimental	Simulación
V_r	130.6 Vcd	131 Vcd
V_{ab}	99.5 Vrms	99.12 Vrms
Carga = 150 Ω		
Parámetro	Experimental	Simulación
V_r	117.6 Vcd	118.27 Vcd
V_{ab}	90.5 Vrms	90.5 Vrms
Carga = 75 Ω		
Parámetro	Experimental	Simulación
V_r	101.3 Vcd	102.5 Vcd
V_{ab}	77.6 Vrms	77.69 Vrms

1.2 Estrategia del MPPT

En este subcapítulo se analizará la relación que existe entre la máxima eficiencia de la turbina eólica y la velocidad del viento para establecer relaciones óptimas que trabajen como sistema de referencia a seguir de la estructura de potencia (Convertidor Reductor *CD – CD*) que acondicionará la energía proveniente de la turbina hacia un banco de baterías, manteniendo la máxima eficiencia posible para cualquier demanda de carga y velocidad de viento variables, esto mediante el diseño de un controlador proporcional *PI* y las relaciones óptimas, el cual se sintoniza mediante mediciones de la función de transferencia de energía que relaciona el ciclo de trabajo óptimo de la estructura de potencia con el voltaje proveniente del Rectificador *CD - CD*. Además, se presenta el análisis y diseño de la estructura de potencia *CD – CD*, así como su circuito de simulación y experimental del sistema *MPPT*.

1.2.1 Maxima Potencia

En la figura 1.15 se muestra la curva idealizada de máxima potencia eléctrica P_e de una turbina *SWT* para diferentes velocidades de viento, en la cual se puede observar que existe una línea que une los puntos óptimos de potencia eléctrica como resultado del producto $V_r^* \times I_r^*$, indicando que para cada velocidad de viento V existe un valor óptimo de voltaje de salida del rectificador V_r^* , obteniendo como resultado la máxima potencia eléctrica P_e y por consecuencia, el máximo coeficiente de potencia C_p , la máxima potencia mecánica P_m y la máxima velocidad específica λ de la turbina eólica. Para extraer los máximos parámetros (P_e , C_p , P_m y λ) de la turbina eólica, es necesario de un controlador *MPPT* el cual debe buscar seguir los puntos óptimos de la curva de máxima de potencia según

la figura 1.15, a través de relaciones entre la velocidad del viento y el voltaje del Rectificador CA - CD de seis pulsos por ciclo.

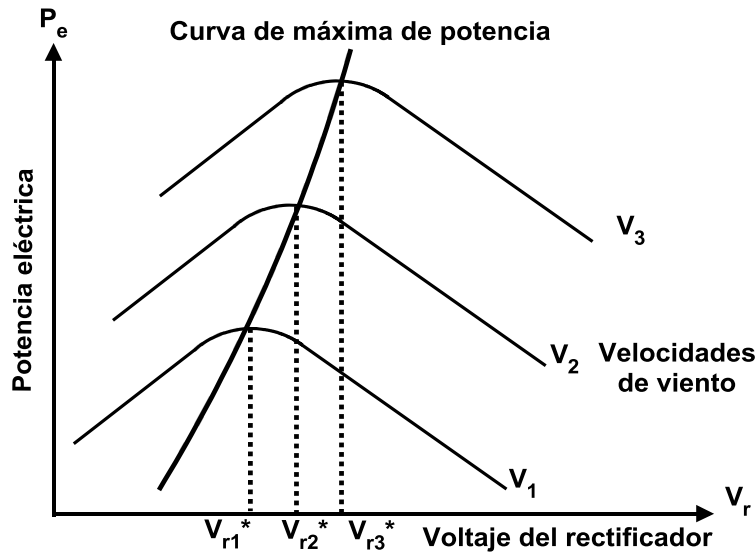


Figura 1.15. Curva idealizada de máxima potencia eléctrica v.s. voltaje V_r de una turbina SWT.

Evaluando experimentalmente la turbina eólica, según el prototipo de la figura 1.10 y la interfaz de usuario de la figura 1.11, podemos encontrar para velocidades de 4 m/s, 7 m/s y 10 m/s los resultados en las tablas 1.3, 1.4 y 1.5, que indican como varían los parámetros (W , P_m , V_r , I_r , P_e y C_p) de la turbina eólica, recordando que para encontrar el coeficiente de potencia C_p , se puede determinar mediante la división de la potencia mecánica y potencia del viento $C_p = P_m/P_v$ (considerando una densidad de 1.225 Kg/m^3), y la potencia eléctrica, mediante el producto del voltaje del rectificador por la corriente del mismo $P_e = V_r I_r$. Las variaciones de carga R_L varían según a la velocidad bajo prueba, donde el módulo de cargas empleado es el que se muestra en la figura 1.16, el cual es parte del sistema de emulación de la turbina SWT de Lav-bolt.

Tabla 1.3. Parámetros experimentales de la turbina SWT para una velocidad de viento de 4 m/s por consecuente $P_v = 40.71 \text{ W}$.

W (rpm)	P_m (Watts)	V_r (Volts)	I_r (Amp.)	P_e (Watts)	C_p
$R_L = \infty \Omega \rightarrow 797$	0.00	54.4	0.00	0.00	0.000000
$R_L = 400 \Omega \rightarrow 719$	4.40	47.4	0.12	5.70	0.108082
$R_L = 150 \Omega \rightarrow 598$	9.40	38.5	0.26	10.0	0.230901
$R_L = 75 \Omega \rightarrow 500$	12.5	31.0	0.41	12.7	0.30705
$R_L = 45 \Omega \rightarrow 416$	14.1	24.8	0.55	13.6	0.346352
$R_L = 30 \Omega \rightarrow 341$	13.7	19.2	0.64	12.3	0.336527
$R_L = 15 \Omega \rightarrow 190$	7.30	9.20	0.61	5.60	0.179317
$R_L = 7.5 \Omega \rightarrow 91$	2.30	3.20	0.42	1.30	0.056497
$R_L = 5 \Omega \rightarrow 70$	1.50	1.90	0.37	0.70	0.036846
$R_L = 0 \Omega \rightarrow 32$	0.70	0.00	0.30	0.00	0.017195

Tabla 1.4. Parámetros experimentales de la turbina *SWT* para una velocidad de viento de 7 m/s por consecuente $P_v = 218.21 W$.

W (rpm)	P_m (Watts)	V_r (Volts)	I_r (Amp.)	P_e (Watts)	C_p
$R_L = \infty \Omega \rightarrow 1391$	0.0	95.0	0.0	0.0	0.000000
$R_L = 240 \Omega \rightarrow 1227$	28.2	80.0	0.33	26.4	0.129233
$R_L = 120 \Omega \rightarrow 1106$	43.6	71.5	0.60	42.9	0.199808
$R_L = 71 \Omega \rightarrow 989$	56.3	62.0	0.87	53.9	0.258008
$R_L = 45 \Omega \rightarrow 880$	67.1	53.2	1.18	62.8	0.307502
$R_L = 30 \Omega \rightarrow 771$	74.2	44.5	1.48	65.8	0.340039
$R_L = 15 \Omega \rightarrow 563$	71.3	28.9	1.95	56.4	0.326749
$R_L = 7.5 \Omega \rightarrow 323$	38.9	13.6	1.82	25.8	0.178269
$R_L = 5 \Omega \rightarrow 202$	18.3	7.0	1.40	9.8	0.083864
$R_L = 0 \Omega \rightarrow 68$	3.9	0.0	0.92	0.0	0.017873

Tabla 1.5. Parámetros experimentales de la turbina *SWT* para una velocidad de viento de 10 m/s por consecuente $P_v = 636.19 W$.

W (rpm)	P_m (Watts)	V_r (Volts)	I_r (Amp.)	P_e (Watts)	C_p
$R_L = \infty \Omega \rightarrow 1976$	0.0	136	0.00	0.00	0.000000
$R_L = 200 \Omega \rightarrow 1799$	70	118	0.58	68.4	0.110030
$R_L = 86 \Omega \rightarrow 1596$	124	101	1.19	120	0.194910
$R_L = 45 \Omega \rightarrow 1397$	168	83.8	1.86	156	0.264072
$R_L = 30 \Omega \rightarrow 1260$	194	72.1	2.40	173	0.304940
$R_L = 15 \Omega \rightarrow 1013$	222	51.7	3.45	178	0.348952
$R_L = 7.5 \Omega \rightarrow 752$	199	31.1	4.17	130	0.312800
$R_L = 5 \Omega \rightarrow 581$	152	20.6	4.13	85.1	0.238922
$R_L = 0 \Omega \rightarrow 121$	14.9	0.00	1.99	0.00	0.023421

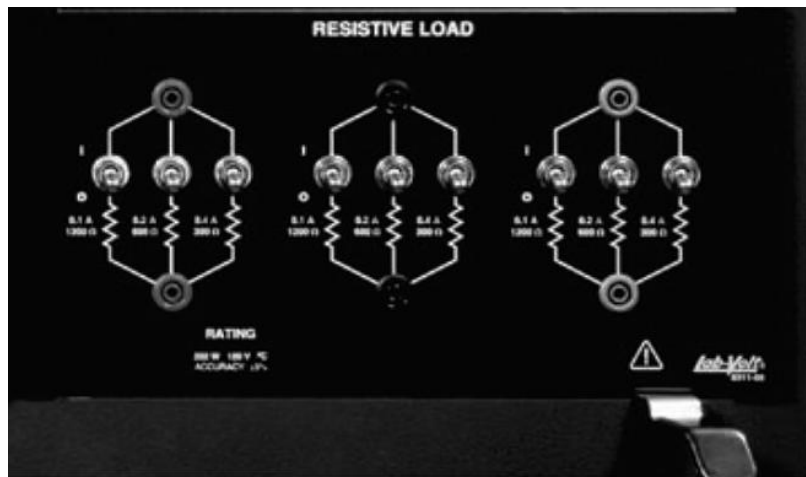


Figura 1.16. Módulo de cargas de Lav-bolt.

Si observamos en las tres últimas tablas, se marcan con una franja los parámetros óptimos de la turbina *SWT* cuando existe el máximo coeficiente de potencia, esto, lo podemos apreciar en la figura 1.17, la cual indica las curvas experimentales para las tres velocidades bajo prueba elaboradas en *Excel* (cabe mencionar la posibilidad que exista un coeficiente de potencia más alto antes y después de las franjas marcadas en las tablas, sin embargo se limitó la prueba a la capacidad de

cargas de los módulos de *Lav-bolt*), donde el eje x indica el voltaje óptimo a seguir y el eje y, la potencia óptima. Este experimento valida la estrategia propuesta, para el diseño del controlador del máximo punto de energía a seguir en la turbina eólica, estableciendo relaciones óptimas entre el voltaje de salida del Rectificador CA – CD y la velocidad del viento, al validarse esta relación, como consecuencia el resto de los parámetros se mantendrá en óptimas condiciones tal y como lo indican las tres últimas tablas.

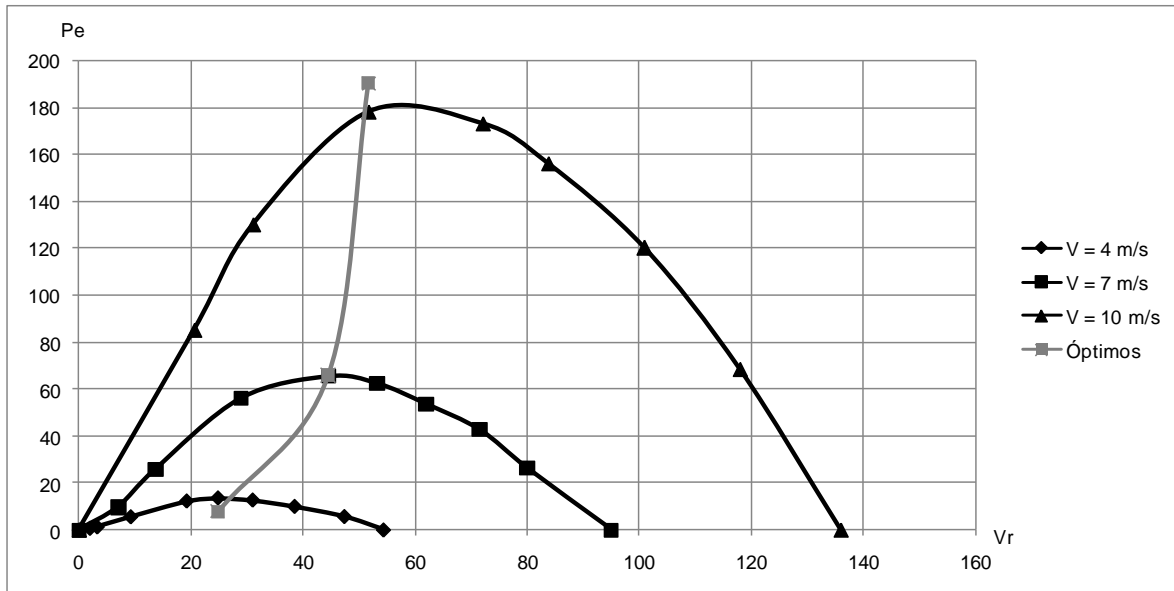


Figura 1.17. Curva experimental de máxima potencia eléctrica v.s. voltaje V_r de una turbina SWT.

1.2.2 Relaciones Óptimas

Partiendo del modelo teórico de la sección 1.1, la turbina eólica transforma el viento en potencia mecánica a través de las relaciones:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi r^2 v^3$$

Donde:

$$\lambda = \frac{rW}{V}$$

$$C_p = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda'} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\left(\frac{-C_5}{\lambda'} \right)} + C_6 \lambda$$

$$C_1 = 0.5176, C_2 = 116, C_3 = 0.4, C_4 = 5, C_5 = 21, C_6 = 0.0068 \quad (1.37)$$

$$\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

Recapitulando, en la figura 1.18, se muestra la relación entre el coeficiente de potencia y la velocidad específica al graficar la ecuación 1.37 (considerando un rotor eólico de tres palas), donde es notable que para una velocidad V y W dada se tiene el máximo coeficiente de potencia, tal y como se observa en las tablas 1.3, 1.4 y 1.5 para los puntos óptimos; además, en estos puntos se puede determinar que la velocidad específica (evaluada mediante ecuación 1.8) es de $\lambda_1 = 6.26$, $\lambda_2 = 6.6$, y $\lambda_3 = 6.09$ respectivamente, sin embargo, la operación normal de una turbina sin control es tal que entre más velocidad de viento, la velocidad angular aumenta en mayor proporción que V y como consecuencia un alejamiento del punto óptimo del coeficiente de potencia. Por esta razón es necesario contar con un controlador que mediante relaciones óptimas de V , W y V_r , se determine la máxima extracción de potencia de la turbina eólica.

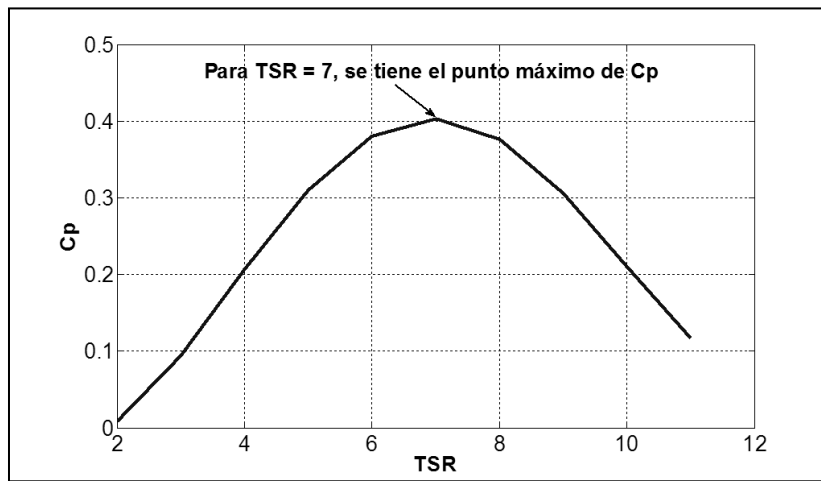


Figura 1.18. Coeficiente de potencia en función de λ .

Si el término de $C_{p(\lambda,\beta)}$ no limitara la potencia mecánica, obtendríamos resultados de casi el doble, sin embargo, el parámetro C_p nos lleva a concluir que la eficiencia máxima que puede tener una turbina eólica, de acuerdo a la ley de *Betz*, es del 59%. La gráfica 1.18, también muestra que el máximo coeficiente de potencia para la turbina bajo estudio es cercano al 0.41, esto se puede corroborar con la figura 1.1, que muestra que puede alcanzarse valores de entre 0.40 y 0.48 de C_p .

Retomando que el voltaje del Rectificador $CA - CD$ está dado por:

$$V_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ab} - 2V_D \quad (1.38)$$

y que para los puntos máximos de coeficiente de potencia, existe también una velocidad angular óptima W^* , dada por (Arifujjaman, 2010):

$$W^* = \sqrt[3]{\frac{P_m}{K_{opt}}} \quad (1.39)$$

Donde:

$$K_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda, \beta)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \quad (1.40)$$

Y recordando, que la ecuación 1.33, establece la relación entre voltajes de líneas y velocidad angular:

$$V_{ab} = \frac{1}{\sqrt{2}} CW \sin(Wt) \quad (1.41)$$

Si sustituimos las ecuaciones 1.39 y 1.40 en 1.41, se obtiene una expresión para determinar el voltaje óptimo entre líneas V_{ab}^* :

$$V_{ab} = \frac{1}{\sqrt{2}} C \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} C_{p(\lambda, \beta)} \rho \pi r^2 v^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda, \beta)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \right]}} \sin \left(\sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} C_{p(\lambda, \beta)} \rho \pi r^2 v^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda, \beta)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \right]}} t \right) \quad (1.42)$$

Considerando sólo la magnitud de la ecuación 1.42, el voltaje eficaz óptimo resulta:

$$V_{ab}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} C \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} C_{p(\lambda, 0)} \rho \pi r^2 v^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda, 0)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \right]}} \quad (1.43)$$

Finalmente, sustituyendo 1.43 en 1.38, obtenemos una expresión para el voltaje óptimo del Rectificador CA – CD para cualquier velocidad de viento:

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} C \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} C_{p(\lambda, 0)} \rho \pi r^2 v^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda, 0)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \right]}} - 2V_D \quad (1.44)$$

Desde que λ se establece en un punto óptimo para cualquier valor de V según la figura 1.18, es posible determinar la velocidad angular W mediante la ecuación 1.8 y el coeficiente de potencia mediante la ecuación 1.9, estos parámetros son indispensables para determinar V_r^* en la ecuación 1.44, lo cual implica que sólo es necesario sensar la velocidad del viento V y establecer λ en un valor óptimo, para determinar el voltaje óptimo V_r^* que debería alcanzar el rectificador CA-CD y de

esta forma mantener el máximo seguimiento de potencia posible en la turbina eólica (ver figura 1.17).

Para validar la expresión 1.44, tomemos como valores óptimos los siguientes datos extraídos de la tabla 1.5 ($V = 10 \text{ m/s}$):

W (rpm)	P_m (Watts)	V_r (Volts)	I_r (Amp.)	P_e (Watts)	C_p
$R_L = 15 \Omega \rightarrow 1013$	222	51.7	3.45	178	0.348952

Si proponemos un valor de $\lambda = 6$ (dentro de un rango óptimo para una turbina de tres palas) y anulamos el ángulo de ataque, el coeficiente de potencia resulta:

$$C_p = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda'} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\left(\frac{-C_5}{\lambda'} \right)} + C_6 \lambda$$

$$C_1 = 0.5176, C_2 = 116, C_3 = 0.4, C_4 = 5, C_5 = 21, C_6 = 0.0068$$

$$\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} = \frac{1}{6 + 0.08 \times 0} - \frac{0.035}{0^3 + 1} = 0.1316666$$

$$\lambda' = 7.5949$$

$$C_p = 0.5176 \left(\frac{116}{7.5949} - 0.4 \times 0 - 5 \right) e^{\left(\frac{-21}{7.5949} \right)} + 0.0068 \times 6$$

$$C_p = 0.3756$$

Lo cual nos acerca al punto óptimo de la tabla 1.5 con un $C_p = 0.348952$. Si se determina a través de la tabla 1.5 el valor de λ , tenemos:

$$\lambda = \frac{rW}{V} = \frac{0.575 \text{ m} (1013 \text{ rpm} \times \pi / 30)}{10} = 6.09 \text{ rad}$$

Resultando un valor muy cercano al propuesto de $\lambda = 6$. Con estos datos como referencia procedemos a determinar el voltaje del rectificador óptimo, no sin antes determinar la constante C , tomando en consideración los datos de campo asociados a la figura 1.12 ($W = 1934 \text{ rpm}$ y $V_{ab} = 99.5 \text{ V}$):

$$C = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{W} = \frac{\sqrt{2} \times 99.5 \text{ V}}{(1934 \text{ rpm} \times \pi / 30)} = 0.69 \frac{\text{Vcd} \times \text{s}}{\text{rad}}$$

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} C \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} C_{p(\lambda,0)} \rho \pi r^2 v^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{p(\lambda,0)} \left(\frac{r}{\lambda} \right)^3 \right]}} - 2V_D$$

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} x 0.69 \frac{Vcd \times s}{rad} \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} x 0.3756 x 1.225 \frac{kg}{m^3} x \pi x (0.575m)^2 (10m/s)^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} x 0.3756 x 1.225 \frac{kg}{m^3} x \pi x (0.575m)^2 \left(\frac{0.575m}{6rad} \right)^3 \right]}} - 2x1.7V$$

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} x 0.69 \frac{Vcd \times s}{rad} x 104.34 \frac{rad}{s} - 1.4Vcd = 67.35Vcd \quad (1.45)$$

De la expresión 1.45, es importante hacer notar que 104.34 rad/s equivalen a 993.126 rpm , la cual se establece como velocidad angular óptima W^* (ver ecuación 1.39), y es muy cercana a la indicadas por la tabla 1.5, $W = 1013 \text{ rpm}$, lo que equivale a 106.08 rad/s . Además, el voltaje V_r^* de $67.35 Vcd$ se aproxima al indicado en la tabla 1.5, que es de $51.7 Vcd$, como podemos ver la desviación del valor de V_r^* se da al evaluar 1.45, ya que sólo existe una diferencia entre 104.34 rad/s y 106.08 rad/s mínima, en comparación con V_r^* de $67.35 Vcd$ y $51.7 Vcd$. Podemos decir que la mayor desviación en el voltaje del rectificador se debe a la constante C , si esta variable no fuese determinada correctamente el margen de error aumentaría en V_r^* , como es en nuestro caso, si establecemos una corrección en C , veríamos que V_r^* alcanzaría el valor indicado en la tabla 1.5. Para corregir el valor de C en función a los parámetros de la tabla 1.5, despejamos C de la expresión 1.45:

$$C = (V_r^* + 2V_D) \frac{\pi}{3W^*} = (51.7Vcd + 2x0.7Vcd) \frac{\pi}{3x106.08rad/s} = 0.5241 \frac{Vcd \times s}{rad}$$

Con esta corrección determinamos el valor de V_r^* mediante ecuación 1.45, tomando en cuenta los valores óptimos que fueron propuestos anteriormente ($\lambda = 6$ y $C_p = 0.3756$):

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} x 0.5241 \frac{Vcd \times s}{rad} \sqrt[3]{\frac{\left[\frac{1}{2} x 0.3756 x 1.225 \frac{kg}{m^3} x \pi x (0.575m)^2 (10m/s)^3 \right]}{\left[\frac{1}{2} x 0.3756 x 1.225 \frac{kg}{m^3} x \pi x (0.575m)^2 \left(\frac{0.575m}{6rad} \right)^3 \right]}} - 2x1.7V$$

$$V_r^* = \frac{3}{\pi} x 0.5241 \frac{Vcd \times s}{rad} x 104.34 \frac{rad}{s} - 1.4Vcd = 50.81Vcd$$

Como resultado tenemos una mejor aproximación de V_r^* al valor de la tabla 1.5, concluyendo, que la expresión 1.44, nos proporciona el valor óptimo que debería alcanzar el Rectificador $CA - CD$ para cualquier velocidad de viento V , estableciendo previamente un valor óptimo de la velocidad específica λ de la turbina SWT .

1.2.3 Estructura de Potencia $CD - CD$ para el seguimiento MPPT

Observando la figura 1.19, si el voltaje del rectificador V_r no se regulara, veríamos crecer este voltaje al mismo tiempo que la velocidad del viento se incrementara, ocasionando una disminución del coeficiente de potencia C_p debido al aumento de la velocidad angular W y a su vez un aumento de la velocidad específica λ (ver ecuación 1.8), este comportamiento en la turbina SWT , ratifica la necesidad de un controlador que regule el voltaje del rectificador y como consecuencia obtener parámetros óptimos en la turbina eólica.

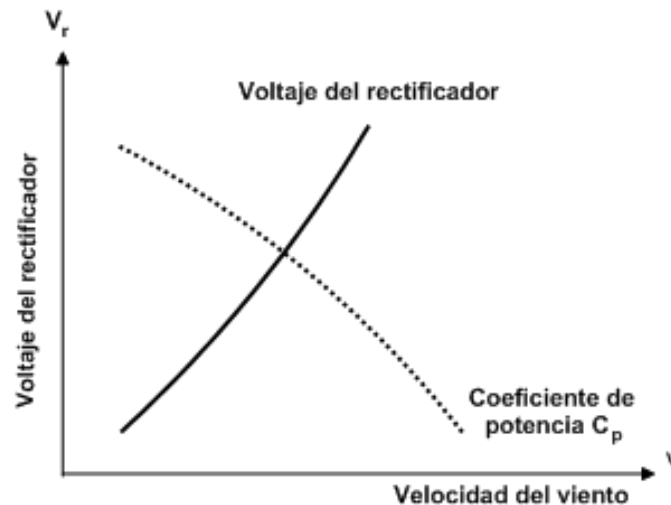


Figura 1.19. Coeficiente de potencia en función de TSR.

Para mantener el voltaje V_r controlado en un punto óptimo según la ecuación 1.44, es necesario de una estructura de potencia $CD - CD$ que retroalimente el voltaje V_r y sea comparado contra una referencia óptima V_r^* , si el resultado de esta comparación resulta en una señal de error negativa $-E$, entonces la estructura de potencia $CD - CD$ mediante un controlador PI deberá generar la señal de control U para corregir a V_r , mediante el incremento de demanda de carga I_{o1} y como consecuencia un incremento en I_r , lo cual provocará una disminución en V_r , hasta que alcance de nuevo a V_r^* , según la figura 1.20. En caso de que la señal de error sea positiva, la estructura deberá disminuir la demanda de carga hacia el estabilizador, hasta que V_r alcance de nuevo a V_r^* . Al estar la estructura de potencia $CD - CD$ corrigiendo a V_r hasta alcanzar el valor óptimo de V_r^* , como consecuencia se mantendrá una carga I_{o1} óptima al estabilizador, además de parámetros óptimos en la turbina SWT como C_p y W .

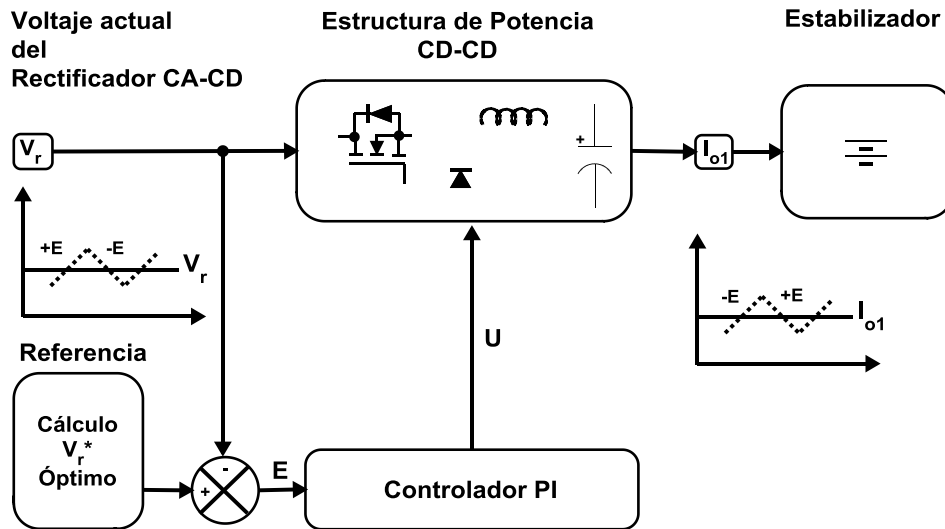


Figura 1.20. Estructura de potencia CD – CD para el control de la turbina SWT.

Existen tres topologías básicas de estructuras de potencia para el acondicionamiento de $CD - CD$, el Convertidor Reductor $CD - CD$ (figura 1.21a), el Convertidor Elevador $CD - CD$ (figura 1.21b) y el Convertidor Reductor – Elevador $CD - CD$ (figura 1.21c), las cuales se muestran en la figura 1.21 (Mohan, et al., 2009).

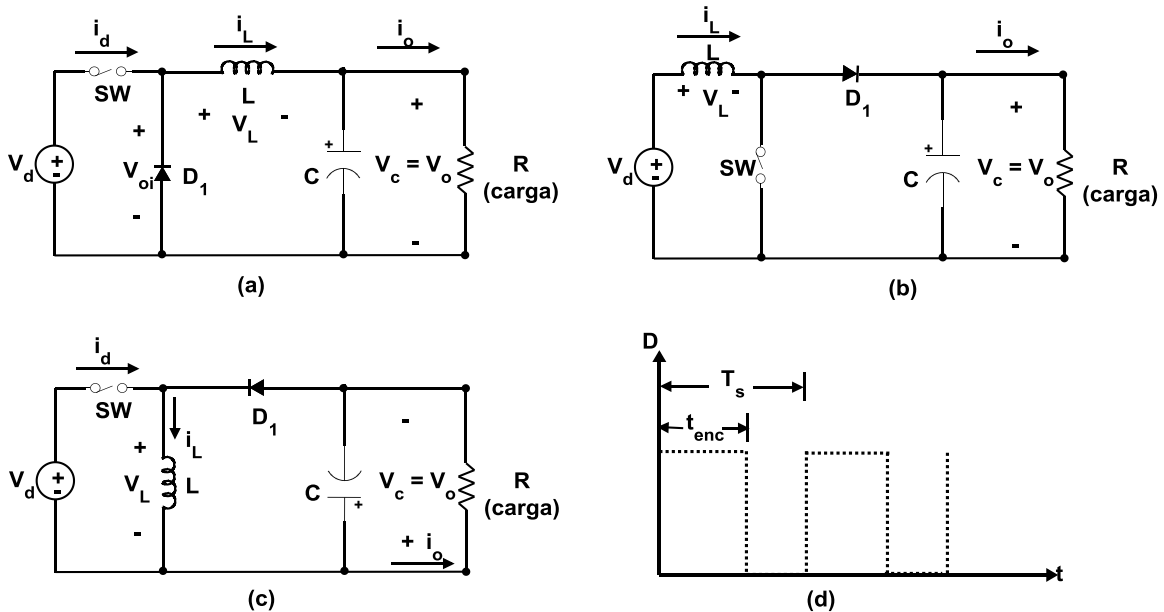


Figura 1.21. Topologías básicas de estructuras de potencia $CD - CD$.

Las relaciones entre voltaje de salida y voltaje de entrada para los tres convertidores mostrados en la figura 1.21 para conducción de corriente continua en el inductor, están dadas por:

Convertidor Reductor $CD - CD$:

$$V_o = DV_d \quad (1.46)$$

Convertidor Elevador $CD - CD$:

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_d \quad (1.47)$$

Convertidor Reductor - Elevador $CD - CD$:

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_d \quad (1.48)$$

Donde D , representa el ciclo de trabajo con el cual trabaja el interruptor SW (ver figura 1.21d), y está relacionado con la frecuencia con que es conmutado el SW , mediante:

$$D = \frac{t_{enc}}{T_s} \quad (1.48)$$

El convertidor Reductor $CD - CD$, como su nombre lo indica, tiende a reducir el voltaje de salida V_o , cuando D disminuye, esto se puede apreciar en la ecuación 1.46, en cambio en el Convertidor Elevador $CD - CD$, el voltaje de salida aumenta cuando D aumenta (ver ecuación 1.47). El Convertidor Reductor - Elevador $CD - CD$, su operación es más compleja, ya que integra la funcionalidad de los dos convertidores anteriores, su operación es tal que, para ciclos de trabajo D menores al 50 % el voltaje de salida tiende a reducir e invertir su polaridad y cuando D es mayor al 50 % el voltaje de salida tiende a incrementar, además de invertir su polaridad.

Tabla 1.6. Voltaje del Rectificador $CA - CD$ para diferentes velocidades de viento.

Velocidad del viento V (m/s)	Voltajes óptimos del Rectificador $CA - CD$ V_r (Vcd)
4	29.76
5	37.56
6	45.35
7	53.14
8	60.93
9	68.72
10	76.52
11	84.31
12	92.10
13	99.89

Antes de seleccionar la topología más adecuada de acuerdo con la figura 1.21, para controlar el voltaje V_r de la turbina SWT , veamos en la tabla 1.6 y figura 1.22, como el voltaje en las terminales del Rectificador $CA - CD$, varía con la velocidad

del viento ($V = 4 \text{ m/s}$ como mínima y máxima de 13 m/s) considerando la velocidad específica dentro de un rango óptimo de $\lambda = 6.8$, mediante la evaluación con ecuaciones 1.9 y 1.44, previamente validadas como relaciones óptimas.

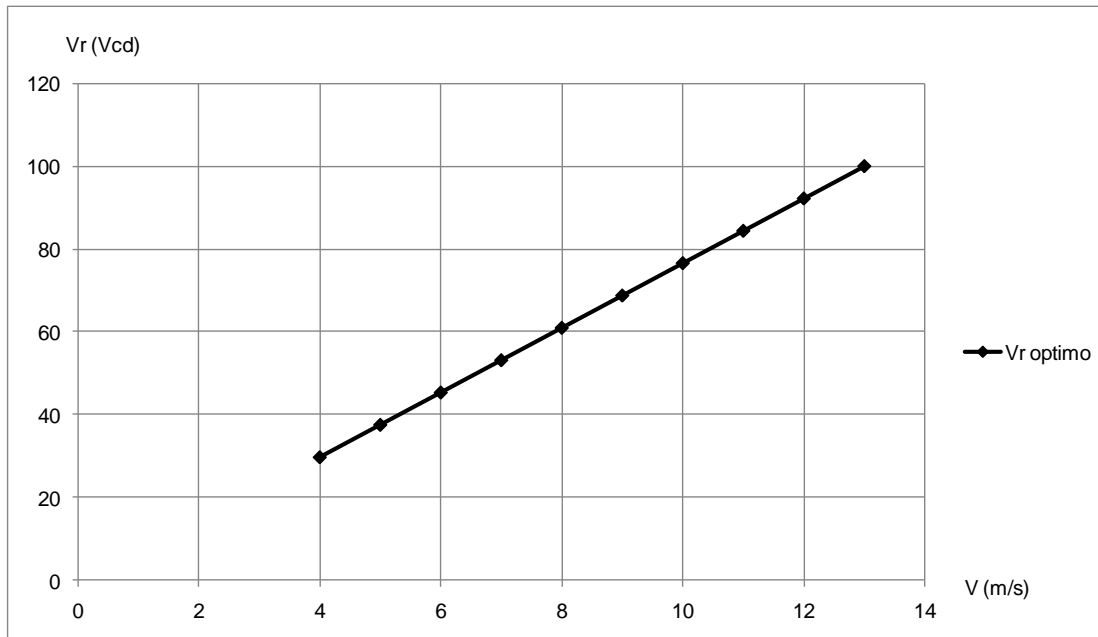


Figura 1.22. Variación del voltaje óptimo del Rectificador CA – CD ante diferentes valores de V.

Se puede observar en la figura 1.22, como el voltaje óptimo cambia desde un valor mínimo de 29 Vcd hasta 100 Vcd , si consideramos un banco de baterías como estabilizador de energía a 24 Vcd conectado a las terminales de salida de la estructura de potencia CD – CD, esta deberá regular a V_r y mantener la corriente de carga a las baterías en valores óptimos. Desde que el Convertidor Elevador CD – CD, como su nombre lo indica, eleva el voltaje en sus terminales de salida no resulta como estructura de potencia ideal para este acondicionamiento, ya que no resulta compatible con el voltaje nominal del estabilizador, tampoco es adecuado el Convertidor Reductor – Elevador, ya que integra parte de la funcionalidad del Convertidor Elevador; por otro lado, el Convertidor Reductor CD – CD resulta ser el más idóneo para trabajar como estructura de potencia CD – CD para controlar el voltaje V_r y así mantener los valores óptimos en la turbina SWT, ya que este convertidor puede reducir el rango de variación de voltajes de entrada, según la figura 1.22, al voltaje nominal del estabilizador.

1.2.4 Convertidor Reductor CD – CD

Los Convertidores CD – CD tiene tres modos de operación, el modo de conducción continua (MCC), modo límite entre conducción continua y discontinua (LMCD) y el modo de conducción discontinua (MCD). Para el diseño del Convertidor Reductor en estado estable, es decir encontrar los valores de la inductancia y el capacitor en función a la potencia deseada, que en nuestro caso

es de 220 W , esto, debido a la curva de la turbina *SWT* mostrada en la figura 1.17, es necesario describir qué sucede en los dos primeros modos de operación del Convertidor Reductor *CD – CD* (Mohan, et al., 2009).

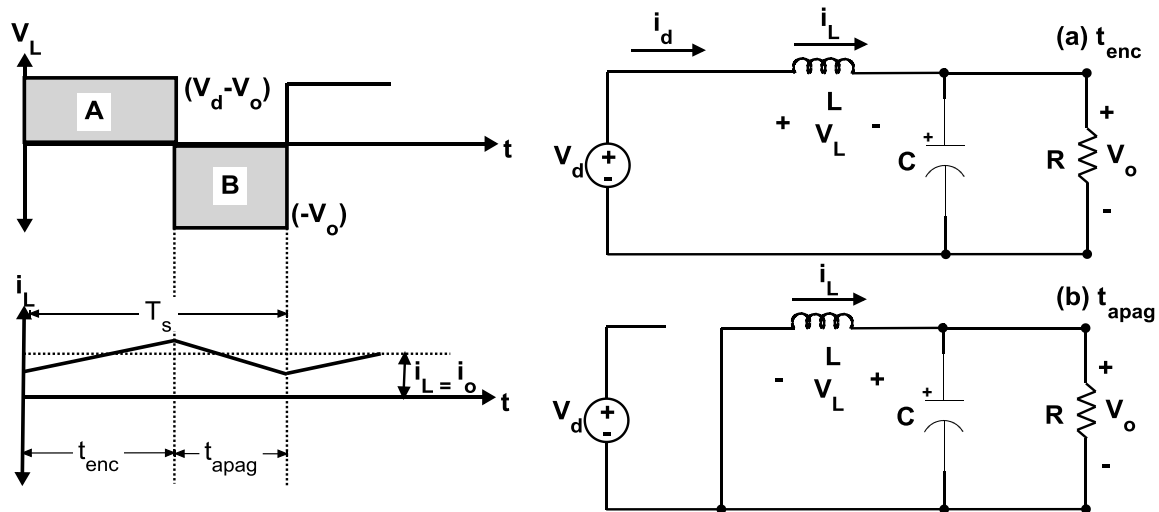


Figura 1.23. Estados del Convertidor Reductor *CD – CD* en conducción *MCC*: a) *SW* encendido; b) *SW* apagado.

Para el modo *MCC*, se muestra la figura 1.23, la cual muestra las formas de onda para la corriente del inductor, en la cual se puede observar que la corriente del inductor nunca es cero. En el intervalo que el *SW* está encendido para una duración de tiempo t_{enc} , el *SW* conduce corriente y el diodo se vuelve de polarización inversa, por lo tanto el voltaje en el inductor es positivo $V_L = V_d - V_o$ (ver figura 1.23a), donde este voltaje causa un incremento lineal de la corriente en el inductor i_L . En el caso de cuando el *SW* está apagado en un tiempo t_{apag} , la energía i_L almacenada en estado anterior se libera hacia el capacitor y la carga, retornando a la misma inductancia L a través del diodo D_1 , debido a esto el voltaje de la inductancia cambia su polaridad en $V_L = -V_o$ (ver figura 1.23b).

Considerando el convertidor en estado estable, el voltaje en el inductor puede obtenerse mediante la suma de las áreas A y B de la figura 1.23, donde la suma de estas dos áreas por inspección de la figura debe ser igual a cero, esto es:

$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{enc}} V_L dt + \int_{t_{enc}}^{T_s} V_L dt \quad (1.49)$$

Como la suma de los dos intervalos debe ser cero, entonces en el tiempo de apagado el área A es igual al área B en el tiempo de apagado, por lo tanto:

$$\int_0^{t_{enc}} V_L dt = \int_{T_s}^{t_s} V_L dt$$

$$(V_d - V_o)t_{enc} = V_o(T_s - t_{enc})$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{enc}}{T_s} = D$$

$$V_o = DV_d \tag{1.50}$$

Debido a la ecuación 1.50 es que podemos encontrar la relación entre voltaje de salida y el voltaje de entrada mediante el ciclo de trabajo (ver ecuación 1.46 y 1.48), donde es notable que el voltaje de salida varía linealmente en función al ciclo de trabajo D , y que no depende de otro componente del circuito o condición.

Si despreciamos las pérdidas de potencia entre los componentes del circuito, entonces la potencia de entrada P_d es igual a la potencia de salida P_o :

$$P_d = P_o$$

Por lo tanto:

$$V_d i_d = V_o i_o$$

$$\frac{i_o}{i_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \tag{1.51}$$

Comportándose el Convertidor Reductor como un transformador de CC, donde la relación de vueltas se controla continuamente en forma electrónica en un rango de 0 a 1 (D).

En el modo de operación *LMCD* se obtienen ecuaciones que muestran la influencia de varios parámetros del circuito sobre la corriente en el inductor. En la figura 1.24a se puede observar el modo *LMCD*, la cual muestra las formas de onda para V_L e I_L .

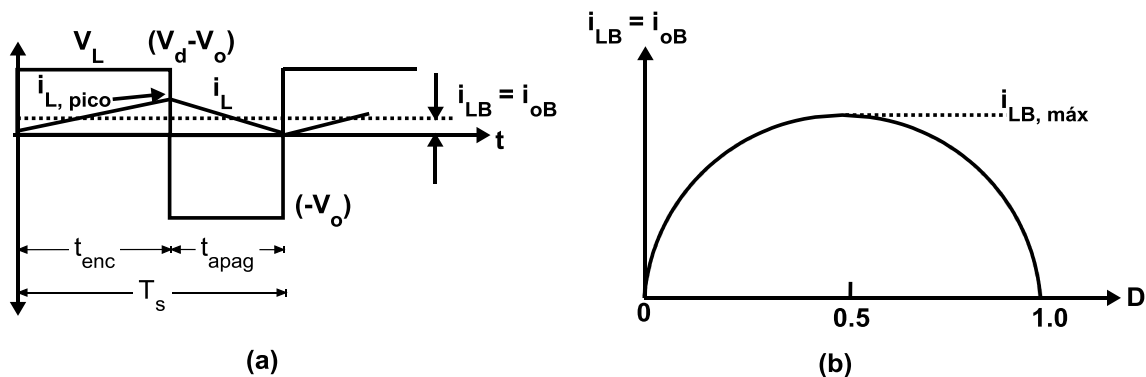


Figura 1.24. Corriente del inductor en el modo *LMCD*: a) voltaje y corriente del inductor; b) corriente límite i_{LB} versus D manteniendo V_d constante.

En el límite de conducción, la corriente del inductor se hace cero al final de cada periodo de apagado, de tal forma, que en el límite de conducción la corriente media del inductor i_{LB} , fijando el subíndice B como el modo límite, es:

$$i_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{t_{enc}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = i_{oB} \quad (1.52)$$

Debido a la ecuación 1.52, si la corriente media del inductor se vuelve menor que la corriente media de salida, entonces el convertidor pasará a modo de conducción discontinuo.

El estabilizador debe ser cargado mediante corriente continua para evitar daños en él mismo, por lo tanto el modo de conducción del Convertidor Reductor $CD - CD$ que se elige es el continuo, por esta razón no se analiza el modo de conducción discontinuo.

El voltaje de rizo de salida debido a un valor de capacitancia, se determina cuando se toman en cuenta las formas de onda que se muestran en la figura 1.25, para un modo de operación continua. Si se supone que todo el componente de ondulación en i_L fluye a través del condensador, y su componente medio a través del reóstato de la carga, el área sombreada en la figura 1.25 representa una carga adicional ΔQ , debido a esta carga adicional, la ondulación de voltaje de pico a pico ΔV_o se escribe como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L T_s}{2} \quad (1.53)$$

Retomando la figura 1.23, durante el tiempo de apagado, la corriente en el inductor es:

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (1.54)$$

Al sustituir 1.54 en 1.53 resulta:

$$\Delta V_o = \frac{T_s V_o}{8CL} (1 - D) T_s \quad (1.55)$$

Una vez analizado el Convertidor Reductor $CD - CD$, procedemos a realizar el diseño en estado estable, de acuerdo a los parámetros de la tabla 1.7 y el uso de las ecuaciones 1.49 a 1.55. Además de tomar como valores de referencia las magnitudes para velocidades de viento de 4 m/s hasta 10 m/s , y considerando el 100% de eficiencia del generador $PMSM$, de tal forma que la capacidad del

Convertidor Reductor $CD - CD$ esté con margen excedente para soportar fuertes picos de potencia.

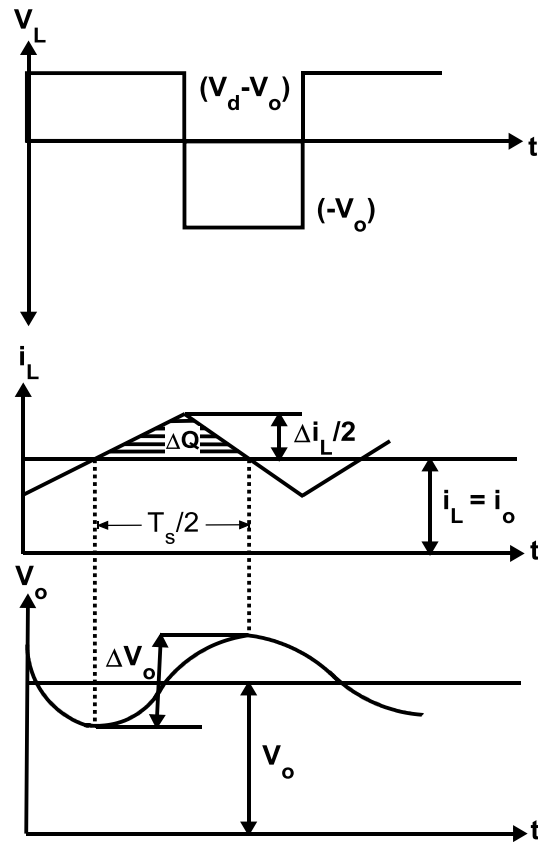


Figura 1.25. Rizo en el voltaje de salida del Convertidor Reductor $CD - CD$.

Tabla 1.7. Parámetros de entrada para el diseño del Convertidor Reductor $CD - CD$ en estado estable.

Parámetro	Valor
Modo de conducción	MDC
Potencia de salida $P_{o,max}$ para $V = 10 \text{ m/s}$	220 W
Potencia de salida $P_{o,min}$ para $V = 4 \text{ m/s}$	14 W
Frecuencia de conmutación f_s	5 kHz
Voltaje de salida V_o	24 Vcd
Voltajes de entrada $V_{d,max}$ para $V = 10 \text{ m/s}$	77 Vcd
Voltajes de entrada $V_{d,min}$ para $V = 4 \text{ m/s}$	29 Vcd
Rizo de voltaje de salida deseado ΔV_o	200 mV _{pp}

Para la selección del inductor, debemos evaluar la inductancia crítica para valores mínimos y máximos, asegurando el modo MDC, empezando por determinar los ciclos de trabajos mediante ecuación 1.50:

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_{d,max}} = \frac{24Vcd}{77Vcd} = 0.31$$

$$D_{\max} = \frac{V_o}{V_{d,min}} = \frac{24Vcd}{29Vcd} = 0.82$$

Mediante ecuación 1.52, determinamos las inductancias críticas:

$$L_{critica,min} = \frac{D_{min}T_s}{2\left(\frac{P_{o,max}}{V_o}\right)}(V_{d,max} - V_o) = \frac{0.31x\left(\frac{1}{5kHz}\right)}{2\left(\frac{220W}{24Vcd}\right)}(77Vcd - 24Vcd)$$

$$L_{critica,min} = 0.1792mH$$

$$L_{critica,max} = \frac{D_{max}T_s}{2\left(\frac{P_{o,min}}{V_o}\right)}(V_{d,min} - V_o) = \frac{0.82x\left(\frac{1}{5kHz}\right)}{2\left(\frac{14W}{24Vcd}\right)}(29Vcd - 24Vcd)$$

$$L_{critica,max} = 0.7068mH$$

Si seleccionamos una inductancia $L = 2\text{ mH}$, estaríamos asegurando el modo de conducción *MDC*, desde que la inductancia menor fue de 0.1792 mH . Si observamos de nuevo la figura 1.25, veremos que las corrientes mínimas y máximas se obtendrán para $P_{o,max}$:

$$i_{L,max} = \frac{V_o}{2L}(1-D)T_s + i_o = \frac{24Vcd}{2x2mH}(1-0.31)x\left(\frac{1}{5kHz}\right) + \frac{220W}{24Vcd} = 9.99A$$

$$i_{L,min} = \frac{V_o}{2L}(1-D)T_s + i_o = \frac{24Vcd}{2x2mH}(1-0.31)x\left(\frac{1}{5kHz}\right) + \frac{220W}{24Vcd} = 8.33A$$

En selección del capacitor, se toma en consideración que el mayor rizo de voltaje $\Delta V_o = 200\text{ mV}_{pp}$ se presentará para potencia máxima $P_{o,max}$, y mediante ecuación 1.55:

$$C = \frac{T_s V_o}{8L \Delta V_o} (1-D) T_s = \frac{\left(\frac{1}{5kHz}\right) x (24Vcd)}{(8) x (2mH) x (200mV_{pp})} (1-0.31) x \left(\frac{1}{5kHz}\right) \cong 210\mu f$$

La figura 1.26, muestra el Convertidor Reductor *CD – CD* con los valores encontrados previamente, donde $C = C_1$, $L = L_1$, $V_d = V_r$ y $V_o = V_{bat}$. Se puede notar en la figura 1.25 que el convertidor está conectado a la salida del Rectificador *CA – CD* mediante un filtro $L_r C_r$ para suavizar el rizo de corriente provocado por las conmutaciones de interruptor Q_1 (*SW*). El estabilizador cuenta con un diodo de protección D_8 para evitar el regreso de energía hacia la fuente cuando la turbina eólica no esté produciendo energía, es decir cuando el viento esté por debajo de los 4 m/s . La capacidad en corriente de los inductores y diodos ($D_1 - D_8$) está especificada por el fabricante de *LabVolt*, y es no mayor a 4

Amperes, por los tanto las pruebas experimentales se limitarán a una velocidad de viento de 7 m/s, ya que a 10 m/s las corrientes promedio de salida ($i_{o1} = i_o = i_{L1}$) se elevan hasta 9 amperes en el inductor del convertidor.

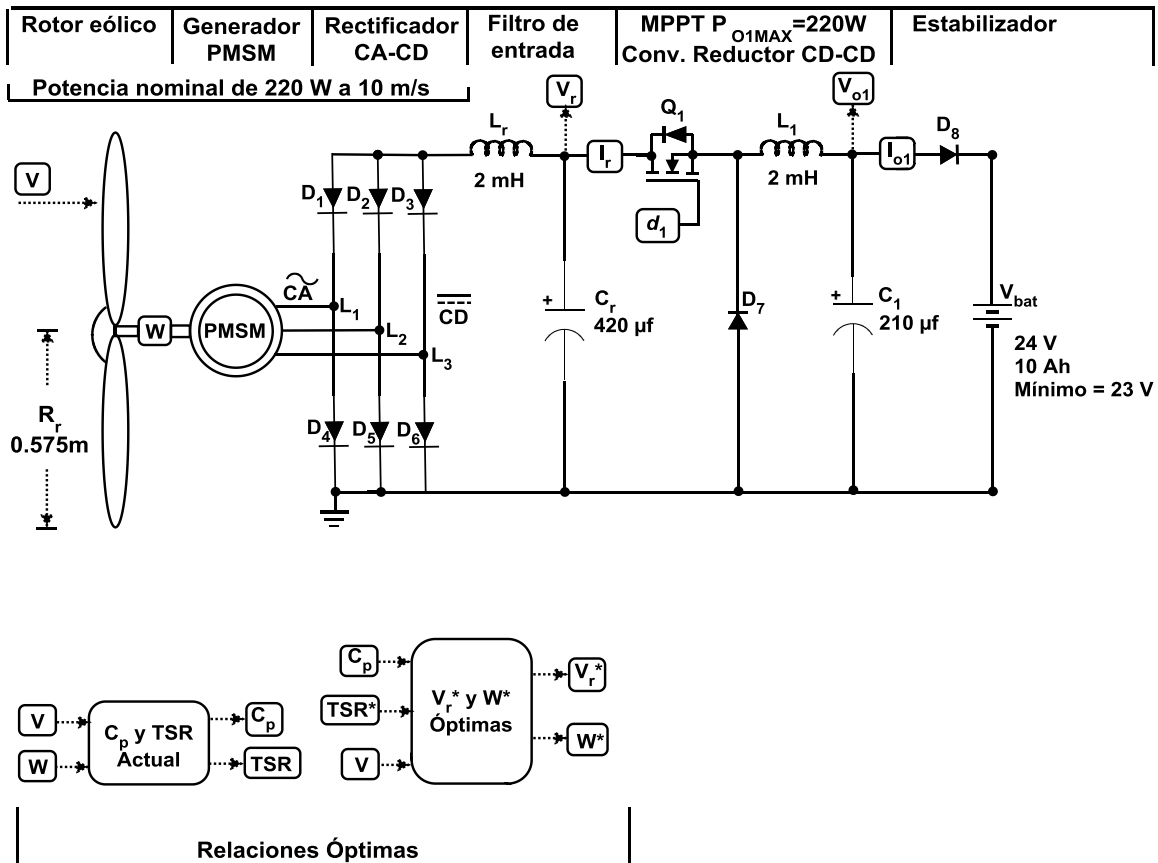


Figura 1.26. Convertidor Reductor CD – CD como estructura MPPT de control para V_r .

1.2.5 Controlador PI de la Estructura de Potencia MPPT

Desde la figura 1.20, se había propuesto un controlador proporcional integral (PI), para el Convertidor Reductor CD – CD, con el propósito de que éste regulara al voltaje a la salida del Rectificador CA – CD a un voltaje óptimo, tomando como señal de referencia el resultado de V_r^* , según la ecuación 1.44. Para el diseño del controlador PI, es necesario obtener la función de transferencia de energía entre la variable de control V_r (salida) y señal de control $D = d_1$ (entrada), algunas de los métodos consisten en obtener una ecuación en el dominio de Laplace que relacione V_r/d_1 a través de la construcción del modelo en pequeña señal del sistema (Robert, et al., 2004), y mediante el análisis de las gráficas de Bode en ganancia y fase se obtiene el diseño del controlador PI. Otra alternativa, es generar un estímulo en d_1 y medir la respuesta mediante un osciloscopio en V_r , y aplicando las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se obtiene el diseño del controlador PI (Katsuhiko, 1998). Por simplicidad, se opta por la segunda alternativa para obtener el diseño del controlador PI.

El método de *Ziegler-Nichols*, consiste en una serie de reglas para determinar los componentes de un controlador Proporcional Integral Derivativo (*PID*), los cuales son: ganancia proporcional K_p , tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d , con base en las características de respuesta transitoria de un sistema en específico. Existen variadas técnicas de sintonización para encontrar los componentes del *PID* derivadas de este método, sin embargo sólo presentaremos una, la que se basa en la respuesta del sistema ante una entrada escalón. Para esto, en la figura 1.27 se muestra el circuito equivalente de la figura 1.26, donde se indican los puntos *A* y *B*, en los cuales se genera el escalón y se mide la respuesta experimental, respectivamente.

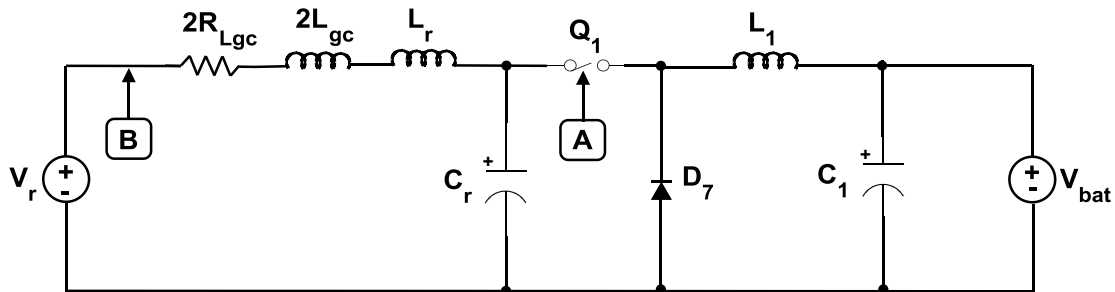


Figura 1.27. Circuito equivalente de la turbina *SWT*, el Rectificador *CA – CD*, el Convertidor Reductor *CA – CD* como *MPPT* y el estabilizador de baterías.

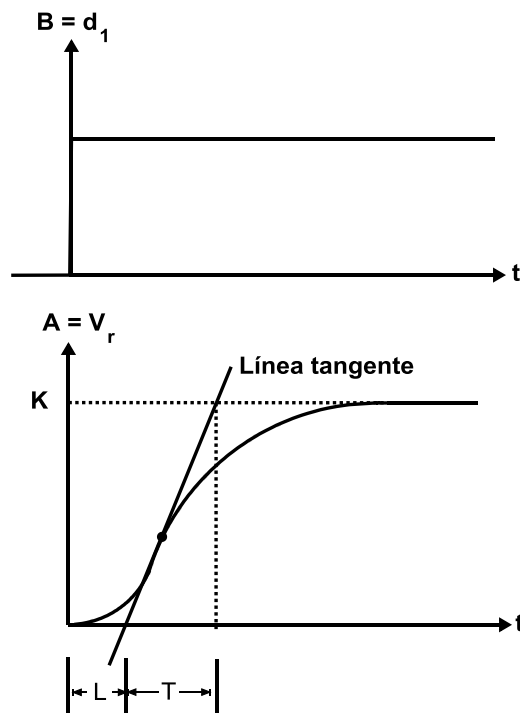


Figura 1.28. Reglas de sintonización para controladores *PID*.

La respuesta en *B*, deberá ser similar a la curva que se muestra en la figura 1.28 de otro modo este método no resultaría pertinente. La curva mostrada presenta

dos parámetros característicos, el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T , donde el tiempo de retardo y la constante se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea $V_r = K$, tal y como se puede apreciar en la figura 1.28. De tal forma, que la función de transferencia entre el punto B y A se aproxima en términos de *Laplace* mediante un sistema de primer orden con un retardo de transporte:

$$G_{V_r, d_1} = \frac{A}{B} = \frac{V_r}{d_1} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (1.56)$$

Desde los resultados que se obtienen de la figura 1.28, *Ziegler-Nichols* propusieron como determinar los valores K_p , T_i y T_d de acuerdo con las fórmulas que aparecen en la tabla 1.8, donde se puede apreciar que no necesariamente se puede elegir un controlador *PID*, sino que también puede ser proporcional *P* o proporcional integral *PI*, que es nuestro caso de estudio.

Tabla 1.8. Reglas de sintonización *Ziegler-Nichols*.

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	2L	0.5L

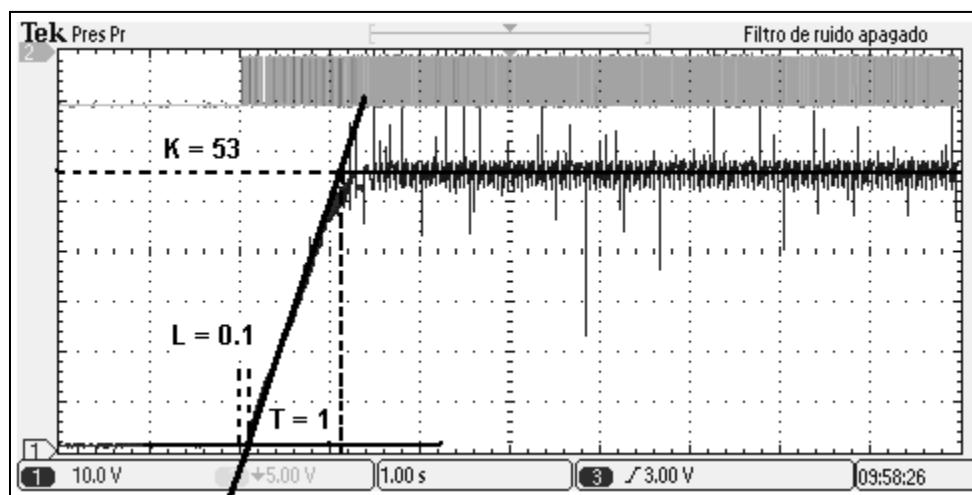


Figura 1.29. Respuesta experimental de V_r/d_1 , configuración [CH1: 10 V/Div CH2: 5 V/Div - 4 ms/Div].

Para un voltaje óptimo V_r^* correspondiente a 7 m/s (se había definido anteriormente que esta velocidad sería la máxima bajo pruebas experimentales debido a las corrientes máximas que soportan los componentes de los módulos de *LabVolt*), la señal de referencia equivale a $d_1 = 0.3$ o bien el 30 % de ciclo de trabajo. Bajo estas condiciones se presenta la medición experimental del escalón reflejado en la velocidad angular de la turbina (B) y la respuesta en V_r (A) en la figura 1.29, donde también se puede apreciar los valores de K , T y L .

Seleccionando un controlador PI y aplicando la tabla 1.8, tenemos:

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} = 0.9 \frac{1}{0.1} = 9 \qquad T_i = \frac{L}{0.3} = 0.33$$

Sustituyendo los valores de K , L y T en 1.56, la función de transferencia resulta:

$$G_{V_r, d_1} = G(s) = \frac{A}{B} = \frac{V_r}{d_1} = \frac{53e^{-0.1s}}{s+1}$$

La función de transferencia $C(s)$ en el dominio de *Laplace* del controlador PI está dada por:

$$C(s) = K_p \left(1 - \frac{T_i}{s} \right) \qquad (1.56)$$

El esquema de control que se mostró en la figura 1.20, lo podemos apreciar en la figura 1.30 en un esquema a bloques para controlar a V_r , donde $C(s)$ es la función de transferencia del controlador PI , $A(s)$ la función de transferencia del modulador PWM para generar el ciclo de trabajo, $G(s)$ la función de transferencia del Convertidor Reductor $CD-CD$ que se identificó para una velocidad de viento de 7 m/s , y por último $H(s)$ que representa la función de transferencia del sensor de voltaje del Rectificador $CA-CD$.

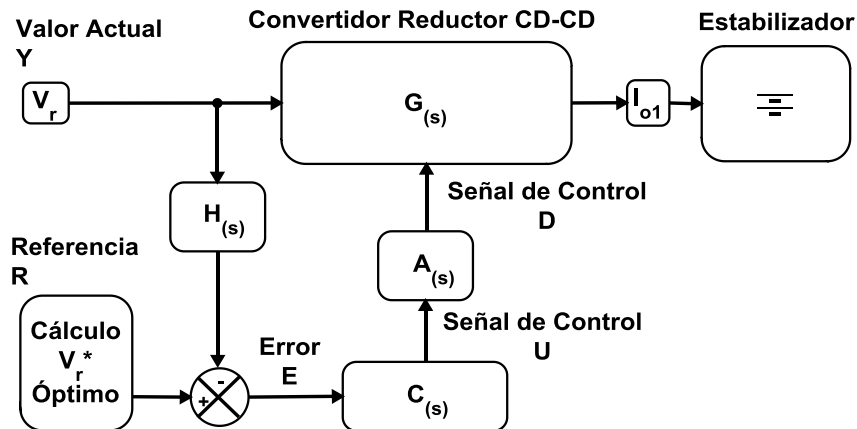


Figura 1.30. Esquema de control para regular a V_r .

La función de transferencia del controlador, modulador y sensor, la podemos apreciar en su circuito equivalente en la figura 1.31, donde las equivalencias entre constantes y componentes de circuitos está relacionada por:

$$C_{(s)} = K_p \left(1 - \frac{1}{T_i s} \right) = \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \left(1 - \frac{1}{C_4 R_1 s} \right) \quad (1.58)$$

$$A_{(s)} = \frac{D_{\max}}{V_p} \quad (1.59)$$

$$H_{(s)} = \frac{V_+}{V_r^*} = \frac{R_5}{R_3 + R_5} \quad (1.60)$$

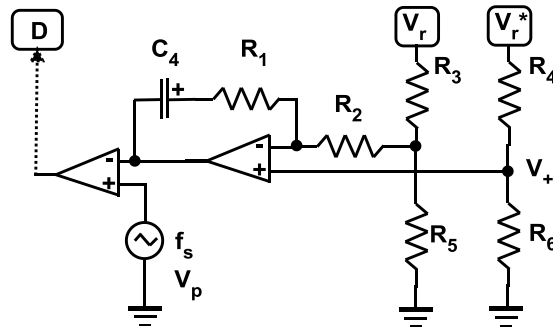


Figura 1.31. Circuito equivalente del controlador, sensor y modulador.

R_3 y R_5 , se puede determinar desde 1.60, estableciendo un voltaje de referencia $V_+ = 2 \text{ Vcd}$, tomando en cuenta que para una velocidad de viento de 7 m/s el voltaje óptimo debería ser aproximadamente 53 Vcd , de tal forma que el divisor de voltaje entre R_3 y R_5 debe ser tal que cuando se presente la entrada en $V_r^* = 53 \text{ Vcd}$ el voltaje en V_+ debe ser aproximadamente en 2 Vcd . Seleccionando $R_3 = 100 \text{ K}\Omega$ entonces:

$$V_+ = \frac{V_r^* R_5}{R_3 + R_5} \quad R_5 = \frac{V_+ R_3}{V_r^* - V_+} = \frac{2 \text{ Vcd} \times 100 \text{ K}\Omega}{53 \text{ Vcd} - 2 \text{ Vcd}} \cong 4 \text{ K}\Omega$$

Si sustituimos en 1.60 el valor de R_5 y R_3 resulta:

$$H_{(s)} \cong \frac{V_+}{V_r^*} \cong 0.03773$$

En la función de transferencia del modulador, se elige el voltaje pico V_p de la onda triangular (en algunas ocasiones diente de sierra), ya que al compararse la señal de error contra la onda triangular de frecuencia f_s , se genera el ciclo de trabajo D

que oscila desde un mínimo de 0.0 a 1.0 (ver figura 1.32), estableciendo $V_p = 3.5$ V_p tenemos que:

$$A_{(s)} = \frac{1.0}{3.5V_p} = 0.2857$$

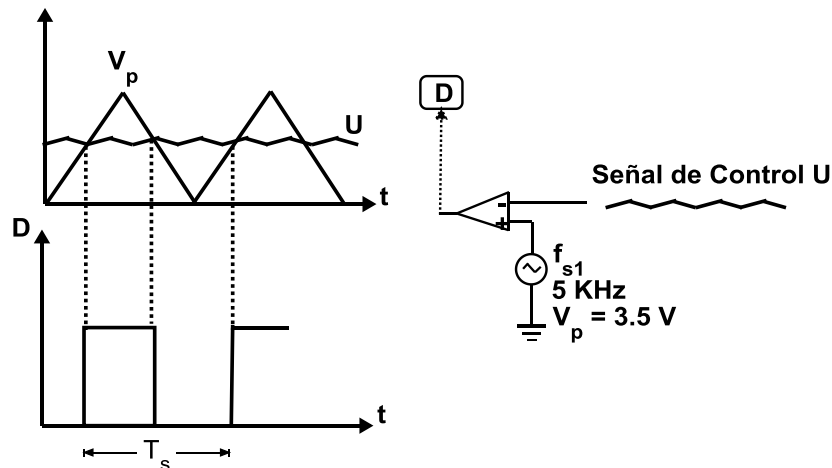


Figura 1.32. Modulador *PWM* que genera el ciclo de trabajo *D*.

Desde el cálculo de $K_p = 9$ y $T_i = 0.33$, proponiendo a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ podemos encontrar a C_4 y R_1 , sin embargo los valores previamente encontrados sólo marcan un punto de referencia para la sintonización del controlador *PI*, de tal forma que si restablecemos a $K_p = 1$ y $T_i = 0.1$ (veremos en secciones posteriores que estas constantes elegidas del controlador *PI* son adecuadas para todo el rango de velocidad de viento variable, $4 \text{ m/s} - 7 \text{ m/s}$), mediante 1.58 tenemos:

$$R_1 = K_p \cdot R_2 = 1 \cdot 10 \text{ k}\Omega = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_4 = \frac{T_i}{R_1} = \frac{0.1}{10 \text{ k}\Omega} = 10 \mu\text{f}$$

El circuito equivalente de la figura 1.30, lo podemos apreciar en la figura 1.33, donde se han sustituidos los bloques por los circuitos eléctricos, descritos con anterioridad. Además, los valores de R_4 y R_6 se igualan a R_3 y R_5 respectivamente, debido a que el cálculo de V_r^* se encuentra en la misma magnitud que V_r , y ambos valores deben de igualarse mediante la acción de control *PI*, es decir hasta que el error sea cero, dando como resultado que para cada velocidad de viento y/o variaciones del estabilizador, la turbina trabajará en un margen óptimo de C_p .

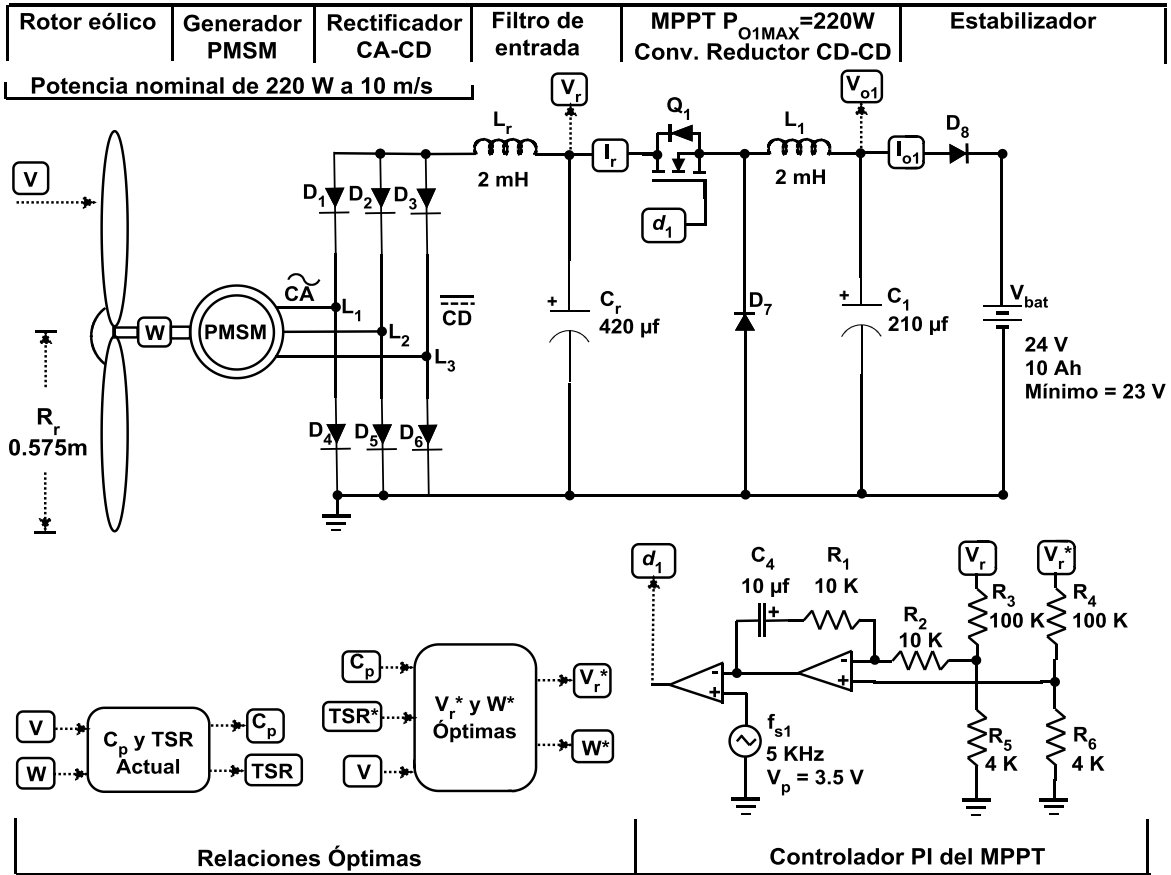


Figura 1.33. Turbina SWT y el controlador MPPT.

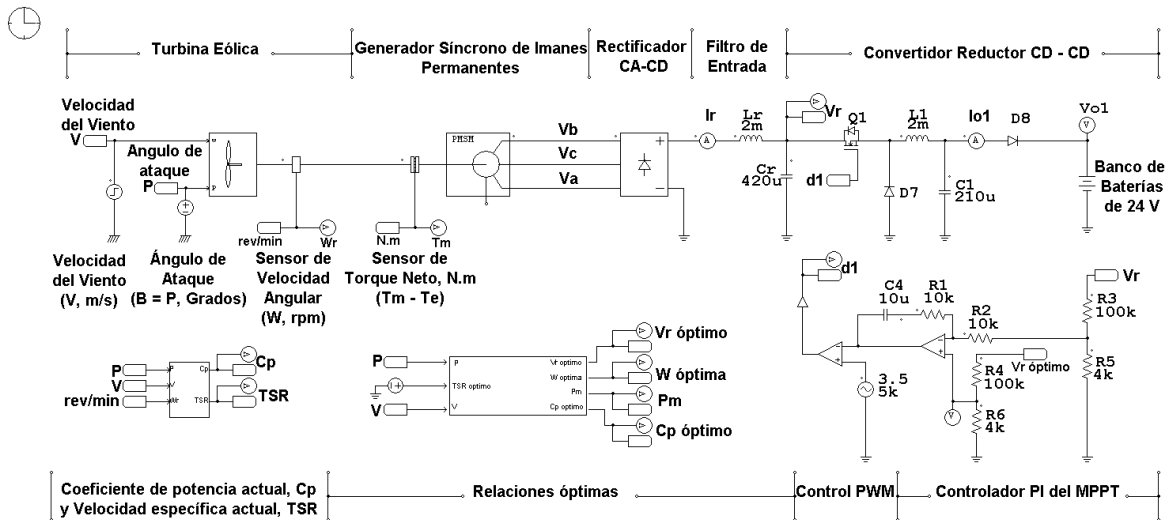


Figura 1.34. Circuito de simulación turbina SWT y el controlador MPPT.

El circuito de simulación correspondiente al de la figura 1.33, lo podemos apreciar en la figura 1.34, el cual se desarrolló en *PSIM*. Los resultados de simulación de esta etapa se mostrarán en el capítulo II de resultados y discusiones, del presente trabajo.

En la implementación del controlador *PI*, se utilizó un integrado *SG3524*, el cual contiene la circuitería interna necesaria para el control de convertidores *CD – CD* de potencia, este integrado se puede apreciar en la figura 1.35.

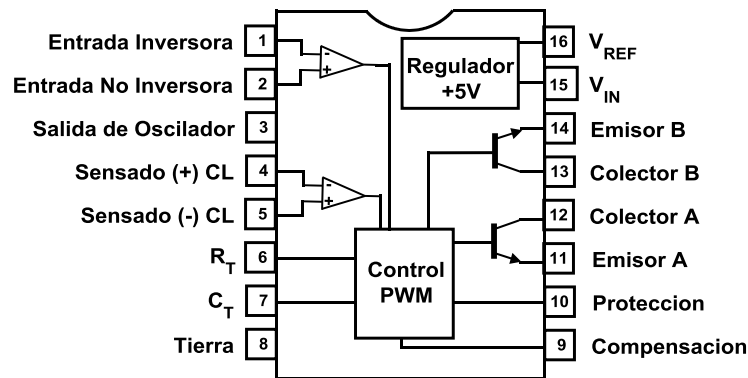


Figura 1.35. Integrado *SG3524* para el control de convertidores *CD - CD*.

El módulo de control de modulación de ancho de pulso (*PWM*), genera el ciclo de trabajo *D* para el control del Convertidor de potencia *CD – CD* mediante un oscilador interno, el produce una señal diente de sierra con un valor mínimo de 0.6 V y un valor máximo de 3.5 V ($V_{smin} = 0.6\text{ V}$ y $V_{smax} = 3.5\text{ V}$), donde su frecuencia depende de la resistencia R_T y el capacitor C_T conectados desde el pin 6 y 7 al terminal de tierra del integrado y de alimentación, el resultado de la señal de oscilación se puede apreciar en el pin 3 del integrado. El amplificador de error relacionado a las terminales y/o pines 1, 2 y 9, genera la señal de control U (relacionada al circuito de la figura 1.32) que es comparada en el módulo *PWM* contra la señal de diente de sierra, y el resultado de la comparación pasa a través de un *flip – flop* dentro del mismo módulo *PMW*, y éste a su vez acciona un par de transistores bipolares (conectados a las terminales 11, 12, 13 y 14), de modo que los periodos pares se activa un transistor y los impares otro, logrando el control de ciclo de trabajo con rangos de $0\% – 50\%$ para un transistor bipolar, mientras que el otro la parte complementaria, es decir del $50\% - 0\%$. Si se conectan los emisores de cada transistor y son mandados a tierra, mientras que los colectores se unen y son mandados a alimentación de la fuente (terminal 15) mediante una resistencia de valor de $10\text{ K}\Omega$, es posible lograr ciclos de trabajo de 0 al 100%.

Para el cálculo de la frecuencia de oscilación de la señal diente de sierra se tiene la siguiente ecuación que relaciona a R_T y C_T :

$$f = \frac{1.18}{R_T C_T} \quad (1.61)$$

El integrado *SG3524*, también cuenta con protección de corriente a través del comparador situado entre terminales 4 y 5. Si la diferencia entre estos dos terminales es positiva (exceso de corriente del convertidor *CD – CD*) el comparador manda una señal de disparo positiva al módulo de control *PWM* el cual apaga los transistores de salida protegiendo de esta manera el convertidor de

potencia, Además, cuenta con un terminal extra de protección (terminal 10), el cual, si recibe un pulso de $+V_{CC}$ desde un microcontrolador y/o pulsador el módulo *PWM* también apagará los transistores de salida. Si no se desean utilizar estos terminales de protección, se deben poner a tierra del circuito.

En la figura 1.36 se puede apreciar el circuito de implementación correspondiente al circuito de simulación de la figura 1.33, donde se utilizó el integrado SG3524 y los módulos de *LabVolt*.

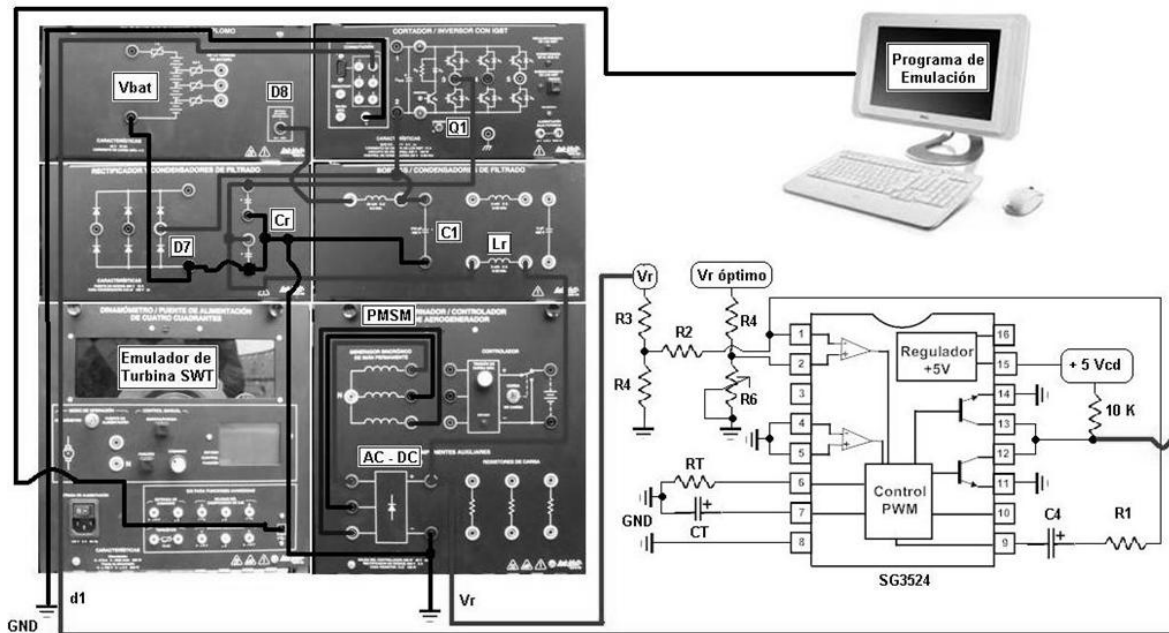


Figura 1.36. Sistema de implementación de la turbina SWT y el controlador PI del MPPT.

Debido a que no se cuenta con la medición de la velocidad del viento en el circuito de implementación de la figura 1.36, se optó por generar manualmente los voltajes óptimos con ayuda de simulación, es decir si se programa una velocidad de 7 m/s, primero se debe correr la simulación del circuito de la figura 1.33, para determinar el voltaje óptimo, y mediante el divisor de voltaje formado por R_4 y R_6 se programa el voltaje óptimo de referencia que el Rectificador *AC – DC* debe seguir con la ayuda del controlador *PI* del *MPPT*. Desde que la frecuencia de conmutación es 5 kHz se determina R_T proponiendo $C_T = 0.1 \mu f$ mediante la ecuación 1.61, resultando $R_T = 2.36 k\Omega$.

La turbina *SWT*, el generador *PMSM*, el Convertidor Reductor *CD – CD (MPPT)*, el filtro de entrada y el banco de baterías se implementaron a través de los módulos de *LabVolt*, donde valores de cada componente son según lo indicado en la figura 1.33 y 1.34.

Los resultados experimentales serán mostrados y discutidos en el capítulo II.

1.3 Convertidor Elevador CD – CD

En esta sección se analizará el Convertidor Elevador *CD – CD*, el cual acondiciona el voltaje proveniente del banco de baterías a la entrada del Inversor *CD – CA*. En primera instancia se muestra la propuesta del convertidor en control por modo voltaje, seguido se realiza un estudio en estado estable y en pequeña señal para proceder al diseño de un controlador *PI* para el control en modo voltaje del convertidor. Además, se presenta el circuito de simulación, así como algunos resultados preliminares del diseño del convertidor en *MATLAB*.

1.3.1 Estado estable del Convertidor Elevador *CD - CD*

El Convertidor Elevador *CD – CD* es utilizado para el acondicionamiento de la potencia proveniente desde el banco de baterías, su operación básica ya se describió en la sección 1.23, este convertidor eleva el voltaje desde el banco de baterías hasta 170 V_{cd} en sus terminales de salida para la alimentación del Inversor *CD - CA*, operando en modo de conducción continua y controlado en modo voltaje a través de un controlador *PI*, tal y como se muestra en la figura 1.37.

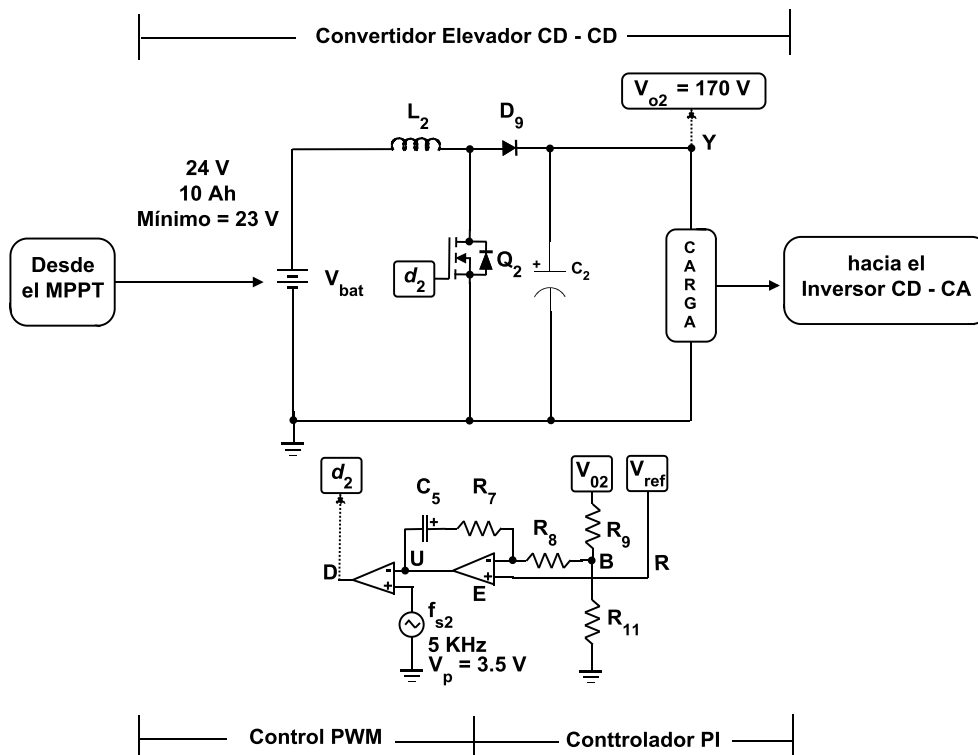


Figura 1.37. Convertidor Elevador *CD – CD* como acondicionados de potencia.

En la figura 1.38 se presenta el diagrama a bloques equivalente al Convertidor Elevador *CD – CD* mostrado en la figura 1.37. Para establecer los componentes mostrados en el circuito 1.37 y las funciones de transferencia en el dominio de

Laplace de los bloques de la figura 1.38; empezaremos describiendo el Convertidor Elevador $CD - CD$ en estado estable, seguido de la obtención de la función de transferencia en modo voltaje y por último el diseño del controlador PI mediante técnicas de respuesta en la frecuencia.

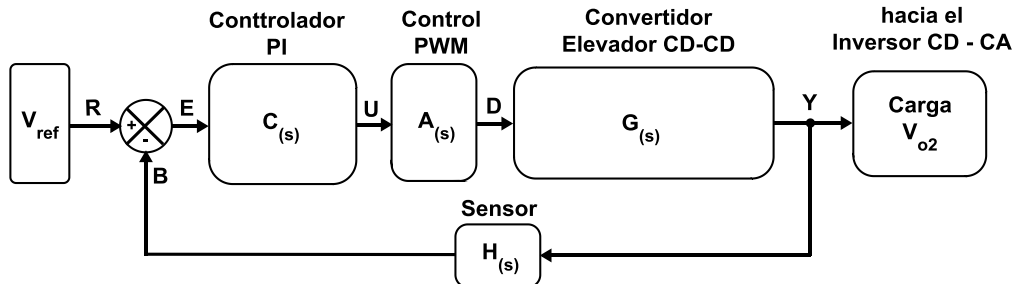


Figura 1.38. Diagrama a bloques del Convertidor Elevador $CD - CD$ controlado en modo voltaje.

Los convertidores de potencia $CD - CD$, como anteriormente se había comentado en la sección 1.2.4, pueden trabajar en tres modos de conducción: el modo continuo, límite y discontinuo. En el Convertidor Elevador $CD - CD$ utilizado para el acoplamiento del banco de baterías hacia el Inversor $CD - CA$, se eligió el modo continuo de conducción, por lo tanto sólo describiremos los primeros dos modos de conducción para establecer las relaciones matemáticas que permitirán el diseño del convertidor en estado estable, y llegar a la selección del inductor L_2 y C_2 de acuerdo al modo de operación que se eligió.

En la figura 1.39 se muestra el diagrama equivalente a la figura 1.37, que se utilizará para establecer las relaciones matemáticas en estado estable, donde $V_d = V_{bat}$, $L = L_2$, $D_1 = D_9$, $SW = Q_2$, $C = C_2$ y $V_o = V_{o2}$.

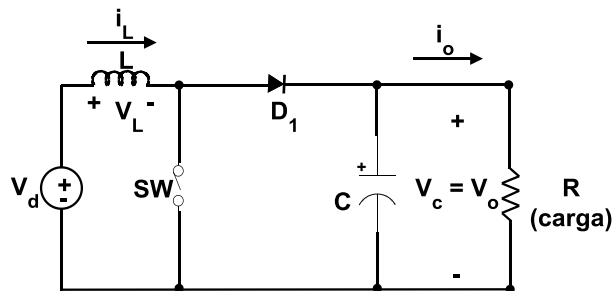


Figura 1.39. Convertidor Elevador $CD - CD$ para el análisis en estado estable.

La figura 1.40 muestra las formas de onda del estado estable para modo de conducción continua, es decir la corriente del inductor i_L fluye de forma continua (Mohan, et al., 2009).

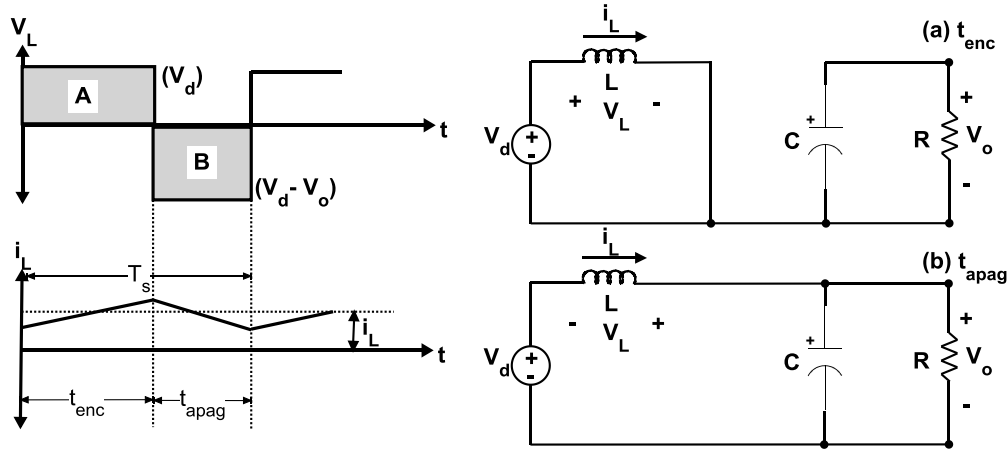


Figura 1.40. Formas de onda en estado estable del Convertidor Elevador $CD - CD$: a) SW abierto; b) SW cerrado.

De las formas de onda, la sumatoria del área A y B representa el voltaje del inductor en t_{enc} y t_{apag} en lo largo del periodo T_s , y se puede expresar como:

$$V_d t_{enc} + (V_d - V_o) t_{apag} = 0 \quad (1.62)$$

Si dividimos en ambos lados entre T_s la expresión 1.62:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{apag}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.63)$$

Por lo tanto el voltaje de salida en modo de conducción continua es:

$$V_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (1.64)$$

Ahora, si suponemos que no hay pérdidas de potencia entre elementos del circuito, entonces $P_d = P_o$:

$$V_d I_d = V_o I_o \quad (1.65)$$

O bien:

$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (1.66)$$

En el modo límite entre la conducción continua y la discontinua, la corriente del inductor i_L se va a cero al final del período de apagado, como se puede apreciar en la figura 1.41.

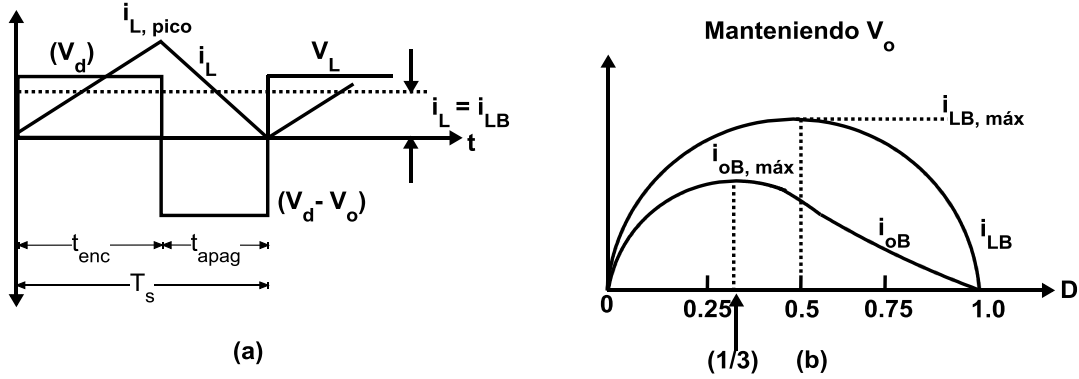


Figura 1.41. Formas de onda del Convertidor Elevador $CD - CD$ en modo $LMCD$.

En este modo de conducción el valor medio de la corriente del inductor i_{LB} es:

$$i_{LB} = \frac{1}{2} i_{Lpico} \quad (1.67)$$

Donde la corriente pico del inductor es:

$$i_{Lpico} = \frac{1}{L} \int_0^{t_{enc}} V_d dt = \frac{1}{L} V_d t_{enc} \quad (1.68)$$

Sustituyendo V_d de 1.64 y t_{enc} de 1.50 en 1.68:

$$i_{Lpico} = \frac{T_s}{L} V_o D (1 - D) \quad (1.69)$$

Finalmente sustituimos i_{Lpico} en 1.67 y tendremos una expresión para la corriente media del inductor i_{LB} :

$$i_{LB} = \frac{T_s}{2L} V_o D (1 - D) \quad (1.70)$$

Observando la figura 1.41, podemos ver que la corriente I_d debido a la fuente V_d es igual a la corriente del inductor i_L , despejándolo de 1.66 y sustituyendo i_{LB} de 1.70 en 1.66, se puede obtener la corriente media de salida en el margen de conducción continua:

$$I_{oB} = \frac{T_s}{2L} V_o D (1 - D)^2 \quad (1.71)$$

Como se requiere mantener a V_o constante para estabilizar el bus de voltaje de entrada al Inversor $CD - CA$, en la figura 1.41 se traza a V_o e I_{oB} en función al ciclo

de trabajo. Mantener V_o constante y variar la relación de trabajo implica que el voltaje de entrada está variando, para un ciclo de trabajo $D = 0.5$, se puede observar en la figura 1.41b que i_{LB} alcanza su máximo valor, sustituyendo esta observación en la ecuación 1.70, tenemos:

$$i_{LB,\max} = \frac{T_s}{8L} V_o \quad (1.72)$$

De la misma forma I_{oB} tiene su punto máximo en $D = 1/3$:

$$I_{oB,\max} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \quad (1.73)$$

Expresando en términos de valores máximos a i_{LB} e I_{oB} , tenemos:

$$i_{LB} = 4D(1-D)i_{LB,\max} \quad (1.74)$$

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,\max} \quad (1.75)$$

El rizo de voltaje de salida debido a las conmutaciones de SW, se calcula tomando en cuenta las formas de onda mostradas en la figura 1.42, para modo de conducción continua.

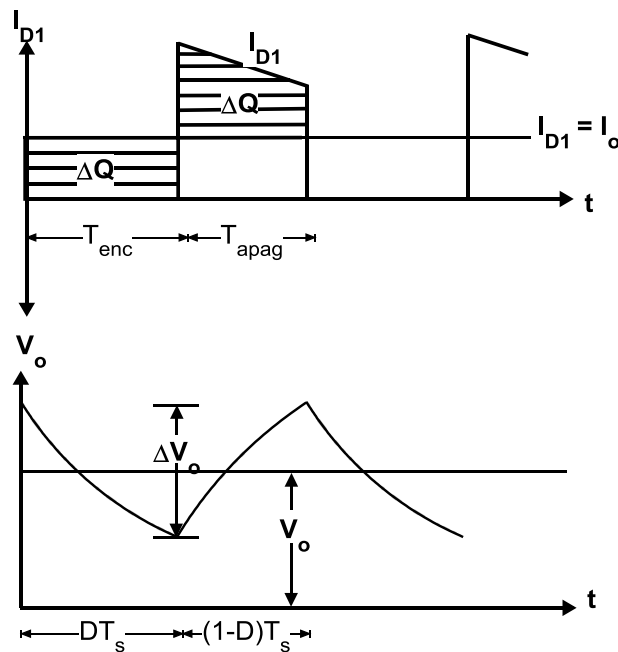


Figura 1.42. Rizo de voltaje de salida en Convertidor Elevador $CD - CD$.

De la figura 1.42, si todo el componente de corriente de ondulación que pasa por la corriente del diodo D_1 (I_{D1}) fluye a través de la carga R , el área sombreada representa ΔQ de carga, por lo tanto, el rizo de voltaje de pico a pico se da como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C}$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad (1.76)$$

Una vez analizado el Convertidor Elevador $CD - CD$ en estado estable, procedemos a seleccionar el inductor $L = L_2$ y capacitor $C = C_2$ de acuerdo con las especificaciones que marca la tabla 1.9 derivada de la figura 1.37.

Tabla 1.9. Parámetros de entrada para el diseño del Convertidor Reductor $CD - CD$ en estado estable.

Parámetro	Valor
Modo de conducción	MDC
Potencia de salida $P_{o,max}$ para $V = 10 \text{ m/s}$	220 W
Potencia de salida $P_{o,min}$ para $V = 4 \text{ m/s}$	14 W
Frecuencia de conmutación f_s	5 kHz
Voltaje de salida V_o	170 Vcd
Voltajes de entrada $V_{d,max}$	26 Vcd
Voltajes de entrada $V_{d,min}$	23 Vcd
Rizo de voltaje de salida deseado ΔV_o	1000 mV _{pp}

En la selección del inductor L , debemos tomar en cuenta el modo de conducción, que en nuestro caso es el *MDC*, y con este parámetro como referencia procedemos a determinar la inductancia crítica, es decir el valor de inductancia relacionada al modo de conducción límite. Desde que el voltaje de entrada varía de 23 Vcd hasta 26 Vcd, despejando D de la ecuación 1.64, el ciclo de trabajo máximo es:

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_d}{V_o} = 1 - \frac{23Vcd}{170Vcd} = 0.864$$

Despejando L de la ecuación 1.71, la inductancia crítica es:

$$L_{critica} = \frac{T_s}{2I_{oB}} V_o D(1-D)^2 = \frac{\left(\frac{1}{f_s}\right)}{2P_{o,max}} V_o^2 D_{\max} (1-D_{\max})^2$$

$$L_{critica} = \frac{\left(\frac{1}{5kHz}\right)}{(2 \times 220W)} (170Vcd)^2 \times (0.864) \times (1 - 0.864)^2 \cong 210 \mu H$$

Por lo tanto una inductancia de $L = 2 \text{ mH}$ cumple en al menos 9 veces mayor que la inductancia crítica, asegurando de esta forma el modo de operación continua en el Convertidor Elevador $CD - CD$.

En la selección del capacitor, despejamos a C de la ecuación 1.76 y la expresamos en términos de potencia de salida:

$$C = \frac{P_o D_{\max} \left(\frac{1}{f_s} \right)}{V_o \Delta V_o} = \frac{(220W) \times (0.864) \times \left(\frac{1}{5kHz} \right)^{-1}}{(170V_{cd}) \times (1000mV_{pp})} \cong 210 \mu f$$

1.3.2 Análisis en pequeña señal del Convertido Elevador CD - CD

Ya determinados los valores del capacitor y el inductor, procedemos a diseñar el controlador PI (ver figura 1.37 y 1.38) mediante la obtención de la función de transferencia en el Convertidor Elevador $CD - CD$ del voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo. En esta ocasión analizaremos la función de transferencia mediante la construcción del modelo en pequeña señal utilizando la técnica promedio (*Average Switching*) del interruptor en pequeña señal.

El circuito de la figura 1.39 se muestra en la figura 1.43 como el modelo del Convertidor Elevador $CD - CD$ de pequeña señal utilizando la técnica de promedio del interruptor (Robert, et al., 2004), en la cual se ha expresado en el dominio de *Laplace* (Katsuhiko, 1998) para obtener la función de transferencia entre el voltaje de salida $\hat{V}_{o(s)}$ y el ciclo de trabajo $\hat{d}_{(s)}$ mediante técnicas de análisis de circuitos.

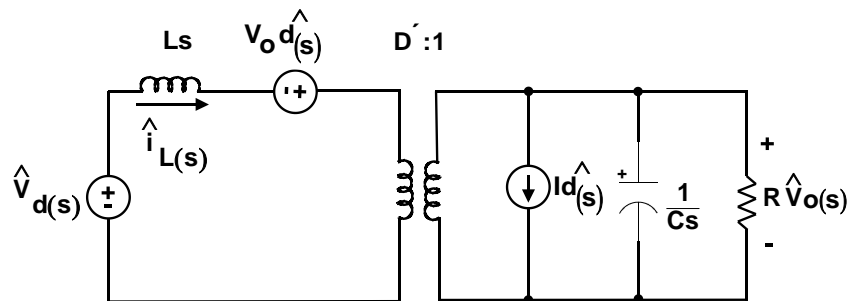


Figura 1.43. Modelo en pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$.

Donde la introducción del termino $\hat{V}_{d(s)}$, $\hat{d}_{(s)}$ y $\hat{V}_{o(s)}$ es la representación de pequeñas señales, además, I , R , $D' = 1 - D$ y V_o son variables en estado estable. Del circuito mostrado en la figura 1.43, el voltaje de salida $\hat{V}_{o(s)}$ se puede escribir como la suma de dos entradas independientes (funciones de transferencia):

$$\hat{V}_{o(s)} = G_{v_o d_{(s)}} \hat{d}_{(s)} + G_{v_o v_{d(s)}} \hat{V}_{d(s)} \quad (1.77)$$

Desde que buscamos la relación entre la salida y el ciclo de trabajo para controlar el convertidor en modo voltaje, hacemos que el término $\hat{V}_{d(s)}$ de la expresión 1.77 sea cero, así:

$$Gv_o d(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \quad \hat{V}_{d(s)} = 0 \quad (1.78)$$

De igual manera, si sustituimos el término $\hat{V}_{d(s)} = 0$ en el circuito de la figura 1.43, se reduce a:

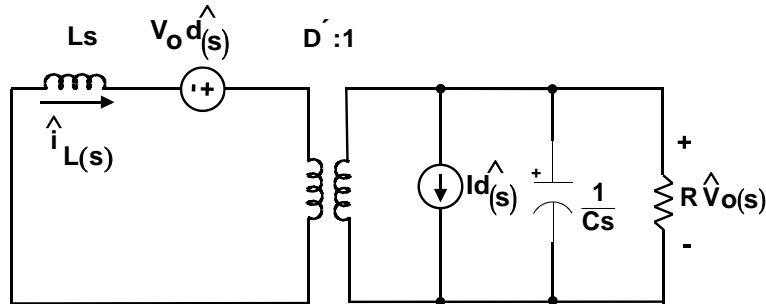


Figura 1.44. Modelo en de pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$ cuando $\hat{V}_{d(s)} = 0$

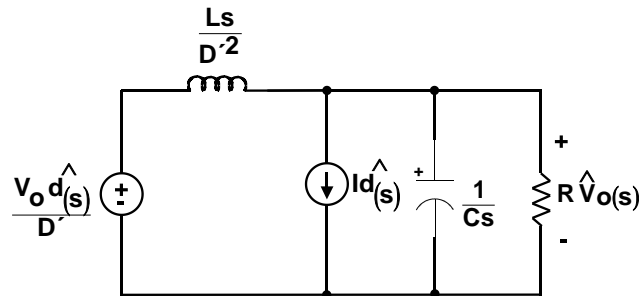


Figura 1.45. Simplificación del modelo de pequeña señal del Convertidor Elevador $CD - CD$.

La figura 1.45 muestra el circuito simplificado correspondiente a la figura 1.44 acoplado la relación de transformación $D':1$ en el inductor L y la fuente V_o . Analizando por el teorema de superposición la figura 1.45 para encontrar la relación $\hat{V}_o(s)/\hat{d}(s)$ tenemos:

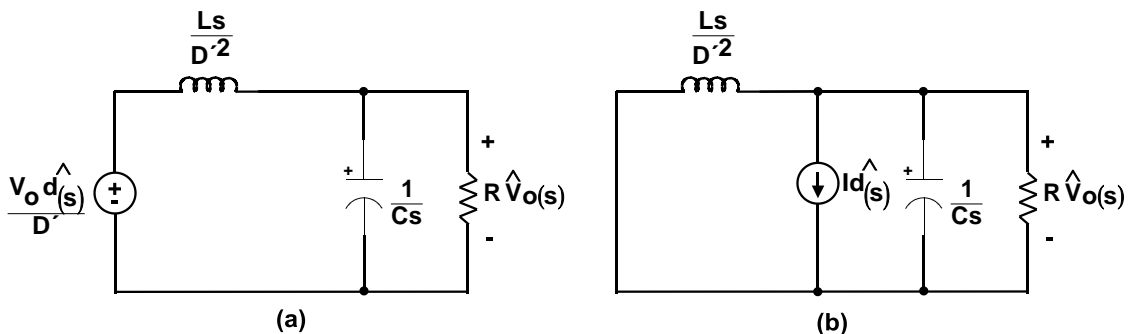


Figura 1.46. Teorema de superposición: a) Fuente de corriente en cero amperes; b) Fuente de voltaje en cero volts.

Resolviendo para el voltaje de salida en circuito a y b de la figura 1.46, resulta:

$$\hat{V}_o(s) = \frac{\left(\frac{V_o \hat{d}(s)}{D'} \right) \left(\frac{1}{Cs} \parallel R \right)}{\left(\frac{Ls}{D'^2} \right) + \left(\frac{1}{Cs} \parallel R \right)} - \left(I \hat{d}(s) \right) \left(\frac{Ls}{D'^2} \parallel \frac{1}{Cs} \parallel R \right) \quad (1.79)$$

Donde $I = V_o / (RD')$.

Resolviendo en ecuación 1.79 y buscando la relación que se expresa en ecuación 1.78, la función de transferencia de energía del Convertidor Elevador $CD - CD$ en modo de conducción continua para control en modo voltaje es:

$$G_{V_o d(s)} = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{(1-D)} \frac{\left(1 - \frac{L}{D'^2 R} s \right)}{\left(1 + \frac{L}{D'^2 R} s + \frac{CL}{D'^2} s^2 \right)} \quad (1.80)$$

Reacomodando términos en 1.80:

$$G_{V_o d(s)} = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{(1-D)} \frac{\left(1 - \frac{1}{W_z} s \right)}{\left(1 + \frac{1}{QW_o} s + \frac{1}{W_o^2} s^2 \right)} \quad (1.81)$$

Donde:

$$W_o = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}, \quad Q = (1-D)R\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad W_z = \frac{(1-D)^2 R}{L}$$

Realizando el análisis de manera similar y considerando la resistencia interna del capacitor (ESR), además, de la resistencia que se genera debido a los devanados del inductor (R_L) la función de transferencia resulta:

$$G_{V_o d(s)} = \frac{V_{o2}}{d_2} = \frac{V_o}{(1-D)} \frac{\left(1 + \frac{1}{W_{z1}} s \right) \left(1 - \frac{1}{W_{z2}} s \right)}{\left(1 + \frac{1}{W_o Q} s + \frac{1}{W_o^2} s^2 \right)} \quad (1.82)$$

Donde:

$$W_{z2} = \frac{(1-D)^2 (R-R_L)}{L}, \quad W_{z1} = \frac{1}{(ESR * C)}$$

$$W_o = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_L + (1-D)^2 R}{R}\right)}}{(\sqrt{LC})}, \quad Q = \frac{W_o}{\left(\frac{R_L}{L}\right) + \left(\frac{1}{C(R+ESR)}\right)}$$

1.3.3 Controlador PI del Convertidor Elevador CD - CD

Las funciones de transferencia de energía del controlador, el actuador y el sensor, son las mismas que en el diseño del lazo de control del Convertidor Reductor CD – CD. En la figura 1.47 se muestra el diagrama a bloques con las funciones de transferencia equivalentes a la figura 1.36, el cual se utilizará para el diseño del controlador *PI* en el dominio de la frecuencia utilizando *MATLAB*.

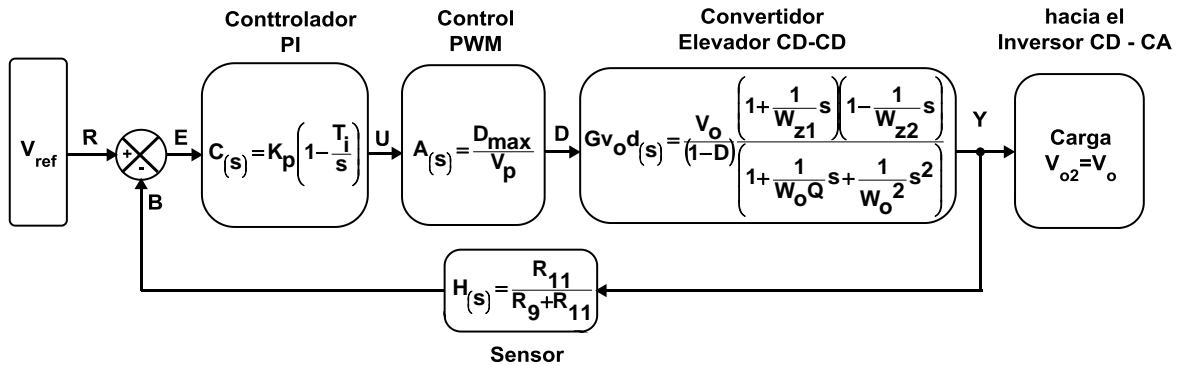


Figura 1.47. Sistema de lazo cerrado en modo voltaje del Convertidor Elevador CD – CD para el diseño del controlador *PI*.

El voltaje de referencia se establece en una magnitud de $R = 2 \text{ Vcd}$, debido a esto, la función de transferencia del sensor se expresa como una constante que al multiplicarse por $V_o = 170 \text{ Vcd}$ (voltaje al que se desea elevar) deberá arrojar el mismo valor que R , por lo tanto:

$$H_{(s)} = \frac{B}{Y} = \frac{R_{11}}{R_g + R_{11}} = \frac{2\text{Vcd}}{170\text{Vcd}} = 0.01176$$

Si el voltaje pico V_p , del la señal triangular es de $3.5 V_p$ y se requiere un ciclo de trabajo de $D_{max} = 0.864$ para que el voltaje de salida se eleve a 170 Vcd , entonces la función de transferencia del actuador (controlador *PWM*) es:

$$A_{(s)} = \frac{D_{\max}}{V_p} = \frac{0.864}{3.5V_p} = 0.2468$$

Retomando los valores encontrados en el diseño en estado estable del Convertidor Elevador $CD - CD$ y considerando un $ESR = 0.1 \Omega$ y $R_L = 0.12 \Omega$, la función de transferencia del convertidor es:

$$Gv_o d_{(s)} = \frac{V_{o2}}{d_2} = \frac{V_o}{(1-D)} \frac{\left(1 + \frac{1}{W_{z1}} s\right) \left(1 - \frac{1}{W_{z2}} s\right)}{\left(1 + \frac{1}{W_o Q} s + \frac{1}{W_o^2} s^2\right)}$$

$$Gv_o d_{(s)} = \frac{-2.163 \times 10^{-5} s^2 - 1.004 s + 1250}{2.164 \times 10^{-5} s^2 + 0.002082 s + 1}$$

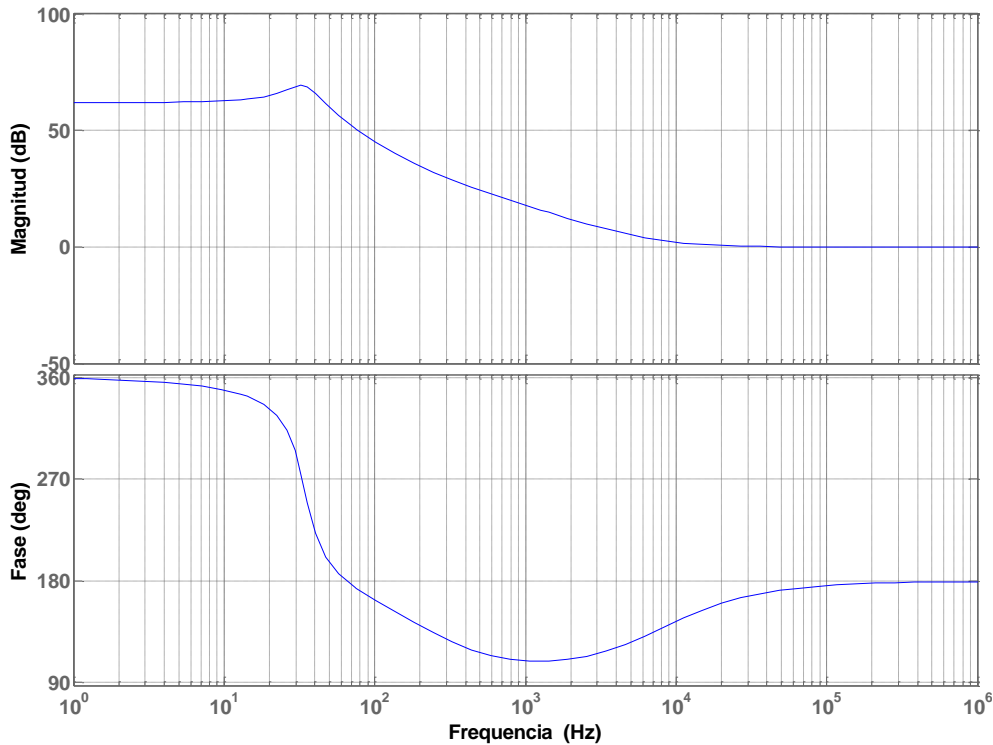


Figura 1.48. Ganancia y fase del Convertidor Elevador $CD - CD$.

Graficando mediante *MATLAB* en lazo abierto de $Gv_o d_{(s)}$ obtenemos las gráficas de Bode en ganancia y fase (ver figura 1.48), en la cual se puede apreciar como la fase cruza el límite de estabilidad (180°) aproximadamente en los 70 Hz , esto debido al cero de fase mínima dado por la expresión W_{z2} , el cual retrasa la fase 90° mas, los cuales se empiezan a cancelar mediante el cero W_{z1} , esta condición impacta negativamente al diseño del controlador *PI*, ya que se vuelve difícil darle

una ganancia de fase positiva (mayor a 180°) para alcanzar la estabilidad en el rango de frecuencias dadas por W_{z1} y W_{z2} . Por esta razón el punto de operación del controlador se diseña antes de que la fase de W_{z1} empiece a afectar la estabilidad del sistema. Siguiendo los criterios de estabilidad de *Nyquist*, que establecen el buscar un margen de ganancia *MG* de al menos -6 dB al cruce de la fase por los 180° y un margen de fase *MF* de entre los 30° y 60° al cruce de la ganancia por los 0 dB (efecto del controlador sobre el convertidor, control *PWM* y sensor en lazo abierto), en la figura 1.49 se muestra el resultado del diseño del controlador *PI* mediante *MATLAB*, siguiendo la estructura mostrada en la figura 1.47, en la cual se puede observar que cumple con los criterios de estabilidad mencionados.

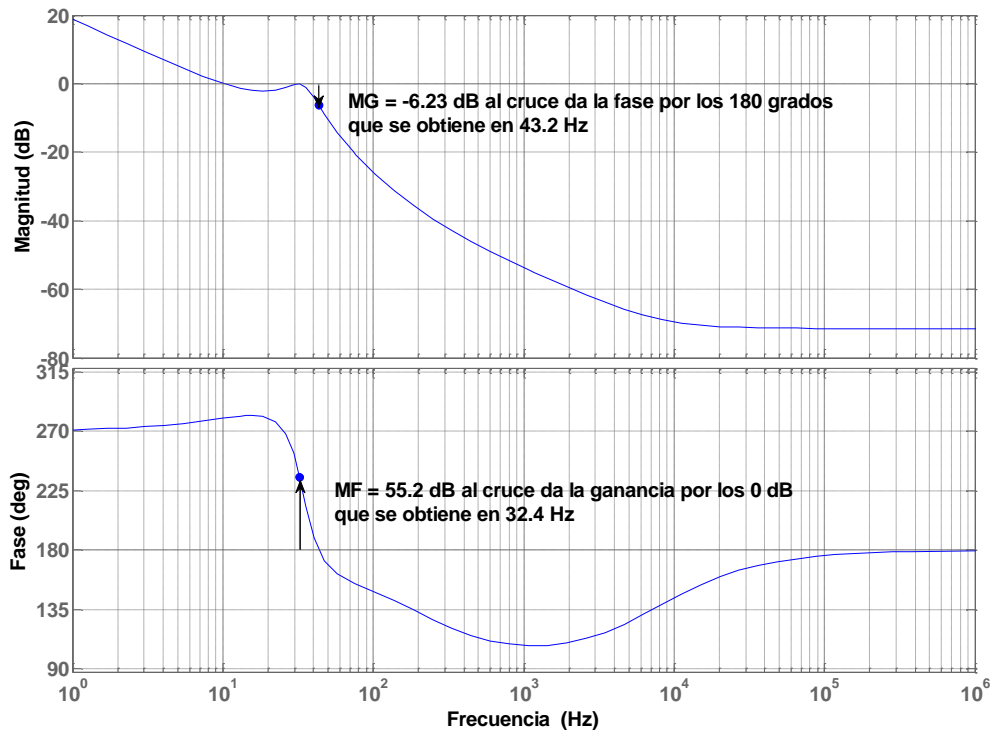


Figura 1.49. Margenes de estabilidad debido al controlador *PI* sobre el Convertidor Elevador *CD-CD*.

De acuerdo al resultado de la figura 1.49, la función de transferencia del controlador es:

$$C_{(s)} = K_p \left(1 - \frac{1}{T_i s} \right) = \frac{K_p s + (K_p / T_i)}{s} = \frac{0.09233s + 15.18}{s} \quad (1.83)$$

Donde:

$$K_p = \frac{R_7}{R_8} = 0.0923 \quad T_i = C_5 R_7 = 0.0061$$

Si proponemos $C_5 = 10 \mu f$, por despeje de la expresión para T_i , obtenemos a $R_7 = 6.588 \text{ k}\Omega$, de igual forma con la expresión de K_p el valor de R_2 obtenido es 608.2878Ω . Desde que el voltaje de referencia se establece en 2 V , el valor de R_9 y R_{11} resultan en $42 \text{ k}\Omega$ y 500Ω respectivamente.

Utilizando *MATLAB*, la respuesta del Convertidor Elevador *CD – CD* controlado en modo voltaje mediante el controlador *PI* ante una señal escalón, se puede apreciar en la figura 1.50, en la cual se observa que el voltaje de salida alcanza su valor final de 170 Vcd en aproximadamente 0.4 segundos, validando de esta forma el diseño del controlador *PI*.

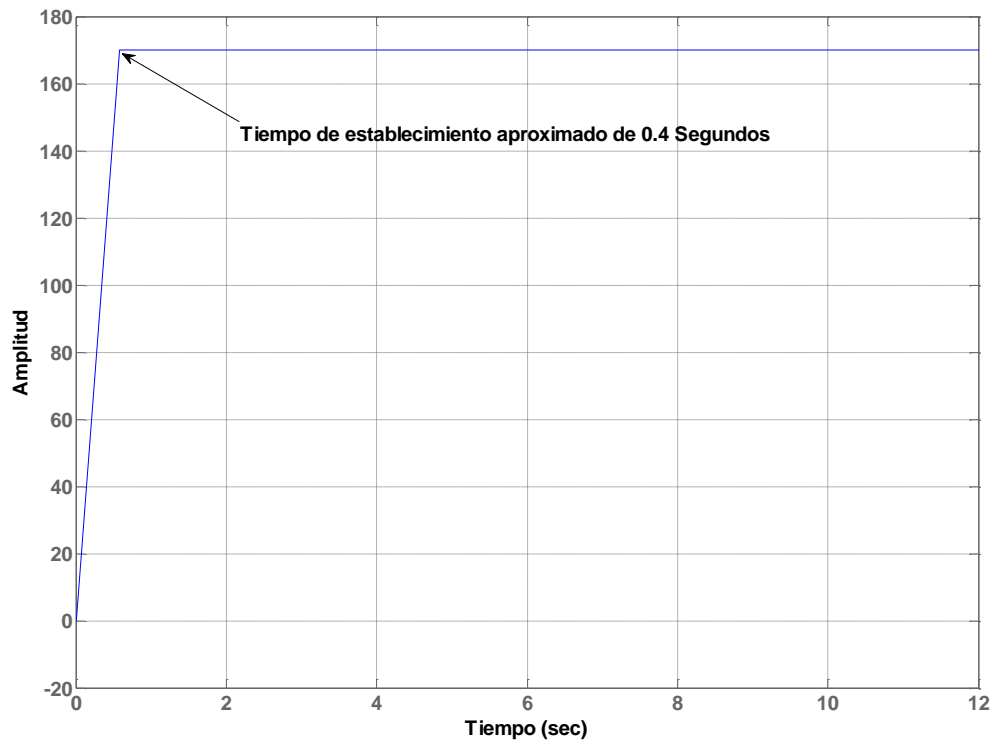


Figura 1.50. Respuesta ante el escalon del voltaje de salida V_{o2} del Convertidor Elevador *CD – CD*.

En la figura 1.51 se indica el esquema de simulación en *PSIM*, equivalente al diagrama de bloques de la figura 1.36, el cual incluye la etapa del modelo de la turbina y el MPPT.

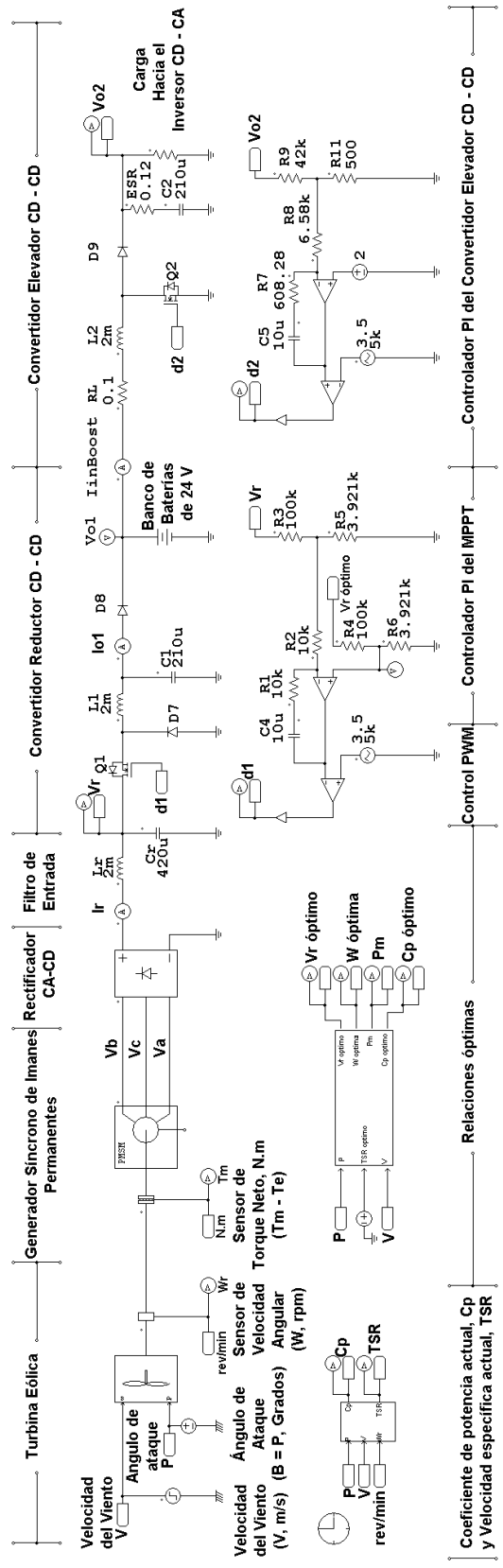


Figura 1.51. Circuito de simulación del Convertidor Elevador CD – CD controlado en modo voltaje.

La figura 1.52, muestra el Convertidor Elevador $CD - CD$ controlado en modo voltaje mediante un regulador PI , en la cual se indican los valores de cada componente determinados con anterioridad (RL y ESR no se indican, sin embargo su valor corresponde a 0.1Ω y 0.12Ω respectivamente, según lo determinado con anterioridad).

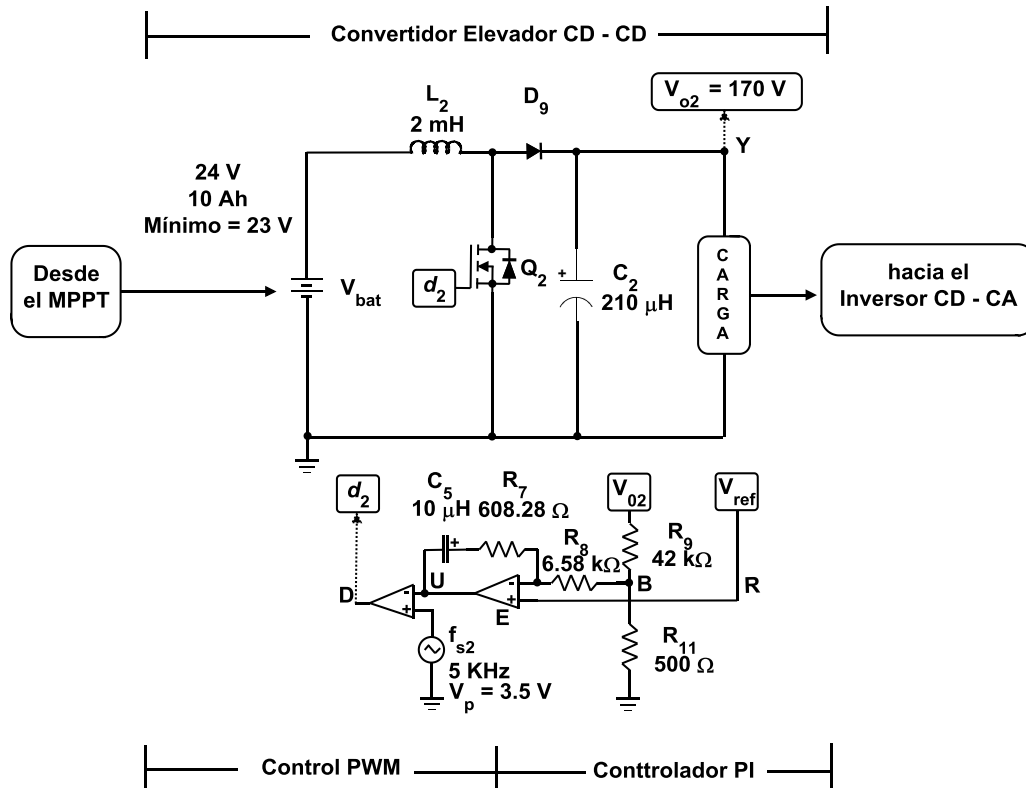


Figura 1.52. Magnitudes de los componentes que integran el Convertidor Elevador $CD - CD$.

Los resultados de simulación y experimentales de esta sección, además del prototipo experimental se presentan en la sección de resultados y discusiones del capítulo II.

1.4 Inversor $CD - CA$

En esta sección se presenta el Inversor $CD - CA$, el cual convierte la energía proveniente desde el Convertidor Elevador $CD - CD$ en corriente alterna con baja distorsión armónica. En primer instancia se presenta el análisis del inversor operando en modo bipolar, seguido de la técnica de conmutación $SPWM$, así como la importancia del diseño de un filtro LC para reducción de armónicos. Además se presenta el inversor propuesto y su circuito de simulación.

1.4.1 Inversor monofásico de Puente Completo

Un Inversor $CD - CA$ convierte corriente directa en corriente alterna mediante arreglos de interruptores, existen inversores monofásicos de puente completo, bifásicos o trifásicos que pueden estar o no interconectados a la red convencional eléctrica, donde la calidad de formas de onda de salida dependerá del filtro de salida y la técnica con que se accionan los interruptores, como pueden ser: transistores de unión bipolar (BJT), transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor ($MOSFET$), transistor bipolar de puerta aislada ($IGBT$), entre otros (ver figura 1.53). Dentro de las técnicas de conmutación más utilizadas se encuentran, modulación sinusoidal por ancho de pulso ($SPWM$) y modulación por vector de espacio (SVM) (Mohán, et al., 2009). En este trabajo se emplea un inversor $SPWM$ monofásico de puente completo con filtro de salida y sin conexión a la red eléctrica para convertir la energía proveniente del estabilizador a corriente alterna, por esta razón sólo se detallará en esta sección en qué consiste la técnica $SPWM$ y la teoría de operación de un inversor monofásico.

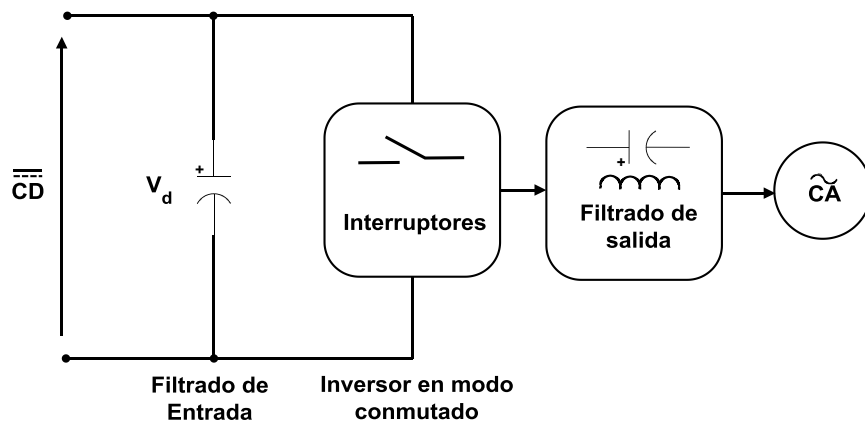


Figura 1.53. Esquema del inversor $CD - CA$ en modo conmutado.

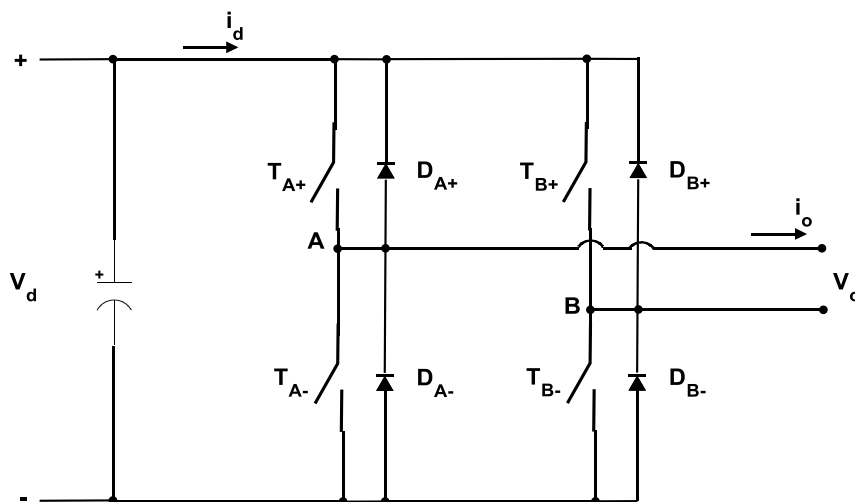


Figura 1.54. Inversor $CD - CA$ de puente completo monofásico.

En la figura 1.54 se muestra un inversor de puente completo, el cual consiste de cuatro interruptores que permiten potencias altas con valores pico de voltaje igual al de la fuente de entrada V_d , donde la técnica de conmutación de los interruptores puede ser *SPWM* unipolar o bipolar. Los diodos D_{A+} , D_{A-} , D_{B+} y D_{B-} son utilizados para liberar las corrientes de circulación cuando el interruptor está en estado de apagado y liberar de estrés al mismo, el cual puede causar calentamiento y pérdida de eficiencia en el proceso de conversión de *CD* a *CA*.

1.4.2 Técnica de modulación *SPWM*

En circuitos de inversores la técnica de control *SPWM* bipolar ofrece la posibilidad de manipular la frecuencia y magnitud, mediante la comparación de una señal de control $V_{control}$ sinusoidal con la frecuencia deseada con una forma de onda triangular V_{trig} , donde se conmutan por pares de interruptores $T_{A+} - T_{B-}$ y $T_{B+} - T_{A-}$ produciendo un voltaje de salida bipolar como se muestra en la figura 1.55, donde se puede apreciar cómo está la señal fundamental V_{of1} dentro del patrón de pulsos del voltaje de salida tipo *SPWM*.

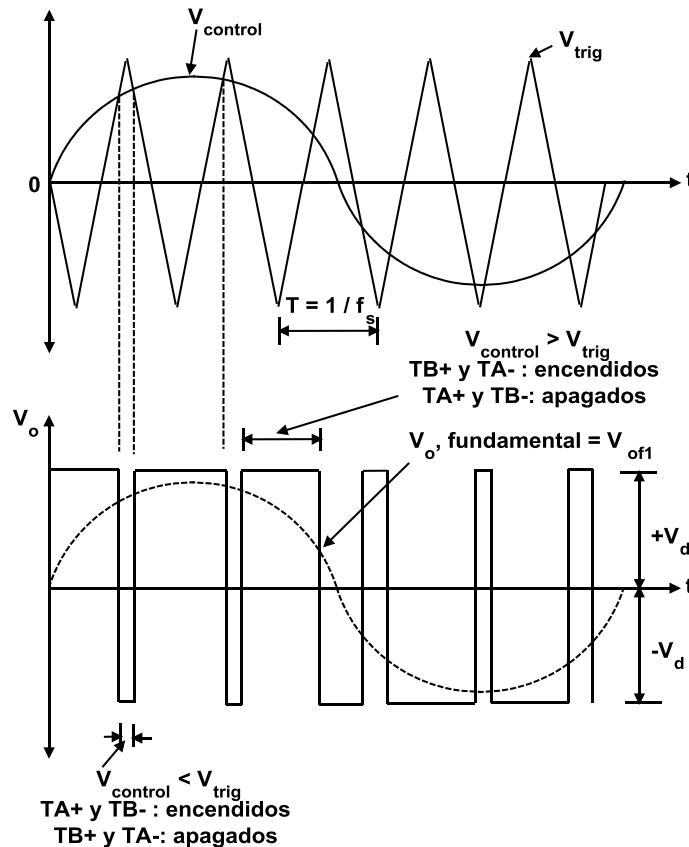


Figura 1.55. Modulación sinusoidal por ancho de pulsos para voltaje de salida bipolar.

Como se puede apreciar en la figura 1.55, el resultado de comparar la señal triangular con la de control es un patrón de pulsos *PWM*, donde también se indica

cómo deben de encenderse los interruptores de la figura 1.54 de acuerdo con el resultado de la comparación entre las dos señales. Para comprender más acerca de este tipo de modulación definiremos algunos términos. La forma de onda triangular V_{trig} está en una frecuencia de conmutación f_s , lo que establece la frecuencia de conmutación de los interruptores, donde esta frecuencia es llamada comúnmente frecuencia portadora, la señal de control $V_{control}$ es utilizada para modular la relación de trabajo del interruptor y tiene una frecuencia f_1 , también llamada frecuencia moduladora, reconociendo que el voltaje de salida del inversor no será una onda sinusoidal perfecta debido a la ausencia de un filtro, contendrá componentes de voltaje en frecuencias armónicas de f_1 . La relación de amplitud m_a conocida como índice de modulación se define como:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{trig}} \quad (1.84)$$

Donde $\hat{V}_{control}$ es la amplitud pico de la señal de control y la \hat{V}_{trig} es la amplitud pico de la señal triangular que se mantiene constante. La relación de modulación de frecuencia m_f se define como:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (1.85)$$

Las reglas de encendidos y apagados de los interruptores mostrados en la figura 1.54 se pueden apreciar en la figura 1.55, de tal forma que nunca deben encenderse las dos ramas de interruptores al mismo tiempo ya que llevaría a un corto circuito, y desde que son accionados por pares el voltaje de salida en un medio ciclo es igual al voltaje de entrada $+V_d$ y en la otra parte del ciclo es igual a $-V_d$.

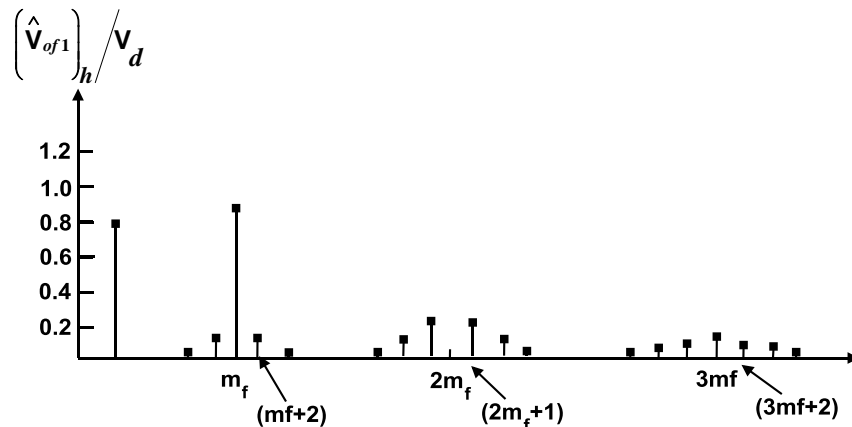


Figura 1.56. Espectro de armónicos en la frecuencia debido a SPWM.

El espectro de armónicos que generan las condiciones mostradas en la figura 1.55 para índices de modulación menores a 1, se puede apreciar en la figura 1.56,

donde se trazan los voltajes armónicos normalizados en $\left(\hat{V}_{of1}\right)_h / V_d$, que tienen amplitudes significativas, las cuales van en decremento conforme se avanza en el espectro de frecuencias.

Según la figura 1.56, los armónicos en la forma de onda de voltaje de salida del inversor aparecen como bandas laterales en forma de patrones, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos mf , $2mf$, $3mf$, etc. Donde dichos patrones conservan su validez para todos los valores de m_a dentro del rango de 0 – 1. En forma teórica, las frecuencias en las que ocurren armónicos de frecuencia se indican como:

$$f_h = (jm_f \pm k) f_1 \quad (1.86)$$

El orden armónico h corresponde a la banda lateral número k de j veces la relación de modulación de frecuencia mf , esto es:

$$h = j(m_f) \pm k \quad (1.87)$$

La tabla 1.10 muestra los armónicos normalizados en función de la relación del índice de modulación m_a , suponiendo valores de $m_f > 9$, mostrando sólo los armónicos que tienen amplitudes significativas hasta $j = 4$.

Tabla 1.10. Armónicos generalizados para V_{of1} con un m_f grande

h	m_a				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Fundamental 1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Es importante hacer notar que para aplicaciones de alta potencia, es común necesitar de una sobremodulación, es decir, $m_a > 1.0$. La figura 1.57 muestra la amplitud de pico normalizada del componente de frecuencia fundamental como función de la relación de índice de modulación m_a .

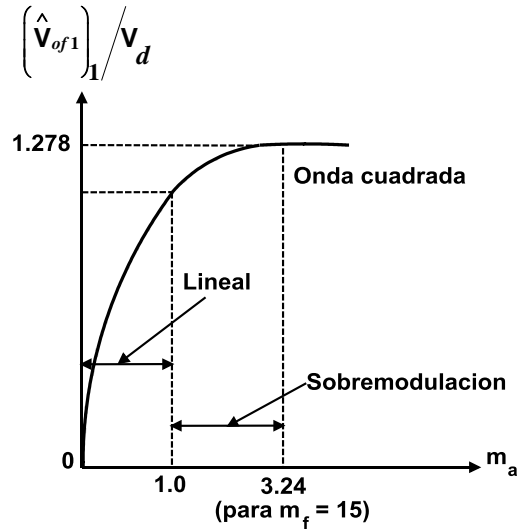


Figura 1.57. Control del voltaje pico fundamental y regiones de operación posibles de un inversor.

Se puede apreciar en la figura 1.57, que la operación del inversor puede caer en la región lineal, sobremodulación o onda cuadrada según sea el valor de m_a , para regiones lineales se aplica la tabla 1.10 para encontrar la magnitud de voltaje de los armónicos generalizados, además del fundamental, en caso de las regiones de sobremodulación o onda cuadrada la amplitud del voltaje fundamental es mayor a 1.0 pero no mayor a 1.278 del valor del voltaje de entrada al inversor.

De acuerdo con el análisis presentado, podemos decir que el voltaje pico de salida fundamental del inversor mostrado en la figura 1.54 se obtiene mediante:

$$\hat{V}_{of1} = m_a \times V_d \rightarrow (m_a \leq 1.0) \quad (1.88)$$

$$V_d < \hat{V}_{of1} < 1.278 \times V_d \rightarrow (m_a > 1.0) \quad (1.89)$$

Para obtener los valores eficaces de las ecuaciones 1.88 y 1.89 se dividen por el factor $\sqrt{2}$. Si consideramos que los tipos de cargas que pueda tener un inversor en sus terminales de salida operan con la componente fundamental podemos decir que la amplitud del armónico fundamental es la de más interés, ya que contiene la componente de frecuencia fundamental con la que trabajan la mayorías de las cargas en corriente alterna que un inversor pueda tener, como es el caso de una televisión, radio o iluminación.

1.4.3 Filtro LC en el Inversor

Para la eliminación de las componentes no deseadas y obtener una alta calidad en las formas de onda de salida, es necesario de filtros LC (inductivos y capacitivos) que se diseñan a partir de la frecuencia que se desee eliminar y de esta forma

obtener una señal sinusoidal pura, es decir sólo el valor de la componente fundamental será igual al voltaje de salida del inversor ($V_o = V_{of1}$) este proceso lo podemos apreciar en la figura 1.58.

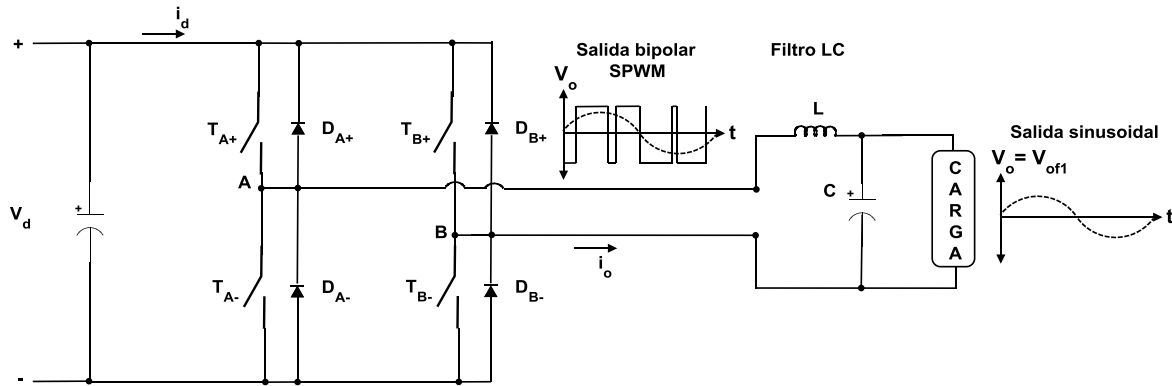


Figura 1.58. Inversor de puente completo con filtro LC.

Para la selección del inductor y el capacitor se establece la frecuencia de corte f_c en al menos 8 veces menor a la frecuencia de conmutación de la onda portadora, con el fin de asegurar una salida sinusoidal pura. Partiendo de un capacitor dado se encuentra el valor de la inductancia mediante la relación:

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.90)$$

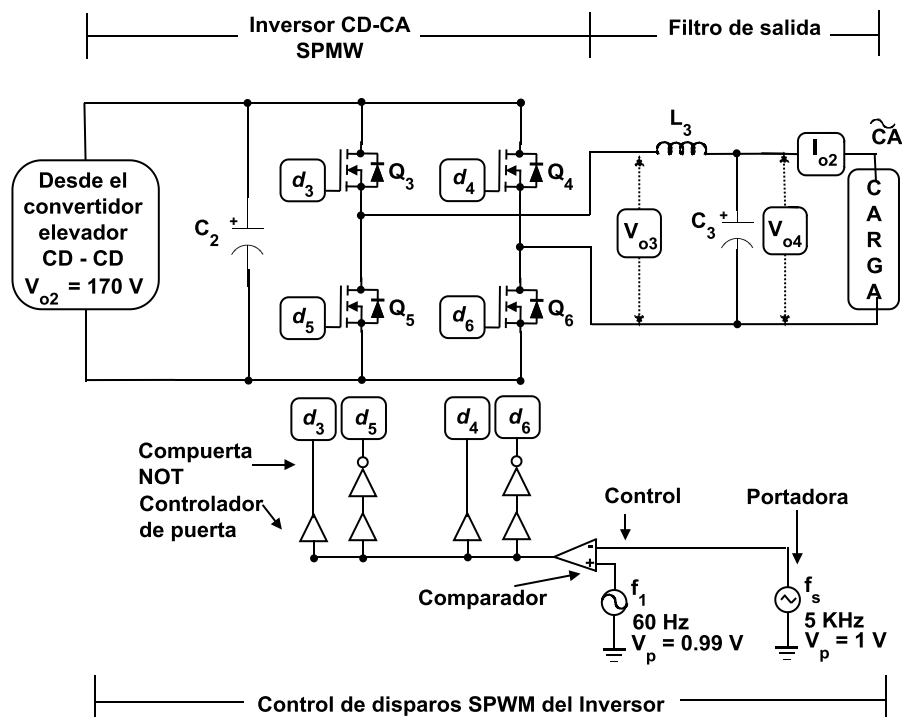


Figura 1.59. Inversor CD – CA propuesto con salida sinusoidal pura.

Bajo el análisis expuesto, en la figura 1.59 se presenta el inversor propuesto con técnica de disparos *SPWM* y salida bipolar para convertir la corriente directa proveniente del Convertidor Elevador *CD – CD* a corriente alterna, con bajo contenido de armónicos y alta calidad en su forma de onda de salida, en aplicaciones aisladas a la red eléctrica convencional.

Los interruptores se cambian por cuatro dispositivos *MOSFET* (Q3, Q5, Q4 y Q6) que contienen el diodo de liberación de corriente, los cuales son activados con el resultado de comparar la señal portadora y de control a través de compuertas de control e inversoras *NOT*, utilizadas para lograr alternancia de los disparos y proteger al inversor de condiciones de corto circuito. La frecuencia de la señal portadora se elige en $f_s = 5 \text{ kHz}$ con una amplitud de $1 V_p$ y la frecuencia de la señal de control en $f_1 = 60 \text{ Hz}$ con amplitud de $0.99 V_p$. Determinando el voltaje eficaz en V_{o4} de la señal fundamental podemos también decir que se obtiene el voltaje de salida para las condiciones mencionadas, esto se realiza mediante la tabla 1.10, la ecuación 1.84 y 1.88:

$$V_o = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \times \left(\frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{trig}} \right) \times (V_d) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \times \left(\frac{0.99V_p}{1V_p} \right) \times (170V) \cong 119V_{rms}$$

El índice de modulación de frecuencia según la ecuación 1.85 es cerca de 84, lo que resulta muy conveniente para el diseño del filtro, debido a que los armónicos de amplitud de voltaje más significativos se empiezan a mostrar a partir de los 5.04 kHz y el armónico fundamental que es de interés en una frecuencia de 60 Hz (ver figura 1.56). Estableciendo una frecuencia de corte de $f_c = 290 \text{ Hz}$, 17 veces menor que la frecuencia de la señal portadora, y proponiendo un capacitor de $C_3 = 10 \mu\text{f}$ el valor del inductor L_3 lo encontramos mediante el despeje de L en la ecuación 1.90:

$$L_3 = \frac{1}{C(2\pi f_c)^2} = \frac{1}{10\mu(2\pi \times 290\text{Hz})^2} \cong 30\text{mH}$$

La potencia de salida del inversor principalmente se encuentra en función de los componentes de conmutación (corrientes máximas de los *MOSFET*), en este caso el inversor soporta en sus terminales de salida lo que equivale a la potencia proveniente desde el Convertidor Elevador *CD – CD*, que son 220 W .

El circuito de simulación desarrollado en *PSIM*, del inversor propuesto en la figura 1.59 se muestra en la figura 1.60, el cual incluye los valores propuestos y encontrados por diseño. Los resultados de simulación y experimentales se mostrarán en el capítulo II, además del prototipo experimental del inversor.

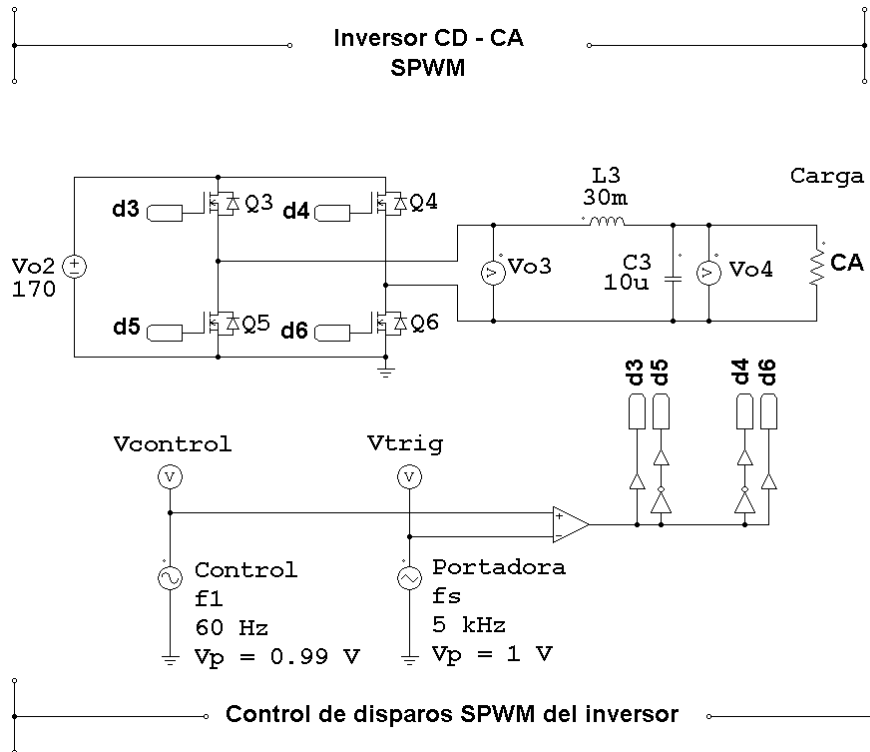


Figura 1.60. Circuito de simulación del inversor *SPWM* con salida sinusoidal pura.

CAPÍTULO II

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

2.1 Sistema de simulación y prototipo propuesto

En la figura 2.1 se muestra el circuito de simulación de un Controlador para el Seguimiento del Punto Máximo de Potencia (*MPPT*) en un Aerogenerador de Baja Potencia (*SWT*) en aplicaciones aisladas a la red eléctrica, el cual está partido en dos secciones, que representan el modelo de la turbina eólica, el controlador *MPPT*, el Convertidor Elevador *CD – CD* para el acondicionamiento de energía desde el banco de baterías al inversor y por último el Inversor *CD – CA* con técnica de disparo *SPWM*.

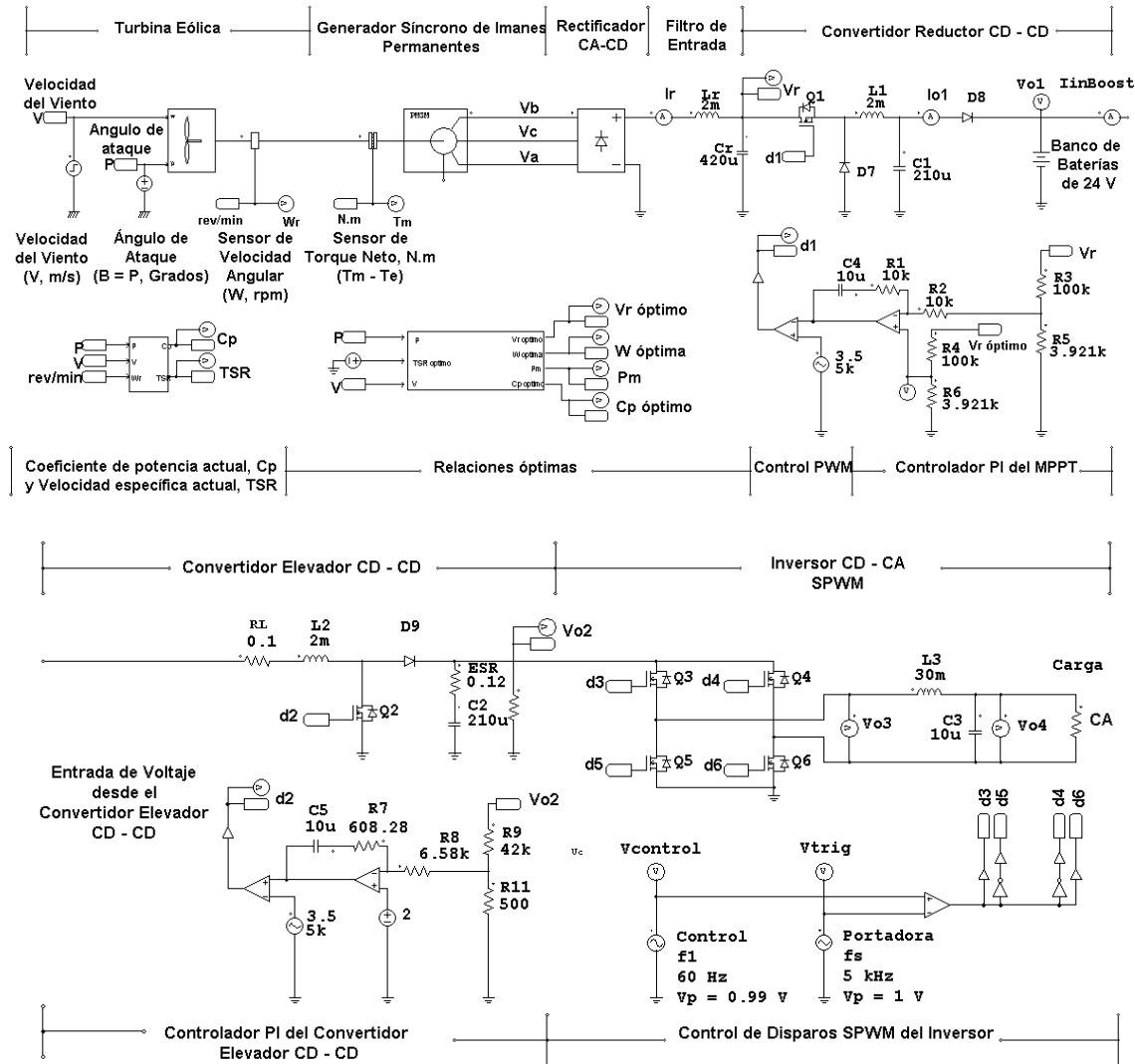


Figura 2.1. Circuito de simulación del sistema propuesto.

Se muestra en la figura 2.2 el prototipo donde se realizan las pruebas experimentales y de esta forma comprobar la hipótesis del presente trabajo, en el cual se utilizan módulos de *LabVolt* para emular la turbina eólica, además, de un puente Rectificador $CA - CD$, inductores, capacitores y *MOSFET* para construir el Convertidor Reductor $CD - CD$ como *MPPT*, así, como un banco de baterías a $24 V_{cd}$. La sección del Convertidor Elevador $CD - CD$ y el Inversor $CD - CA$ se integró mediante un inversor de la marca *Proseries* con capacidad de hasta $2 KW$ y salida sinusoidal pura mediante la técnica de disparos *SPWM* y filtro de salida.

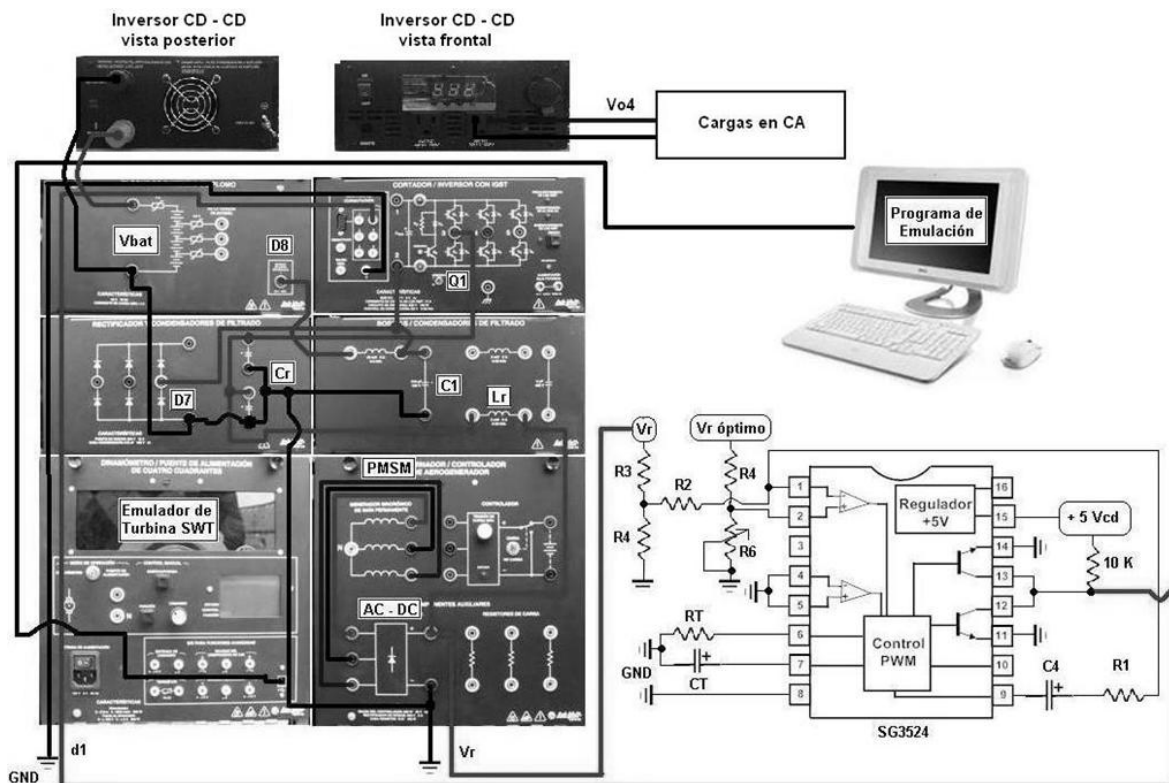


Figura 2.2. Prototipo experimental del sistema propuesto.

La ilustración 2.3 muestra el equipo experimental en campo del desarrollo de la tesis y los integrantes de la misma (de izquierda a derecha, José Antonio Pineda Gómez y David Ricardo López Flores), el cual se realiza en las instalaciones de la Universidad Tecnológica de Chihuahua (*UTCH*) dentro del laboratorio de Energías Renovables, bajo la supervisión y asesoría del Centro de Investigación de Materiales Avanzados (*CIMAV*) y el Dr. José Alberto Duarte Moller (asesor de tesis).



Ilustración 2.3. Prototipo experimental para pruebas de laboratorio.

2.2 Resultados de Simulación y Experimentales

Desde que se presentó el análisis y modelo de la turbina eólica en la sección 1.1 y se validó con resultados experimentales, en esta sección presentaremos los resultados de simulación y experimentales de la sección del controlador *MPPT* y salida del Inversor. Se presentará en modo de simulaciones el resultado del Convertidor Elevador *CD – CD* y la salida del Inversor *SPWM*, ya que estas dos secciones están integradas al Inversor *Proseries*, que es utilizado en el presente trabajo.

Para una velocidad de viento de 5 m/s y una carga en las terminales del inversor de 60 W , en la figura 2.4 y 2.5 se muestran los resultados por simulación y experimentales del comportamiento del voltaje en el rectificador V_r y su corriente I_r en lazo cerrado ante un escalón, bajo la operación del controlador PI y el $MPPT$. Se puede observar en mencionadas figuras que el rectificador alcanza un voltaje de 37.56 Vcc en aproximadamente 4 segundos, sucediendo de manera similar en el resultado experimental, así como la corriente en ambos casos, además, el sobre pico en la corriente y voltaje es muy similar para ambos resultados. Por lo expuesto podemos decir que el diseño del controlador PI en cuanto a las constantes de control T_i y K_p pueden ser validadas desde que ambos resultados son muy similares.

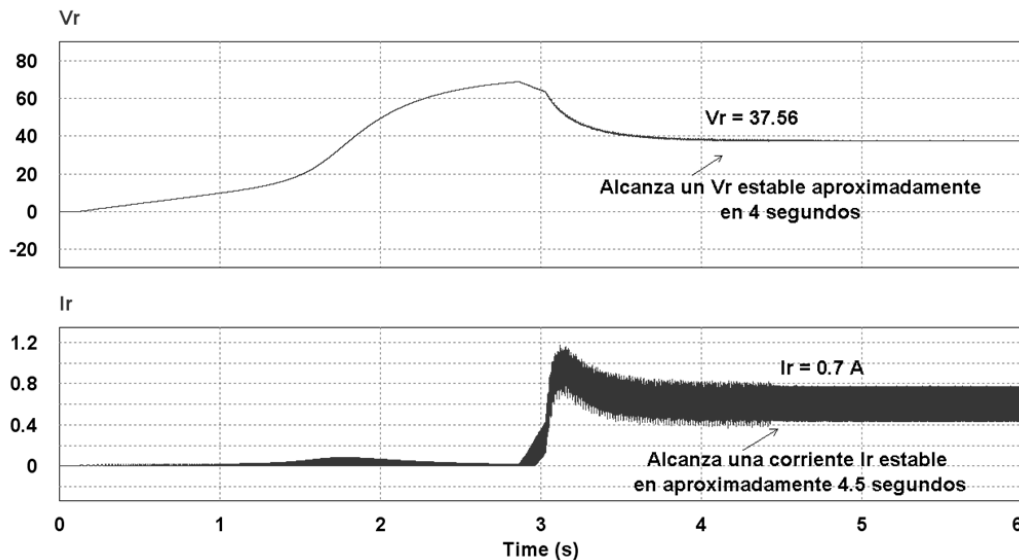


Figura 2.4. Resultado de simulación de V_r e I_r en lazo cerrado con el controlador PI del $MPPT$ ante el escalón, para una velocidad de viento de 5 m/s .

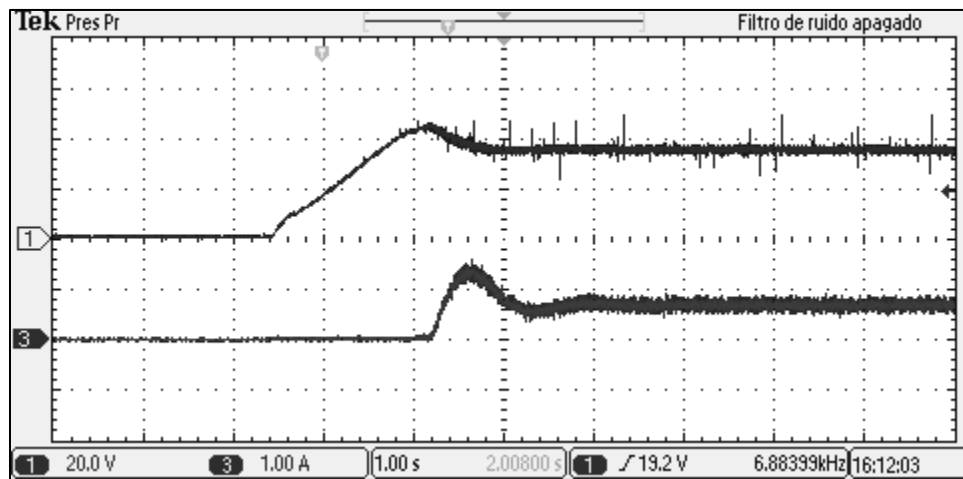


Figura 2.5. Resultado experimental de V_r e I_r en lazo cerrado con el controlador PI del $MPPT$ ante el escalón, para una velocidad de viento de 5 m/s (Ch1: 50 V/DIV y Ch3: 1 A/DIV , 10 ms/DIV)

Para las mismas condiciones de operación, la respuesta del voltaje de salida del Convertidor Elevador $CD - CD$ ante el escalón operando en modo voltaje mediante un controlador PI , lo podemos apreciar en la figura 2.6 en simulación (PSIM), el cual es muy similar al resultado obtenido mediante $MATLAB$ en cuanto a los tiempos en que alcanza su valor final de $V_{o2} = 170 \text{ Vcc}$. Con esto podemos validar que el diseño del convertidor controlado en modo voltaje es aceptable.

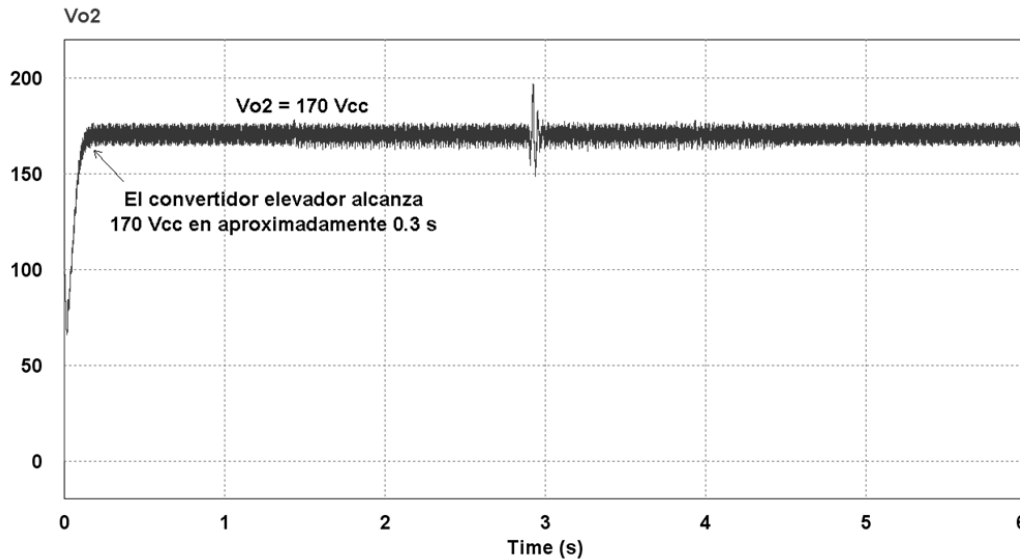


Figura 2.6. Resultado de simulación del voltaje de salida del Convertidor Elevador $CD - CD$ ante el escalón operado en modo voltaje mediante un controlador PI .

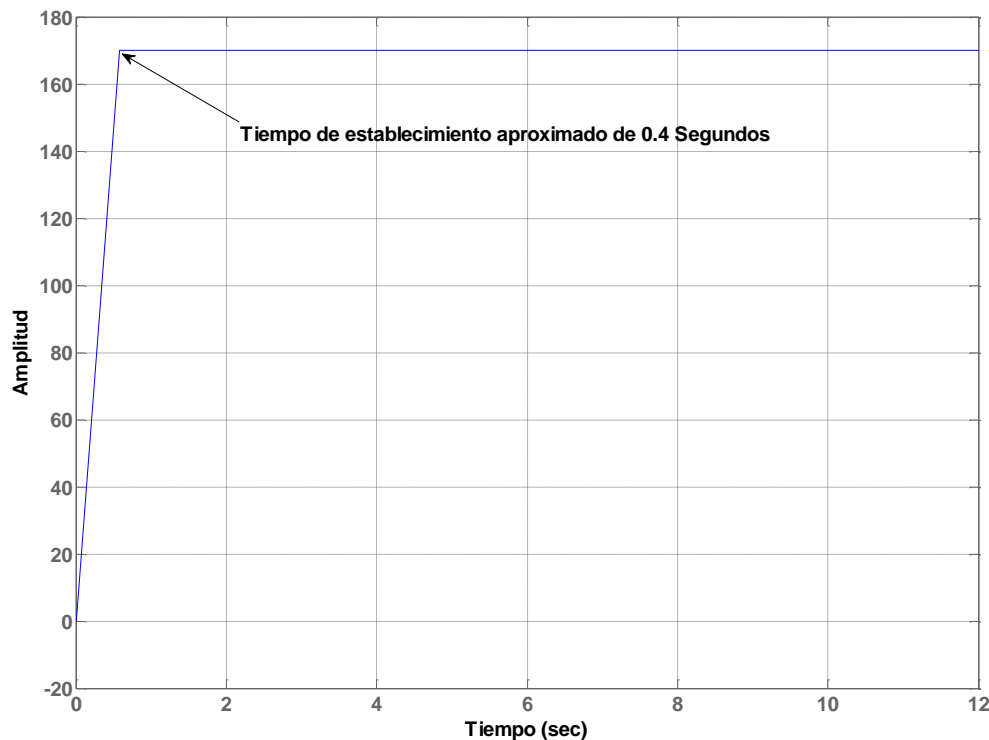


Figura 2.7. Respuesta obtenida en $MATLAB$ ante el escalón del voltaje de salida del Convertidor Elevador $CD - CD$ ante el escalón.

Para validar la metodología de cómo mantener relaciones óptimas que no lleven al valor máximo del coeficiente de potencia, establecemos una velocidad de viento de 7 m/s y una carga en el inversor de 60 W. Con estas condiciones se muestra en la figura 2.8 el resultado de simulación del voltaje óptimo V_r^* a seguir por el rectificador mediante el PI del MPPT, el voltaje alcanzado V_r por el mismo, la corriente del rectificador I_r y el coeficiente de potencia C_p de la turbina eólica. El resultado experimental de V_r e I_r para estas mismas condiciones se muestra en la figura 2.9, en el cual se puede apreciar que el voltaje y corriente del rectificador alcanzados son aproximados a los de simulación, de tal forma que si esto se cumple, implica que el coeficiente de la turbina está en un valor similar al de simulación, por lo tanto se valida la estrategia que se planteó en la sección 1, de que para cada velocidad de viento existe un voltaje óptimo a seguir por el rectificador, de tal forma que el coeficiente de potencia bajo esta relación se mantiene al máximo.

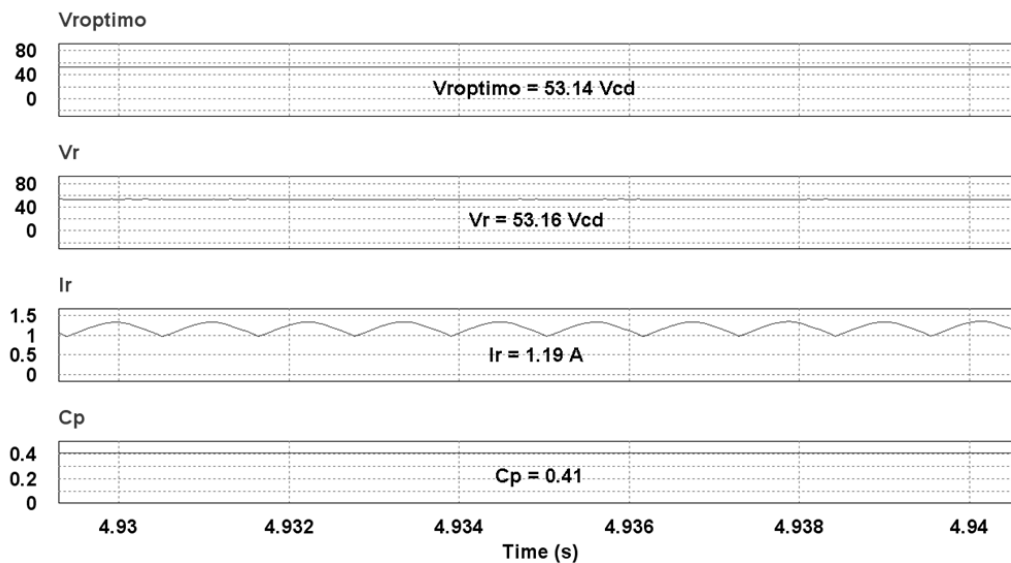


Figura 2.8. Resultados de simulación de V_r^* , V_r , I_r y C_p , para $V = 7\text{m/s}$.

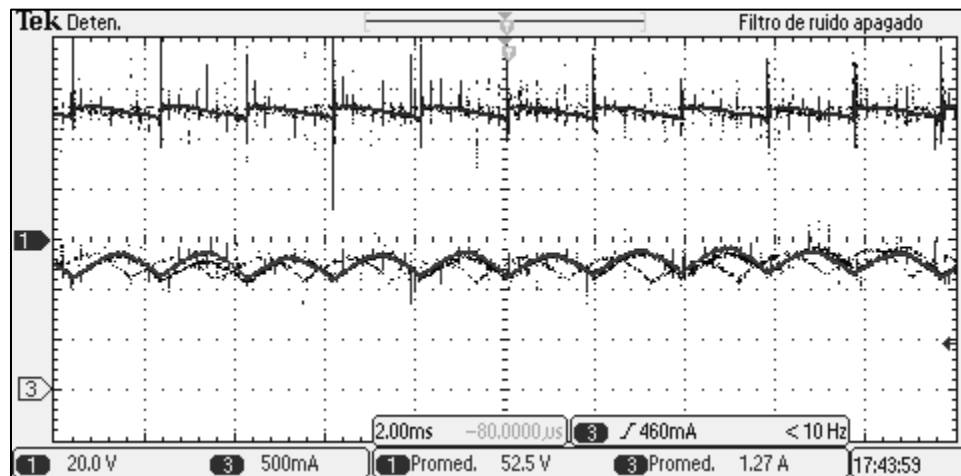


Figura 2.9. Resultados experimentales de V_r (Ch1: 20 V/DIV, 2 ms/DIV) e I_r (Ch3: 500 mA/DIV, 2 ms/DIV).

Validada la estrategia de control del MPPT y manteniendo la carga en el inversor de 60 W , el desempeño del controlador PI en simulación para cambios de velocidad de viento de 5 m/s a 7 m/s se puede apreciar en la figura 2.10 para V_r^* , V_r , y C_p , en la cual se puede apreciar como realiza la transición el coeficiente de potencia C_p y V_r para estabilizarse en su valores óptimos.

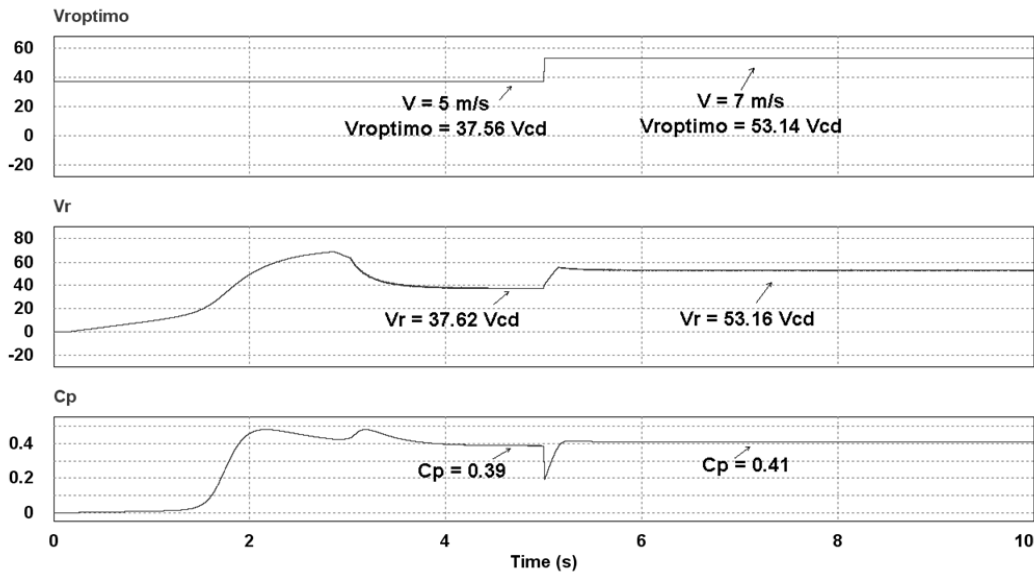


Figura 2.10. Resultados de simulación de V_r^* , V_r , y C_p para transiciones de velocidad de viento.

El voltaje de salida bipolar del Inversor $SPWM$ sin filtrado (se agrega la señal fundamental para mejor visualización) se puede apreciar en la figura 2.11 como resultado de simulación, el cual se mantiene en 170 V_{rms} y es de acuerdo a las formas típicas de salida de modo de conmutación.

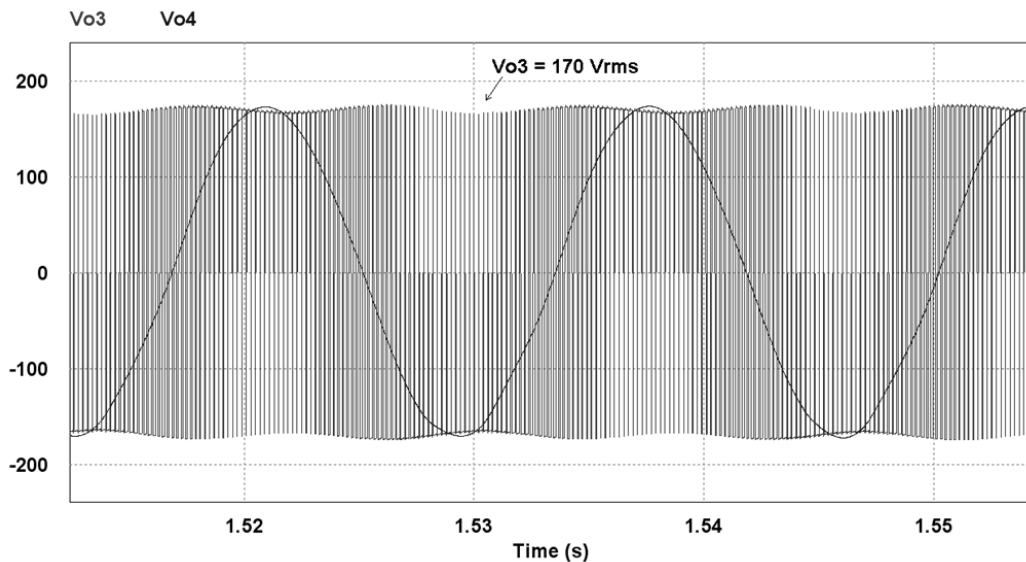


Figura 2.11. Resultados de simulación del voltaje de salida del inversor sin filtrar.

Realizando un espectro de frecuencias por simulación en el voltaje de salida del inversor podemos apreciar en la figura 2.12 el resultado, en el cual se muestra los armónicos significativos, además, de la señal fundamental a 60 Hz con un voltaje eficaz de 119.9 V_{rms} , el cual concuerda con los cálculos presentados en la sección 1.4.3

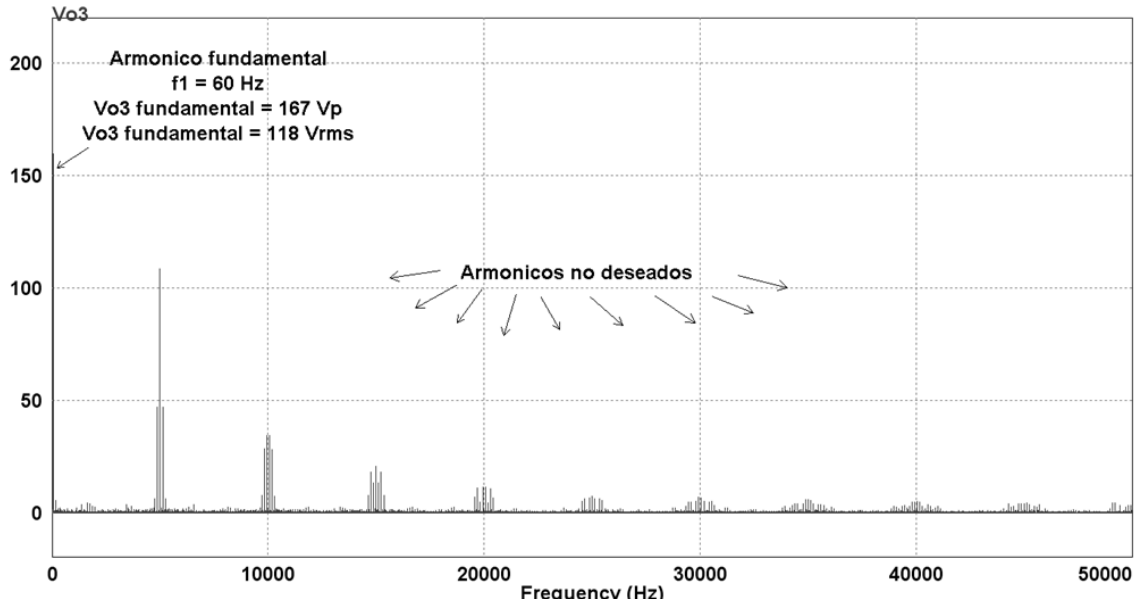


Figura 2.12. Resultado de simulación del espectro de frecuencias del voltaje de salida V_{o3} del inversor *SPWM*

Manteniendo una carga en el inversor de 60 W , mediante la etapa de filtrado podemos eliminar los armónicos no deseados de la figura 2.12, de esta forma el resultado de simulación del voltaje de salida del inversor V_{o4} , además, de la corriente, después de aplicarle el filtro se muestra en la figura 2.13, en el cual podemos apreciar que se mantiene en 118 V_{rms} de acuerdo al índice de modulación establecido en 0.99 .

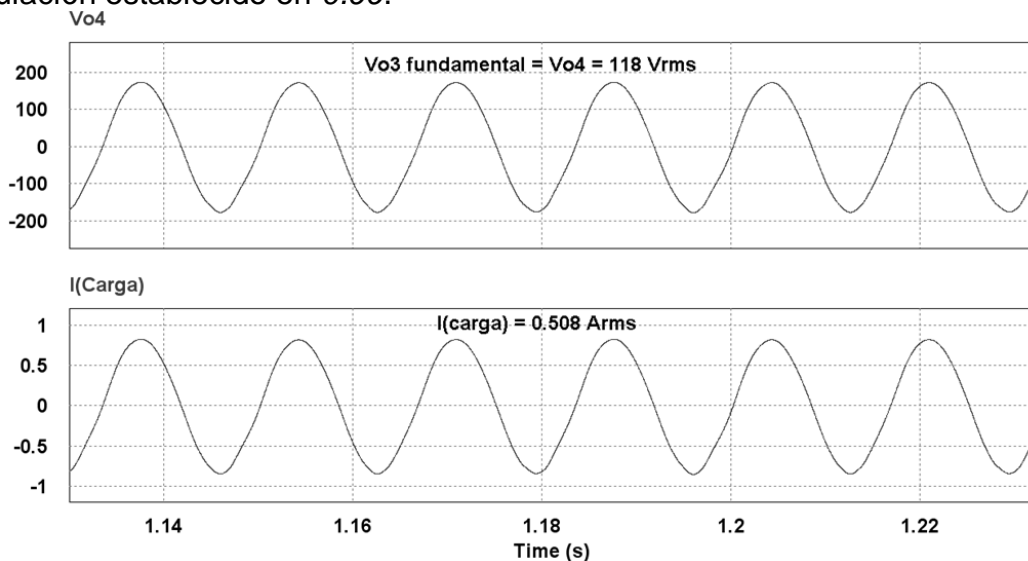


Figura 2.13. Resultado de simulación del voltaje filtrado a la salida del inversor.

Si realizamos el espectro de frecuencias en la figura 2.13 veremos en la figura 2.14 que sólo existe el armónico fundamental de voltaje y corriente, lo que implica que el filtro está desarrollando su función, el eliminar los armónicos no deseados.

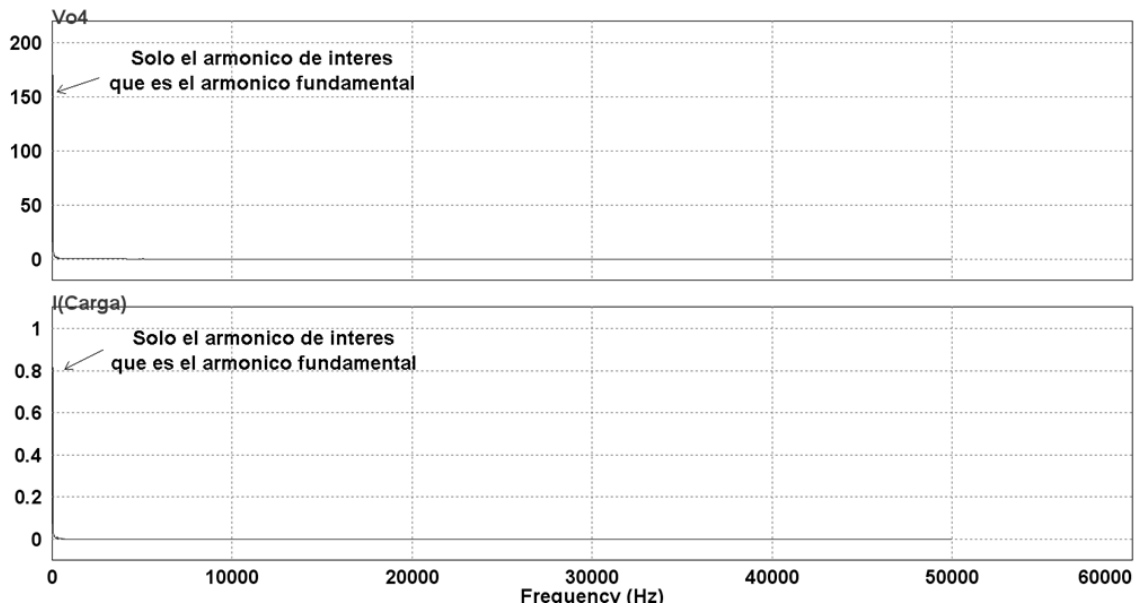


Figura 2.14. Resultado de simulación de espectro de frecuencias, ya aplicado el filtro en la salida del inversor.

Desde que se está utilizando un inversor *Proseries*, éste ya cuenta con un filtro integrado, sin embargo los resultados experimentales para las mismas condiciones de simulación se muestra en la figura 2.15, en el cual se puede apreciar que el voltaje de salida y corriente del inversor son similares al de la figura 2.13, por lo tanto podemos decir que el circuito de simulación del Inversor *SPWM* con filtro *LC* de salida queda validada.

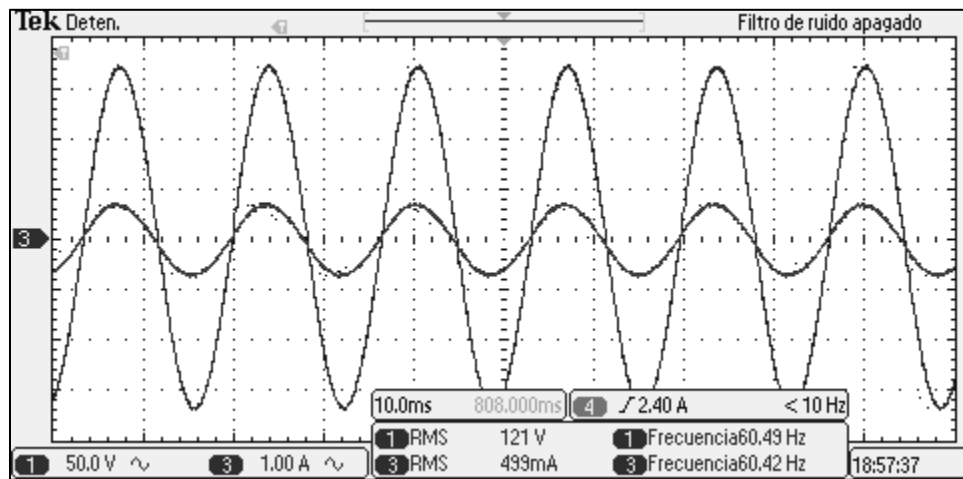


Figura 2.15. Resultados experimentales del voltaje V_{o4} (Ch1: 50 V/DIV, 10 ms/DIV) y corriente (Ch3: 1 A/DIV, 10 ms/DIV) de salida del inversor.

Al realizar un espectro de frecuencias sólo al voltaje de salida del inversor mostrado en la figura 2.15, podemos apreciar en la figura 2.16 el resultado experimental de este espectro de frecuencias, en el cual se observa que sólo existe el armónico fundamental a los 60 Hz.

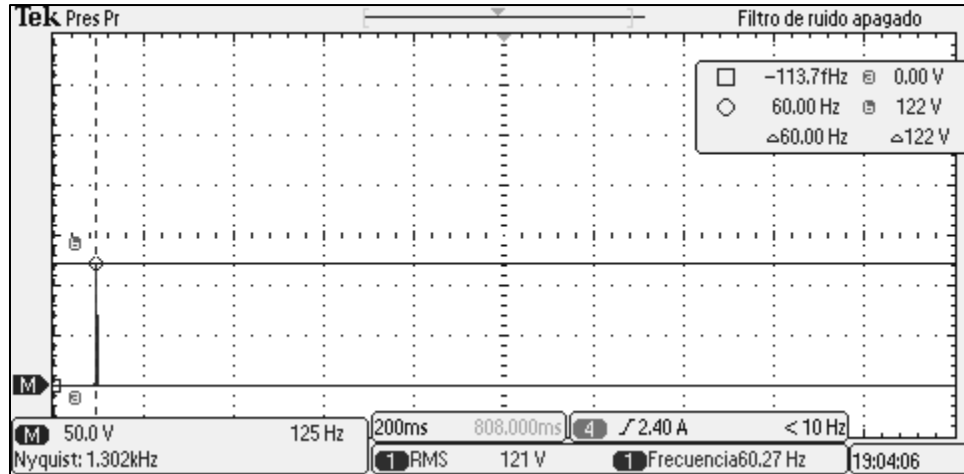


Figura 2.16. Resultados experimentales del espectro de frecuencias en el voltaje de salida V_{o4} del inversor (Ch1: 50 V/DIV, 200 ms/DIV).

CAPÍTULO III

CONCLUSIONES

Se presentó en esta investigación aplicada el diseño, simulación e implementación de un sistema de control de seguimiento del máximo punto de energía de una pequeña turbina eólica en aplicaciones aisladas a la red convencional de energía eléctrica, además, del diseño y simulación de un Convertidor Elevador CD-CD e Inversor CD-CA con alta calidad en sus formas de onda de salida, para el acondicionamiento de potencia desde el estabilizador hacia la carga. Los resultados de simulación y experimentales fueron según los esperados, validando de esta forma la teoría y metodología de control del sistema *MPPT* de la turbina eólica.

La relación entre voltaje del rectificador y velocidad del viento, sustentó el valor de referencia a seguir para el controlador *PI* del *MPPT* y de esta forma obtener el máximo coeficiente de potencia del rotor eólico para velocidades de viento y carga variables.

El controlador *PI* del Convertidor Elevador *CD-CD* se diseñó para compensar antes de la pérdida de fase, debido al cero de fase mínima que presenta el sistema, sin embargo, esta metodología de compensación limita el ancho de banda a 39.2Hz dando tiempos de respuesta de hasta 1 segundo.

De acuerdo con los resultados experimentales y simulación se demostró que en una pequeña turbina eólica compuesta por un motor trifásico de imanes permanentes y un Rectificador de *CA-CD*, la máxima eficiencia en el proceso de conversión de energía cinética a potencia mecánica proporcionada por el eje del rotor de la turbina de tres álabes, se obtiene regulando el voltaje de salida del Rectificador de *CA-CD*. Además, que las formas de onda de alta calidad y baja distorsión armónica que entrega el Inversor de *CD-CA* para cargas residenciales aisladas a la red convencional eléctrica, se obtienen utilizando modulación sinusoidal de ancho de pulso para el control de disparos del inversor de *CD-CA* y mediante la estabilización de la energía que proviene desde la turbina eólica a través de un banco de baterías, un Convertidor *CD-CD* controlado en modo voltaje y un filtro inductivo y capacitivo.

Los módulos de *LabVolt* fueron utilizados para implementar la turbina eólica, el convertidor reductor y su banco de baterías. Un inversor de la marca Proseries integró el convertidor elevador y la técnica de disparos *SPWM*. El circuito integrado SG3524 proporcionó la estructura necesaria para implementar el controlador *PI* del *MPPT*.

Las herramientas de simulación *MATLAB* y *PSIM* fueron indispensables para validar la metodología teórica de diseño de control en el presente trabajo.

BIBLIOGRAFÍA

Artículos de Congreso

Hilmy, M., Orabi M., Ahmed M.E., El-Nemr M., Youssef M. 2011. *A Less Sensor Control Method for Standalone Small Wind Energy Using Permanent Magnet Synchronous Generator*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). USA. 1968 - 1974.

Arifujjaman, M. 2010. *Modeling, Simulation and Control of Grid Connected Permanent Magnet Generator (PMG)-based Small Wind Energy Conversion System*. Electric Power and Energy Conference (EPEC). Canada. 1:6.

He X., Jing H., Dinghui W., Wenxu Y. 2009. *Implementation of MPPT for PMSG-Based Small-Scale Wind Turbine*. Industrial Electronics and Applications (ICIEA). China. 1291 - 1295.

Oliveira D., Sousa G., Rangel A., Queiroz D., Santos., Fontenele L., Bezerra P. 2009. *Low Cost and High Efficiency Static Converter for Small Wind Systems*. Power Electronics Conference (COBEP). Brazilian. 972 - 977.

Abdel M., Ahmed A., Sater M. 2010. *Maximum Power Point Tracking for Variable Speed Grid Connected Small Wind Turbine*. Energy Conference and Exhibition (EnergyCon). Saudi Arabia. 600 - 605.

Capítulos de Libros

Manwell J.F., McGowan J.G., Rogers A.L. 2002. *Aerodynamics of Wind Turbines*. John Wiley & Sons. *Wind Energy Explained*. Wiley. West Sussex PO19 1UD, England. 89 - 94.

Erich H. 2006. *Physical Principles of Wind Energy Conversion, Rotor Aerodynamics*. Horst von Renouard. *Wind Turbines*. Springer. Berlin Heidelberg, Germany. 81 – 101.

Mohan N., Tore M., Willian P. 2009. *Convertidores de Modo de Conmutación CC – CC y Inversores de CC – CA de Modo Conmutado: CC – CA Sinusoidal*. John Wiley and Sons. *Electrónica de Potencia Convertidores, aplicaciones y diseño*. Mc. Graw Hill. México D.F., 142 – 198.

Robert W., Dragan M., 2004. *Converter Transfer Functions*. Lucent Technologies Inc., *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers. Norwell, Massachusetts USA. 265 - 322.

Katsuhiko O. 1998. Transformada de Laplace y Reglas de Sintonización para Controladores PID. Simon and Schuster Company. Ingeniería de Control Moderna. Pearson Educación. México D.F., 13 – 55 y 670 - 679.

Tesis Consultadas

Oscar C. 2012. Modelo del Sistema Mecánico de un SGE, Generador Síncrono de Imanes Permanentes. *Estudio de Técnicas de Control de Rectificadores Boost Trifásicos con Filtro LCL para Reducción de la Distorsión Armónica en Corriente, Aplicadas al Procesado Eficiente de Energía en Aerogeneradores Síncronos de Imanes Permanentes Operando a Velocidad Variable*. Universidad Politécnica de Valencia. Departamento de Ingeniería Electrónica. 18 – 35.

Páginas de Internet Consultadas

Danish Wind Industry Association, consultado en Mayo de 2012, “*De Donde Viene la Energía Eólica*”. Disponible en: <http://www.windpower.org/en/>

World Wind Energy Association, consultado en Mayo de 2012, “*Informe Mundial de Energía Eólica 2009*”. Disponible en: <http://www.windea.org/home/index.php>

Secretaría de Energía, SENER 2005, consultado en Mayo de 2012, “*Prospectiva del Sector Eléctrico 2005-2014*”. Disponible en: http://www.energia.gob.mx/res/PE_y_DT/pub/Electrico_2005_2014.pdf

Secretaría de Energía, SENER 2010, consultado en Mayo de 2012, “*Prospectiva del Sector Eléctrico 2010-2025*”. Disponible en: http://www.sener.gob.mx/res/1825/SECTOR_ELECTRICO.pdf

Secretaría de Energía, SENER 2009, consultado en Mayo de 2012, “*Programa Espacial para el Aprovechamiento de Energías Renovables*”. Disponible en: <http://www.sener.gob.mx/res/0/Programa%20Energias%20Renovables.pdf>