



UNIVERSIDAD DE CIENCIAS Y ARTES DE CHIAPAS

INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN E INNOVACIÓN EN ENERGÍAS
RENOVABLES

TESIS

**“DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN DE UN CONVERTIDOR DE
POTENCIA PARA UN SISTEMA DE BOMBEO DE AGUA ACOPLADO
DIRECTAMENTE A UN SISTEMA EÓLICO DE BAJA POTENCIA”**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO **EN**
MATERIALES Y SISTEMAS ENERGÉTICOS
RENOVABLES

PRESENTA

ING. JAVIER ALONSO RAMÍREZ TORRES

DIRECTOR(ES)

DR. ORLANDO LASTRES DANGUILLECOURT

DR. ANTONIO VERDE AÑORVE

Tuxtla Gutiérrez; Chiapas

Mayo de 2020





UNIVERSIDAD DE CIENCIAS Y ARTES DE CHIAPAS

DIRECCIÓN GENERAL DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

Tuxtla Gutiérrez, Chiapas a 21 de mayo de 2020

Oficio No. DGIP/CP/0082/2020

Asunto: Autorización de impresión de tesis

C. Javier Alonso Ramírez Torres
Candidato al Grado de Maestro en Materiales
y Sistemas Energéticos Renovables
UNICACH

Presente

Con fundamento en la **opinión favorable** emitida por escrito por la Comisión Revisora que analizó el trabajo terminal presentado por usted, denominado **“Diseño construcción y evaluación de un convertidor de potencia para un sistema de bombeo de agua acoplado directamente a un sistema eólico de baja potencia”**, mismo que cumple con los criterios metodológicos y de contenido, esta Dirección a mi cargo **autoriza** la impresión del documento en cita, para la defensa oral del mismo, en el examen que habrá de sustentar para obtener el **Grado de Maestro en Materiales y Sistemas Energéticos Renovables**.

Es imprescindible observar las características normativas que debe guardar el documento impreso, así como realizar la entrega en esta Dirección de un ejemplar empastado.

RESPECTUOSAMENTE
“POR LA CULTURA DE MI RAZA”

DR. RICARDO DAVID ESTRADA SOTO
DIRECTOR GENERAL



DIRECCIÓN DE INVESTIGACIÓN
Y POSGRADO

C.c.p. Dr. Pascual Ramos García. Secretario General UNICACH. – Para su conocimiento.
Lic. Aurora E. Serrano Roblero. Secretaria Académica UNICACH. - Para su conocimiento.
Dr. Pascual López de Paz. Director del IIIER UNICACH. – Para su conocimiento
Mtro. Luis A. Hernández Domínguez. Coordinador de la Maestría en MySER UNICACH. – Para su conocimiento.
Expediente
*RDES/igp/rags



Dirección General de
Investigación
y Posgrado



Resumen

En este trabajo se presenta el diseño, construcción y evaluación de un convertidor de potencia DC-AC para su implementación en un sistema de bombeo eólico. El convertidor se diseñó para operar en un sistema constituido por un aerogenerador de 600 W y una bomba eléctrica de $\frac{1}{2}$ hp. El convertidor diseñado realiza un acoplamiento directo entre la fuente de energía y la carga, reduciendo la complejidad del sistema.

El dispositivo construido regula la potencia suministrada a la bomba dentro de las distintas zonas de operación de la curva de potencia de un aerogenerador. Dentro del convertidor se implementó una modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) unipolar y un control escalar V/f para regular la potencia consumida por la bomba.

Para su diseño se realizó la simulación del convertidor en el software LTspice. Así mismo se realizó el dimensionado y selección de los componentes tanto de la etapa de potencia y de control.

Por último, se determinó el rendimiento del convertidor mediante la evaluación a diferentes cargas. Se obtuvo distorsión armónica total (THD) máxima de 3.8% y una eficiencia máxima de 0.965.

Dedicatoria

A mis padres Noelia y Marco A. y a mis hermanos Marco y Alejandra, por su apoyo incondicional en cada etapa de mi vida.

Agradecimientos

A mis directores de tesis Dr. Orlando Lastres Danguillecourt y Dr. Antonio Verde Añorve por guiarme y compartir su experiencia y conocimientos en el desarrollo de este proyecto de investigación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el financiamiento brindado durante la elaboración del trabajo de investigación.

Al Instituto de Investigación e Innovación en Energías Renovables (IIER) de la Universidad de Ciencias y Artes de Chiapas (UNICACH) por el espacio y los recursos brindados para realizar el trabajo de investigación.

Tabla de contenido

Introducción	I
Antecedentes.....	VIII
Planteamiento del problema	XII
Justificación	XIII
Hipótesis.....	XIII
Objetivo general y específicos	XIII
Capítulo 1 Fundamentos teóricos	1
1.1. Introducción	1
1.2. Parámetros de rendimiento del convertidor de potencia	2
1.3. Topología del convertidor DC-AC	5
1.3.1. Operación del convertidor en topología en puente completo.	6
1.4. Técnicas de modulación de ancho de pulso	7
1.4.1 Técnica de modulación bipolar.	10
1.4.2 Técnica de modulación unipolar.	11
1.4.3 Técnica de modulación unipolar modificada	13
1.4.4 Filtrado de la señal de salida	14
1.5. Dispositivos semiconductores de potencia.	15
1.5.1. Características del transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)	16
1.5.2. Estructura básica del IGBT	16
1.5.3. Características estáticas del IGBT.....	17
1.5.4. Características de conmutación del IGBT.....	17
1.5.5. Control de puerta del IGBT	18
1.5.6. Límites de operación	20
1.6. Control de velocidad de un motor de inducción monofásico	21
1.6.1. Control de velocidad mediante el cambio en la frecuencia de la línea	21
1.6.2. Efectos de la implementación PWM en motores.....	22
Capítulo 2 Metodología.....	23
2.1. Introducción.....	23
2.2. Selección de los componentes del sistema de bombeo.....	25
2.3. Criterios de diseño de la etapa de potencia del convertidor	26

2.3.1.	Selección de los interruptores.....	26
2.3.2.	Selección del controlador de puerta del transistor IGBT	27
2.4.	Características y criterios de diseño de la etapa de control del convertidor	28
2.5.	Diseño del filtro de salida.....	29
2.6.	Diseño y simulación del convertidor de potencia CD-CA	29
2.7.	Construcción del convertidor de potencia y sistema de evaluación.....	30
2.8.	Evaluaciones del convertidor de potencia en diferentes modos de operación....	31
2.8.1.	Consideraciones generales	31
2.8.2.	Simulación de la carga de la bomba eléctrica	31
2.8.3.	Parámetros de medición.....	32
2.8.4.	Evaluación 1: Voltaje de entrada constante	33
2.8.5.	Evaluación 2: voltaje de entrada variable.....	34
2.8.6.	Equipos de medición y evaluación.....	34
Capítulo 3	Diseño del convertidor de potencia CD-CA.....	36
3.1.	Introducción.....	36
3.2.	Diseño del convertidor con topología enpuente completo.	37
3.3.	Selección y dimensionado de los componentes del driver.	38
3.4.	Diseño del filtro de salida.....	40
3.5.	Diseño del sistema de control del convertidor.....	42
3.5.1.	Simulación de la modulación unipolar modificada.....	45
3.5.2.	Simulación de la etapa de potencia del convertidor.	46
3.5.3.	Simulación del control de voltaje efectivo a la salida del convertidor de potencia.....	47
Capítulo 4	Resultados.....	51
4.1	Introducción.....	51
4.2	Construcción del convertidor.	51
4.3	Construcción del sistema de bombeo.	55
4.4	Resultados de las evaluaciones experimentales del convertidor.....	56
4.4.1	Resultados de la evaluación 1: Voltaje de entrada constante	56
4.4.2	Resultados de la evaluación 2: voltaje de entrada variable.....	60
4.4.3	Comparación a carga nominal de los dos modos de operación.	64
Conclusiones	66

Índice de figuras

Figura 0.1. Sistema convencional para bombeo con energía eólica. II

Figura 0.2. Configuración de sistema de bombeo sin banco de baterías II

Figura 0.3. Partes de un aerogenerador de baja potencia [7]. III

Figura 0.4 Regiones de operación del aerogenerador [8]. III

Figura 0.5. Partes de una bomba eléctrica IV

Figura 0.6 Leyes de afinidad- a) Caudal/Velocidad b) Presión/Velocidad c) Potencia/Velocidad [10].
..... V

Figura 0.7 Transmisión de potencia de una bomba eléctrica [9]. V

Figura 0.8. Etapas de un convertidor de potencia AC-DC-AC [16]..... VII

Figura 0.9. Modelo implementado en el estudio de Muljadi [19]..... VIII

Figura 0.10 Modelo implementado en el estudio de T. Ouchbel [20]. IX

Figura 0.11 Modelo empleado en estudio de Hamidreza [21]. X

Figura 0.12 Modelo de SBAE propuesto por Benzaouia [22]. X

Figura 0.13 Modelo implementado por Fernández [23]. XI

Figura 0.14 Esquema de bloques del sistema simulado por Andreea Busca [24] XII

Figura 1.1: La señal CA senoidal [25] 2

Figura 1.2: Topologías de convertidores: (A) medio puente y (B) puente completo [18]. 6

Figura 1.3. Zonas de modulación de un convertidor puente completo [31]..... 9

Figura 1.4. Modulación de ancho de pulso bipolar. (a) Señal de referencia senoidal y portadora triangular; (b) La salida es +Vdc cuando $V_{sine} > V_{tri}$ y -Vdc cuando $V_{sine} < V_{tri}$ [26] 10

Figura 1.5. Contenido armónico normalizado para la modulación bipolar con $m_a = 1$ [26]..... 11

Figura 1.6 . Modulación de ancho de pulso unipolar. (a) Señales de referencia y portadora; (b) Voltajes de las ramas A y B, (c) Voltaje de salida del convertidor [26]..... 12

Figura 1.7 Contenido armónico normalizado para la modulación unipolar con $m_a = 1$ [26]..... 13

Figura 1.8. Esquema de modulación unipolar modificado [33]. 14

Figura 1.9: Filtros de salida para un VSI: (A) inductor, (B) filtro de segundo orden, y (C) filtro LCL [29]..... 14

Figura 1.10: Clasificación de interruptores semiconductores de potencia [34]. 15

Figura 1.11. a) Estructura básica y símbolo de un IGBT [37] 16

Figura 1.12. Característica estática de un IGBT de canal N [37]..... 17

Figura 1.13. Formas de onda durante el proceso de encendido de un IGBT [37]..... 17

Figura 1.14. Formas de onda durante el proceso de apagado de un IGBT [37]. 18

Figura 1.15 Circuito básico de controlador de puerta del IGBT [15]..... 19

Figura 1.16. Efecto de la resistencia de compuerta [15]..... 19

Figura 1.17. Tiempo muerto en una rama [15]..... 20

Figura 1.18 Familia de curvas características par-velocidad de velocidades menores a la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea se reduce linealmente con la frecuencia [11]. 22

Figura 2.1. Esquema general de la metodología del proyecto. 24

Figura 2.2. Diagrama de bloques para la construcción del convertidor 30

Figura 3.1 Diagrama del puente completo diseñado 37

Figura 3.2 Diagrama de conexión de driver IR2113S [41]..... 38

Figura 3.3. Diagrama de driver para adaptación de señales para el convertidor. 40

Figura 3.4. Esquema de simulación de filtro de salida 41

Figura 3.5. Respuesta del filtro LC..... 41

Figura 3.6. Diagrama de simulación del convertidor de potencia y sistema de bombeo.....	43
Figura 3.7. Diagrama de flujo de control de convertidor	44
Figura 3.8 Modulación unipolar modificada, a) Señal moduladora y portadora, b) acercamiento de las señales.....	45
Figura 3.9. Señales de control para la rama A del convertidor.....	45
Figura 3.10. Señales de control de puente convertidor, a) y b) señales de la rama A y c) y d) señales de la rama B.....	46
Figura 3.11. Simulación del convertidor a) voltaje de salida filtrada, b) voltaje de salida sin filtro, c) Voltaje de la rama B, d) voltaje de la rama A.....	47
Figura 3.12 Simulación variando M_a en Intervalo de 0.5 a 1 con incremento de 0.1	48
Figura 3.13. Simulación variando voltaje de entrada de 90V a 180V y $M_a=1$	48
Figura 3.14. Simulación del control V/f	49
Figura 3.15. Diagrama eléctrico del convertidor DC-AC.....	50
Figura 4.1. Prototipo de convertidor 1) Puente completo. 2) Tarjeta de control. 3) Protecciones y filtro 4) Interfaz de configuración.....	51
Figura 4.2. Ensamble de puente completo a) IGBTs rama B, b) IGBTs rama a, c) Drivers IR2113S, d) disipadores con ventiladores de refrigeración, e) sensor de temperatura.....	52
Figura 4.3. Placa de control a) Control de ventiladores. b) Fuentes de 12 v y 5 V. c) Sensor de voltaje de salida. d) microcontrolador ATmega328p.....	53
Figura 4.4. Placa con protecciones y filtro a) Arreglo de relevadores para conexión de la carga b) Fusibles de protección. c) Filtro LC de salida.....	54
Figura 4.5. Placa con protecciones y filtro a) Arreglo de relevadores para conexión de la carga b) Fusibles de protección. c) Filtro LC de salida.....	54
Figura 4.6. Sistema de bombeo a) bomba periférica de ½ hp, b) contenedor de 200 litros, c) caudalímetro, d) válvula para simular carga de la bomba.....	55
Figura 4.7. Sistema de bombeo conectado a convertidor, a) sistema de bombeo, b) Fluke 43b, c) Convertidor, d) Fuente Gwinstek APS-1102.....	56
Figura 4.8. Voltaje de salida a diferentes cargas.....	57
Figura 4.9. Voltaje saturación vs temperatura a diferentes corrientes I_c	57
Figura 4.10. Voltaje de salida vs frecuencia	58
Figura 4.11. Potencia de salida y caudal vs M_a variable	59
Figura 4.12. Potencia de salida y eficiencia vs M_a variable	59
Figura 4.13. Potencia de salida y THD vs M_a variable	60
Figura 4.14 Voltaje de entrada vs voltaje de salida	61
Figura 4.15.Voltaje de salida vs frecuencia de salida	61
Figura 4.16. Potencia de salida y caudal vs voltaje de entrada variable	62
Figura 4.17. Potencia de salida y eficiencia vs voltaje de entrada variable.....	63
Figura 4.18. Potencia de salida y THD vs voltaje de entrada variable	63
Figura 4.19. Comparación de eficiencia entre los dos modos de operación a potencia nominal.....	64
Figura 4.20. Comparación de THD entre los dos modos de operación a carga nominal.....	65

Tabla 1.1: Estados de conmutación para un convertidor monofásico de puente completo [29].	7
Tabla 1.2. Posibles valores de conducción en la modulación bipolar	11
Tabla 1.3: Posibles valores de conducción en modulación unipolar.	12
Tabla 2.1. Parámetros de la bomba BOAP-12 [40].	25
Tabla 2.2. Parámetros del aerogenerador RTO600W	25
Tabla 2.3. Parámetros de potencia para diseño del convertidor	26
Tabla 2.4 Características del sistema de control del convertidor DC-AC.	28
Tabla 2.5. Simulación de carga para la bomba.	32
Tabla 2.6. Parámetros de entrada medidos	32
Tabla 2.7. Parámetros medidos a la salida	32
Tabla 3.1. Componentes etapa de potencia	37

Introducción

La energía eólica es una de las tres principales fuentes de energía renovable, y en conjunto con la energía solar y la energía hidroeléctrica se están explotando a gran escala para la generación mundial de energía. Como recurso energético, el viento está ampliamente distribuido y es capaz de proporcionar energía en la mayoría de las partes del mundo, pero es intermitente e impredecible [1].

Para poder aprovechar la energía eólica es necesario un sistema que permite convertir la energía cinética del viento en una forma útil de energía, como la eléctrica. Para ello se implementan sistemas eólicos, integrados generalmente por aerogeneradores constituidos básicamente de un arreglo de aspas (rotor eólico), un generador eléctrico y un convertidor de potencia. Los sistemas eólicos pueden operar interconectados a la red eléctrica o de forma aislada para cubrir las necesidades de energía eléctrica. Dentro de las múltiples aplicaciones de los sistemas eólicos en sistemas aislados se encuentra el bombeo de agua de pozos, para su almacenamiento en tanques o para sistemas de riego [2].

El desarrollo y la aplicación de la energía eólica para el bombeo de agua en áreas remotas donde la población está relativamente dispersa y el recurso eólico es abundante puede resolver el problema del suministro de agua y riego. El diseño apropiado y el correcto funcionamiento del sistema depende principalmente del recurso eólico disponible, la demanda de agua y de la configuración del sistema propuesto[3].

En la figura 0.1 se muestra un sistema aislado convencional de bombeo con energía eólica de baja potencia. El sistema está constituido por un aerogenerador, un banco de baterías con un control de carga y un convertidor de potencia DC-AC para suministrar energía eléctrica a la bomba eléctrica. Esta configuración garantiza la operación del sistema de bombeo, pero como resultado de la complejidad del sistema se tienen altos costos de construcción y mantenimiento del mismo [4].

Para minimizar los problemas que involucran los sistemas tradicionales de bombeo eólico se ha propuesto como solución la remoción de los bancos de baterías y operar directamente el sistema de bombeo. Sin embargo, cuando se opera en estas condiciones, el flujo de potencia variable generado va directamente desde la fuente a la bomba, ya que carece de la etapa de estabilización proporcionada por el banco de baterías. Por lo tanto, es necesario adaptar el funcionamiento de la bomba a estas fluctuaciones [5].

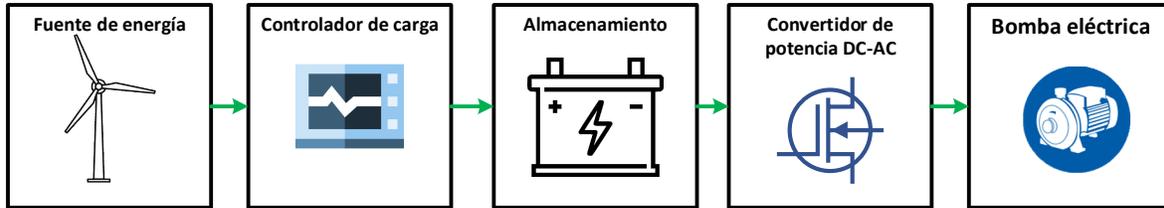


Figura 0.1. Sistema convencional para bombeo con energía eólica.

La implementación de un convertidor de potencia con voltaje de entrada variable, y voltaje y frecuencia regulable y estable a la salida puede dar solución al problema, al gestionar la energía proporcionada por el aerogenerador y controlar el flujo de potencia absorbida por la bomba. Para el diseño de este tipo de convertidores es necesario conocer las características del sistema en el cual operará. A continuación, se describe las características del sistema de bombeo eólico de baja potencia sin un banco de baterías de interés para este trabajo.

Características de un sistema de bombeo eólico de baja potencia en modo isla

Los sistemas eólicos de baja potencia se componen de forma general de tres elementos: un aerogenerador, un convertidor de potencia y una carga (ver figura 0.2). En un sistema de bombeo, una bomba eléctrica es definida como la carga a controlar. El convertidor es el dispositivo encargado de regular la potencia de la bomba, la cual empuja el flujo de agua desde el punto de succión hasta el punto de descarga. En los sistemas convencionales la fuente de energía es estable y permite operar al sistema de bombeo de forma continua. En sistemas de bombeo con fuentes de energías alternas como es la energía eólica la fuente de energía es intermitente, variable e impredecible debido a la naturaleza del viento.

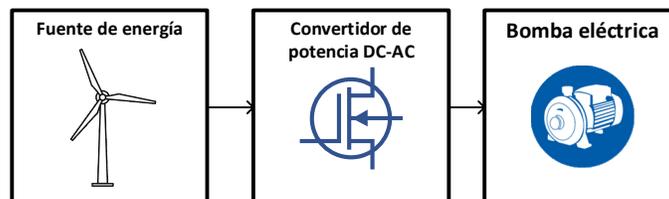


Figura 0.2. Configuración de sistema de bombeo sin banco de baterías

En estos sistemas el convertidor de potencia es el elemento que permite el acoplamiento entre la fuente de energía y la carga. Para un sistema de bombeo eólico el convertidor debe operar bajo las condiciones impuestas por el aerogenerador y la bomba; y garantizar su funcionamiento en diferentes condiciones de operación. A continuación, se analizan las características generales de cada componente.

Características de un aerogenerador de baja potencia

Los aerogeneradores de baja potencia son equipos que convierten la energía cinética del viento a energía eléctrica de una capacidad menor a 100kW [6]. En la figura 0.3 se presentan los elementos que componen un aerogenerador de baja potencia.

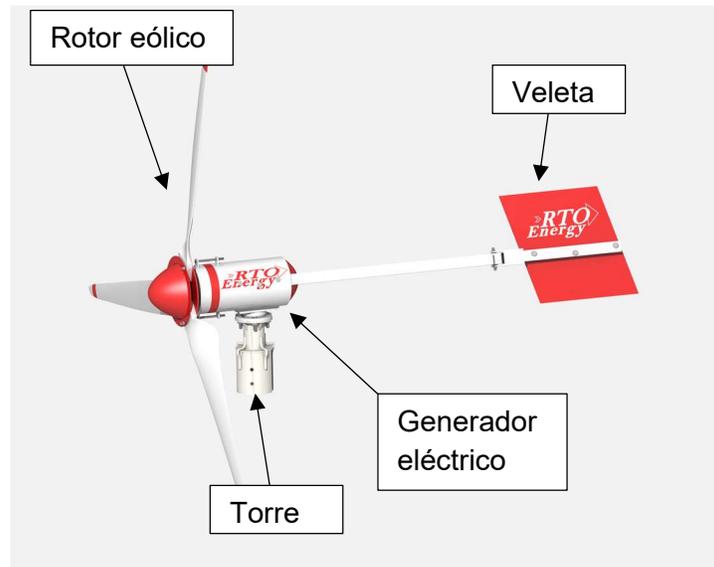


Figura 0.3. Partes de un aerogenerador de baja potencia [7].

Los aerogeneradores están diseñados para operar en un rango específico de velocidades de viento, limitadas por dos velocidades de corte (V_{corte1} y V_{corte2}). Mas allá de estos límites, el aerogenerador debe detenerse para proteger al sistema.

La figura 0.4 muestra la curva de potencia típica de operación de un aerogenerador, se observa tres regiones de operación diferentes. La primera es la región de baja velocidad, que corresponde a una velocidad del viento menor a V_{corte1} , donde el sistema no es capaz de operar.

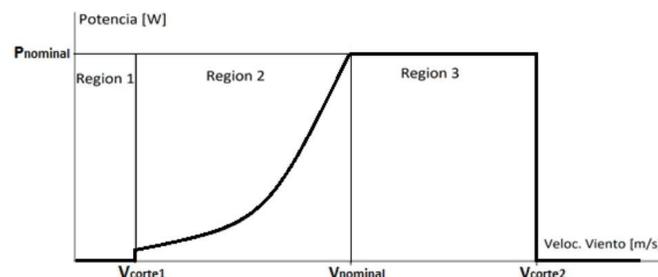


Figura 0.4 Regiones de operación del aerogenerador [8].

La región 2 está limitada por la velocidad de corte 1 (V_{corte1}) a la que el aerogenerador empieza a generar potencia y la velocidad nominal ($V_{nominal}$), a la cual alcanza su potencia nominal.

La región 3 corresponde a una zona de alta velocidad, en esta zona la potencia del generador se regula de modo que el sistema continúe extrayendo energía al viento, pero que no sobrecargue al convertidor de potencia y minimice las cargas dinámicas en el aerogenerador. Para proteger el aerogenerador de una sobrecarga estructural, este debe de frenarse cuando la velocidad del viento se encuentra por encima de la V_{corte2} [8].

En los sistemas de bombeo eólico de baja potencia acoplados directamente, generalmente el convertidor de potencia realiza la tarea de seguidor de punto de máxima potencia, regulación de potencia y freno.

A continuación, se describen los elementos que conforman la carga en un sistema de bombeo eólico.

Bombas eléctricas

Las bombas eléctricas son dispositivos compuestos por dos elementos: un impulsor y el motor eléctrico como se observa en la figura 0.5. El impulsor o bomba hidráulica es un dispositivo mecánico que transforma energía mecánica (torque y velocidad del motor) en hidráulica (caudal) [9].

El motor es la máquina eléctrica que proporciona la energía mecánica al impulsor para su operación. El motor de inducción es el tipo de motor de corriente alterna más utilizado en los sistemas de bombeo debido a su sencillez y robustez [9].

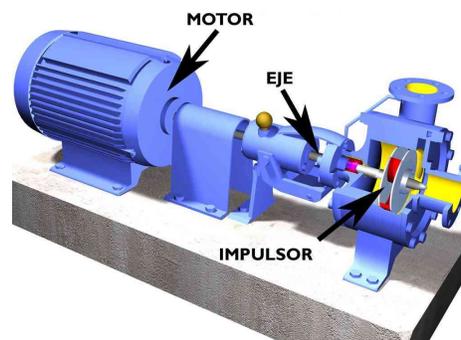


Figura 0.5. Partes de una bomba eléctrica

Las bombas siguen un conjunto general de leyes de afinidad de velocidad. Las leyes de afinidad definen la relación entre velocidad y un conjunto de variables: flujo, presión y potencia. Según las leyes de afinidad, el flujo cambia linealmente con la velocidad del impulsor (ver Figura 0.6a), mientras que la presión es proporcional al cuadrado de la velocidad (ver Figura 0.6b) y la potencia requerida es proporcional al cubo de la velocidad

(ver Figura 0.6c). Lo último es lo más importante, porque si la velocidad cae, la potencia cae por el cubo [9] .

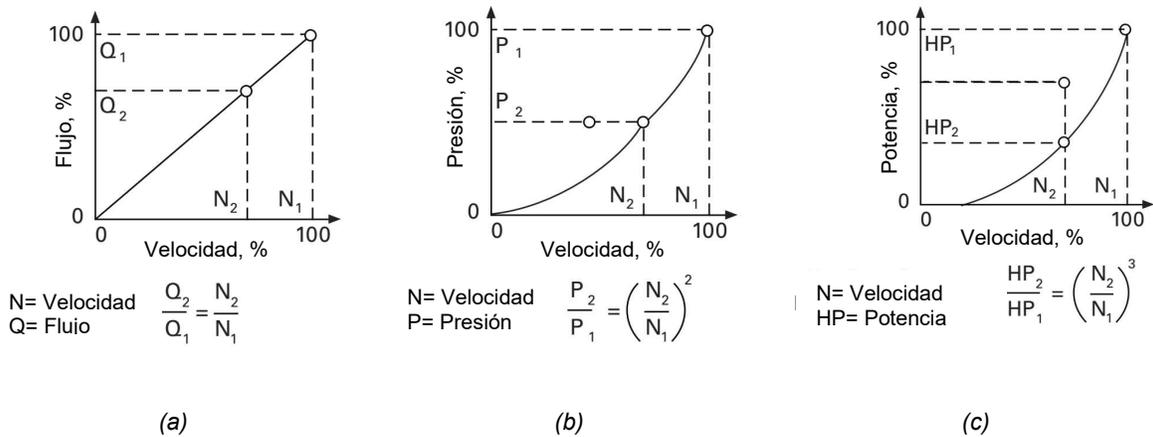


Figura 0.6 Leyes de afinidad- a) Caudal/Velocidad b) Presión/Velocidad c) Potencia/Velocidad [10].

La potencia indicada en las leyes de afinidad se refiere a la potencia absorbida por la bomba. La potencia eléctrica requerida dependerá tanto de la eficiencia del motor y de la eficiencia de la transmisión entre el motor y la bomba, como se puede observar en la Figura 0.7.

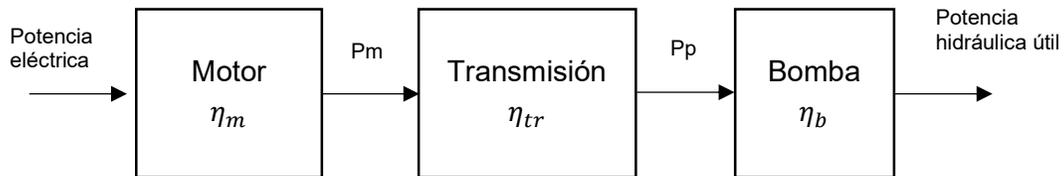


Figura 0.7 Transmisión de potencia de una bomba eléctrica [9].

De lo anterior se deduce que para el control de potencia consumida por la bomba es necesario el control de velocidad del motor que la alimenta. A continuación, se presenta la característica de un motor de inducción y su método de control de velocidad.

Características de un motor de inducción

La máquina asíncrona o de inducción está formada por un estátor y un rotor. En el estátor se coloca normalmente el inductor, alimentado por una red monofásica o trifásica. El rotor es el inducido, y las corrientes que circulan en él aparecen como consecuencia de la interacción con el flujo del estátor. Dependiendo del tipo de rotor, estas máquinas se

clasifican en: a) rotor en jaula de ardilla o en cortocircuito, y b) rotor devanado o con anillos [11].

Al aplicar al estator un conjunto de corrientes estáticas se produce un campo magnético B_s que rota en dirección contraria a las manecillas del reloj. La frecuencia del voltaje aplicado a un motor de inducción determina la velocidad del motor, según la siguiente ecuación [11]:

$$n_{sinc} = \frac{120f_e}{p} \quad (0.1)$$

Donde

f_e = frecuencia del sistema en Hz.

p = número de polos de la máquina.

n_{sinc} = velocidad de sincronismo

De lo anterior se deduce que para cambiar la velocidad del motor es necesario regular la frecuencia con la que alimenta el sistema o modificar el número de polos. Algunos de los métodos de control de velocidad de motores de inducción se describen a continuación:

- El control escalar fundamentado en cambios de frecuencia mientras se mantiene constante la relación V/f .
- El control vectorial por campo orientado (FOC), donde se mantiene constante el flujo de magnetización y se controla la corriente en cuadratura con el campo para ajustar el par del motor en un mecanismo semejante al que se utiliza en las máquinas de corriente continua.
- El control directo de par (DTC), donde se escoge de una tabla el vector de tensión que reduce el error de par y flujo entre unas referencias y los valores estimados de estas variables.
- El control predictivo directo de par (PDTC), similar al anterior pero donde se escoge dentro de las posibles, la tensión que minimiza el error de par y flujo en el siguiente paso de tiempo. Este esquema tiene variantes donde se sintetiza el mejor vector de tensión que hace nulos los errores de par y flujo.

A partir de las características generales del aerogenerador y de las bombas eléctricas se identifica que el convertidor debe operar bajo dos modos de operación. El primer modo de operación corresponde cuando el aerogenerador opera en su segunda zona, en la cual la potencia es variable [8]. En este modo el convertidor debe ser capaz de arrancar la bomba y regular su potencia en función de la potencia disponible, la cual se logra mediante la variación de la velocidad de la flecha del motor de inducción.

El segundo modo de operación corresponde cuando el aerogenerador opera a potencia nominal, en este punto el convertidor debe garantizar el funcionamiento de la bomba en sus parámetros nominales.

Con base a los modos de operación definidos se determinan los parámetros de entrada para el diseño del convertidor de potencia, cuyo principio de funcionamiento se describe a continuación.

Convertidores de potencia eléctrica

Un convertidor de potencia es una red de componentes eléctricos que actúa como una etapa de enlace, adaptación o transformación entre una fuente y una carga. En concreto la tarea de un convertidor de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica suministrando voltajes y corrientes de forma óptima para las cargas [12].

Dependiendo de los requisitos del sistema existen distintos tipos de convertidores ([13]–[15]). Con base a las necesidades del proyecto anteriormente mencionados, los convertidores de potencia DC-AC cubren los requisitos exigidos.

Los convertidores de potencia DC-AC conocidos también como inversores, son dispositivos que cambia o transforma un voltaje de entrada de corriente continua o alterna a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada. En los sistemas eólicos estos dispositivos son utilizados tanto para sistemas aislados o interconectados a la red eléctrica. Dependiendo de la aplicación la forma de la onda entregada por el convertidor puede ser cuadrada, modificada o senoidal. Para ello el dispositivo realiza una secuencia de pasos que le permite producir una señal deseada, en la figura 0.8 se muestra a manera de bloques cada una de las etapas que generalmente contienen los convertidores de potencia en sistemas eólicos [16].

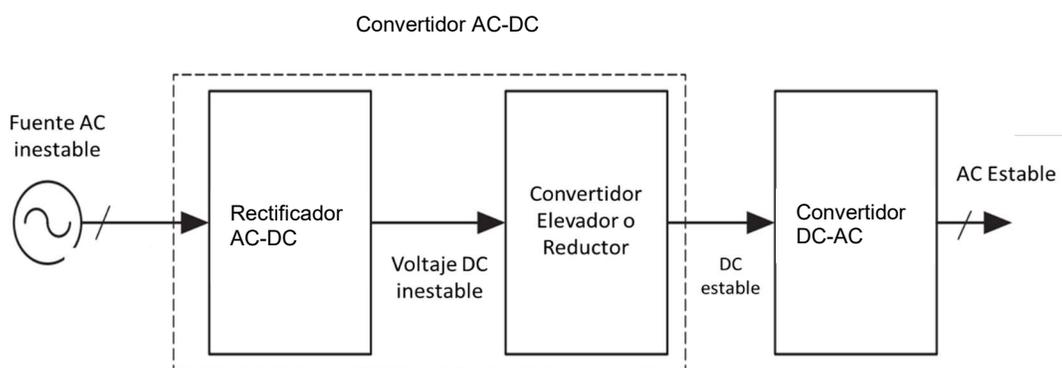


Figura 0.8. Etapas de un convertidor de potencia AC-DC-AC [16].

En el diseño de los convertidores es necesario tomar en cuenta todas las normas vigentes para garantizar su fiabilidad y seguridad en el campo de aplicación. Algunas de las normas vigentes para la validación de convertidores son la norma IEC1741 y la IEEE1547 [17].

Los convertidores de potencia se pueden clasificar según su número de fases entre monofásicos y trifásicos. Y según la fuente de energía se pueden diferenciar entre convertidores en fuente de tensión (VSI), convertidores en fuente corriente (CSI) y convertidores de fuente de impedancia (ISI) [18].

Debido a que los sistemas de bombeo eólicos se pueden encontrar en diferentes niveles de potencia dependiendo de los requerimientos exigidos, las estructuras de los sistemas electrónicos de potencia dependen de ello. Hasta hoy en día existen diversos trabajos relacionados con sistemas de bombeo eólico con acoplamiento directo que se estudiarán a continuación.

Antecedentes

En la literatura, se han propuesto y estudiado diferentes configuraciones de bombeo de agua mediante el uso de la energía eólica. La diferencia entre cada configuración está en la elección del tipo generador (PMSG, DFIG, SEIG ...), el tipo de motor que acciona la bomba (motor de DC o motor de AC), convertidores y estrategias de control. A continuación, se presentan las principales configuraciones reportadas en la literatura.

Uno de estos sistemas consiste en el acoplamiento directo entre el rotor eólico acoplado con un generador de imanes permanentes (PMG) y una bomba, que a su vez consiste en un motor de inducción y una bomba centrífuga. Dentro de estos sistemas destacan los siguientes estudios:

Muljadi y colaboradores (2000) realizaron el estudio y simulación de un sistema de bombeo de agua eólico, que consiste en un rotor eólico con un PMG acoplado eléctricamente con una bomba de agua a través de una configuración de motor-generador. Como resultado de su trabajo se concluye que, con una buena combinación entre generador y bomba, se puede alcanzar una eficiencia general óptima del sistema. En la Figura 0.9 se muestra el diagrama a bloques implementado en este estudio. El sistema evaluado tiene una potencia de 5.5 kW [19].

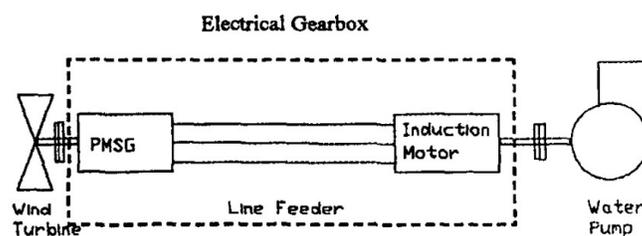


Figura 0.9. Modelo implementado en el estudio de Muljadi [19].

Este sistema es fácil de implementar, pero los procedimientos de operación y las medidas de seguridad deben tenerse en cuenta tanto a bajas como a altas velocidades del viento. Además, debe existir una relación entre la potencia del generador y el motor para aprovechar una amplia gama de velocidades del viento. Si el motor es de tamaño insuficiente, habrá una velocidad angular excesiva en el generador o el sistema definitivamente no funcionará.

Otro tipo de sistema consiste en un generador de inducción autoexcitado (SEIG) que alimenta una bomba como la descrita en el sistema anterior. En este caso, estos sistemas usan un banco de condensadores para producir voltaje de excitación y sistemas de compensación reactiva estática (SVC) para ajustar las variaciones en el flujo de energía. A continuación, se presentan dos casos de estudio:

T. Ouchbel y colaboradores (2014), estudian un sistema de bombeo como se muestra en la Figura 0.10, en su trabajo proponen un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) basado en un convertidor estático SVC [20].

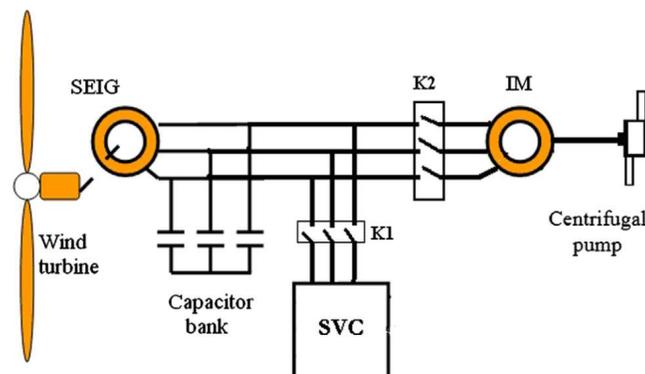


Figura 0.10 Modelo implementado en el estudio de T. Ouchbel [20].

Hamidreza Esmaeilian y colaboradores (2019) presentaron una metodología de diseño para optimizar sistemas de bombeo de agua eólica eléctricos independientes basados en motores de inducción. El sistema emplea un SEIG accionado por un rotor eólico y un motor de inducción que alimenta una bomba de agua. La selección de valores y la configuración adecuada de los condensadores de excitación para este sistema es el factor clave que se realiza mediante un algoritmo de optimización. La metodología comienza con el diseño del sistema hidráulico y la elección de la bomba adecuada. Luego, se determina la relación de la caja de engranajes del rotor eólico, elegido para coordinar las características de la bomba. El objetivo es el funcionamiento del sistema cerca de la potencia máxima de salida del rotor a diferentes velocidades del viento. En la Figura 0.11 se muestra la configuración del sistema estudiado. El autor realiza una simulación del

sistema así como una evaluación experimental con un SEIG de 5.5 kW y un bomba de 3.5 kW [21].

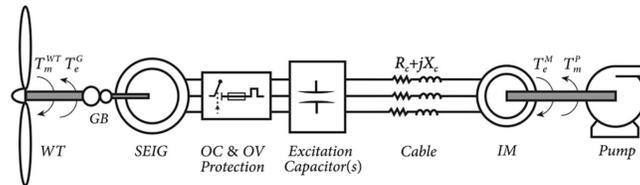


Figura 0.11 Modelo empleado en estudio de Hamidreza [21].

Un tercer tipo de sistemas de bombeo de agua eólicos eléctricos corresponde a los sistemas de corriente continua que utilizan un PMG, un convertidor de AC-DC y bombas de DC de tipo sin escobillas, dentro de este tipo de configuración destacan los siguientes trabajos:

Benzaouia y colaboradores (2018) presentaron el estudio de un sistema de bombeo eólico de agua constituido por un rotor eólico, un generador síncrono de imán permanente, un convertidor de AC-DC, un convertidor DC-DC controlado, un motor de DC de imán permanente y una bomba centrífuga (ver Figura 0.12). Todo el sistema de bombeo de agua eólico eléctrico estudiado fue modelado, diseñado y simulado en el entorno *Matlab/Simulink*. El convertidor que implementaron en el estudio fue un tipo *boost* y la principal característica de su estudio fue la implementación de dos controladores MPPT basados en perturbación y observación y lógica difusa para determinar el algoritmo MPPT apropiado para la regulación de la potencia suministrada a la bomba, en función de la potencia entregada por el generador. En su trabajo no se discute el diseño del convertidor, ni la eficiencia del sistema [22].

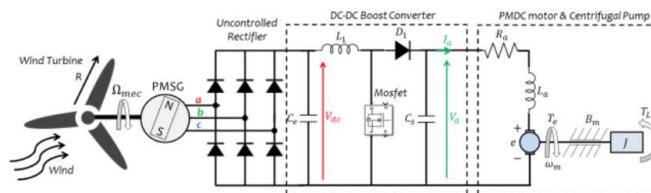


Figura 0.12 Modelo de SBAE propuesto por Benzaouia [22].

Por último, se encuentran los sistemas con convertidores de potencia estáticos. Estos sistemas se han desarrollado para plantas híbridas de energía eólica, que almacenan agua en grandes tanques que utilizan bombeo eólico y generan electricidad en las horas pico. Son adecuados para la acumulación de energía eólica como energía hidroeléctrica en islas y sistemas no interconectados. Pueden proporcionar más de 600 kW con varias unidades de generación eólica, así como unidades de bombeo. De estos sistemas apenas se ha informado sobre el uso de sistemas de bombeo eólicos que requieren poca potencia y utilicen convertidores. Entre los trabajos reportados con sistemas de baja potencia se encuentran los siguientes:

R. Fernández y colaboradores (2003) presentaron el estudio y simulación de un control de modo deslizante (SM) para la optimización de la eficiencia de los sistemas de bombeo eólico. En la Figura 0.13 se muestra el modelo utilizado para estudio del control propuesto. Se distingue la unidad generadora de 3.7kW (rotor eólico y generador síncrono de imanes permanentes) y la unidad de bombeo de 2.98 kW (motor de inducción y bomba centrífuga) acopladas eléctricamente con un rectificador no controlado y un inversor. El inversor es el encargado de regular la potencia de la bomba mediante la regulación de voltaje y frecuencia con base al control diseñado. De acuerdo con el autor a diferencia de los métodos de diseño convencionales basados en conceptos de linealización, la técnica SM permite garantizar la estabilidad global en todo el rango de velocidad del viento. Esta característica es particularmente atractiva en sistemas con fuertes perturbaciones e incertidumbres del modelo. La estrategia de control propuesta permite maximizar el agua bombeada sin medir la velocidad del viento. [23].

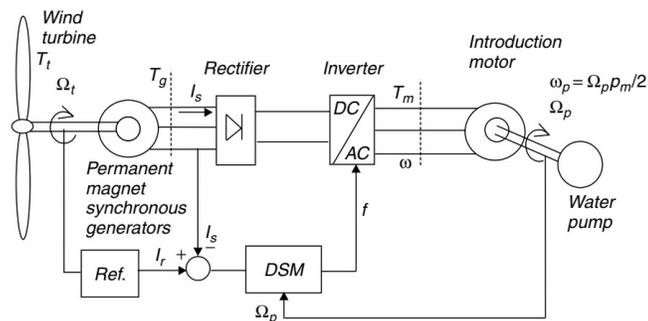


Figura 0.13 Modelo implementado por Fernández [23].

Andrea Busca- Forcos y colaboradores (2014) realizaron el análisis de un sistema de almacenamiento por medio de un sistema eléctrico de bombeo de agua eólico, teniendo en cuenta diferentes órdenes de potencia (MW y kW) que operan en condiciones variables. Su estudio fue un sistema simulado en el entorno Matlab/Simulink. El sistema simulado consiste de un rotor eólico, un generador síncrono, un convertidor, un motor de inducción y una bomba centrífuga. En la Figura 0.14, se muestra el diagrama

implementado para la simulación. Las simulaciones se realizaron para sistemas de 2.2 MW y 2.2 kW.

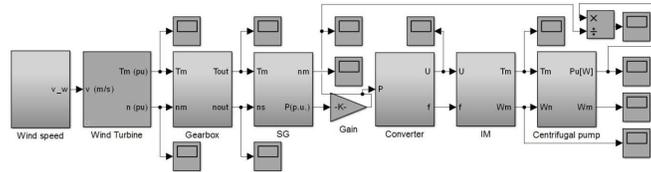


Figura 0.14 Esquema de bloques del sistema simulado por Andreea Busca [24]

La característica de este estudio se encuentra en el control implementado en el convertidor, que se caracteriza por tratar de seguir una relación cúbica entre la potencia entregada por el aerogenerador y la potencia consumida por la bomba (V/Hz^3). Con la cual obtiene un incremento del 10% con respecto al control lineal tradicionalmente implementado (V/Hz) [24].

David Lara y colaboradores (2015) implementaron un convertidor de potencia de accionamiento directo AC-DC-AC para un sistema de bombeo eólico que consta de un generador de imanes permanentes (PMG) de 1.3 kW y una bomba periférica monofásica de 0.74 kW. Implementaron un esquema de control lineal V/f en el convertidor, además de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). La bomba fue accionada a frecuencia variable, alcanzando una velocidad mínima de 0.5 veces la velocidad nominal y la eficiencia de su convertidor de potencia varía entre 70% y 95%.

Planteamiento del problema

Los sistemas de bombeo eólico que operan sin banco de baterías requieren de la regulación entre la potencia suministrada por el aerogenerador y la potencia consumida por la bomba, con la finalidad de garantizar la estabilidad del sistema ante las fluctuaciones presentes cuando el sistema opera en la zona II, y además obtener la mayor cantidad de agua bombeada. En sistemas de bombeo de baja potencia constituidos por un generador de imanes permanentes y una bomba accionada por un motor de inducción, la implementación de convertidores de potencia se puede llevar a cabo mediante la implementación adecuada de los elementos de electrónica de potencia y un sistema de control.

En este trabajo se estudia el diseño, construcción y evaluación de un convertidor con acoplamiento directo con un sistema de bombeo de 1/2 hp de potencia a un voltaje monofásico de 120 V y un aerogenerador de 600 W.

Justificación

Importancia

Este trabajo es importante porque aporta al desarrollo de sistemas eólicos de baja potencia en:

- Reducción de la complejidad del sistema.
- Reducción de los requerimientos de mantenimiento y costo.
- Desarrollo de convertidores que garanticen la mayor eficiencia en la conversión de la energía y la versatilidad de operación e implementación.

Pertinencia

El trabajo tiene vinculación directa con el sector agrícola, ganadero y en poblaciones de zonas rurales donde sea necesario el bombeo de agua y la disponibilidad de la red eléctrica es limitada. Con este trabajo se pretende proporcionar una opción accesible para suministrar el agua requerida para el desarrollo de sus actividades.

Hipótesis

El diseño de un convertidor de potencia con acoplamiento directo, en conjunto de un algoritmo basado en control escalar V/f permitirá operar al sistema de bombeo en las diferentes zonas de operación del aerogenerador y bajo las diferentes condiciones de operación de la carga.

Objetivo general y específicos

General

Diseñar, construir y evaluar un convertidor de potencia para un sistema de bombeo de agua acoplado directamente a un sistema eólico de baja potencia.

Objetivos específicos

1. Diseñar y simular un convertidor de potencia CD-CA.
2. Construir el convertidor de potencia.
3. Evaluar el convertidor de potencia.

Estructura del documento

La tesis presentada esta organizada en 4 capítulos:

En el capítulo 1, se presenta el marco teórico necesario para el diseño del convertidor de potencia DC-AC. Se discuten los parámetros de rendimiento exigidos para un convertidor, así como la topología en puente completo y sus requisitos de operación.

El capítulo 2 se desarrolla la metodología implementada para el desarrollo del proyecto. Se describen los criterios para el diseño, construcción y evaluación.

El capítulo 3, presenta el desarrollo del diseño de las etapas que componen al convertidor. Se presentan las simulaciones que validan el control del sistema.

En el capítulo 4 se presenta el convertidor construido y los resultados de las evaluaciones a las que se sometió. Por último, se presentan las conclusiones del trabajo realizado.

Capítulo 1 Fundamentos teóricos

1.1. Introducción

El diseño de un convertidor de potencia es un tema interdisciplinario y en su diseño debe abordarse a los dispositivos de semiconductores de potencia, incluida su física, características, requisitos de accionamiento y su protección para una utilización óptima de sus capacidades. Además, se debe considerar las topologías de convertidor de potencia y estrategias de control para obtener la salida deseada y al mismo tiempo se pueda garantizar la calidad de las formas de onda generadas y brindar la mayor eficiencia posible.

En este capítulo se estudian los conceptos necesarios para el desarrollo del convertidor de potencia. A continuación, se presenta una descripción de las secciones del capítulo:

En la sección 1.2 se presentan los parámetros de rendimiento con los que se evalúa la calidad de un convertidor.

En la sección 1.3 se presentan las diferentes topologías de convertidores, resaltando la configuración en puente completo. Se establecen las ventajas e inconvenientes de cada una de estas topologías.

En la sección 1.4 se introducen conceptos básicos de la modulación en ancho de pulso y se describen dos tipos de modulación (bipolar y unipolar), y se resaltan sus ventajas y desventajas.

En la sección 1.5 se expone la necesidad de tomar en cuenta la conmutación de operación de los semiconductores de potencia y se discute la necesidad de la inclusión de tiempos muertos.

En la sección 1.6 se presenta las características necesarias para el control de la bomba del sistema de bombeo.

1.2. Parámetros de rendimiento del convertidor de potencia

Para describir las características de los convertidores de potencia, se aplican varios parámetros de medición. Estos conceptos importantes son el factor de potencia (PF), la eficiencia del sistema (η) y la distorsión armónica total (THD). Estos conceptos y otros importantes se presentan a continuación.

Calidad de la forma de onda a la salida

En un convertidor DC-AC de onda pura, la forma de onda debe ser senoidal y tan clara y pura como sea posible (Figura 1.1). Existen diferentes factores que afectan la forma de onda, siendo el rendimiento de los componentes del circuito y las características del control implementado las más importantes [25].

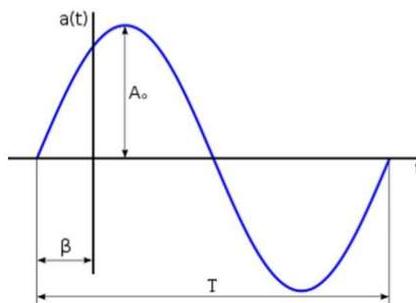


Figura 1.1: La señal CA senoidal [25]

La onda senoidal se describe matemáticamente en función del tiempo (t) como:

$$v(t) = V_{PK} \text{sen}(2\pi ft) \quad (1.1)$$

Donde V_{pk} es el voltaje pico máximo de la señal y la longitud del ciclo (en segundos) se llama periodo y se representa mediante el símbolo T . La frecuencia (f), es el recíproco del periodo y su unidad de medida es en Hertz, la cual es equivalente a ciclos por segundo.

Distorsión armónica total

Una forma de onda AC periódica generalmente posee varios armónicos de orden. Dado que el valor instantáneo se repite periódicamente en la frecuencia fundamental f (o $\omega = 2\pi f$), el espectro correspondiente en el dominio de la frecuencia consiste en picos discretos en las frecuencias nf (o $n\omega = 2n\pi f$), donde $n = 1, 2, 3, \dots$

El componente de primer orden ($n = 1$) corresponde al componente fundamental V_1 . La distorsión armónica total (THD) se define por la relación de la suma de todos los armónicos de orden superior sobre el armónico fundamental V_1 (ecuación (1.2):

$$THD = \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (1.2)$$

donde todos V_n ($n = 1, 2, 3, \dots \infty$) son los valores rms correspondientes[26].

Valor efectivo del voltaje

El valor efectivo de un voltaje (V_{eff}) o corriente también se conoce como el valor cuadrático medio (RMS). El valor efectivo de una forma de onda de voltaje periódico se basa en la potencia promedio entregada a una resistencia. Para un voltaje periódico a través de una resistencia, el voltaje efectivo se define como el voltaje que es tan efectivo como el voltaje de DC en el suministro de energía promedio [26].

$$V_{eff} = V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (1.3)$$

Potencia

Potencia es la razón a la que la energía fluye de un circuito a otro. Para voltajes y corrientes directas la potencia es simplemente el voltaje multiplicado por la corriente y su unidad es el Watt [27]

$$P = V * I \quad (1.4)$$

La potencia instantánea se define como el producto de multiplicar la corriente instantánea y el voltaje instantáneo:

$$P(t) = v(t) * i(t) \quad (1.5)$$

La potencia promedio es determinada al tomar la potencia instantánea y promediarla en un periodo completo de la onda.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \int_0^T v(t) * i(t) dt \quad (1.6)$$

La potencia disipada por un resistor que se le aplica un voltaje de AC está dada por:

$$P = V_{RMS} * I_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = I_{RMS}^2 * R \quad (1.7)$$

Esta relación se cumple para cualquier forma de onda siempre y cuando el valor RMS de voltaje y corriente sea usado [27]

Potencia activa

La potencia activa está asociada con el trabajo (que en circuitos eléctricos equivale a la consumida por la resistencia). Corresponde al valor medio de la potencia instantánea y se expresa como [15]:

$$P = V_{RMS} * I_{RMS} * \cos \theta \quad (1.8)$$

Siendo θ el ángulo de desfase entre la corriente y la tensión.

Potencia reactiva

La potencia reactiva está asociada a la magnetización o polarización de los materiales en el caso de sistemas con señales senoidales de una única frecuencia [28].

Para una onda senoidal la potencia reactiva está definida como:

$$Q = V_{RMS} * I_{RMS} * \sin \theta \quad (1.9)$$

Potencia aparente

Potencia aparente (S), es la potencia total consumida por la carga y es el producto de los valores eficaces de tensión e intensidad. Su unidad de medida es el volt-amper (VA). Se calcula como [28]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = V_{RMS} * I_{RMS} \quad (1.10)$$

Factor de potencia

El factor de potencia se define como el cociente de la relación de la potencia activa entre la potencia aparente; esto es:

$$PS = \frac{P}{S} \quad (1.11)$$

El factor de potencia es un término utilizado para describir la cantidad de energía eléctrica que se ha convertido en trabajo.

El valor ideal del factor de potencia es 1, esto indica que toda la energía consumida por los aparatos ha sido transformada en trabajo. Por el contrario, un factor de potencia menor a la unidad significa un mayor consumo de energía necesaria para producir un trabajo útil [28].

Eficiencia

La conversión de energía debe garantizar la utilización óptima. Este requisito puede determinarse midiendo la eficiencia del sistema. La eficiencia se define como la relación entre la potencia de salida y de entrada (ecuación (1.12) [28].

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (1.12)$$

Donde:

P_o = Potencia de salida (W)

P_{in} = Potencia de entrada (W)

1.3. Topología del convertidor DC-AC

Las topologías tradicionales para los convertidores de voltaje monofásicos son medio puente y puente completo (figura 1.2). El convertidor se compone de condensadores, interruptores y diodos, donde una matriz de dos interruptores se denomina "rama del convertidor". En la topología de puente completo, S_{1+} y S_{1-} conforman la rama A; y S_{2+} y S_{2-} , la rama B. Los condensadores requeridos para proporcionar un punto neutral N son grandes, de modo que cada condensador mantiene un voltaje constante [29].

El convertidor de medio puente se utiliza para requisitos de potencia media, hasta aproximadamente 500 W y el voltaje en los interruptores está limitada a la mitad del voltaje de entrada DC. El convertidor de puente completo es a menudo el circuito elegido para aplicaciones de alta potencia, hasta aproximadamente 2000 W. La tensión de voltaje en los transistores se limita al voltaje de entrada [26].

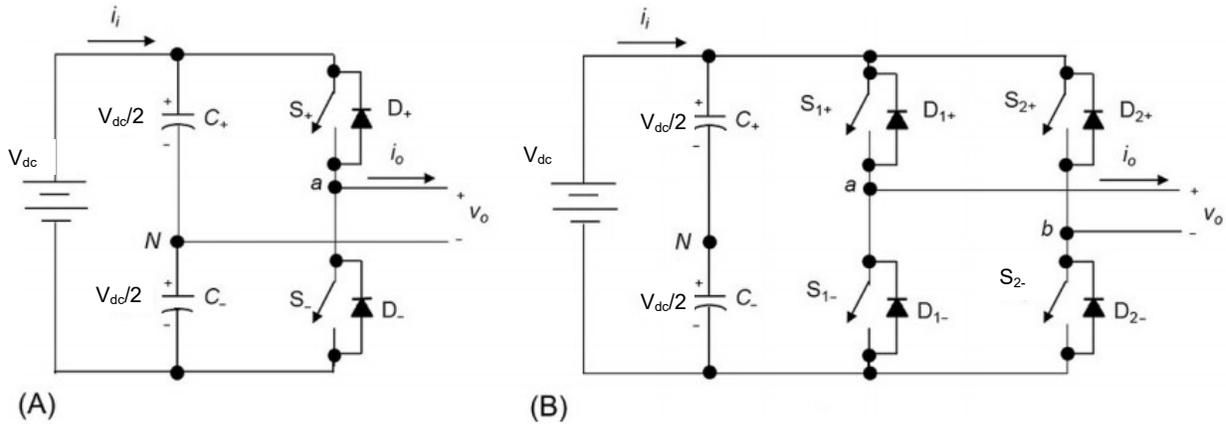


Figura 1.2: Topologías de convertidores: (A) medio puente y (B) puente completo [18].

1.3.1. Operación del convertidor en topología en puente completo.

Obtener un voltaje AC en la salida del convertidor (V_o) en puente completo (figura 1.2 b) requiere del control de conmutación de cada uno de los interruptores que lo componen, para ello es necesario el cumplimiento de las siguientes reglas:

1. Los interruptores de la misma rama no pueden encenderse simultáneamente, porque se produciría un cortocircuito a través de la fuente de tensión.
2. Se debe colocar un diodo en antiparalelo a cada interruptor, a fin de proporcionar una ruta de corriente para cargas inductivas. Si el interruptor comercial incluye este diodo, entonces el circuito ya está completo.
3. En la implementación práctica, se debe considerar un tiempo muerto, también conocido como tiempo de cegamiento, en las señales de control de los interruptores de cada rama, para evitar la infracción de la regla 1.

En el convertidor de puente completo hay cuatro estados de conmutación definidos (estados 1-4) y dos indefinidos (estado 5-6) como se muestra en la tabla 1.1. Para evitar una condición de voltaje de salida de AC indefinida, el estado 5 y 6 debe usarse solo por el tiempo muerto.

Para controlar la forma de onda deseada a la salida del convertidor se implementan técnicas de modulación de ancho de pulso. Estas técnicas permiten además el control del voltaje y frecuencia de salida.

Tabla 1.1: Estados de conmutación para un convertidor monofásico de puente completo [29].

Estados interruptores	Estado	V_{aN}	V_{bN}	V_o	Componente en conducción
Encendidos: S_{1+} y S_{2-} Apagados: S_{1-} y S_{2+}	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	V_{dc}	S_{1-} y S_{2-} Sí $i_o > 0$ D_{1+} y D_{2-} Sí $i_o < 0$
Encendidos: S_{1-} y S_{2+} Apagados: S_{1+} y S_{2-}	2	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	D_{1-} y D_{2+} Sí $i_o < 0$ S_{1-} y S_{2+} Sí $i_o > 0$
Encendidos: S_{1+} y S_{2+} Apagados: S_{1-} y S_{2-}	3	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	S_{1+} y D_{2+} Sí $i_o > 0$ D_{1+} y S_{2+} Sí $i_o < 0$
Encendidos: S_{1-} y S_{2-} Apagados: S_{1+} y S_{2+}	4	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	D_{1-} y S_{2-} Sí $i_o > 0$ S_{1-} y D_{2-} Sí $i_o < 0$
Encendidos: S_{1-} y S_{1+}	5	$-V_{dc}/2$ $V_{dc}/2$		Depende de S_{2-} y S_{2+}	D_{1-} Sí $i_o > 0$ D_{1+} Sí $i_o < 0$
Encendidos: S_{2-} y S_{2+}	6		$V_{dc}/2$ $-V_{dc}/2$	Depende de S_{1-} y S_{1+}	D_{2-} Sí $i_o > 0$ D_{2+} Sí $i_o < 0$

1.4. Técnicas de modulación de ancho de pulso

En muchas aplicaciones industriales, el control del voltaje de salida de los convertidores es necesario para hacer frente a las variaciones del voltaje de entrada o para regular el voltaje de los inversores y satisfacer los requisitos de regulación de voltaje y frecuencia [30].

Existen diversas técnicas para lograr el control del convertidor. El método más eficiente para controlar es incorporar el control PWM dentro de ellos. Las técnicas comúnmente utilizadas son [30]:

1. Modulación de ancho de pulso único
2. Modulación de ancho de pulso múltiple
3. Modulación de ancho de pulso senoidal
4. Modulación de ancho de pulso senoidal modificada
5. Control de desplazamiento de fase

Dentro de las técnicas mencionadas, la modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) nos permite obtener una señal senoidal pura a la salida, esta señal sin filtro tendrá un THD relativamente alto, pero los armónicos estarán a frecuencias mucho más altas que una onda cuadrada, lo que facilitará el filtrado. Por otro lado, las desventajas incluyen circuitos de control más complejos para los interruptores y mayores pérdidas debido a la conmutación más frecuente [26].

La modulación SPWM senoidal proporciona las señales de control para los conmutadores mediante la comparación de dos o más señales. Normalmente se requiere de una señal de referencia, a veces llamada señal de modulación o control, que es una onda senoidal

en este caso y una señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación.

Dos de las técnicas de modulación SPWM con mayor implementación son la modulación bipolar y unipolar. Antes de describir el modo de operación de cada una es necesario definir dos conceptos básicos importantes: el índice de modulación en amplitud y el índice de modulación en frecuencia.

Índice de modulación en amplitud:

La relación de modulación de amplitud m_a se define como la relación de las amplitudes de las señales de referencia y portadora:

$$m_a = \frac{V_{\text{sine}}}{V_{\text{tri}}} \quad (1.13)$$

Donde: V_{sine} = Amplitud de la señal de referencia (moduladora) y V_{tri} es la amplitud de la señal portadora.

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la salida (voltaje) es linealmente proporcional a m_a . Es decir,

$$V_o = m_a V_{dc} \quad (1.14)$$

La amplitud de la frecuencia fundamental de la salida PWM es controlada por m_a . Esto es significativo en el caso de un voltaje de suministro de DC no regulado, porque el valor de m_a se puede ajustar para compensar las variaciones en el voltaje de suministro de DC, produciendo una salida de amplitud constante. Alternativamente, se puede variar m_a para cambiar la amplitud de la salida a algún valor deseado.

La Figura 1.3 muestra el valor de pico del primer armónico de tensión de salida (V_p)¹ normalizado a la tensión del bus DC (V_{dc}), en relación con el índice de modulación en amplitud m_a para una topología de puente completo, según el valor de m_a se pueden distinguir tres zonas de modulación [26]:

Caso 1: $0 < m_a \leq 1$ zona lineal en la que el ancho de los pulsos aumenta a medida que lo hace la amplitud de referencia,

Caso 2: $1 < m_a < 3.54$ Sobre modulación en la que dos o más pulsos se unen formando un único pulso

Caso 3: $m_a \geq 3.54$ Onda cuadrada en la que únicamente hay un pulso por semiciclo.

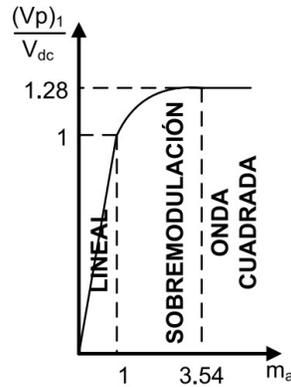


Figura 1.3. Zonas de modulación de un convertidor puente completo [31]

Índice de modulación en frecuencia:

La ecuación (1.15) define a m_f como la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal moduladora.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sine}} \quad (1.15)$$

Donde: f_{sine} = frecuencia de la señal de referencia(moduladora) y f_{tri} es la frecuencia de la señal portadora.

La serie de Fourier del voltaje de salida PWM tiene una frecuencia fundamental que es igual a la señal de referencia. Existen frecuencias armónicas en y alrededor de múltiplos de la frecuencia de conmutación. Las magnitudes de algunos armónicos son bastante grandes, a veces más grandes que las fundamentales. Sin embargo, debido a que estos armónicos se encuentran en frecuencias altas, un simple filtro de paso bajo puede ser bastante efectivo para eliminarlos.

Normalmente, en accionamientos eléctricos de velocidad variable, f_{sine} varía en función de la velocidad deseada, mientras f_{tri} se mantiene constante. Esto implica que m_f es variable. Un alto m_f permite obtener gran número de pulsos por periodo de la onda fundamental, ubicando a los armónicos indeseables en frecuencias altas y asegurando que su presencia no afecte considerablemente el comportamiento fundamental de la máquina; adicionalmente, al ubicar estos armónicos en altas frecuencias se facilita el diseño de los circuitos encargados de filtrarlos. Por otro lado, un alto índice de frecuencias genera gran cantidad de conmutaciones de los dispositivos semiconductores por periodo fundamental incrementando las pérdidas por conmutación. Por lo tanto, el valor que pueda tomar m_f debe ser seleccionado cuidadosamente de acuerdo a la aplicación específica [32].

1.4.1 Técnica de modulación bipolar.

En la Figura 1.4 se ilustra el principio de operación de la técnica de modulación de ancho de pulso bipolar senoidal. La Figura 1.4a muestra la señal de referencia senoidal (v_{sine}) y la señal portadora triangular (v_{tri}). Cuando el valor instantáneo de la referencia senoidal es mayor que la portadora triangular, la salida está en V_{dc} , y cuando la referencia es menor que la portadora, la salida está en $-V_{dc}$:

$$v_o = +V_{dc} \quad v_{sine} > v_{tri} \quad (1.16)$$

$$v_o = -V_{dc} \quad v_{sine} < v_{tri}$$

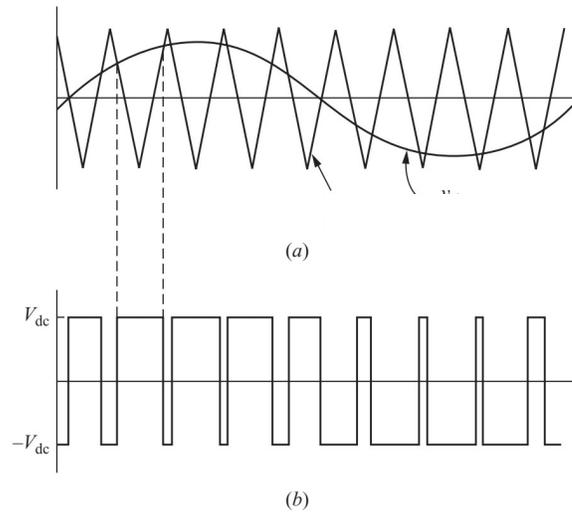


Figura 1.4. Modulación de ancho de pulso bipolar. (a) Señal de referencia senoidal y portadora triangular; (b) La salida es $+V_{dc}$ cuando $v_{sine} > v_{tri}$ y $-V_{dc}$ cuando $v_{sine} < v_{tri}$ [26]

Esta versión de PWM es bipolar porque la tensión de salida oscila continuamente entre su valor positivo ($+V_{dc}$) y su valor negativo ($-V_{dc}$). Para implementar este esquema de conmutación bipolar utilizando el convertidor de puente completo de la Figura 1.2b, las señales de control se determinan comparando los valores instantáneos de las señales de referencia y portadora, de modo que:

$$S_{1+} \text{ y } S_{2-} \text{ están encendidos cuando } v_{sine} > v_{tri} \quad (V_o = +V_{dc})$$

$$S_{1-} \text{ y } S_{2+} \text{ están encendidos cuando } v_{sine} < v_{tri} \quad (V_o = -V_{dc})$$

En la Tabla 1.2 se muestra el conjunto de valores que pueden tomar los interruptores en la modulación bipolar.

Tabla 1.2. Posibles valores de conducción en la modulación bipolar

S_{1+}	S_{2+}	S_{2-}	S_{1-}	V_a	V_b	V_{ab}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$

En la figura 1.5 se presenta el contenido de armónicos de la señal de salida a un $m_a = 1$. La característica principal de esta técnica de modulación es que los primeros armónicos aparecen a la frecuencia de conmutación.

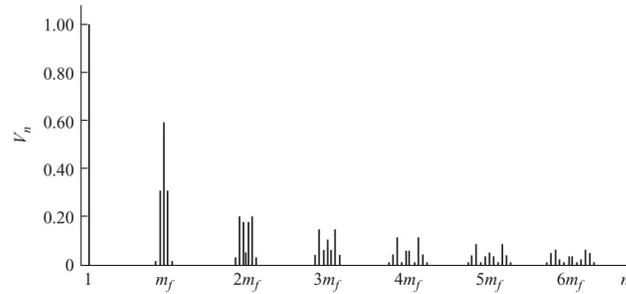


Figura 1.5. Contenido armónico normalizado para la modulación bipolar con $m_a = 1$ [26].

1.4.2 Técnica de modulación unipolar.

En un esquema de conmutación unipolar para la modulación de ancho de pulso, la salida se conmuta de $+V_{dc}$ a 0 y de $-V_{dc}$ a 0, en lugar de $+V_{dc}$ a $-V_{dc}$ como en la conmutación bipolar (ver Figura 1.6c). Mientras que en la modulación bipolar el control de los cuatro interruptores dependía de una sola señal de referencia, en la modulación unipolar se implementan dos señales de referencia para controlar por separado cada rama del puente completo (ver Figura 1.6a). Ambas ramas comparten señal portadora, pero a una rama se le aplica la señal de control con un cierto desfase respecto a la otra. Al igual que el esquema de conmutación bipolar utilizando el inversor de puente completo, las señales de control se determinan comparando los valores instantáneos de las señales de las dos señales de referencias y la portadora, de modo que:

$$S_{1+} \text{ está encendido cuando } V_{sine} > V_{tri}$$

$$S_{2-} \text{ está encendido cuando } -V_{sine} < V_{tri}$$

$$S_{2+} \text{ está encendido cuando } -V_{sine} > V_{tri}$$

$$S_{1-} \text{ está encendido cuando } V_{sine} < V_{tri}$$

La tabla 1.3 se muestra el conjunto de valores que pueden tomar los interruptores en la modulación unipolar. Los pares de interruptores (S_{1+}, S_{2-}) y (S_{2+}, S_{1-}) son complementarios, cuando un interruptor en una rama está cerrado el otro está abierto. El voltaje de salida en el convertidor es la diferencia entre los voltajes de la rama A y B:

$$V_o = V_{ab} = V_a - V_b \quad (1.17)$$

Tabla 1.3: Posibles valores de conducción en modulación unipolar.

S_{1+}	S_{2+}	S_{2-}	S_{1-}	V_a	V_b	V_{ab}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0
0	0	1	1	0	0	0

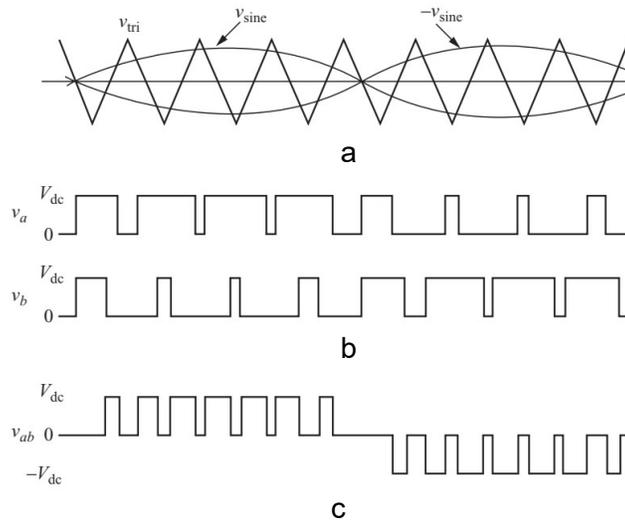


Figura 1.6 . Modulación de ancho de pulso unipolar. (a) Señales de referencia y portadora; (b) Voltajes de las ramas A y B, (c) Voltaje de salida del convertidor [26].

En la Figura 1.7 se presenta el contenido de armónicos de la señal unipolar a un $m_a=1$. La característica principal de esta técnica de modulación es que los primeros armónicos aparecen a dos veces a la frecuencia de conmutación (f_{tri}) y múltiplos de ella.

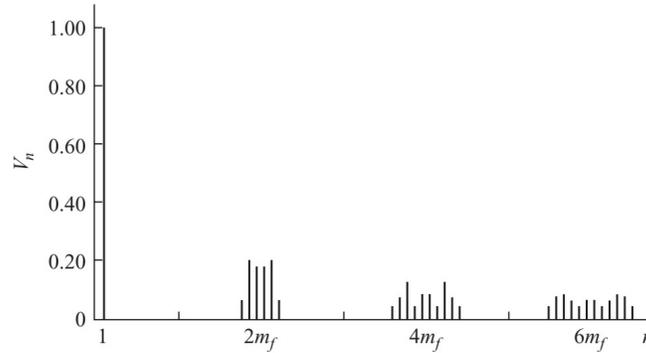


Figura 1.7 Contenido armónico normalizado para la modulación unipolar con $m_a = 1$ [26].

1.4.3 Técnica de modulación unipolar modificada

A continuación, se presenta un esquema de modulación PWM unipolar modificado, que es similar al esquema tradicional de PWM unipolar. Salvo algunas variaciones durante la conmutación de las dos ramas del puente completo. En este esquema de modulación las dos ramas del puente completo del convertidor monofásico se conmutan a diferentes frecuencias: la rama A conmuta a la frecuencia de la señal portadora, y la rama B conmutada a la frecuencia fundamental de la señal moduladora [26].

La figura 1.8 presenta las señales de conmutación de la modulación unipolar modificada, la principal diferencia con respecto a la unipolar tradicional es que en el esquema modificado se implementa una sola señal moduladora, esta señal moduladora presenta un *offset* en el semiciclo negativo.

Este esquema de conmutación PWM establece una velocidad de conmutación desequilibrada entre las dos ramas del convertidor. Al igual que el esquema tradicional de modulación unipolar, este también genera un voltaje de salida unipolar que cambia entre 0 y + V_{dc} y entre 0 y -V_{dc}. La ventaja de este esquema de modulación es que puede eliminar el ruido EMI de alta frecuencia cuando el tramo B se conmuta a la frecuencia fundamental y al mismo tiempo reduce las pérdidas por conmutación en esa misma rama. [33].

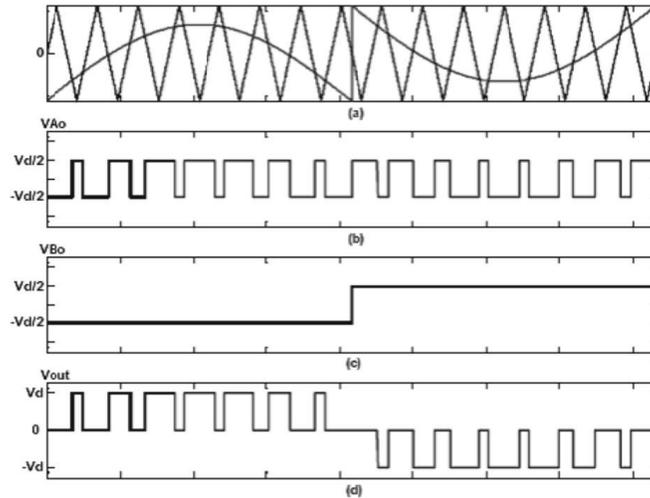


Figura 1.8. Esquema de modulación unipolar modificado [33].

1.4.4 Filtrado de la señal de salida

Los convertidores emplean diferentes filtros de salida para proporcionar la componente fundamental de la señal de salida. En la figura 1.9, se muestran algunos filtros de salida; en todos los casos, se requiere un inductor inmediatamente para la salida del convertidor. En el primero y el último se utilizan para proporcionar una salida de corriente, como en los convertidores conectados a la red. El filtro de segundo orden se usa para la salida de voltaje, como aplicaciones autónomas o controladores de velocidad variable (VFD) [29].

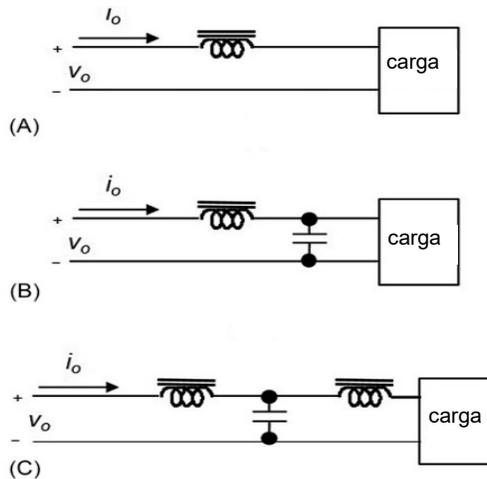


Figura 1.9: Filtros de salida para un VSI: (A) inductor, (B) filtro de segundo orden, y (C) filtro LCL [29]

Hasta este punto se ha estudiado la topología y los requisitos de control para obtener la señal de salida deseada, pero como se ha dicho anteriormente las técnicas de modulación requieren del control de interruptores, por lo cual es necesario conocer su comportamiento para su correcta implementación. A continuación, se estudia a los dispositivos semiconductores, como elemento de conmutación en los convertidores de potencia.

1.5. Dispositivos semiconductores de potencia.

En el proceso de conversión de energía eléctrica de una forma a otra y su control, se utilizan las características de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia [30]. La tecnología moderna de semiconductores ha proporcionado una amplia variedad de interruptores electrónicos que se pueden utilizar para la conversión de energía conmutada. En la figura 1.10 se muestra una clasificación de los semiconductores de potencia, en ella se encuentran ordenados según sus especificaciones máximas de tensión, corriente y frecuencia de conmutación [34] [35].

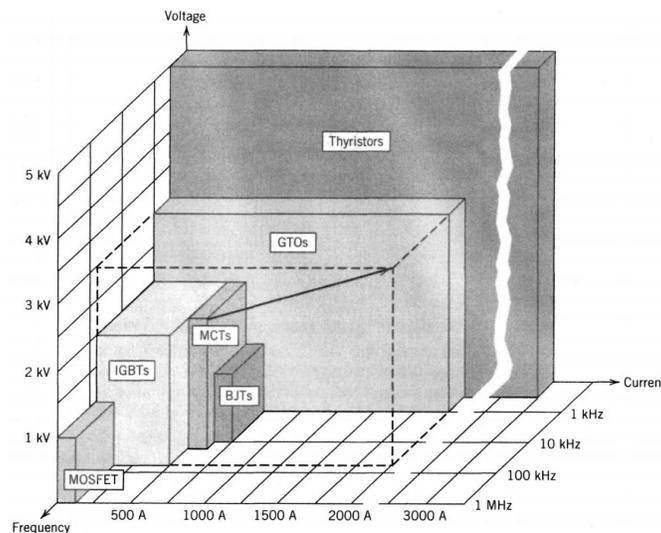


Figura 1.10: Clasificación de interruptores semiconductores de potencia [34].

Aunque existen diversos dispositivos semiconductores de potencia, ninguno de ellos tiene características ideales [30]. Dentro de los semiconductores de potencia destaca el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) que presenta buenas características para su aplicación en convertidores de potencia DC-AC. El IGBT es común en convertidores de aproximadamente 1 a 200 kW o más. Se encuentra casi exclusivamente en aplicaciones de electrónica de potencia. A continuación se describe las principales características de este dispositivo [36].

1.5.1. Características del transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)

Un IGBT combina las ventajas de un transistor de unión bipolar (BJT) y del transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET). Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, al igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como el BJT. Sin embargo, no presenta un problema de ruptura secundaria como ocurre con los BJT [30].

Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menos pérdidas de conmutación y de conducción, en tanto comparte muchas de las características atractivas de los MOSFETS, como la facilidad de excitación de la compuerta, la corriente pico, la capacidad y la resistencia. Un IGBT es inherentemente más rápido que un BJT, sin embargo, la velocidad de conmutación del IGBT es inferior a la de los MOSFET [30].

1.5.2. Estructura básica del IGBT

En la figura 1.11 se presenta una estructura básica de un IGBT. El IGBT tiene tres terminales llamados colector (C), emisor (E) y puerta (G). El terminal de puerta está aislado del resto del semiconductor por medio de una capa de SiO₂. Las uniones P + N + N y P constituyen un BJT parásito. Mediante la aplicación de un voltaje positivo más alto que el umbral entre la puerta y el emisor, se crea el canal N, similar al MOSFET, que proporciona una ruta para una corriente desde el colector al terminal del emisor.

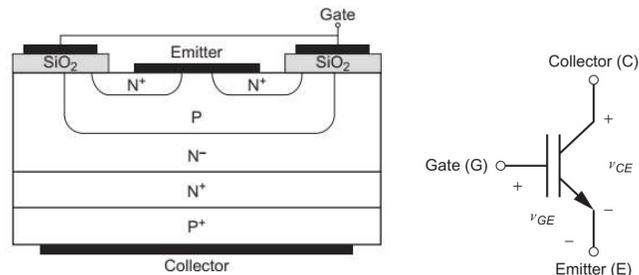


Figura 1.11. a) Estructura básica y símbolo de un IGBT [37]

Como las uniones P + N + están polarizadas hacia adelante, inyecta portadores en la región N, mejorando la conductividad y reduciendo la caída de voltaje a lo largo de esta región. Esta es la diferencia principal entre IGBT y MOSFET. La unión PN bloquea el voltaje inverso cuando el IGBT está apagado. A pesar de que el canal P es posible, no es conveniente para aplicaciones de potencia, ya que su conmutación es más lenta que el canal N [37].

La Figura 1.11 presenta el símbolo para un IGBT de canal N. El símbolo es similar a un BJT, excepto que el terminal de la puerta está aislado del resto del dispositivo. Otros símbolos para IGBT se pueden encontrar en la literatura [37].

1.5.3. Características estáticas del IGBT

La Figura 1.12 presenta la característica estática de un IGBT de canal N. Las curvas son similares a las de BJT, excepto que la variable de control es el voltaje del emisor de la puerta. BV es el voltaje de ruptura del dispositivo semiconductor. Como se puede observar entre mayor sea el voltaje de la puerta, mayor la corriente que circula por el colector [37].

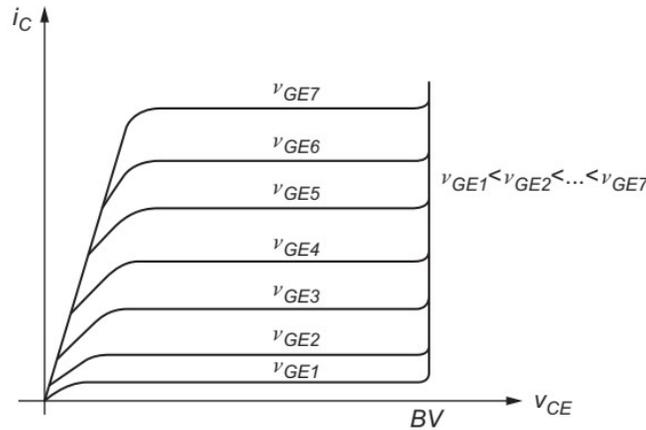


Figura 1.12. Característica estática de un IGBT de canal N [37].

1.5.4. Características de conmutación del IGBT

El proceso de encendido de IGBT es similar al de MOSFET, debido a que el IGBT tiene la terminal de puerta aislada. Sin embargo, el V_{CE} generalmente cae más lento en comparación con un MOSFET con las mismas características. La Figura 1.13 presenta las formas de onda durante el proceso de encendido de un IGBT [37].

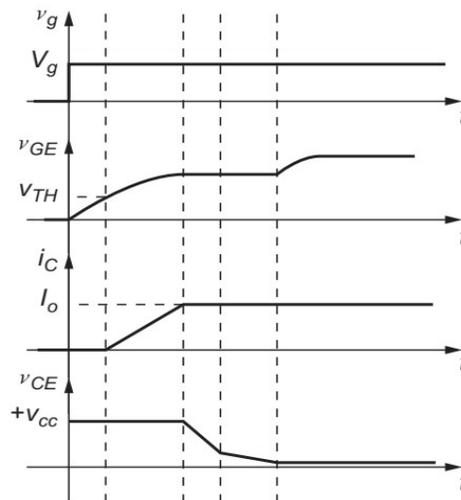


Figura 1.13. Formas de onda durante el proceso de encendido de un IGBT [37].

El proceso de desactivación de IGBT depende de la eliminación de los portadores provenientes de la región P+. Como el IGBT tiene una puerta aislada, dicha eliminación no puede realizarse a través del terminal de la puerta. La solución es la inclusión de la capa N+. Por difusión, las cargas de almacenamiento en la capa N se extinguen, restableciendo la barrera potencial. La Figura 1.13 presenta las formas de onda durante el proceso de apagado de un IGBT.

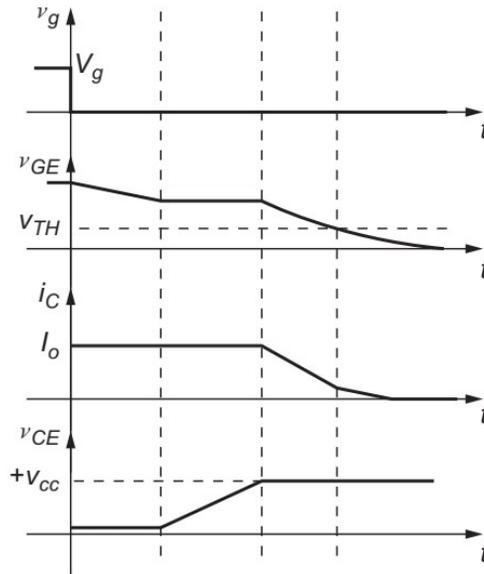


Figura 1.14. Formas de onda durante el proceso de apagado de un IGBT [37].

Como se analizó en esta sección la respuesta del IGBT no es instantánea tanto para el encendido y el apagado del dispositivo, ya que requiere de un tiempo determinado para alcanzar su estado estable después de haber recibido la señal de control. Por lo cual para la selección de IGBT debe tomarse en cuenta tanto sus características estáticas y dinámicas. A continuación, se presentan las consideraciones para el control del dispositivo y las limitaciones de operación.

1.5.5. Control de puerta del IGBT

Los circuitos utilizados para controlar los IGBT se denominan controladores de puerta. Un controlador de compuerta tiene la tarea de proporcionar un voltaje para el control de la compuerta, y no requiere una gran cantidad de corriente. Los requisitos principales para el controlador de la puerta del IGBT son muy similares a los de un dispositivo MOSFET. Sin embargo, los dispositivos IGBT generalmente requieren un voltaje de puerta negativo para apagarse, con la excepción de una clase de dispositivos IGBT diseñados para funcionar con voltaje unipolar [15].

El voltaje de control negativo y la resistencia de puerta apropiada pueden evitar la conducción cruzada. Cuando el IGBT del lado alto se enciende dentro de una rama del convertidor, el voltaje a través del IGBT del lado bajo aumenta con un valor alto (dv/dt). Esto induce una corriente en la puerta del IGBT que puede producir el encendido del dispositivo del lado inferior cerca del bus de DC. Un voltaje de puerta negativo evita esto al proporcionar una ruta diferente para la corriente de la puerta [15].

La Figura 1.15 muestra los requisitos mínimos del circuito controlador de puerta: una fuente de alimentación capaz de garantizar suficiente corriente de puerta, un circuito de activación de puerta y una resistencia de puerta. Se utiliza una resistencia en serie tanto en el encendido como en el apagado, generalmente se implementa con una resistencia pasiva. El diseño avanzado del controlador de puerta requiere diferentes resistencias para el encendido y apagado. El valor de la resistencia de compuerta debe estar dentro del rango de valores sugeridos por el fabricante del IGBT ya que su valor influye en diferentes aspectos del proceso de conmutación. La Figura 1.16 ilustra gráficamente la influencia en la resistencia de compuerta [15].

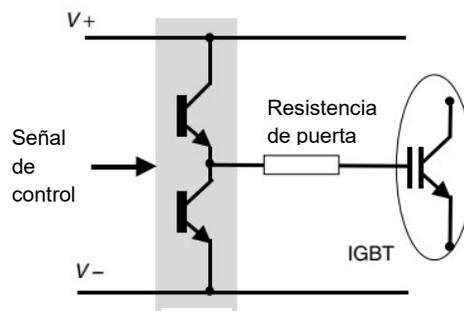


Figura 1.15 Circuito básico de controlador de puerta del IGBT [15].

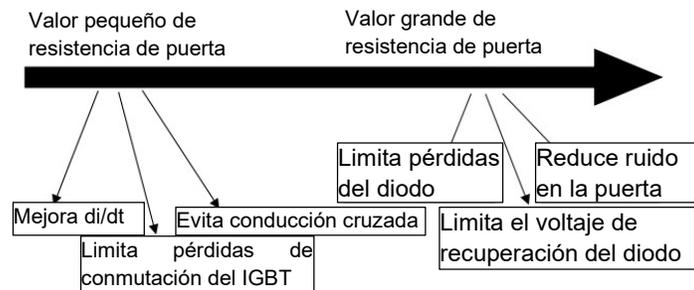


Figura 1.16. Efecto de la resistencia de compuerta [15].

La corriente de la puerta y la potencia requerida del suministro de voltaje dependen de la frecuencia de operación, los voltajes de control de polarización y la carga total de la

puerta. La carga total de la puerta se publica en las hojas de datos de los IGBT dependiendo del voltaje de control de la puerta. La carga de puerta necesaria para la conmutación es muy importante para establecer el rendimiento de conmutación de un IGBT. Cuanto más baja es la carga, más baja es la corriente de accionamiento de puerta necesaria para un tiempo de conmutación dado [15].

1.5.6. Límites de operación

Tiempo muerto

En una conmutación ideal, los dos interruptores de una rama del puente conmutan en el mismo instante, es decir, en el momento en que uno empieza a conducir, el otro deja de hacerlo. Sin embargo, como se mostró en la sección de comportamiento de conmutación, cualquier cambio de estado requiere un intervalo de tiempo finito que debe considerarse en el diseño de los circuitos de control debido a los transitorios de encendido y apagado del dispositivo de potencia. Por ejemplo, si el comando para encender el IGBT del lado bajo llega rápidamente después del comando para apagar el IGBT del lado alto, se produce un cortocircuito a través de ambos dispositivos. Para evitar esto, se introduce un retraso en el control del dispositivo de encendido después de que el otro dispositivo se apaga. Esto proporciona suficiente tiempo para que finalice el proceso de apagado. Durante este intervalo de tiempo muerto, se supone que ambos interruptores están APAGADOS (Figura 1.17) [15].

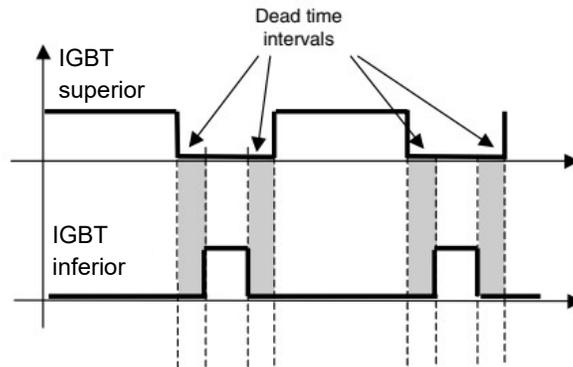


Figura 1.17. Tiempo muerto en una rama [15].

Cuando se utilizan IGBT y no MOSFET, este retraso debe ser mayor debido a la cola de la corriente del colector. Esta cola es producida por las cargas almacenadas en la unión p-n del transistor bipolar. Cuando el canal MOSFET deja de conducir, la corriente de electrones cesa y la corriente de IGBT cae rápidamente al nivel de la corriente de recombinación al inicio de la cola. Los diferentes IGBT modernos están optimizados para

reducir esta corriente de cola al acelerar el tiempo de recombinación con diferentes técnicas. A medida que reducen la ganancia del transistor bipolar, estas técnicas también aumentan la caída de voltaje y las pérdidas de encendido. En consecuencia, existen algunos límites o limitaciones para acelerar el proceso de apagado. El intervalo de corriente de cola no se puede mejorar a través del control de puerta. Finalmente, las características transitorias son peores a temperaturas más altas [15].

La introducción de este retraso en la secuencia de conmutación modifica el ancho de los pulsos aplicados a la carga y su valor promedio. En consecuencia, la forma de onda de la corriente de carga y su espectro armónico también se alteran. Teniendo esto en cuenta, es obligatoria una selección adecuada del intervalo de tiempo muerto. Si el intervalo de tiempo muerto es demasiado corto, el posible cortocircuito puede absorber una gran corriente y el calor producido puede dañar el semiconductor de potencia. Si el tiempo muerto es demasiado largo, las formas de impulso están más comprometidas y la forma de onda de corriente más alterada [15].

1.6. Control de velocidad de un motor de inducción monofásico

En general, la velocidad de los motores de inducción monofásicos se puede controlar de la misma manera que la de los motores de inducción polifásicos [11]. En el caso de los motores con rotores de jaula de ardilla existen diferentes métodos de control como se mencionó anteriormente. Uno de los métodos más implementado es el control de velocidad mediante el cambio en la frecuencia de la línea. A continuación, se describe las características de este método.

1.6.1. Control de velocidad mediante el cambio en la frecuencia de la línea

Si se cambia la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción, la tasa de rotación de sus campos magnéticos n_{sinc} cambiará en proporción directa con el cambio de la frecuencia eléctrica y el punto de vacío sobre la curva de la característica par-velocidad cambiará con ella (véase la Figura 1.18). La velocidad síncrona del motor en condiciones nominales se conoce como velocidad base. Si se utiliza el control de frecuencia variable, se puede ajustar la velocidad del motor por arriba o por debajo de la velocidad base.

Cuando se opera a velocidades menores a la velocidad base es necesario reducir el voltaje en los terminales aplicado al estator para obtener una operación adecuada. El voltaje en los terminales aplicado al estator debe disminuir linealmente con el decremento de la frecuencia del estator. A este proceso se le llama degradación. Si no se lleva a cabo, se saturará el acero en el núcleo del motor de inducción y fluirán corrientes de magnetización excesivas en la máquina [11].

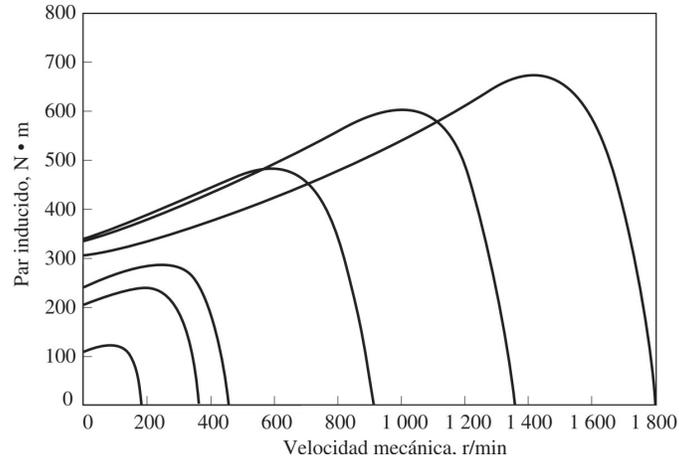


Figura 1.18 Familia de curvas características par-velocidad de velocidades menores a la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea se reduce linealmente con la frecuencia [11].

1.6.2. Efectos de la implementación PWM en motores.

La implementación de las técnicas de modulación para el control de motores presenta ciertos efectos. El cambio rápido de los transistores del convertidor (generalmente $<1 \mu\text{s}$) da como resultado un alto dV/dt , generalmente de 3 a 5 $\text{kV}/\mu\text{s}$, y una posible sobretensión de voltaje en el apagado que puede durar unos pocos microsegundos. La tasa rápida de aumento/caída de voltaje combinada con un alto pico de voltaje en el apagado da como resultado una falla prematura de motores. A continuación, se presenta un breve resumen del efecto de las formas de onda sin filtrar sobre el motor [38].

- Falla prematura del aislamiento debido a una descarga parcial como resultado del voltaje pico, alto dV/dt y alta frecuencia.
- Voltaje del eje del motor que fuerza la corriente al rodamiento del eje, lo que lleva a una falla temprana del rodamiento.
- La capacitancia parásita del motor (entre los devanados y el bastidor conectado a tierra) conduce a un flujo de corriente de tierra causado por un alto dV/dt .
- Alto dV/dt crea una distribución no uniforme del voltaje a través del devanado, con una caída de alto voltaje en las primeras vueltas y fallas consecuentes.
- En un motor grande, es probable que se desarrolle un diferencial de voltaje en el bastidor a pesar de la puesta a tierra protectora del motor.

Para reducir estos efectos, es necesario implementar un filtro a la salida del convertidor. En convertidores de potencia que accionan motores, se permiten valores altos de THD, hasta 20% [39]. Pero la norma IEEE 519 sobre prácticas recomendadas y requisitos para el control de armónicos en sistemas de energía eléctrica, recomienda un valor de THD menor al 5% para minimizar los efectos de los armónicos sobre las cargas.

Capítulo 2 Metodología

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta la metodología implementada para alcanzar el objetivo de este trabajo. La metodología se divide en tres etapas: diseño, construcción y evaluación; cada etapa corresponde al desarrollo de los objetivos específicos planteados.

En la etapa de diseño se establecen los parámetros de diseño con base a las especificaciones del aerogenerador y la bomba eléctrica seleccionada. Se establece la topología seleccionada y las especificaciones del control requeridas. También se establecen las condiciones de la simulación como requisito previo a la construcción del convertidor.

En la metodología para la etapa de construcción del sistema de control y el sistema de potencia se establecen los criterios requeridos. Por último, la etapa de evaluación se describen dos pruebas y condiciones para la caracterización del convertidor de potencia. En la figura 2.1 se presenta una descripción de los pasos realizados en cada una de las etapas del proyecto.

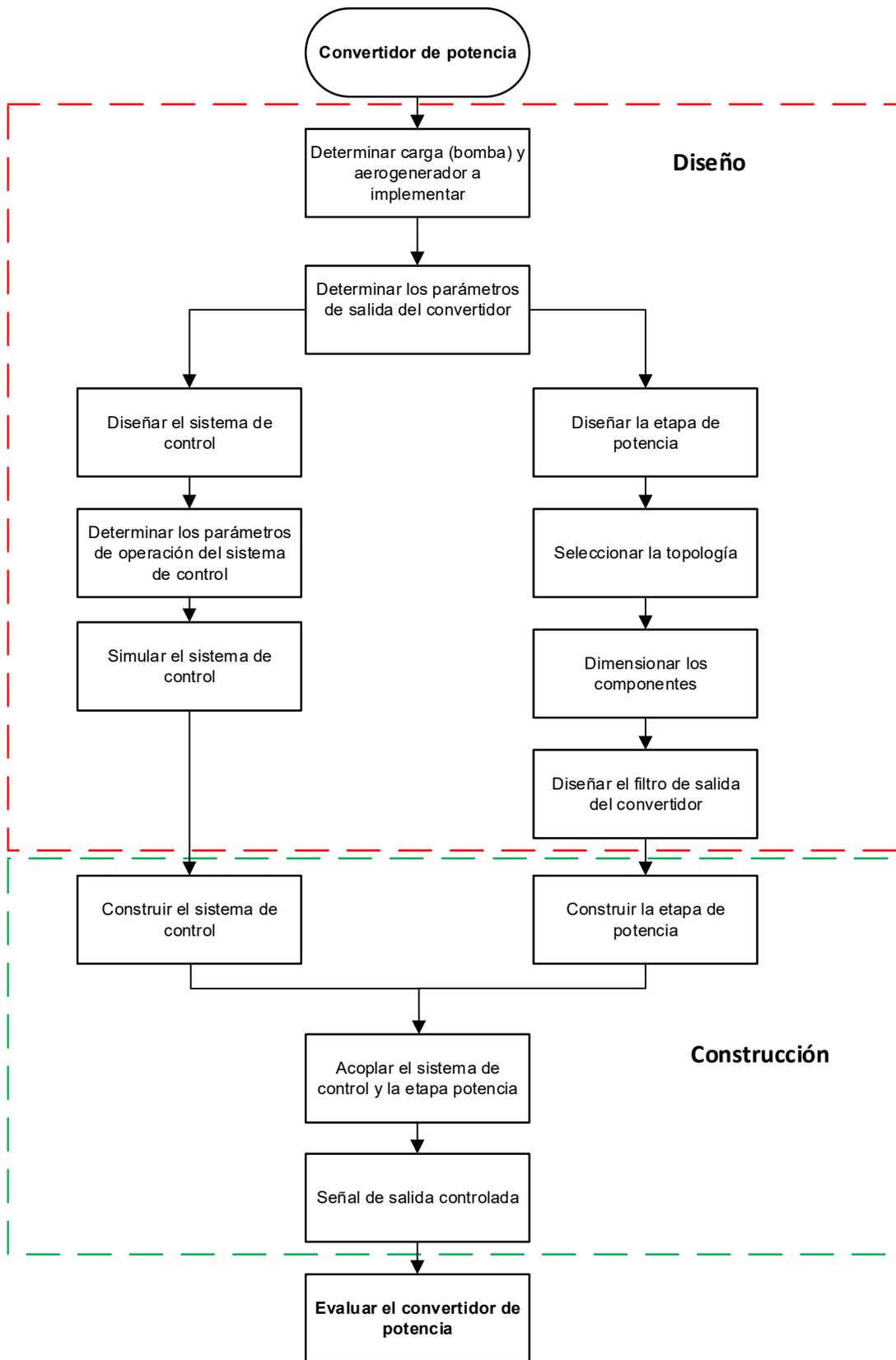


Figura 2.1. Esquema general de la metodología del proyecto.

2.2. Selección de los componentes del sistema de bombeo

El primer paso para el diseño del convertidor es la selección de los elementos con los cuales se acoplará. La bomba seleccionada para el proyecto es el modelo BOAP-1/2 marca Truper, cuya potencia es $\frac{1}{2}$ hp (373 W). Esta bomba cuenta con un motor de inducción monofásico, que opera a un voltaje eficaz de 120 V y una frecuencia de 60 Hz. Este motor de inducción cuenta con un capacitor de arranque permanente.

Como fuente de energía se ha seleccionado al prototipo de aerogenerador modelo RTO600W de la marca RTO Energy de una potencia de salida de 600 W, el cual cuenta con un generador síncrono de imanes permanentes, cuya salida de voltaje nominal es de 180 Vdc.

Los parámetros de salida del convertidor se determinan a partir de los parámetros nominales eléctricos de operación de la bomba y del aerogenerador. Además de los parámetros nominales, es importante conocer el pico de corriente presente en el arranque del motor de la bomba. Las mediciones realizadas a la bomba dieron como resultado una corriente pico de 19 A. En la tabla 2.1 se resumen los parámetros de la bomba eléctrica y en la tabla 2.2 los parámetros del aerogenerador de baja potencia.

Tabla 2.1. Parámetros de la bomba BOAP-12 [40]

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia mecánica	P_{bom}	373	W
Corriente nominal	I_o	5	A
Voltaje eficaz	V_{bom}	120	V
Frecuencia nominal	f	60	Hz
Corriente pico	I_{pk}	19	A

Tabla 2.2. Parámetros del aerogenerador RTO600W

Parámetro	Valor	Unidad
Número de hélices	3	piezas
Revoluciones generador	950	rpm
Número de polos	12	-
Potencia nominal	600	W
Voltaje nominal	180	Vdc
Velocidad de arranque	3	m/s
Velocidad nominal	11	m/s

2.3. Criterios de diseño de la etapa de potencia del convertidor

Con base en los requerimientos de la carga y las características eléctricas del aerogenerador descritos, se determina que la potencia nominal que debe entregar el convertidor a la salida es de 600 W a un voltaje eficaz de 120 V, en la tabla 2.3 se resumen parámetros de potencia requeridos del convertidor. Con base a ello se determina que el diseño del convertidor estará basado en la topología de puente completo por las características y ventajas estudiadas en el capítulo anterior.

Tabla 2.3. Parámetros de potencia para diseño del convertidor

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia nominal	P_{bom}	600	W
Corriente nominal	I_o	5	A
Voltaje eficaz	V_o	120	V
Frecuencia nominal	f	60	Hz
Corriente pico	I_{pk}	19	A

Para el diseño del convertidor de potencia basado en la topología de puente completo es necesario la selección de varios componentes activos y pasivos, entre ellos los transistores y el controlador de accionamiento de puerta juegan un papel importante en el rendimiento del convertidor. A continuación, se determina los criterios para la selección de estos componentes.

2.3.1. Selección de los interruptores

La selección de los transistores se basa en dos criterios: características estáticas y dinámicas. Como se estudió en la sección 1.5, los transistores IGBT presentan características que cubren los requisitos de convertidores de baja potencia como el caso de este proyecto. Para la selección del IGBT se toma en cuenta la tensión que debe bloquear, en este caso corresponde al valor de tensión continua de entrada Vdc. Respecto a corrientes que deben manejar, si la potencia aparente que entrega el convertidor es de $S = 600$ VA, por la carga circulará una corriente eficaz I_{oeff} , pero para la selección del interruptor es necesario conocer la corriente pico la cual se puede calcular con las ecuaciones (2.1) y (2.2)

$$I_{oeff} = \frac{S}{V_{oeff}} \quad (2.1)$$

$$I_{pk} = \sqrt{2} * I_{oeff} \quad (2.2)$$

Donde:

I_{oeff} = Corriente eficaz que circula por la carga.

V_{oeff} = Tensión eficaz de salida.

I_{pk} = Corriente pico.

Además, el interruptor debe soportar los picos de corriente durante el arranque de la bomba y tener un bajo voltaje de saturación para disminuir las caídas de tensión en la salida.

En cuanto a las características dinámicas se consideran: Tiempos de encendido y pagado y la carga total de la puerta. Estas características deben acoplarse al sistema de control que se describirá más adelante.

Otro elemento importante del convertidor es el diodo antiparalelo al transistor, ya que este permitirá el manejo de potencia reactiva debido a la carga inductiva que representa el motor de inducción de la bomba. Para su selección se toma como referencia el mismo voltaje y corriente que manejan los IGBT.

2.3.2. Selección del controlador de puerta del transistor IGBT

El control de los transistores IGBT requiere la implementación de circuitos controladores que proporcione los voltajes y corrientes requeridos por la puerta del transistor, los cuales no pueden ser proporcionados directamente por el circuito de control. Para la selección de este componente se toman en cuenta los siguientes criterios:

- Capacidad de manejar transistores en la parte alta del puente completo, ya que, al no estar referidos a masa, requieren de una fuente flotante para su accionamiento.
- Proporcione la corriente necesaria para la carga de la puerta del transistor.
- Soporte la tensión del convertidor.
- Tiempo de retardo entre la señal de entrada y salida.

Los componentes auxiliares se determinan en función de las características de los transistores y el controlador de puerta seleccionados, y con las recomendaciones proporcionadas por los fabricantes. Además, las características de estos componentes se deben tomar en cuenta en el diseño del sistema de control. A continuación, se describe las características de dicho sistema.

2.4. Características y criterios de diseño de la etapa de control del convertidor

Para el diseño del control del convertidor se toman en cuenta las características de operación del aerogenerador y el método de control de potencia requerida por la carga, además del tipo de señal requerida por la misma.

La carga del sistema es una bomba periférica accionada por un motor de inducción monofásico. Como se describió en la sección 1.6.1, la potencia consumida por la bomba puede ser regulada mediante la variación de velocidad del motor y a su vez el control de velocidad del motor se puede regular mediante el método V/f.

En general el control debe cumplir con los siguientes requisitos:

- Generar una señal senoidal a la salida con un THD menor al 5% para mitigar los efectos la señal SPWM sobre el motor.
- Operar en un rango de 10 Hz a 60 Hz.
- Regular el voltaje de salida.
- Operar en la región dos del generador, en esta región el control debe regular la frecuencia del sistema en función del voltaje disponible.
- Operar en la región tres del aerogenerador. En esta región el convertidor debe operar a potencia nominal de la carga y debe ser capaz de regular la potencia suministrada en caso de ser necesario.

Técnica de modulación implementada

La técnica de modulación seleccionada para el convertidor es la unipolar modificada, debido a que nos permite generar una señal senoidal a la salida con menor interferencia y presenta menores pérdidas por conmutación. Además de que permite la implementación del sistema V/f mediante el control de la señal de referencia y el índice Ma. La señal portadora para el control se fija a 23.4 kHz, con la finalidad de facilitar el filtrado de los armónicos. En la Tabla 2.4 se resumen las características del control a implementar.

Tabla 2.4 Características del sistema de control del convertidor DC-AC.

Parámetro	Valor	Unidad
Tipo de onda	Pura	-
Técnica modulación	Unipolar modificada	-
Frecuencia portadora	23.4	kHz
Frecuencia moduladora	10-60	Hz
Índice modulación amplitud	0-1	-
Control de la carga	Control escalar V/f	-

THD	<5	%
-----	----	---

Para la programación del control se implementa la plataforma Arduino, debido a que su plataforma de desarrollo abierta permite la implementación rápida de los códigos, además de su asequibilidad.

2.5. Diseño del filtro de salida

Se implementa un filtro pasa bajas LC a la de salida del puente completo para reducir los armónicos generados por la forma de onda generada por la modulación. Se busca que la salida del convertidor sea ideal, eso significa que el filtro no debe adicionar distorsión de voltaje a las diferentes cargas que se someta.

Para el diseño del filtro se toma en cuenta el índice m_f , el cual nos indica el orden donde aparecerán los primeros armónicos.

Para el diseño del filtro se toman en cuenta las ecuaciones (2.3) y (2.4)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

$$H_2(S) = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + S * \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (2.4)$$

La frecuencia de corte del filtro debe permitir pasar la frecuencia fundamental deseada sin atenuación ni ganancia.

2.6. Diseño y simulación del convertidor de potencia CD-CA

La simulación es un proceso requerido para validar el diseño antes de su construcción, para ello se implementa el programa LTspice®, el cual es un software de simulación SPICE de alto rendimiento, que permite la captura de esquemáticos. El software incluye macromodelos para la mayoría de los reguladores de conmutación, amplificadores y dispositivos analógicos, así como una biblioteca de dispositivos para la simulación general de circuitos.

La simulación se realiza bajo los siguientes criterios:

- Las señales de control son ideales.

- Los conmutadores simulados presentan una resistencia en conducción igual a 0.01Ω y una resistencia en corte igual a $10 M\Omega$.
- La técnica de modulación implementada es la unipolar modificada.

Cuando el sistema sea validado por las simulaciones, se procede a la construcción de la etapa de control y potencia. Además, se construye del sistema con el cual será evaluado el convertidor.

2.7. Construcción del convertidor de potencia y sistema de evaluación

Se propone un diseño por bloques para la construcción del convertidor con base a los diagramas eléctricos obtenidos en la etapa de diseño. La figura 2.2 muestra los cuatro bloques que constituyen el convertidor.



Figura 2.2. Diagrama de bloques para la construcción del convertidor

Los bloques se construyen sobre placas perforadas para agilizar la construcción.

La construcción cumple con los siguientes criterios:

- Ensamble rápido
- Versatilidad para realizar las mediciones en los distintos puntos de interés y remplazo de componentes en caso de fallos.
- Garantice la seguridad para el usuario durante su operación.

El sistema de bombeo implementado para la evaluación debe contar con circuito hidráulico que cuente con una llave de paso para regular la carga del sistema y un

caudalímetro necesario para las evaluaciones a las que se someterá el convertidor. En la siguiente sección se describe las evaluaciones y recursos necesarios.

2.8. Evaluaciones del convertidor de potencia en diferentes modos de operación.

Se definen dos evaluaciones para la caracterización del convertidor y el sistema de control implementado:

- La primera prueba se tiene como variable control al índice de modulación en amplitud y sistema opera en la región tres del aerogenerador. En esta prueba se regula la potencia entregada a la carga a un control de 2 V/Hz.
- La segunda prueba evalúa al convertidor bajo condiciones de voltaje variable simulando el voltaje variante del aerogenerador en su zona de operación dos, implementando el control de velocidad a 2 V/Hz.

A continuación, se describe las consideraciones generales de las pruebas y las particularidades de cada una de las pruebas.

2.8.1. Consideraciones generales

En las evaluaciones se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las pruebas se realizan en un entorno controlado en el laboratorio de control, localizado en el Instituto de Investigación e Innovación en Energías Renovables de la Universidad de Ciencias Artes de Chiapas.
- Debido a que el aerogenerador seleccionado se encuentra en etapa prototipo, para las evaluaciones el aerogenerador se simula a través de una fuente de voltaje Gwinstek APS-1102.
- El sistema de bombeo implementado para la evaluación recircula el agua en un contenedor de 200 litros en las pruebas de laboratorio.
- Cada evaluación se realiza bajo cuatro cargas simuladas mediante la regulación del ángulo de apertura de una válvula de paso.

2.8.2. Simulación de la carga de la bomba eléctrica

La simulación de la carga representa las diferentes alturas a las que puede bombear el sistema. Se establecen cuatro cargas para las evaluaciones basadas en las especificaciones de la bomba.

- Carga mínima: Se simula con la válvula totalmente abierta (90°) donde la única resistencia al flujo es la que ofrece la configuración de la tubería.
- Carga 1: Simula una carga intermedia a la potencia nominal, en este caso se define a un ángulo de apertura arbitrariamente a 45°.
- Carga 2: Simula una carga intermedia soportada por la bomba, se define a 373 W de consumo eléctrico de la bomba. Para determinar el ángulo se realiza la

medición de la potencia regulando la válvula hasta alcanzar la potencia eléctrica de 373 W. El ángulo de apertura de esta carga es de 32°.

- Carga nominal: Simula la carga nominal soportada y se determina respecto a la corriente nominal soportada por la bomba; para ello se regula el ángulo de la válvula hasta alcanzar los 5 Amperes indicados por el fabricante. El ángulo para esta prueba es de 23°.

En la tabla 2.5 se resumen los niveles de carga y el ángulo de apertura de la válvula correspondiente.

Tabla 2.5. Simulación de carga para la bomba

Carga simulada	Ángulo de apertura de la válvula
Carga mínima	90°
Carga 1	45°
Carga 2	32°
Carga nominal	23°

2.8.3. Parámetros de medición.

Los principales parámetros medidos durante las evaluaciones son los voltajes y corrientes a la entrada y salida del convertidor. Con estos se determina eficiencia del convertidor, además se realiza la medición del caudal del sistema de bombeo. En la tabla 2.6 y tabla 2.7 se muestran todos los parámetros a medir.

Para las dos evaluaciones se consideran diez puntos de medición. Todas las pruebas se repiten tres veces para la validación de los datos obtenidos.

Tabla 2.6. Parámetros de entrada medidos

Parámetro	Símbolo	Unidad
Voltaje de entrada	V_{indc}	V
Corriente de entrada	I_{dc}	A
Potencia de entrada	P_{in}	W

Tabla 2.7. Parámetros medidos a la salida

Parámetros	Símbolo	Unidad
Voltaje eficaz	V_{RMS}	V
Corriente eficaz	I_{RMS}	A
Frecuencia	f	Hz

Potencia activa	P_a	W
Potencia aparente	P_s	VA
Potencia reactiva	P_Q	VAR
Factor de potencia	PF	-
Distorsión armónica total	THD	%
Caudal	Q	L/min

2.8.4. Evaluación 1: Voltaje de entrada constante

Esta prueba evalúa al convertidor cuando el aerogenerador opera en la región tres y la bomba opera bajo condiciones en las que se requiera la regulación del caudal de salida.

En esta región se asume que la tensión entregada por el generador es la máxima. El sistema de control de lazo cerrado regula el voltaje de salida automáticamente variando M_a para mantener la relación V/f constante. Se mantiene una relación de 2 V/Hz para el control.

Las condiciones de esta evaluación se rigen de acuerdo a la ecuación 2.5 y (2.6)

$$V_{out} = \frac{V_{indc}}{\sqrt{2}} M_a, \quad 0 \leq M_a \leq 1, \quad V_{indc} = 180 \text{ V} \quad (2.5)$$

$$f_{out} = \frac{V_{out}}{r_{VF}}, \quad r_{VF} = 2 \text{ V/Hz} \quad (2.6)$$

Donde:

V_{out} = voltaje de salida RMS, V.

V_{indc} = Voltaje de entrada dc, V.

f_{out} = frecuencia de salida, Hz.

M_a = índice de modulación en amplitud.

r_{VF} = relación voltaje-frecuencia, V/Hz.

2.8.5. Evaluación 2: voltaje de entrada variable.

Esta prueba se evalúa al convertidor cuando el aerogenerador opera en la segunda zona. En esta zona el voltaje entregado por el generador varía en función de la velocidad del rotor eólico.

Debido a que en esta zona de operación el voltaje no alcanza su valor nominal, y asumiendo que el requisito es suministrar la mayor potencia al sistema de bombeo, el índice de modulación en amplitud se mantiene en uno para obtener el mayor voltaje posible a la salida. La frecuencia de salida se ajusta en función al voltaje de salida. Se mantiene una relación de 2 V/Hz para el control escalar de la bomba.

En resumen, esta evaluación se realiza bajo las ecuaciones (2.7) y (2.8)

$$V_{out} = \frac{V_{indc}}{\sqrt{2}} * M_a \quad , \quad 50V \leq V_{indc} \leq 180V, \quad M_a = 1 \quad (2.7)$$

$$f_{out} = \frac{V_{out}}{r_{VF}}, \quad r_{VF} = 2 V/Hz \quad (2.8)$$

Donde:

V_{out} = voltaje de salida RMS, V.

V_{indc} = Voltaje de entrada dc, V.

f_{out} = frecuencia de salida, Hz.

M_a = índice de modulación en amplitud.

r_{VF} = relación voltaje-frecuencia, V/Hz.

2.8.6. Equipos de medición y evaluación

Los equipos necesarios para las evaluaciones se mencionan a continuación.

Osciloscopio RIGOL DS1054Z: Este equipo permite visualizar la forma de onda del convertidor, entre los parámetros que permite medir están la frecuencia, voltaje RMS entre muchos otros parámetros de interés.

Analizador de calidad Fluke 43b: Este analizador de calidad de energía permite conocer la potencia activa, aparente, reactiva y la distorsión armónica total (THD) entre otros parámetros de la señal entregada por el convertidor. Entre sus funciones destaca la posibilidad de almacenar los datos para su análisis posterior.

Fuente de AC/DC Gwinstek APS-1102: Este dispositivo permite inyectar corriente directa o corriente alterna, según los requerimientos de las pruebas. El incremento o reducción de potencia de un generador síncrono de imán permanente se puede simular con este equipo. Además, incluye funciones de medición, por lo que se implementa para las mediciones de corriente y voltaje a la entrada del convertidor.

Capítulo 3 Diseño del convertidor de potencia CD-CA.

3.1. Introducción.

En este capítulo se presenta el desarrollo del diseño del convertidor DC-AC para un sistema de bombeo de $\frac{1}{2}$ hp. Se presentan los cálculos, gráficos y simulaciones para validar cada una de las etapas. A continuación, se presenta una descripción de las secciones del capítulo.

En la sección 3.2 se presenta el diseño del puente completo del convertidor, se describen las características principales de los componentes.

En la sección 3.3 se presenta el controlador de los transistores y el cálculo de los componentes necesarios para su operación.

En la sección 3.4 se presenta el diseño del filtro de salida, así mismo la simulación de este.

En la sección 3.5 se presenta el algoritmo de operación del convertidor.

Por último, se presenta la simulación del control V/f del convertidor

3.2. Diseño del convertidor con topología enpuente completo.

La figura 3.1 muestra el resultado del diseño de la etapa de potencia basado en la topología de puente completo. Los transistores seleccionados son los IGBTs STGW30NC120HD de STMicroelectronics, cuya tensión de bloqueo es de 1200 V y la corriente continua soportada a 100° C es de 30 A y soporta una corriente pico de 135 A. Este transistor cuenta con un diodo antiparalelo interno que soporta una corriente de 30 A; por lo cual se omite la selección de un diodo externo. El transistor cubre los requisitos de potencia definidos en la Tabla 2.3, además de dar un amplio margen de operación.

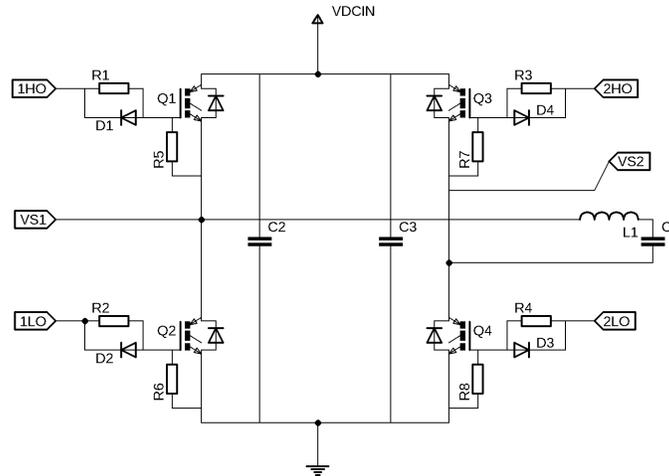


Figura 3.1 Diagrama del puente completo diseñado

En el diseño del circuito se implementa un circuito auxiliar en la puerta de los transistores con el fin de garantizar el óptimo encendido y apagado del IGBT. La resistencia de puerta seleccionada es de 10 Ω y un diodo 1N4148 cuyo trr es de 8 ns. Además, se agrega una resistencia entre la puerta y emisor de 10 k Ω para evitar encendidos no deseados. La selección de la resistencia de la puerta es crítica para las características de conmutación del transistor, en la hoja de datos del fabricante recomienda una resistencia de 10 Ω a un voltaje de puerta entre 12 V a 15 V para operar al IGBT. En la tabla 3.1 se resumen los componentes de la etapa de potencia

Tabla 3.1. Componentes etapa de potencia

Componente	Modelo	Características
Resistencias R1, R2, R3, R4	Genérico	10 Ω
Resistencia R5, R6, R7, R8	Genérico	10 k Ω
Transistor Q1, Q2, Q3, Q4	GSTGW30NC120HD	30 A (100°), 1200Vces, Vce(sat) <2.75

Capacitor C2 C3	Genérico	0.1uF
--------------------	----------	-------

3.3. Selección y dimensionado de los componentes del driver.

Para acondicionar las señales de control generadas se seleccionó el driver para MOSFET e IGBT modelo IR2113s de International Rectifier [41]. Este dispositivo es capaz de manejar los transistores de la parte alta y baja con una misma fuente de alimentación, para el caso de este trabajo se utilizó una fuente de 12 V, la cual cubre el requisito de accionamiento del IGBT seleccionado. Para el encendido de los transistores en alto el driver implementa un circuito de carga de capacitor conocido como Bootstrap, constituido por el diodo (DBS) y el capacitor (CBS) mostrados en la figura 3.2

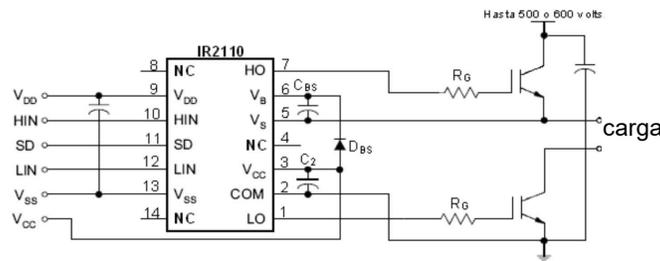


Figura 3.2 Diagrama de conexión de driver IR2113S [41].

Dado que la función del driver es mantener las señales de control a un voltaje constante para el correcto funcionamiento y plena conducción de los transistores, el circuito de Bootstrap debe ser calculado ya que depende de la frecuencia de trabajo y carga de la compuerta del IGBT. El cálculo de capacitor de Bootstrap del driver, se basa en las especificaciones de diseño propuestas por el fabricante [42], de donde se toma la ecuación 3.1:

$$C_{BOOTmin} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}} \quad (3.1)$$

Donde:

$$Q_{TOT} = Q_G + Q_{LS} + (I_{Lk_{GE}} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK_{CAP}} + I_{DS-}) T_{HON} \quad (3.2)$$

y

$$\Delta V_{BS} \leq V_{CC} - V_F - V_{GEmin} - V_{CEon} \quad (3.3)$$

y

Q_g = Carga de la compuerta del IGBT. [Coulombs]

Q_{LS} = Nivel de la carga requerida por ciclo del driver. [Coulombs]

$I_{LK_{GE}}$ = Corriente de fuga puerta-emisor del IGBT [Amperes]

I_{QBS} = Corriente de reposo en lado superior del driver [Amperes]

I_{LK} = Corriente de fuga de sección flotante del driver [Amperes]

$I_{LK_{CAP}}$ = Corriente de fuga del capacitor de Bootstrap. [Amperes]

I_{DS-} = Corriente de saturación driver. [Amperes]

V_{cc} = Voltaje de alimentación del driver. [Volts]

V_F = Voltaje de caída a través del diodo. [Volts]

$V_{CE_{on}}$ = Voltaje de caída a través del transistor inferior. [Volts]

V_{GEmin} = Voltaje mínimo entre las terminales V_B y V_S .

Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación seleccionada para el desarrollo de este trabajo es 23.4 kHz, y sustituyendo los valores proporcionados por los fabricantes del driver, diodo y del IGBT seleccionado, en la ecuación 3.1, se obtiene el valor de capacitancia mínima del capacitor de Bootstrap es de 640 nF. Al ser el valor mínimo requerido el fabricante recomienda utilizar un capacitor al menos 15 veces superior al calculado, por lo que el valor del capacitor implementado es de 10 μF .

El diodo de Bootstrap debe tener un tiempo de recuperación inversa (trr) lo suficientemente rápido y soportar el voltaje de alimentación del convertidor y la corriente de carga del circuito, la cual depende de la carga de la compuerta del IGBT y la frecuencia de conmutación. El diodo seleccionado es el modelo RS1M, el cual soporta hasta 1000 V entre terminales y tiene un trr de 500ns y además soporta una corriente de 1 Ampere; con lo que se cubren todos los requerimientos para el correcto funcionamiento del driver.

En la figura 3.3 se observa el circuito completo diseñado para el control del puente completo, se implementa un driver por cada una de las ramas del convertidor. A la entrada de los drivers se implementó un circuito lógico de prevención de conducción cruzada, su función es evitar activaciones indeseadas del driver.

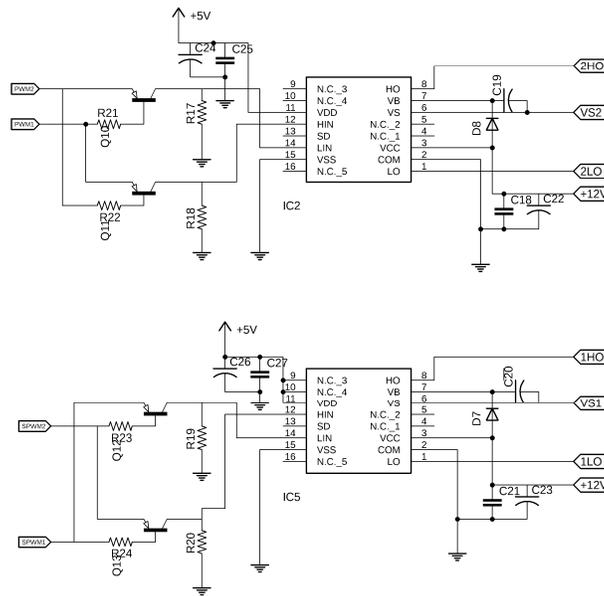


Figura 3.3. Diagrama de driver para adaptación de señales para el convertidor.

Componente	Modelo	Características
IC5, IC2	IR2113S	Voffset= 600V, Io=2 A, Vout= 10- 20 V
Diodo D7, D8	RS1M	1000 VRRM, trr= 500 ns
Resistencia R17-R24	Genérico	5.1 kΩ
Transistor Q10, Q11, Q12, Q13,	2SA1015	Npn, 150mA (100°), -50 Vceo
Capacitor C19, C20, C22, C23, C24, C26	Genérico	10uF
Capacitor C18, C21, C25, C27	Genérico	0.1uF

3.4. Diseño del filtro de salida.

En la figura 3.4 se presenta el circuito utilizado para la simulación del filtro de salida en LTspice. La frecuencia de corte establecida fue de 1.8 kHz, con base en la ecuación (2.3) se obtuvieron los valores de 2.2 uF para el capacitor y 3.3 mH para el inductor.

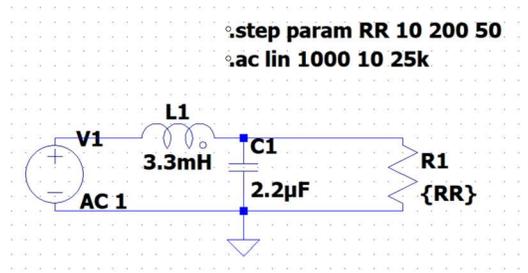


Figura 3.4. Esquema de simulación de filtro de salida

En la figura 3.5 se muestran los resultados de la simulación a distintos niveles de potencia. Se muestra la respuesta en frecuencia del filtro en un rango de 10 Hz hasta 30 kHz, la cual comprende la región de operación del convertidor hasta la zona de conmutación donde aparecen los primeros armónicos.

Se observa que en la zona de operación del convertidor no se presenta ganancia ni atenuación de la señal. El filtro atenúa a 45 decibeles la señal de conmutación del convertidor, como se aprecia en la línea azul de la figura 3.5. Se observa el efecto de resonancia en la frecuencia de corte del filtro (F_c) a potencias pequeñas, a mayores cargas la ganancia en este punto se amortigua adecuadamente, pero debido a que el convertidor no opera en esta frecuencia, se considera que el filtro es adecuado para el convertidor.

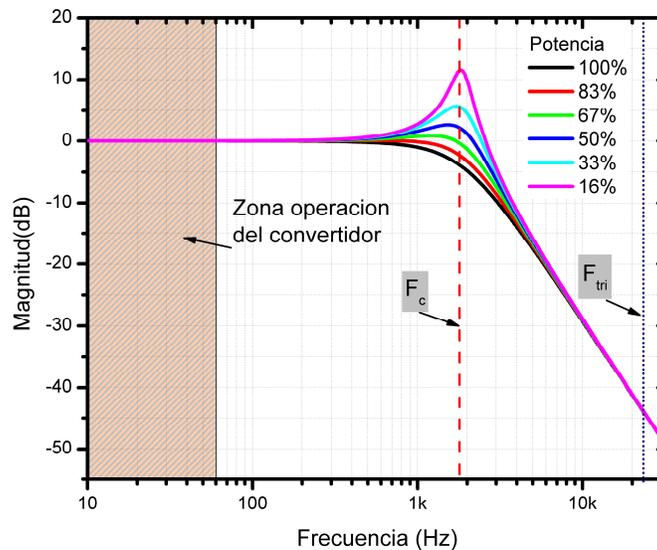


Figura 3.5. Respuesta del filtro LC.

3.5. Diseño del sistema de control del convertidor.

Para el control del convertidor se desarrolló el algoritmo que se muestra a través del diagrama de la figura 3.7. El algoritmo es capaz de operar el convertidor en las zonas de operación del aerogenerador descritos anteriormente y regular la potencia consumida por la bomba.

La primera etapa del control consiste en garantizar el arranque de la bomba, para ello el convertidor debe esperar a que el aerogenerador proporcione el voltaje mínimo para lograr el arranque. Para el arranque se implementa una secuencia de arranque suave, esta secuencia consiste en incrementar gradualmente el voltaje y frecuencia de alimentación con la finalidad de reducir la corriente de entrada incontrolada que ocurre normalmente cuando el motor se conecta al voltaje de línea directamente, y también se reduce el par de arranque elevado aplicado repentinamente. Con esta secuencia, se reduce el consumo al arranque y también se evitan vibraciones con lo que se prolonga la vida del motor y el sistema acoplado.

La segunda etapa del control consiste en la regulación de la potencia suministrada a la bomba. Esto se logra de dos maneras, la primera corresponde cuando el aerogenerador opera en la segunda zona; en este punto el convertidor regula voltaje y frecuencia para suministrar al motor la máxima potencia disponible. En este modo el índice M_a se mantiene constante para garantizar el máximo voltaje disponible, y la frecuencia es regulada en función del voltaje manteniendo la relación voltaje-frecuencia proporcional.

La segunda forma de regulación de potencia es cuando el aerogenerador opera a potencia nominal (zona tres), en este punto el convertidor regula tanto la frecuencia y voltaje de salida para garantizar la potencia requerida.

Por último, el control cuenta con un sistema de paro, el control determina si debe detener el sistema, esto lo determina evaluando dos condiciones: Cuando el voltaje excede el límite establecido o cuando se le indique. Al igual que en el arranque, para el paro de la bomba se implementa un apagado suave, para eliminar vibraciones y corrientes no deseadas.

Para la simulación del algoritmo de control del convertidor se implementó el circuito que se muestra en la figura 3.6, donde se observa delimitados por rectángulos cada una de las etapas y los elementos del sistema de bombeo.

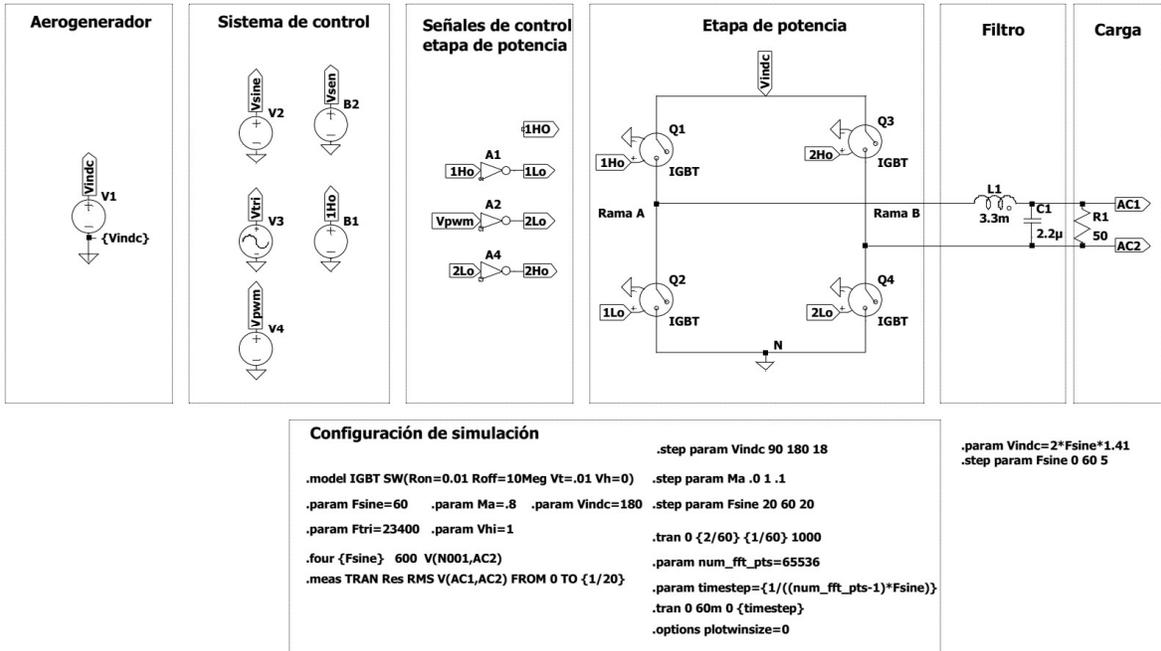


Figura 3.6. Diagrama de simulación del convertidor de potencia y sistema de bombeo.

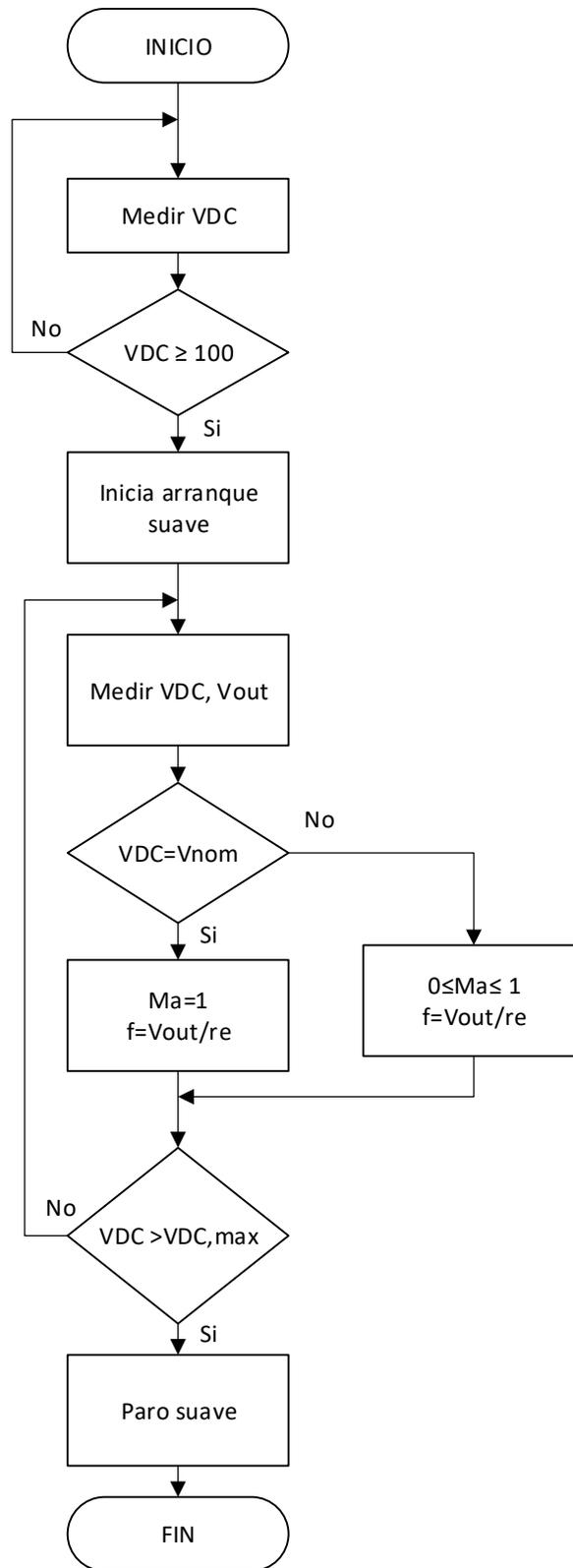


Figura 3.7. Diagrama de flujo de control de convertidor

3.5.1. Simulación de la modulación unipolar modificada

Para la validación de la técnica de modulación implementada se realizó la simulación a través el diagrama mostrado en la Figura 3.6. En la simulación se implementó una señal portadora de 23.4 kHz y una señal moduladora de 60 Hz (figura 3.8). La señal resultante de la comparación de las dos señales proporciona una señal que se implementa para el control de la rama A. En la figura 3.9 se observan las señales de control de la rama A.

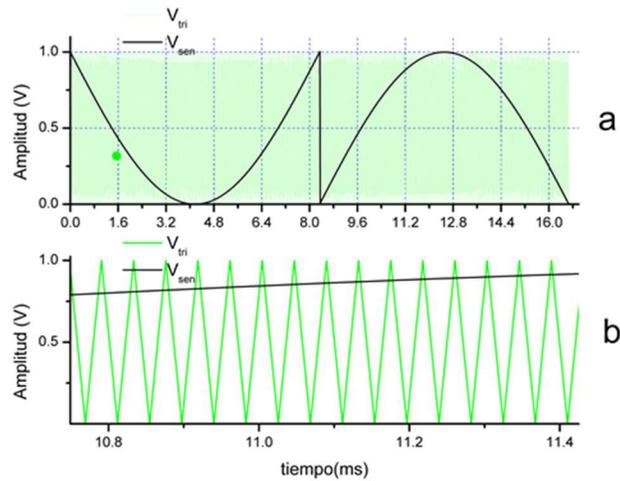


Figura 3.8 Modulación unipolar modificada, a) Señal moduladora y portadora, b) acercamiento de las señales.

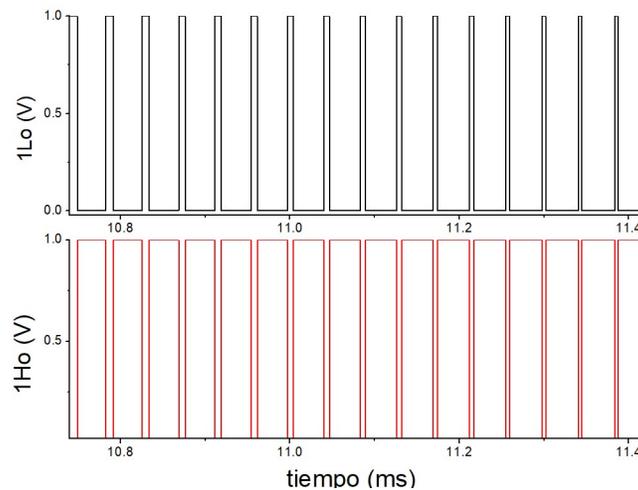


Figura 3.9. Señales de control para la rama A del convertidor.

Para el control de la rama B, se implementa una señal cuadrada con una frecuencia igual a la frecuencia fundamental deseada en la señal de salida del convertidor, en la figura 3.10 se observa las cuatro señales de control del puente del convertidor. La frecuencia fundamental de estas señales simuladas es de 60 Hz.

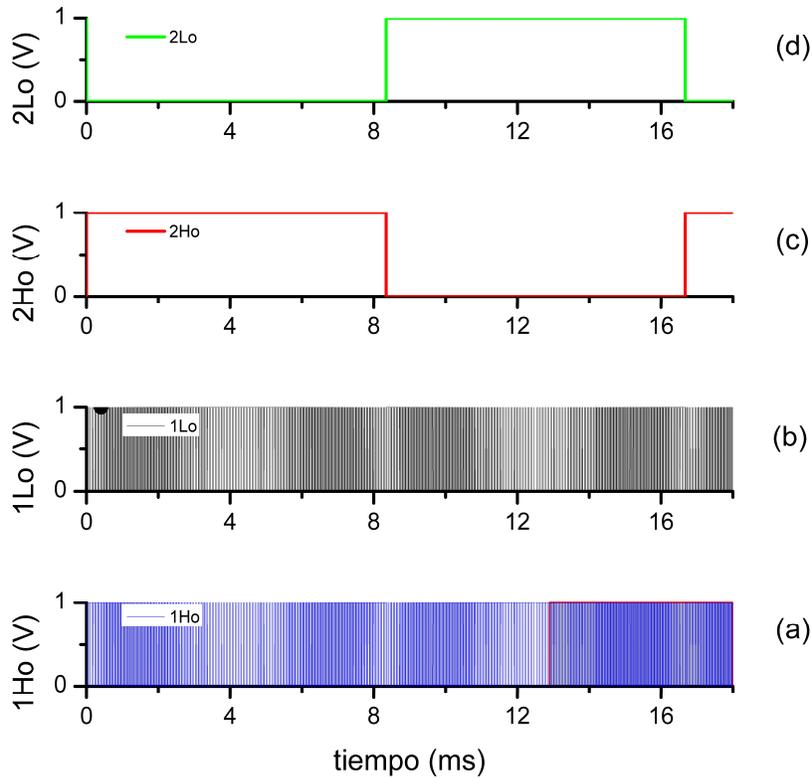


Figura 3.10. Señales de control de puente convertidor, a) y b) señales de la rama A y c) y d) señales de la rama B.

3.5.2. Simulación de la etapa de potencia del convertidor.

La etapa de potencia se simula con interruptores con una resistencia R_{on} de 0.01Ω y una resistencia R_{off} de $10 M\Omega$. En la figura 3.11 se muestran los voltajes obtenidos en la rama A (Q1 y Q2) y B (Q3 y Q4), así con el voltaje de salida en el punto AB sin filtro y la señal a la salida filtrada. EL THD registrado en la simulación fue de 0.3%, debido a que no se implementó tiempos muertos y las señales y filtro se simulan como componentes ideales.

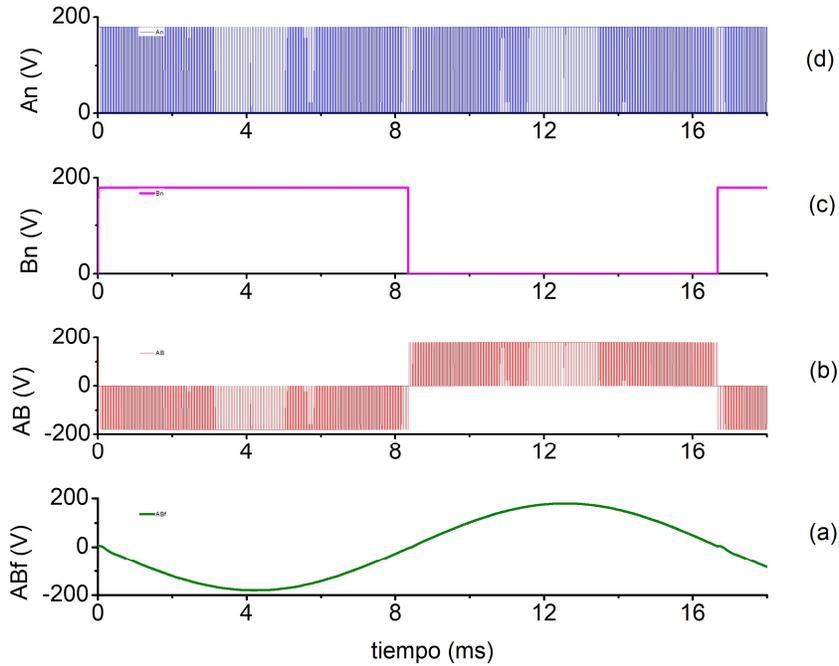


Figura 3.11. Simulación del convertidor a) voltaje de salida filtrada, b) voltaje de salida sin filtro, c) Voltaje de la rama B, d) voltaje de la rama A.

3.5.3. Simulación del control de voltaje efectivo a la salida del convertidor de potencia.

Se simula la operación del convertidor para la regulación de voltaje eficaz de salida mediante la variación del índice M_a con un incremento de 0.1 para obtener distintos voltajes a la salida, el voltaje de entrada simulado es de 180 Vdc que corresponde al voltaje nominal del aerogenerador. Se observa que el comportamiento del voltaje de salida es lineal a la variación del índice M_a (figura 3.12). La mayor distorsión armónica presentada fue 0.72% a un $M_a=0.5$.

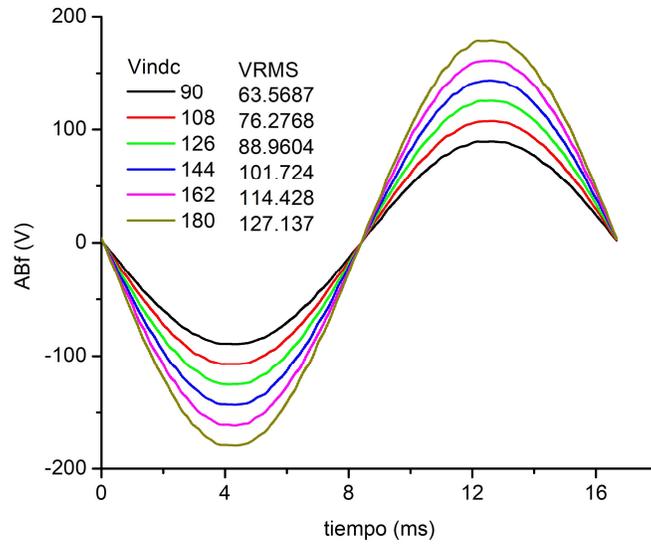


Figura 3.12 Simulación variando Ma en Intervalo de 0.5 a 1 con incremento de 0.1

Para comprobar la respuesta del convertidor ante variaciones del voltaje de entrada se simula su salida variando el voltaje de entrada con un incremento de 18 V. Se mantiene constante $Ma=1$. Como resultado se tiene que a la salida se presenta variaciones mínimas con respecto a la simulación anterior; el THD es menor a 0.31% durante las distintas variaciones. En la figura 3.13 se muestran los resultados obtenidos de la simulación.

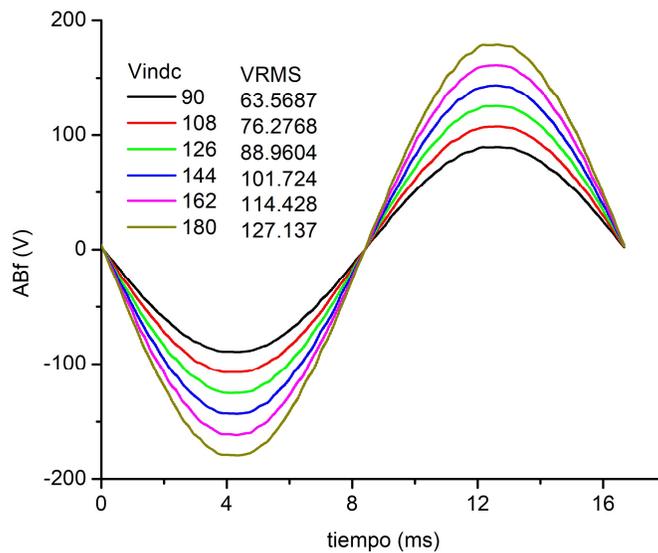


Figura 3.13. Simulación variando voltaje de entrada de 90V a 180V y $Ma=1$.

Como última prueba de simulación, se realiza la simulación del control V/f cuando el aerogenerador opera en la zona dos a una relación de 2 V/Hz, los resultados se presentan en la figura 3.14. Como se puede observar la respuesta del convertidor a la salida es lineal.

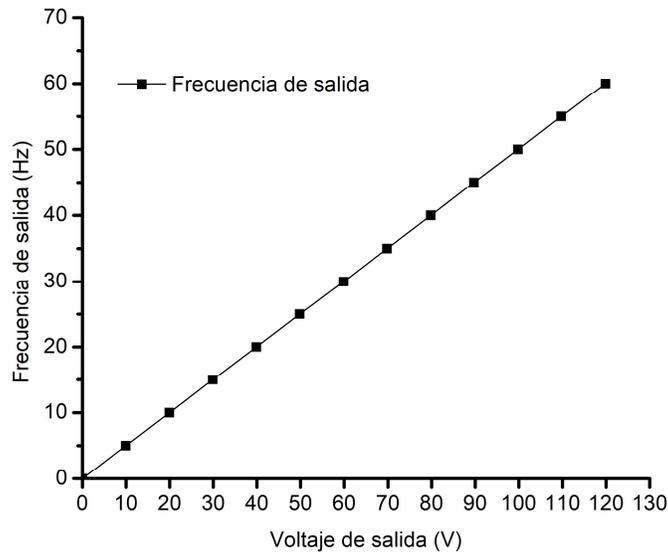
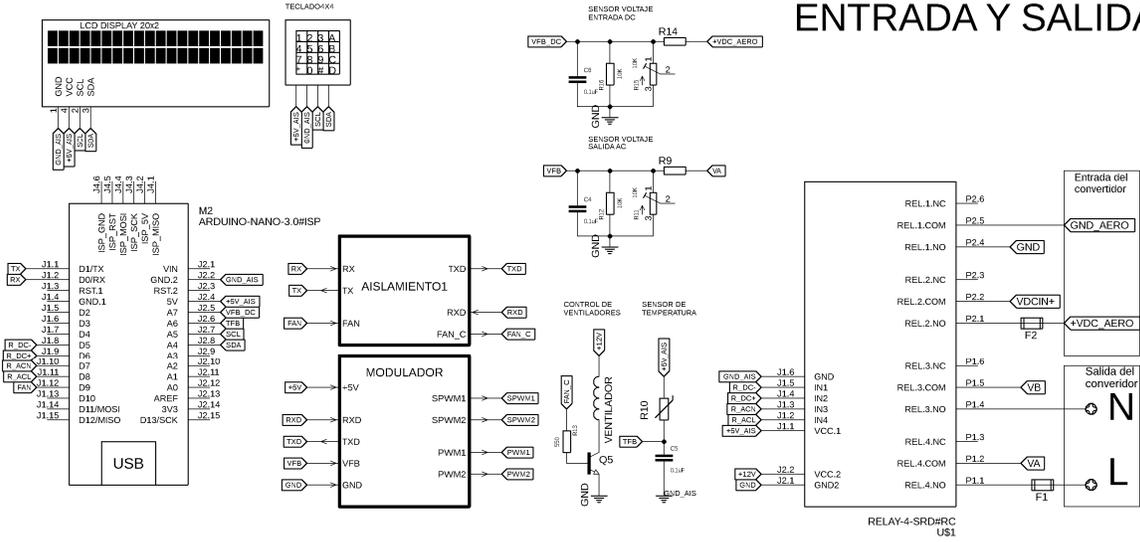


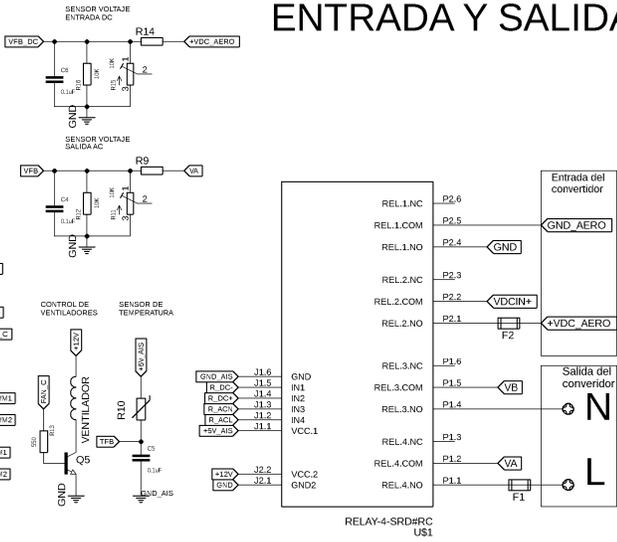
Figura 3.14. Simulación del control V/f

Con las simulaciones realizadas se valida el control del convertidor propuesto, para su implementación se recurre al microcontrolador Arduino Nano y un modulador EG8010. En conjunto permiten generar las señales de control del puente completo y el control general del convertidor. En la figura 3.15 se muestra el diagrama eléctrico completo del convertidor DC-AC diseñado, se implementa un bloque de protecciones constituidos por fusibles y relevadores para la conexión y desconexión de la carga. Con el diagrama obtenido se procede a su construcción los resultados se presentan en el siguiente capítulo.

ETAPA DE CONTROL

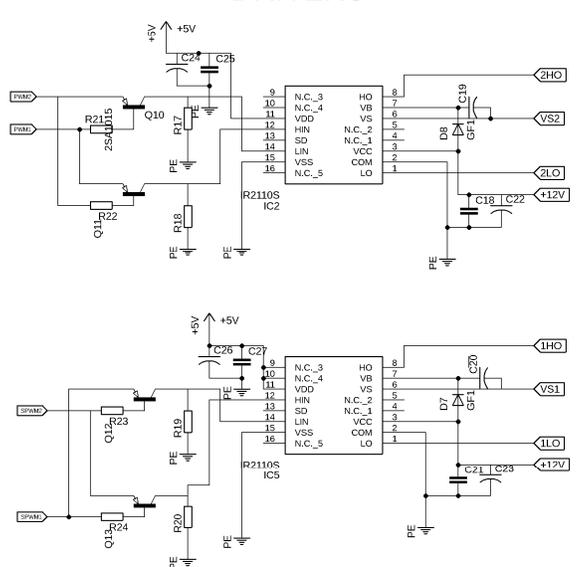


PROTECCIONES ENTRADA Y SALIDA



ETAPA DE POTENCIA

DRIVERS



PUENTE COMPLETO

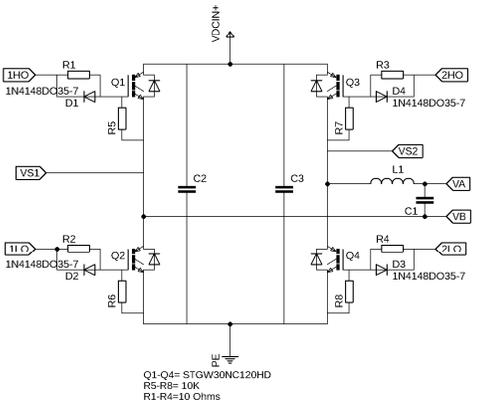


Figura 3.15. Diagrama eléctrico del convertidor DC-AC.

Capítulo 4 Resultados

4.1 Introducción.

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos del proyecto. En la primera parte se presentan los resultados de la construcción del prototipo del convertidor de potencia, junto con el sistema de bombeo implementado. Por último, se presentan los resultados de las evaluaciones a las que se sometió el convertidor.

Las evaluaciones se llevaron a cabo de acuerdo a lo establecido en la sección 2.8. Se presentan las gráficas de eficiencia, potencia, THD y caudal obtenidas en diferentes condiciones de evaluación

El prototipo fue construido y evaluado en las instalaciones del Instituto de Investigación e Innovación en Energías Renovables de la Universidad de Ciencias y Artes de Chiapas.

4.2 Construcción del convertidor.

El convertidor se construyó con base al diagrama que se muestra en la Figura 3.15. A continuación, se muestran los resultados de la construcción del convertidor y el sistema de bombeo. La figura 4.1 muestra el convertidor construido y la distribución de los cuatros bloques de operación. En el área marcada con el número 1 se encuentra la etapa de potencia, en el área número 2 se muestra la tarjeta de control, en el área 3 el bloque con las protecciones y el filtro de salida. Por último, se muestra en el área 4 la interfaz para la configuración y visualización de los parámetros del convertidor.

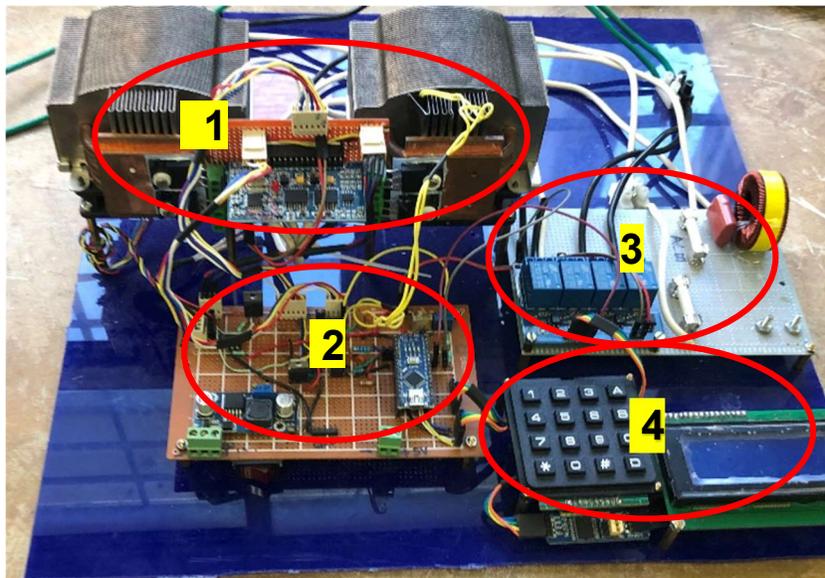


Figura 4.1. Prototipo de convertidor 1) Puente completo. 2) Tarjeta de control. 3) Protecciones y filtro 4) Interfaz de configuración.

Área 1: Puente completo

En la figura 4.2 se observa con mayor detalle el área 1 que corresponde a la etapa de potencia del convertidor y sus componentes. El cuerpo de los transistores STGW30NC120HD están sujetos a los disipadores etiquetados con la letra *d*. Los disipadores cuentan con ventiladores para refrigerarse en caso de que la temperatura exceda los 40°C. Además, se colocaron almohadillas térmicas para aislar eléctricamente la parte trasera del transistor de los disipadores para evitar cortos. Las terminales de los transistores se conectaron con bloques de conexión atornillables para facilitar su remplazo en caso de algún fallo. Los *drivers* fueron montados lo más cercano posible al puente de transistores con la finalidad de reducir inductancias y capacitancias parásitas que interfieran y/o atenúen las señales dirigidas a las puertas de los transistores.

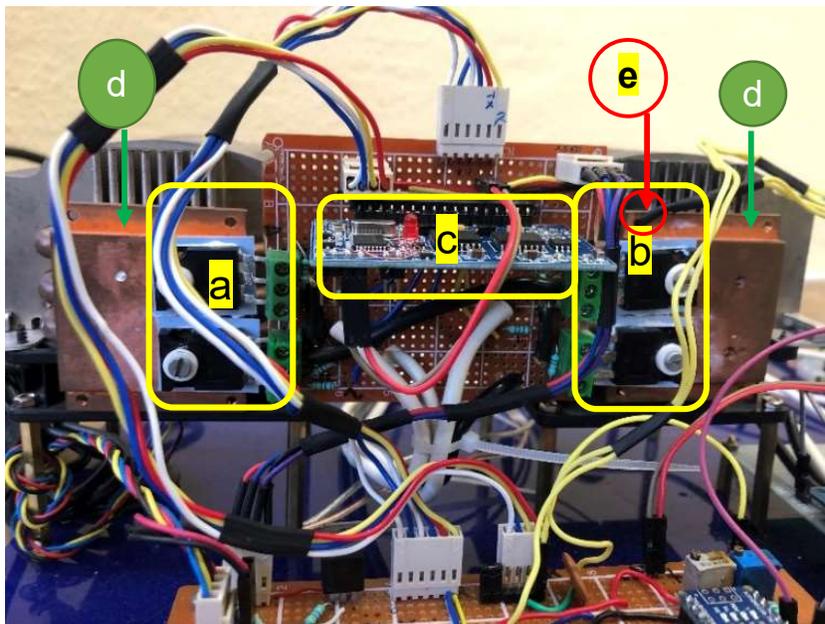


Figura 4.2. Ensamblaje de puente completo a) IGBTs rama B, b) IGBTs rama a, c) Drivers IR2113S, d) disipadores con ventiladores de refrigeración, e) sensor de temperatura.

Área 2: Fuentes de alimentación y circuito de control

El funcionamiento del convertidor requiere de fuentes de alimentación de 12 V para los drivers y subsistemas, y 5 V para la alimentación del sistema de control. Para ello se implementó un reductor de voltaje LM2596 que suministra los 12V y un regulador LM7805 para los suministrar los 5 V. Con esto se garantiza los voltajes y corrientes requeridos para correcta operación de los circuitos. En la figura 4.3-b se muestra en los reguladores de voltaje implementados.

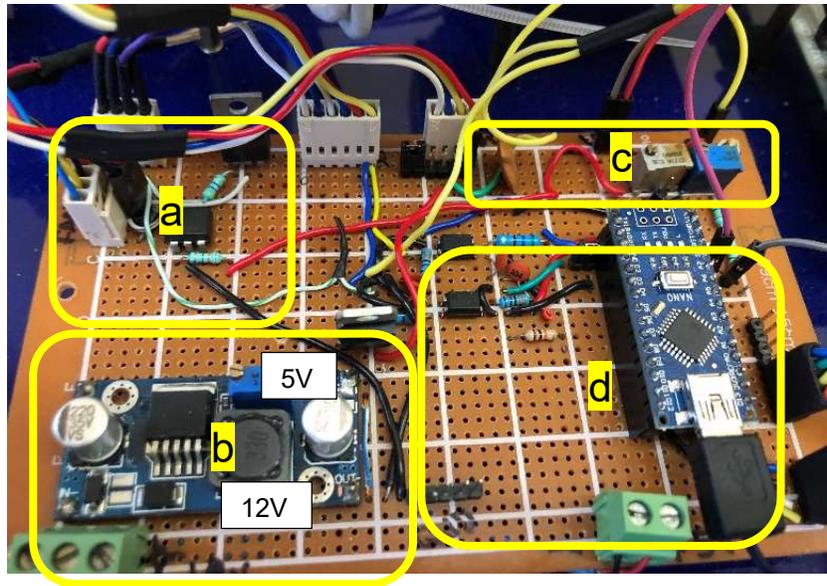


Figura 4.3. Placa de control a) Control de ventiladores. b) Fuentes de 12 v y 5 V. c) Sensor de voltaje de salida. d) microcontrolador ATmega328p

En la misma placa se encuentra el sistema de control del convertidor, basado en un Arduino nano, el cual cuenta con chip ATmega328 como unidad de control (figura 4.3-d). Aquí mismo se encuentran conectados los sensores de temperatura y voltaje (figura 4.3-c). El sensor de temperatura NTC/10K se montó sobre el disipador de la rama A, ya que en esta rama se producen las mayores pérdidas debidas a la alta frecuencia de conmutación, y por lo tanto será la primera en alcanzar la mayor temperatura en operación.

Área 3: Protecciones y filtro de salida

En el bloque de protecciones y filtro (figura 4.4) se localiza un módulo de relevadores, la función de este módulo es conectar y desconectar los voltajes de entrada y salida del convertidor (figura 4.4-a). Se implementaron fusibles de 20 Amperes tanto a la entrada de voltaje continua como a la salida del convertidor (Figura 4.4-b). Para el filtro de salida (figura 4.4-c) se implementó un inductor de 3.3mH con núcleo de polvo *sen*, con una capacidad de 5 Amperes. El capacitor seleccionado es de poliéster con una tensión máxima soportada de 400 V.

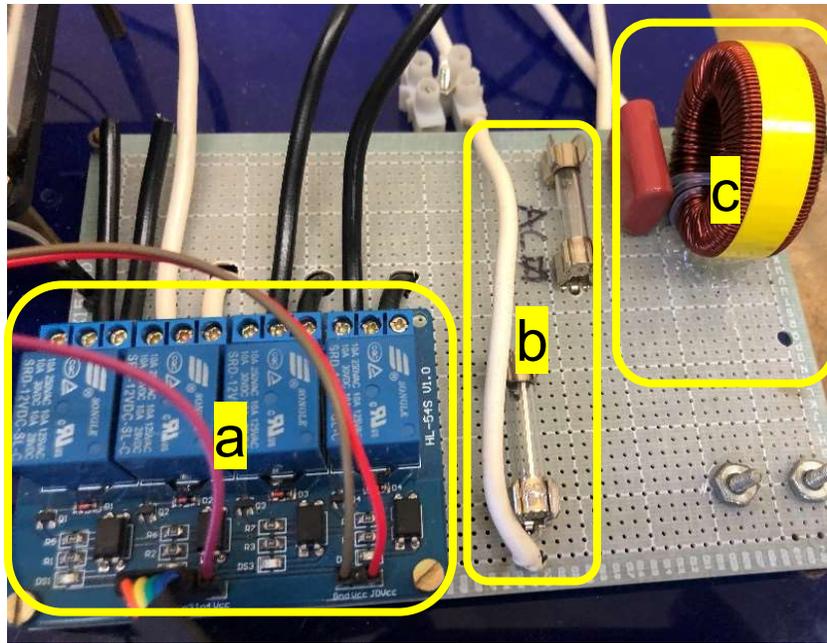


Figura 4.4. Placa con protecciones y filtro a) Arreglo de relevadores para conexión de la carga b) Fusibles de protección. c) Filtro LC de salida.

Área 4: Interfaz de configuración

En la figura 4.5 se presenta a detalle el área 4 del convertidor que corresponde a la interfaz de usuario. Para esta interfaz se implementó una pantalla LCD de 20x4 modelo WH2004A y un teclado matricial de 4x4, ambos con interfaz i2c para su comunicación con el sistema de control. El teclado permite la configuración de parámetros operativos del convertidor, además de encender y apagar el sistema. El display despliega cuatro datos importantes durante la operación: voltaje, corriente, frecuencia y temperatura.



Figura 4.5. Placa con protecciones y filtro a) Arreglo de relevadores para conexión de la carga b) Fusibles de protección. c) Filtro LC de salida.

4.3 Construcción del sistema de bombeo.

La figura 4.6 muestra el sistema de bombeo construido para la evaluación del convertidor de potencia. El sistema está compuesto por la bomba periférica BOAP-1/2 de 373 W (figura 4.6-a), un caudalímetro FS400A G1 (figura 4.6-c) con un rango de operación de 1-60 l/min y una presión de trabajo máxima de 1.2 MPa. Para simular la altura de bombeo se agregó una válvula de esfera con un rango de 0°-90° (Figura 4.6-d).

El sistema recircula el agua en un contenedor de 200 litros (Figura 4.6-b). La tubería, codos y uniones implementados son de PVC de 1 pulgada de diámetro.

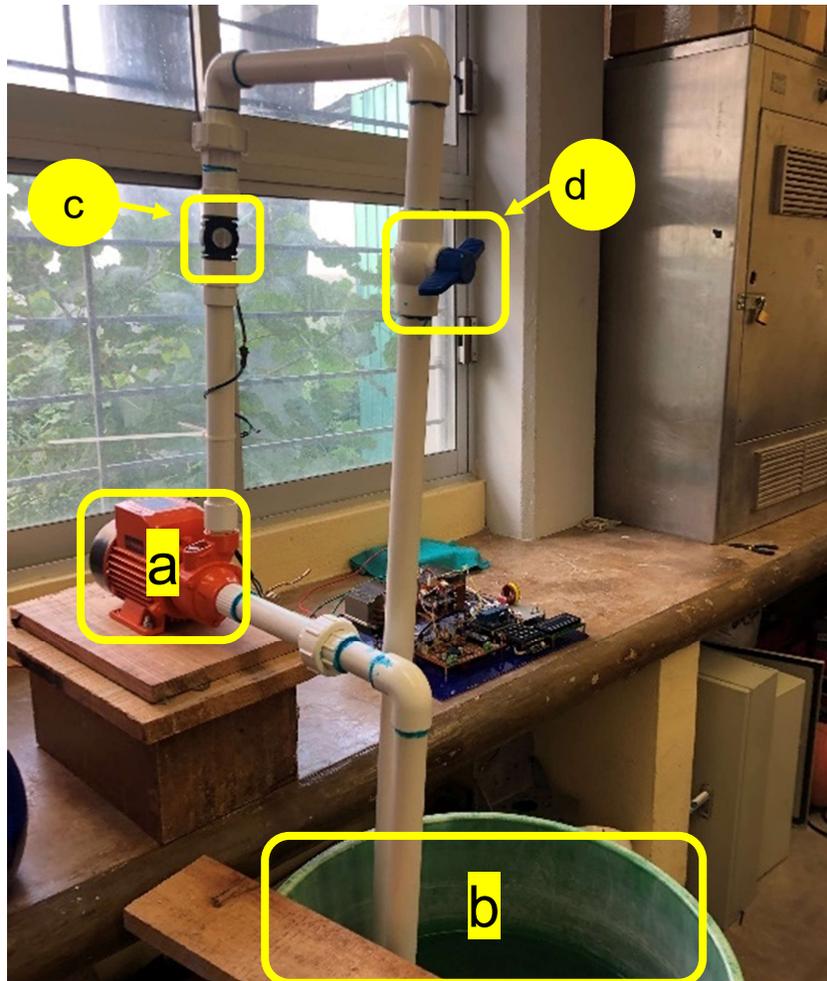


Figura 4.6. Sistema de bombeo a) bomba periférica de ½ hp, b) contenedor de 200 litros, c) caudalímetro, d) válvula para simular carga de la bomba.

En la figura 4.7 se muestra el sistema de bombeo conectado al convertidor y la fuente de voltaje APS-1102 que simula al aerogenerador. Se realizaron pruebas preliminares para garantizar la seguridad del sistema de bombeo y evitar fugas y vibraciones excesivas que pudieran perturbar las evaluaciones.



Figura 4.7. Sistema de bombeo conectado a convertidor, a) sistema de bombeo, b) Fluke 43b, c) Convertidor, d) Fuente Gwinstek APS-1102.

4.4 Resultados de las evaluaciones experimentales del convertidor.

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de la evaluación del convertidor acoplado al sistema de bombeo y el generador simulado según los establecido en la sección 2.8. Se presentan diferentes gráficos de potencia, eficiencia, caudal y THD obtenidos.

4.4.1 Resultados de la evaluación 1: Voltaje de entrada constante

En la figura 4.8 se muestra la variación del voltaje de salida a las diferentes cargas evaluadas implementado el control de V/f a una relación de 2 V/Hz . Se observa una caída de voltaje a la salida del convertidor con todos los niveles de carga evaluados. La caída máxima de tensión es de 7.5 V comparada con la repuesta teórica esperada. La caída de tensión a las diferentes cargas se debe al cambio del voltaje de saturación de los IGBT, la cual está en función de la corriente que circula por el dispositivo. Basado en la figura 4.9 proporcionado por fabricante el voltaje colector emisor de saturación $V_{CE(sat)}$ debe ser aproximadamente 1.8 V cuando el convertidor opera en su punto nominal.

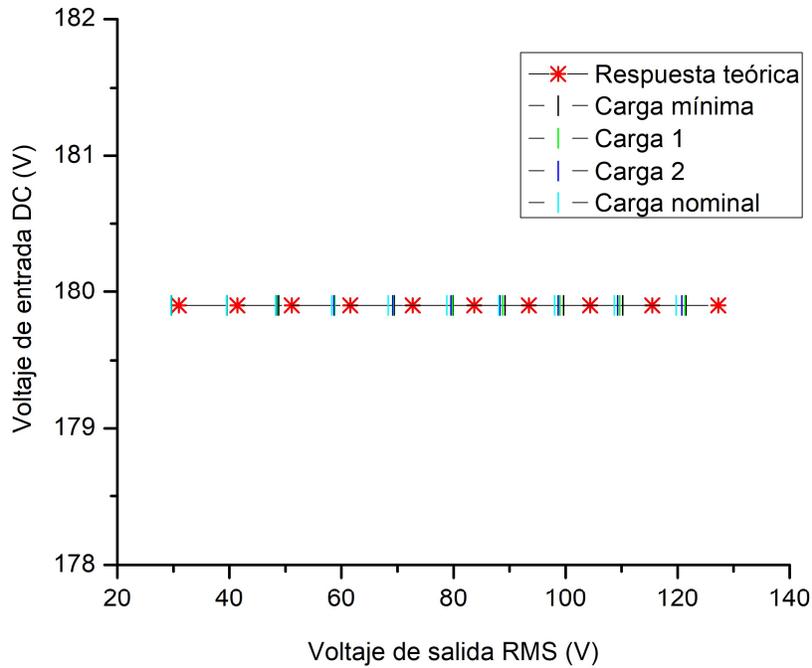


Figura 4.8. Voltaje de salida a diferentes cargas.

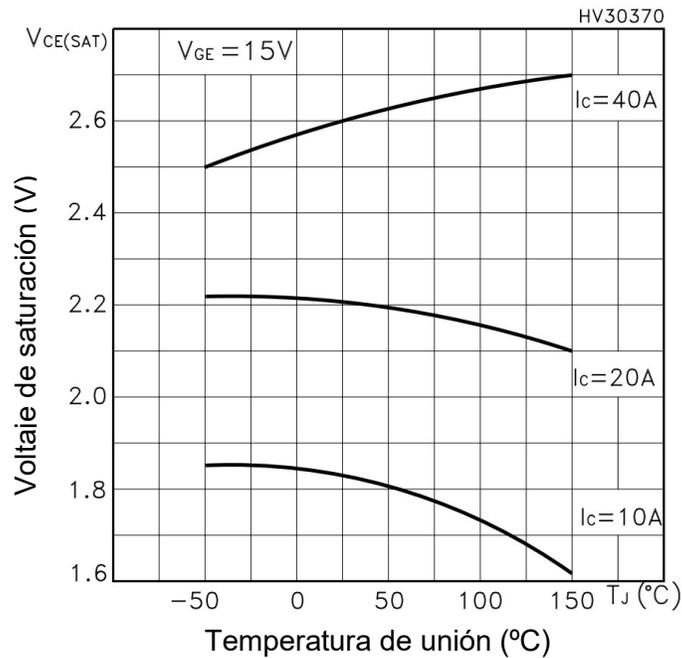


Figura 4.9. Voltaje saturación vs temperatura a diferentes corrientes I_c .

En la figura 4.10 se muestra la respuesta a la salida del sistema al control escalar V/f. Se observa que la respuesta del sistema se aproxima a la respuesta teórica esperada. El voltaje de salida presenta variaciones ante la variación de la carga del sistema.

La frecuencia de salida en todos los casos se mantuvo con variaciones máximas de 0.3 Hz. El control es capaz de mantener la relación 2 V/Hz a las diferentes cargas evaluadas con mínimas variaciones. El punto mínimo de operación del sistema de bombeo fue en 30 V a 15 Hz.

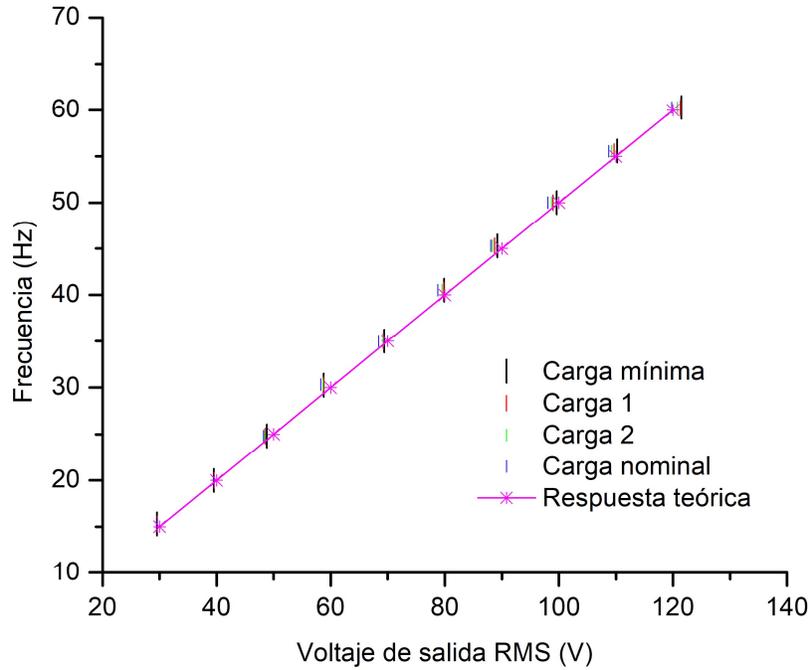


Figura 4.10. Voltaje de salida vs frecuencia

La potencia máxima alcanza en esta prueba fue de 568 W a carga máxima como se puede observar en la figura 4.11 donde se muestra los resultados de potencias y caudales obtenidos. El comportamiento del caudal es casi lineal con respecto a Ma , y la potencia de salida del convertidor tiene un comportamiento exponencial.

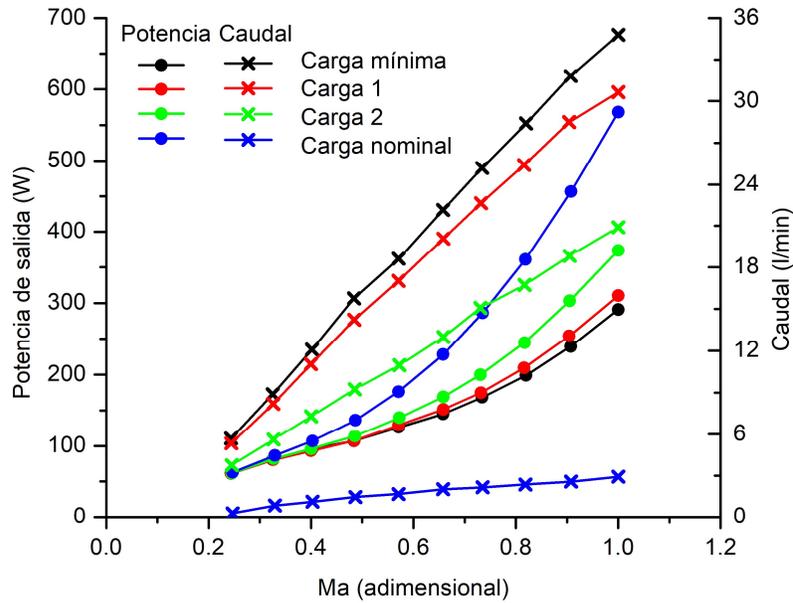


Figura 4.11. Potencia de salida y caudal vs Ma variable

En la figura 4.12 se muestran los resultados de eficiencia del convertidor, se observa que la eficiencia máxima alcanzada fue de 0.96 y un índice $Ma=1$. De manera general la eficiencia del sistema está en función de la potencia. Entre menor potencia, menor la eficiencia alcanzada. La menor eficiencia alcanzada por el convertidor fue de 0.83.

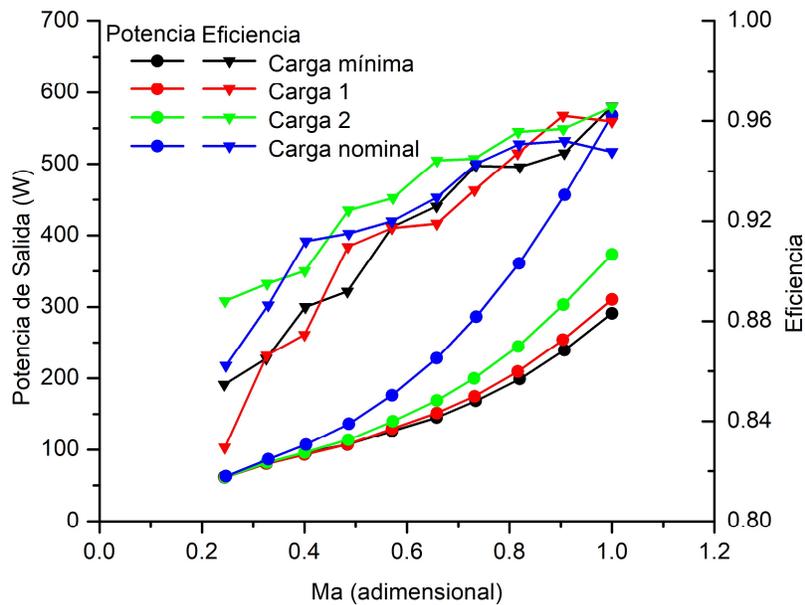


Figura 4.12. Potencia de salida y eficiencia vs Ma variable

En la figura 4.13 se muestra los resultados de la distorsión armónica total del convertidor. Se observa que el comportamiento es similar a las diferentes cargas. El convertidor

alcanza el máximo de THD a bajas potencias siendo a $Ma=0.32$ para los cuatro casos. El máximo THD alcanzado fue de 3.8%. El THD mínimo se alcanza a un $Ma=0.7$, igualmente para los cuatro niveles de carga y con un valor mínimo de 2.0% a carga mínima. Este comportamiento se debe en parte a la respuesta del filtro, la operación a baja potencia está relacionada con valores de frecuencia menores, en las cuales comienzan aparecer armónicos cerca de la frecuencia de corte del filtro. Se observa también el convertidor responde de acuerdo al diseño al obtener una distorsión por debajo del 5% en todo el rango de trabajo.

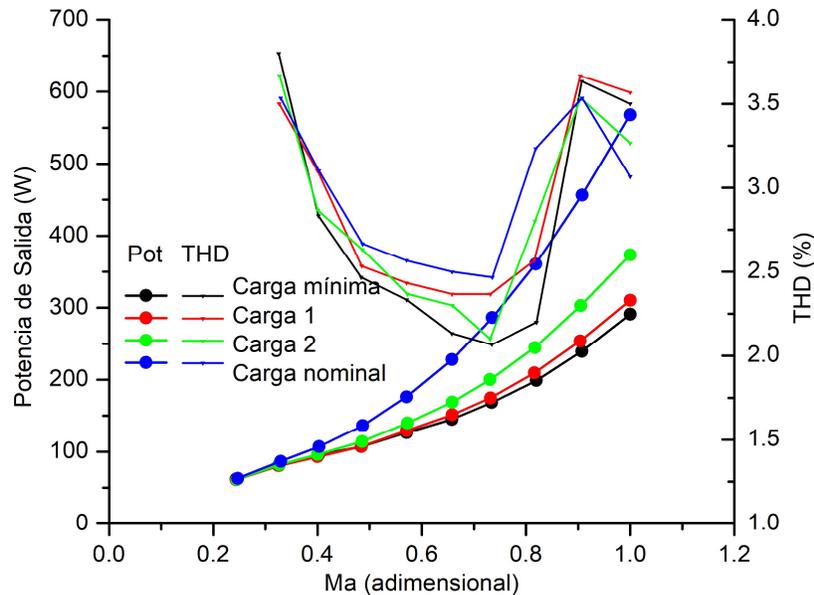


Figura 4.13. Potencia de salida y THD vs Ma variable

4.4.2 Resultados de la evaluación 2: voltaje de entrada variable

Esta prueba simula el voltaje variable del aerogenerador en la zona dos de operación. El control escalar V/f mantiene una constante de 2 V/Hz y el índice $Ma=1$.

En la figura 4.14 se muestran los resultados del voltaje obtenido a la salida del convertidor en función del voltaje de entrada. El comportamiento del voltaje de salida es lineal respecto al voltaje de entrada.

El voltaje de salida presenta pequeñas caídas de voltaje a las diferentes cargas. La mayor caída de voltaje se presenta a carga máxima con una caída de 1.8 V. Esto se debe al incremento del voltaje de saturación de los transistores, ya que este está en función de la corriente que circula entre el colector y emisor.

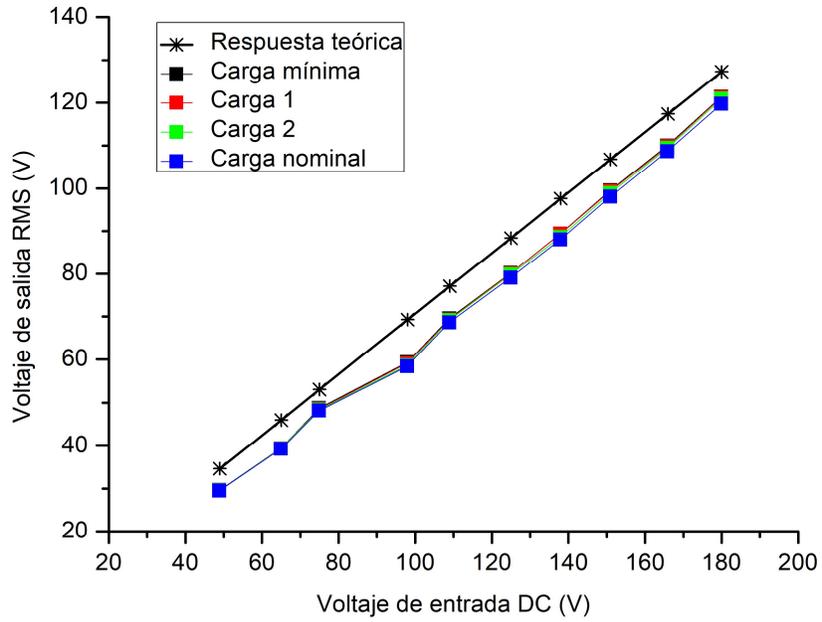


Figura 4.14 Voltaje de entrada vs voltaje de salida

En la figura 4.15 se muestran los voltajes y la frecuencia de salida del convertidor de la evaluación. Se observa que el convertidor es capaz de mantener de forma lineal la salida con pequeñas variaciones entre las diferentes cargas.

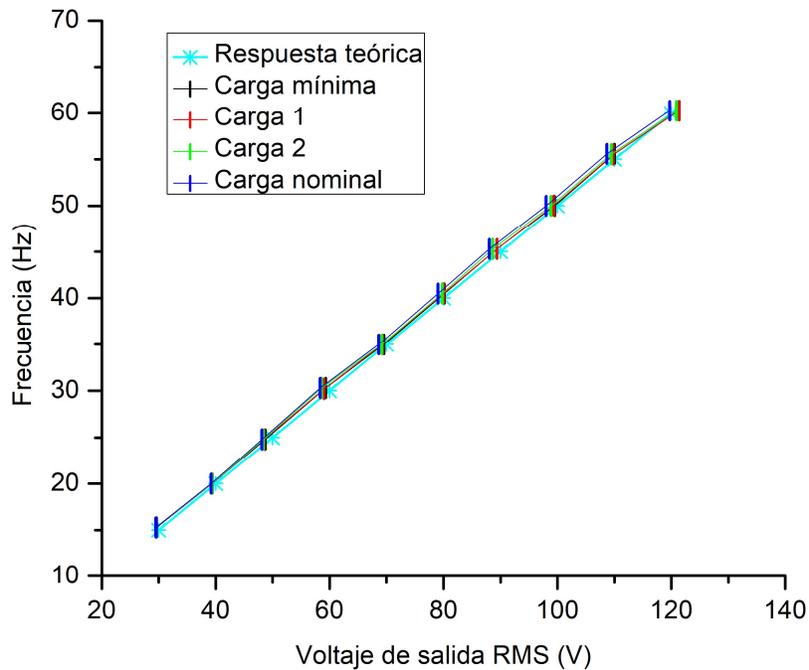


Figura 4.15. Voltaje de salida vs frecuencia de salida

En la figura 4.16 se muestran los resultados del caudal obtenido a la salida. Se observa un comportamiento de caudal y potencia similar a la prueba anterior, siendo en este caso un máximo de 570 W de potencia consumida por la bomba. Con esta prueba se determina a 50 Vdc a la entrada como la tensión mínima requerida para la operación de la carga, debajo de este voltaje la bomba se detiene.

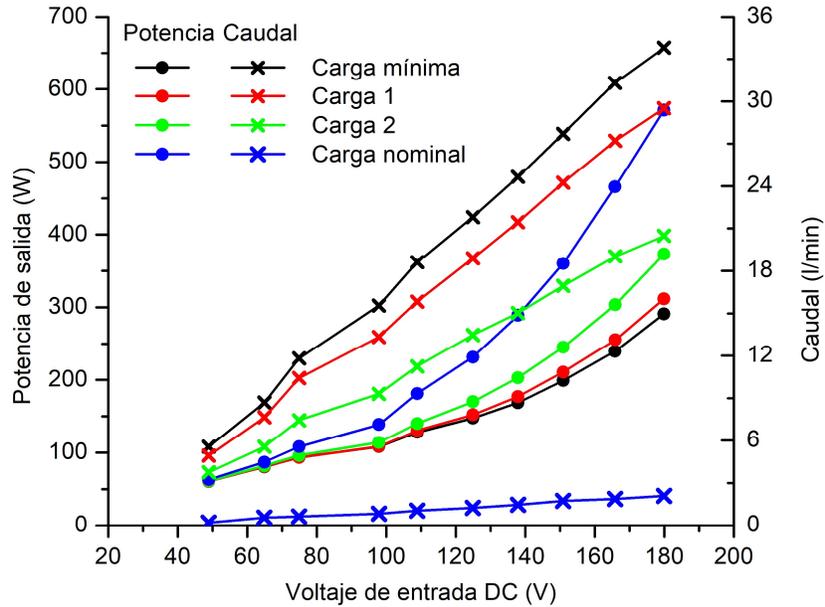


Figura 4.16. Potencia de salida y caudal vs voltaje de entrada variable

En la figura 4.17 se muestra la eficiencia del convertidor bajo las condiciones de la prueba establecida. Se observa una mayor eficiencia por debajo de la potencia nominal. Al igual que la prueba anterior la eficiencia del convertidor decrece a menores potencia de salida.

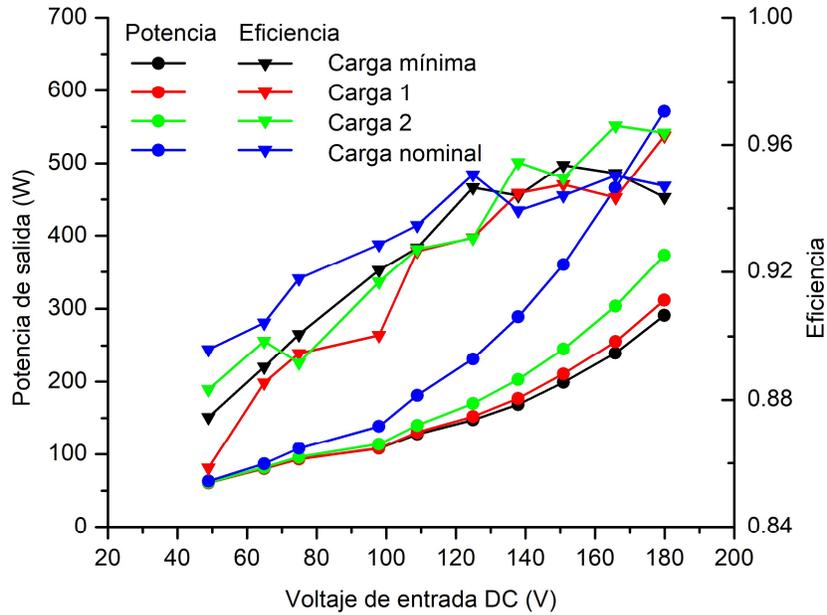


Figura 4.17. Potencia de salida y eficiencia vs voltaje de entrada variable.

La distorsión armónica al igual que en la prueba anterior se distinguen tres puntos (ver figura 4.18), el primero corresponde a la operación del sistema a cargas bajas en el cual el THD alcanza su máximo nivel de 3.6%. El siguiente punto corresponde cuando el THD alcanza su menor nivel (2.1%), en el caso de esta prueba se encuentra a un voltaje de entrada igual a 137 V aproximadamente. El tercer punto corresponde cuando el convertidor opera a baja potencia, donde el THD va incrementando. A diferencia de la prueba anterior el THD no supera el máximo alcanzado en operación nominal.

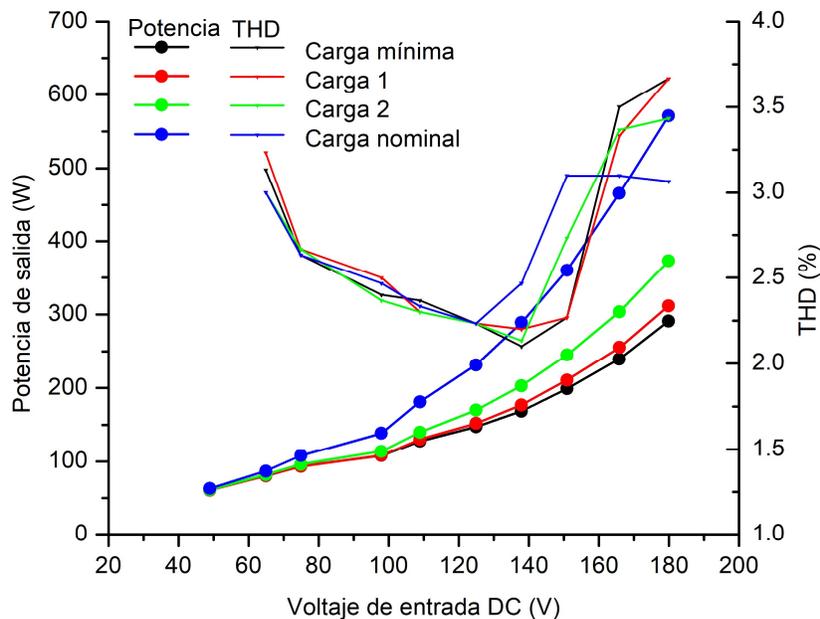


Figura 4.18. Potencia de salida y THD vs voltaje de entrada variable

4.4.3 Comparación a carga nominal de los dos modos de operación.

En esta sección se realiza una comparación entre las dos pruebas anteriores, tomando como referencia la prueba a carga nominal, ya que es en esta carga donde el convertidor debe gestionar la mayor cantidad de potencia entre el aerogenerador y la bomba. Los parámetros comparados son la eficiencia y el THD.

En la Figura 4.19 se observa la eficiencia del convertidor en los dos modos de operación a carga nominal. Se puede observar que por encima de los 450 W el comportamiento de la eficiencia es casi idéntico para los dos casos. A potencia máxima la eficiencia del convertidor es de 0.947.

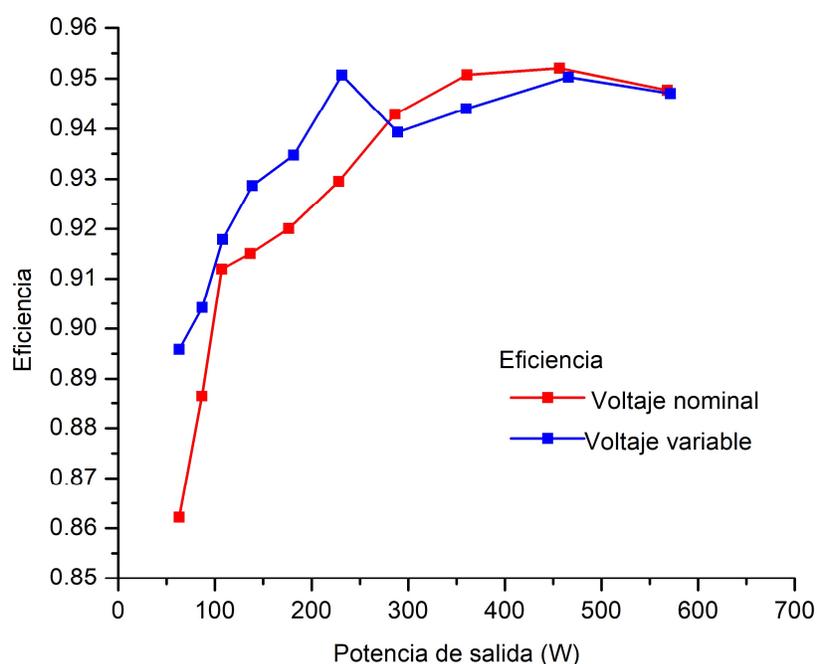


Figura 4.19. Comparación de eficiencia entre los dos modos de operación a potencia nominal.

En el modo de operación a voltaje de entrada variable, se presenta mejor eficiencia por debajo de los 300 W en comparación al modo de operación en voltaje nominal, siendo una eficiencia mínima de 0.895 para el primer caso y 0.862 para el segundo. En general se observa un comportamiento similar en los dos modos de operación; la eficiencia disminuye a menor potencia consumida por la bomba.

En la Figura 4.20 se muestra la respuesta del THD a la misma carga nominal. A máxima potencia consumida los dos modos de operación presentan una distorsión armónica idéntica de 3.06%, debido a que en este punto el voltaje suministrado es el mismo para ambos. Se puede observar un comportamiento similar en las dos evaluaciones, aunque el

modo de operación a voltaje variable presenta menor porcentaje de distorsión que el otro caso. Para el modo de operación a voltaje nominal el máximo THD fue de 3.53%, mientras que a voltaje variable fue de 3.1%.

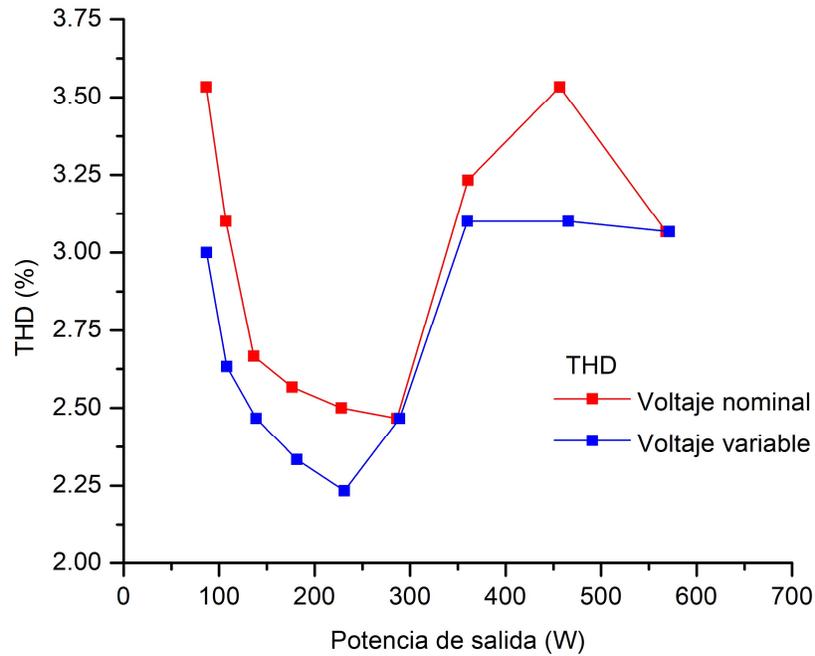


Figura 4.20. Comparación de THD entre los dos modos de operación a carga nominal.

De las dos comparaciones realizadas se observa que los dos modos de operación siguen el mismo patrón de comportamiento, siendo el modo de operación a voltaje variable el que presenta mejor rendimiento tanto en THD y eficiencia.

Conclusiones

Se logró el diseño y construcción de un convertidor de potencia para su implementación en un sistema de bombeo de agua acoplado directamente a un sistema eólico de baja potencia. El convertidor permite operar un sistema conformado de una bomba de $\frac{1}{2}$ hp y un aerogenerador de 600 Wp.

La metodología de diseño del convertidor con acoplamiento directo permitió la implementación de un circuito de potencia constituido de una sola etapa para la conversión de energía; dicha etapa de potencia se basó en la topología de puente completo. Este diseño permitió la reducción de componentes implementados en la construcción del convertidor.

Como técnica de modulación se implementó la modulación de ancho pulsos senoidal (SPWM) modificada con una señal portadora de 23.4 kHz. Esta técnica permitió reducir las pérdidas por conmutación de la etapa de potencia, y además la frecuencia implementada facilitó el filtrado de los armónicos mediante la implementación de un filtro LC de pequeñas dimensiones.

El dispositivo diseñado fue capaz de regular la potencia consumida por la bomba al regular la velocidad del motor de inducción que lo compone; para lograr este control de velocidad se implementó un control escalar V/f. Este control de potencia permitió la operación del sistema cuando el aerogenerador simulado opera tanto en su región de potencia variable (zona dos) y su región de potencia nominal (zona 3). Además, el algoritmo de control implementado permitió operar la bomba a una velocidad mínima del 25% de su nominal, lo cual permitió operar el sistema de forma continua en un mayor rango.

Se caracterizó al convertidor de potencia a nivel laboratorio a través de dos evaluaciones establecidas con diversos niveles de carga. Estas evaluaciones simularon la operación del sistema en la zona 2 y 3 de la curva de potencia del aerogenerador y a diferentes cargas a las que se puede someter la bomba. La potencia máxima entregada por el convertidor fue de 571 W. La distorsión armónica total obtenida en todo el rango de operación del sistema fue menor al 5%, con lo cual cumple con la norma IEEE 519. La eficiencia del dispositivo osciló entre de 0.82 a 0.96.

Los dos modos de operación del sistema presentaron un comportamiento similar, aunque el modo de operación en voltaje variable (zona 2) mostró mejor respuesta a bajas potencias en comparación al modo de operación de voltaje nominal (zona 3). Este último modo de operación se comporta como un variador de frecuencia convencional.

Por último, se concluye que se logró una metodología para el diseño y dimensionado de un convertidor de potencia con acoplamiento directo a un aerogenerador. Esta metodología permite el diseño versátil de convertidores de acuerdo a las necesidades requeridas.

Referencias

- [1] P. Breeze, "Chapter 1 - An Introduction to Wind Power," P. B. T.-W. P. G. Breeze, Ed. Academic Press, 2016, pp. 1–8.
- [2] J. Zhang, Z. Qi, and J. Wen, "Control of water pumping driven by wind turbine based on Quasi Z source inverter," *Proc. - 2017 Chinese Autom. Congr. CAC 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 7074–7077, 2017.
- [3] S. Rehman and A. Z. Sahin, "Wind power utilization for water pumping using small wind turbines in Saudi Arabia: A techno-economical review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 7, pp. 4470–4478, 2012.
- [4] D. D. Lara, G. G. Merino, B. J. Pavez, and J. A. Tapia, "Efficiency assessment of a wind pumping system," *Energy Convers. Manag.*, vol. 52, no. 2, pp. 795–803, 2011.
- [5] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004.
- [6] T. I. E. Commission, *EC 61400-2:2013. Wind turbines – Part 2: Small wind turbines*, vol. 2006. 2006.
- [7] Departamento de Energía EE.UU, "Sistemas Eólicos Pequeños para Generación de Electricidad," 2007.
- [8] G. R. Frias, R. Gaston , Asensio, E. Maximiliano y Catuogno, "Implementación de un seguidor del punto de máxima potencia en un aerogenerador con DsPIC," no. June, 2018.
- [9] B. Nesbitt, *Handbook of Pumps and Pumping*, 1st ed. Elsevier Ltd, 2006.
- [10] I. A. Ia, "Choosing between a soft starter and a variable frequency drive to fit your application," no. January, p. 2, 2013.
- [11] J. S. CHAPMAN, *MÁQUINAS ELÉCTRICAS*, Quinta. McGraw Hill, 2012.
- [12] F. Bordry, "Power converters : definitions , classification and converter topologies," *CAS - Cern Accel. Sch. CLRC Daresbury Lab. Spec. CAS Course Power Convert.*, no. Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, Toulouse, France, pp. 13–42, 2004.
- [13] E. C. Dos Santos Jr and E. R. Cabral Silva, *ADVANCED POWER ELECTRONICS CONVERTERS*. John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- [14] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook* .
- [15] Dorin O. Neacsuncis, *POWER-CONVERTERS SWITCHING: Medium and Hight Power*, 1st ed. CRC Pres, 2006.
- [16] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [17] H. Athari, M. Niroomand, and M. Ataei, "Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 72, no. September, pp. 1167–1176, 2017.
- [18] N. Vázquez and J. V. López, "11 – Inverters," in *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2018, pp. 289–338.
- [19] E. Muljadi, "ANALYSIS OF THE DYNAMICS OF A WIND-TURBINE WATER-PUMPING SYSTEM.,"

vol. 00, no. c, 2000.

- [20] T. Ouchbel *et al.*, “Power maximization of an asynchronous wind turbine with a variable speed feeding a centrifugal pump,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 78, pp. 976–984, 2014.
- [21] H. Esmailian, E. Mohammadi, R. Fadaeinedjad, A. Bakhshai, and M. Rahnama, “Design methodology to optimise induction machines based stand-alone electrical wind water pumping systems,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 13, no. 12, pp. 2058–2069, 2019.
- [22] S. Benzaouia, A. Rabhi, S. Zouggar, and A. El Hajjaji, “Design and Control of Standalone Wind Powered Water Pumping System,” *2018 7th Int. Conf. Syst. Control. ICSC 2018*, pp. 99–104, 2018.
- [23] R. D. Fernandez, R. J. Mantz, and P. E. Battatotto, “Sliding mode control for efficiency optimization of wind electrical pumping systems,” *Wind Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 161–178, 2003.
- [24] A. Busca-Forcós and C. Marinescu, “Pumped storage system for wind energy in variable operating conditions,” *2014 Int. Symp. Fundam. Electr. Eng. ISFEE 2014*, pp. 1–6, 2015.
- [25] R. Boylestad, *Introducción al análisis de circuitos*, vol. 3. 2017.
- [26] D. W. Hart, *Power Electronics*. McGraw Hill, 2011.
- [27] Daniel W. Hart, “Electronica de Potencia HART 3º Español.pdf.” p. 456, 2001.
- [28] F. L. Luo, H. Ye, and M. H. Rashid, *Digital Power Electronics and Applications*, 1st ed. Elsevier Academic Press, 2005.
- [29] N. Vázquez and J. V. López, “Inverters,” in *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2018, pp. 289–338.
- [30] Muhammad H. Rashid (Muhammad Harunur), N. Kumar, and A. R. (Ashish R. Kulkarni, *Power electronics : devices, circuits and applications*. 2014.
- [31] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de potencia : convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw Hill, 2009.
- [32] A. Pardo and J. L. Díaz, *Aplicaciones de los convertidores de frecuencia. Estrategia PWM*. Editorial Java E. U., 2004.
- [33] M. F. N. Tajuddin, N. H. Ghazali, T. C. Siong, and N. Ghazali, “Modelling and simulation of modified unipolar PWM scheme on a single phase DC-AC converter using PSIM,” *SCORed2009 - Proc. 2009 IEEE Student Conf. Res. Dev.*, no. SCORed, pp. 328–331, 2009.
- [34] T. M. Undeland, W. P. Robbins, and K. Murphy, *Power electronics*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2002.
- [35] B. K. Bose, “Power Semiconductor Devices for Variable Frequency Drives,” in *Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*, IEEE, 1997, pp. 9–35.
- [36] P. T. Krein, “Introduction,” *Power Electron. Handb.*, pp. 1–12, Jan. 2018.
- [37] T. D. C. Busarello, M. G. Simões, and J. A. Pomilio, “Semiconductor Diodes and Transistors,” *Power Electron. Handb.*, pp. 15–48, Jan. 2018.
- [38] Y. Shakweh, “Drive Types and Specifications,” *Power Electron. Handb.*, pp. 913–944, Jan. 2018.
- [39] J. Guzinski, H. Abu-Rub, and P. Strankowski, *Variable Speed AC Drives with Inverter Output Filters*, 1st ed. Wiley, 2015.
- [40] Truper, “BOMBA ELÉCTRICA PERIFÉRICA BOAP-1/2A,” 2020. [Online]. Available: https://www.truper.com/ficha_merca/ficha-print.php?code=15759. [Accessed: 10-Feb-2020].

- [41] International Rectifier, "IR2110 (S) PbF / IR2113 (S) PbF IR2110 (S) PbF / IR2113 (S) PbF Absolute Maximum Ratings," *Data Sheet No. PD60147 rev.V*, 2019. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e.
- [42] B. A. Merello, A. Rugginenti, M. Grasso, and I. Rectifier, "Using Monolithic High Voltage Gate Drivers," 2019. [Online]. Available: <http://www.irf.com/technical-info/design/tp/dt04-4.pdf>.