



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

**“Convertidores multinivel para aplicaciones en
sistemas fotovoltaicos y eólicos”**

T E S I S

Que para obtener el Grado de

Doctor en Ciencias Aplicadas

PRESENTA

M.C. Raúl Castillo Meraz

ASESOR

Dr. Isaac Campos Cantón

CO-ASESOR

Dr. Misael Francisco Martínez Montejano



San Luis Potosí, S.L.P., México

FECHA

AGRADECIMIENTOS

“ Pedes in terra ad sidera visus ”

A Dios por darme la fortaleza interna necesaria para superar los obstáculos, enfermedades y problemas de la vida que no me impidieron culminar este trabajo.

A mi familia, amigos y hermanos que me han otorgado el apoyo necesario en momentos difíciles de la vida y que han creído en mí.

Al CONACYT por los apoyos otorgados para la realización de este trabajo.

Al Coordinador general del Posgrado en Ciencias Aplicadas, Dr. Raúl Eduardo Balderas Navarro y al coordinador interno de posgrado del Instituto de Investigación en Comunicación Óptica (IICO), Dr. José Manuel Flores Camacho, por la realización de trámites y las atenciones prestadas para la realización de este proyecto.

A mi asesor Dr. Isaac Campos Cantón por su paciencia, su templanza, por el trabajo de asesoría y las facilidades prestadas en equipo y conocimientos adquiridos.

A mi co-asesor, Dr. Misael Francisco Martínez Montejano por la resolución de dudas a pesar de las distancias.

A mis sinodales:

- *Dr. Raúl Eduardo Balderas Navarro*
- *Dra. Marcela Mejía Carlos*
- *Dr. Oscar Núñez Olvera*

Por su apoyo y observaciones en el presente trabajo.

“Quien diga que los sueños no se cumplen, que me explique cómo vivo en esta nube”

Resumen

Las energías alternativas son el presente y el futuro del mundo dado que es inminente el agotamiento de las fuentes no renovables de energía como el petróleo.

Si bien en nuestro país no se ha dado ese *boom* como en otros países, tarde o temprano se llegará a ese punto donde cada hogar, cada automóvil, cada empresa utilice total o parcialmente, energías renovables. Además, esto impactará positivamente en la reducción de contaminantes a la atmósfera.

Esta fue la motivación principal del presente trabajo; estudiar, investigar y tratar de aportar algo a este inmenso campo del conocimiento de hoy en día.

Se resume este trabajo en 2 partes:

- Análisis, estudio y desarrollo de modelos para las energías alternativas tratadas en esta tesis.
- Conexión de estas fuentes de energía renovables al convertidor de cinco niveles para generar energía eléctrica con las características adecuadas para la correcta sincronía con la red eléctrica mexicana.

En los primeros capítulos de este trabajo se expone un estudio de las energías alternativas culminando con generación de modelos de simulación y emuladores para la comprensión del comportamiento de este tipo de energías; posteriormente se expone el funcionamiento y operación de un convertidor de cinco niveles.

La parte central del presente trabajo se expone en los capítulos 5 y 6 donde se detalla cada una de las etapas que compone el sistema de cogeneración de energía a través de fuentes diferentes de energías renovables con la utilización de nuevas tecnologías en Dispositivos Digitales de Control como lo es ARDUINO.

Índice de contenido

1. Capítulo 1: Introducción y planteamiento del problema	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Justificación del trabajo	5
1.3. Planteamiento del problema	6
1.4. Estado del arte.	7
1.5. Contribución del trabajo	8
1.6. Panorama general del contenido	10
2. Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares.	12
2.1. Marco Teórico	13
2.2. Caracterización del panel de prueba	18
2.3. Resultados de simulación numérica	20
3. Capítulo 3: Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas	25
3.1. Antecedentes	26
3.2. Marco Teórico	27
3.3. Partes básicas y funcionamiento de una turbina eólica	31
3.4. Sistema experimental y resultados	33
4. Capítulo 4: Convertidor de cinco niveles en cascada	39
4.1. Introducción	40
4.2. Análisis y modelado del CHB-5.	41
4.3. Parámetros de diseño y especificaciones	46
5. Capítulo 5: Implementación del sistema	49
5.1. Desarrollo del controlador.	50
5.2. Dispositivo Digital de Control	52
5.3. Tarjeta de adquisición de señales	53
5.3.1. Señales provenientes del convertidor HB5.	53
5.3.2. Señales provenientes de la red eléctrica	55
5.4. Tarjeta acondicionadora de señales de salida.	57

6. Capítulo 6: Resultados	61
6.1. Resultados de las pruebas de la tarjeta de adquisición de señales	62
6.1.1. Resultados en simulación	62
6.1.2. Resultados experimentales	64
6.2. Resultados de la tarjeta acondicionadora de disparos	68
6.2.1. Resultados en simulación	68
6.2.2. Resultados experimentales	70
6.3. Resultados del sistema completo.	71
6.3.1. Resultados preliminares: protocolo de pruebas sin ley de control. . .	71
6.3.2. Resultados en simulación	74
6.3.3. Resultados experimentales	76
7. Conclusiones.	79
7.1. Sobre el uso de energías renovables	80
7.2. Sobre el uso de nuevos Dispositivos Digitales de Control	81
7.3. Sobre la implementación física del sistema y resultados.	82
Ápéndices	
▪ Apéndice I: Especificaciones técnicas del convertidor HB5.	86
▪ Apéndice II: Especificaciones técnicas de las tarjetas acondicionadoras.	92
▪ Apéndice III: Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE	101
▪ Apéndice IV: Diagramas de flujo.	109
Bibliografía y referencias.	113

Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se presenta un panorama general sobre los temas que tratará el presente trabajo: los distintos tipos de energía renovable bajo estudio, los inversores de corriente directa a corriente alterna, la estrategia de control para el inversor así como el estado del arte y las contribuciones de la propuesta hecha en este trabajo; estos temas serán explicados con más detalle en los siguientes capítulos. También se establece el planteamiento del problema bajo estudio de la presente tesis y, al final del capítulo, se muestra un bosquejo general del contenido del presente trabajo.

1. Introducción

1.1. Antecedentes

El consumo mundial de energía se refiere al uso de energía por las personas a lo largo de todo el planeta y en todos los sectores posibles como lo son el sector residencial, industrial y tecnológico. Debido a sus implicaciones políticas, sociales y económicas, el consumo energético mundial, es y será, un tema que siempre estará bajo análisis exhaustivo y en la mesa de debate alrededor de todo el orbe.

En el año 2015, la producción de energía eléctrica en México fue de 290,751 GigaWatt-hora(GWh)[1]. De esta cantidad 236,778 GWh se generaron mediante combustibles fósiles lo cual es equivalente al 81.4%. Esto demuestra que la fuente primarias de energía sigue siendo del tipo no renovable. Para ilustrar este hecho, en la figura 1.1 se muestra la generación de electricidad por tipo de combustible durante el año 2015 [2].

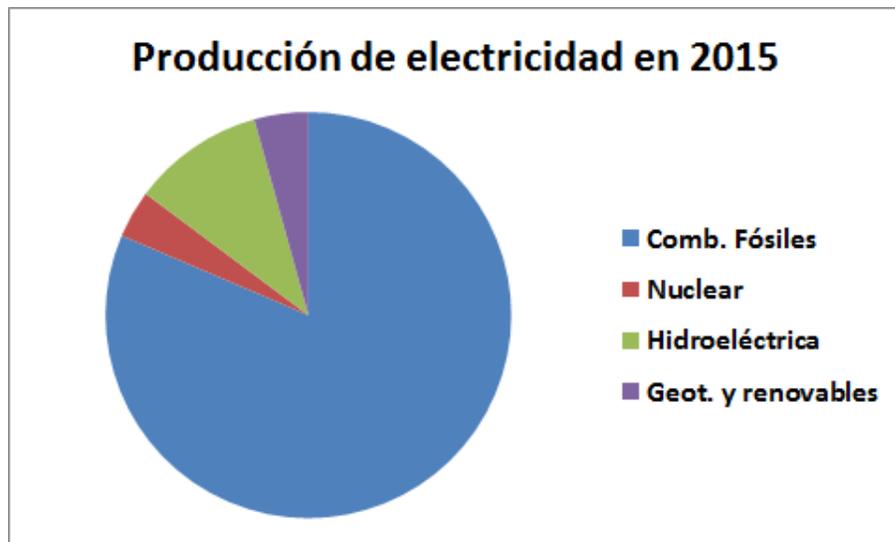


Figura 1.1: *Producción de energía eléctrica en México durante 2015*

Capítulo 1: Introducción y planteamiento del problema

La generación de electricidad a partir de fuentes renovables (sin considerar la hidroeléctrica) fue de solo el 4.3 % lo cual equivale a 12,381 GWh. Por otra parte, de enero de 2015 a febrero de 2016 se mostró una reducción del 0.7 % en la producción de electricidad a partir de fuentes renovables mientras que la producción a partir de combustibles fósiles creció en un 7.4 % [2].

Esto último demuestra que no se ha crecido mucho en generación de energía eléctrica a través de fuentes renovables dándole aún mas importancia a los combustibles fósiles a pesar de los efectos ambientales que conlleva el uso y la quema de este tipo de energías.

En la tabla 1.1 se muestra la capacidad instalada de energías alternativas para la generación de energía eléctrica la cual es de 14,501 megawatts(Mw)de los cuales la mayor parte corresponde a la energía hidráulica; sin embargo, el potencial para la instalación de este tipo de energías supera los 241 Petawatt [Pw]. Puede apreciarse que la capacidad de energía eólica se explota tan solo en un 3.2 % mientras que la energía solar se explota en un 0.3 % del potencial disponible en la República Mexicana[3].

Energía	Potencial(Mw)	Capacidad instalada(Mw)
Hidráulica	53,000	11,701
Eólica	40,268	1,289
Geotérmica	40,000	823
Biomasa	83,500,110,490	645
Solar	24,300	37
<i>TOTAL</i>	241,068,277,066	14,501

Tabla 1.1: *Capacidad instalada y potencial para la generación de energía eléctrica en México*

Además de la generación de energía eléctrica a través de fuentes renovables, otro aspecto importante a considerar es la conversión de la energía eléctrica proveniente de estas fuentes para acondicionarla a los requisitos de la red eléctrica. En la figura 1.2 se muestra un esquema básico de como se debe acondicionar este tipo de energía para poder utilizarla ya sea en modo aislado (islanding) o interconectado a la red eléctrica.

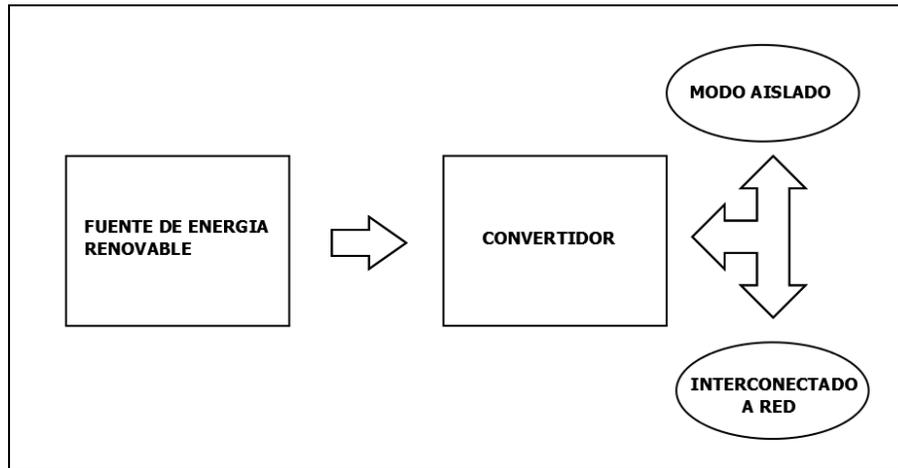


Figura 1.2: *Esquema básico de conversión de energías renovables*

Un convertidor de energía (comunmente llamado inversor) es un dispositivo electrónico capaz de modificar un determinado tipo de energía eléctrica a la entrada y suministrar otro tipo diferente de energía eléctrico a la salida. Los inversores se pueden clasificar en 4 tipos:

- Inversores de Corriente Directa a Corriente Directa (CD/CD).
- Inversores de Corriente Alterna a Corriente Alterna (CA/CA).
- Inversores de Corriente Alterna a Corriente Directa (CA/CD).
- Inversores de Corriente Directa a Corriente Alterna (CD/CA).

Esta última clasificación (CD/CA) es de las más populares en los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables y debe cumplir con determinados requisitos para adecuarlos a la red eléctrica nacional como pueden ser:

- Frecuencia de 60 hertz
- Voltaje residencial de $127 V_{rms}$
- Voltaje del sector industrial de $220 V_{rms}$ o de $440 V_{rms}$
- Calidad en la energía suministrada

Para cumplir con estos requisitos, se debe implementar una estrategia de control que gobierne adecuadamente al inversor CD/CA y satisfaga esos requerimientos.

El presente trabajo se enfoca en el estudio y desarrollo de una topología específica de inversor CD/CA conocida como "Puente H en Cascada"(CHB por sus siglas en inglés), el análisis y desarrollo de su controlador así como el estudio y acoplamiento al inversor de 2 tipos de energía renovable: energía solar y eólica.

1.2. Justificación del trabajo

En base a las estadísticas mencionadas anteriormente se puede apreciar que la tendencia mundial es el uso de energías renovables para la generación de electricidad. Esto se debe básicamente a dos motivos:

1. En la sección anterior se proporcionaron cifras que indican claramente que el consumo mundial de energía eléctrica se ha aproximado rápidamente a la generación de la misma en las últimas décadas. Esto implica que es necesario y urgente separar esta brecha entre consumo y generación antes que sea rebasada en las próximas décadas. Para ello es necesario elevar la producción de electricidad a nivel mundial.
2. Actualmente la generación de electricidad se dá mayormente en base a combustibles fósiles cuya transformación a energía utilizable como la eléctrica requiere de procesos que implican un aumento en el calentamiento global y la producción de residuos contaminantes. Esto se debe evitar porque si bien se podría satisfacer y superar la demanda de energía eléctrica en base a estas fuentes de energía, la parte contraproducente es que se generaría un alto índice de contaminación y elevación del calentamiento global.

En base a lo anterior, una buena opción para generar energía eléctrica sin efectos tan nocivos como los de los combustibles fósiles son las energías renovables. Por ello, se debe impulsar y generar conocimiento en esta área para dar lugar a un mejor y más eficiente aprovechamiento de este tipo de energías. Esta es la primera justificación del presente trabajo.

Por otra parte, México posee un potencial enorme para la instalación y desarrollo de este tipo de energía. Sin embargo, como puede apreciarse en la tabla 1.1, apenas se explota el 0.15 % del potencial para energía solar y el 3 % del potencial para energía eólica. Aunado a esto, las políticas públicas federales apuntan al fomento del uso de las energías renovables. Prueba de ello se muestra en el Diario Oficial de la Federación (2012) donde se establece un decreto de ley el cual indica que para 2025, el 36 % de la electricidad en México deberá de provenir de fuentes de energía renovables. Esto nos indica que se debe fomentar de manera urgente la preparación y formación de recursos humanos capacitados que puedan desarrollar investigación científica e implementar nuevas tecnologías en el área de las energías renovables en México. Todo lo anterior es una segunda justificación del presente trabajo.

1.3. Planteamiento del problema

Una parte fundamental de todo sistema de generación de energía eléctrica a partir de energías renovables es el diseño e implementación del inversor (Figura 1.2). Dependiendo del tipo de energía con el que trabajemos se pueden requerir una o varias etapas intermedias lo que conlleva a utilizar uno o varios inversores de diferentes tipos.

Por ejemplo suponga que un panel solar nos entrega 21 volts y una corriente de 1 ampere en CD y se desea adaptar este voltaje a un cargador para celular que funciona a 5 volts a 500 miliamperes (mA). Entonces se necesita diseñar un inversor CD/CD de tipo reductor (Buck) el cual cumpla con estos requerimientos. Otro caso podría resultar de un aerogenerador el cual nos entrega un voltaje en CA distinto al de la red eléctrica. Para este caso típicamente se diseñan dos etapas: una etapa CA/CD y una etapa CD/CA que entregue el voltaje y frecuencia a los que trabaja la red eléctrica nacional.

La etapa de conversión CD/CA debe cumplir con una determinada calidad de energía a la salida que satisfaga los requisitos de la red eléctrica para que los aparatos e instrumentos de CA funcionen adecuadamente.

Un inversor CD/CA eficiente debe cumplir con los siguientes parámetros de calidad:

1. Poca distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) a la salida del inversor.
2. Factor de potencia (FP) cercano a la unidad (eficiencia).
3. Poca pérdida de potencia en los dispositivos conmutadores.
4. Tolerancia a fallas
5. Balance en el voltaje de los capacitores del bus de CD.

Estos requisitos tiene aún un mayor peso si se habla de inversores CD/CA interconectados a la red eléctrica nacional la cual exige algunos requisitos más [3].

Además de todo lo anterior, se deben cumplir ciertas necesidades de diseño como lo son:

- Diseño modular. Se refiere al diseño del inversor en base a módulos y no a componentes discretos de manera que si alguno de los módulos se dañase, sea reemplazado fácilmente por otro nuevo.
- Poco mantenimiento. Diseñar el inversor con la topología adecuada de manera que se requiera el mínimo de mantenimiento ya sea preventivo o correctivo.

- Minimizar el costo económico. Debido a la fuerte inversión inicial que requiere un sistema de generación de energía eléctrica a partir de renovables, se debe minimizar en lo posible el costo de todos sus componentes. En este tipo de sistema, el inversor CD/CA podría representar el 50 % (o más) del costo total del sistema de generación de energía [4].
- El inversor debería poder funcionar bajo distintas topologías de sistemas fotovoltaicos como lo son el inversor centralizado o multi-cadena (multi-string) [5].

Teniendo en cuenta esto, se plantea el problema de elegir la topología de inversor CD/CA más adecuada que se adapte a estas necesidades teniendo en cuenta que a la entrada del inversor puede haber tipos distintos de energía renovable. Asimismo, para poder cumplir con los parámetros de calidad de la energía, se plantea el problema de diseñar e implementar la estrategia de control adecuada que gobierne al inversor y cumpla con todos estos requisitos.

1.4. Estado del arte

Dentro de las topologías de los inversores multinivel, la topología "Puente H en cascada" ha sido ampliamente estudiada y analizada debido a sus ventajas de modularidad, estructura simple y a su reducido número de componentes[6]. En contraste, el diseño e implementación de controladores que gobiernen este tipo de inversores implica todo un reto debido a que cada puente H no puede considerarse como una entidad aislada dado que interactúa con los otros puentes H del inversor generando un comportamiento complicado de estudiar.

Los problemas a los que se enfrenta esta topología de inversor y que han sido abordados en trabajos recientes son los siguientes:

1. Acoplamiento de varios tipos de energías renovables. En este sentido, los trabajos recientes trabajan con un solo tipo de energía renovable, generalmente es la solar fotovoltaica [7] utilizando la topología arriba mencionada y un transformador de acoplamiento el cual puede incrementar significativamente el costo del inversor [8], [9]. Otros utilizan energía eólica.
2. Uso de convertidores CD/CD. La utilización de convertidores CD/CD para balancear el voltaje en el bus de CD ha sido ampliamente utilizada a lo largo de la literatura [10], [11]. Sin embargo, la utilización de esta técnica implica elevar la complejidad del algoritmo de control propuesto dado que se tiene que implementar el control del convertidor CD/CD así como del convertidor CD/CA. Asimismo, incrementamos el costo económico del sistema dado que se utilizan mas sensores de voltaje y/o de corriente, así como la incorporación de nuevos elementos que integran al convertidor CD/CD.

3. Uso de técnicas adecuadas en el algoritmo de control. Actualmente los trabajos incorporan técnicas recientes de control adaptadas a los sistemas de cogeneración de energía a partir de energías renovables ya sea de manera aislada o interconectados a red. Los algoritmos basados en lógica difusa han sido implementados en la topología CHB mostrando resultados aceptables pero incrementando la complejidad del controlador [12]. Otros trabajos incorporan algoritmos de búsqueda del máximo punto de potencia (MPPT) para lograr extraer la potencia máxima disponible en los paneles utilizando estrategias de control clásico Proporcional-Integral (PI) y utilizan otras estrategias para el inversor CHB como lo son: algoritmos PLL, control PI y control en realimentación positiva [12]. Algunos más desarrollan técnicas inéditas como el algoritmo de *conversión delta* el cual se basa en el control de etapas CD/CD previas al inversor CD/CA con el objetivo de extraer la máxima potencia de los paneles incluso funcionando bajo sombreado parcial[12]. Algunos otros autores han desarrollado, incluso, topologías diferentes y nuevas a los modelos clásicos (CHB, Diodo Enclavado, Capacitor Flotante) incorporando una estrategia de control específica que solo funciona para esta topología [13], [14].
4. Uso de dispositivos de control de tecnología reciente y precio accesible. Para implementar el controlador se requiere de dispositivos digitales especializados es el procesamiento de señales (DSP) los cuales son, por lo general, de costo elevado y difícil adquisición. Trabajos recientes incorporan dispositivos de arreglo de compuertas programables (FPGA por sus siglas en inglés)[12]. Los dispositivos de la compañía Texas Instruments (TI) han sido ampliamente utilizados en el área de control de inversores [15]. Otros dispositivos utilizados frecuentemente (y de costo elevado) han sido las tarjetas DSPACE [16].

1.5. Contribución del presente trabajo

El presente trabajo contribuye al estado del arte arriba mencionado en los siguientes aspectos:

1. Utilización de tipos diversos de energía renovable. En este trabajo se incorporan tipos diversos de energía renovable (solar, eólica) sin añadir características externas al inversor (como podrían ser convertidores CD/CD) ni añadir algoritmos de control adicionales mostrando así la eficiencia del controlador implementado.
2. Uso de topología adecuada para energías renovables. Se maneja la topología CHB de 5 niveles la cual es la más idónea para implementar sistemas de cogeneración de energía a partir de renovables.
3. Implementación de un controlador sencillo y robusto. En esta tesis se desarrolla un algoritmo de Control Basado en Pasividad (CBP) el cual considera el modelo natural del sistema. Asimismo, este algoritmo considera la dinámica del inversor

Capítulo 1: Introducción y planteamiento del problema

como la suma de transformaciones de energía de sus subsistemas tratando de controlar sus intercambios de energía [12]. El uso de esta técnica de control nos garantiza que la corriente de línea sea rastreada adecuadamente por el convertidor; además se garantiza el balanceo de voltaje en los capacitores del bus de CD sin necesidad de añadir dispositivos externos al inversor.

4. Mejora en la calidad de energía a la salida del inversor. El controlador desarrollado en el presente trabajo garantiza que el inversor proporcionará una calidad suficiente en la energía de salida con los requisitos mencionados en la subsección 1.3.
5. Tolerancia a Fallas. Se desarrolla la topología propuesta de manera que si, uno de los dos puentes H llegase a fallar, el sistema siga operando en modo 3 niveles.
6. Uso de dispositivos de control accesibles y modernos. En el presente trabajo se utiliza la tecnología ARDUINO la cual ha sido muy popular en fechas recientes. Esta tecnología involucra las siguientes ventajas:
 - Sencillez en el código de programación. El uso de lenguaje de alto nivel y librerías añadidas presenta un código claro y fácil de entender por el programador.
 - Modularidad. La tecnología ARDUINO es muy popular debido a que ha desarrollado dispositivos de fácil adaptación a sus procesadores como son: sensores de corriente, sensores de voltaje, módulos bluetooth, módulos WIFI, módulos de control de motores entre otros. Esto hace que la incorporación y comunicación de los dispositivos externos y el procesador principal sea rápida, sencilla y eficiente.
 - Bajo costo. Mientras que las tecnologías clásicas para el procesamiento digital de señales (FPGA, DSP de TI) son excesivamente costosas, ARDUINO es un sistema de bajo costo.
 - Software Libre. Mientras que las tecnologías DSP clásicas cargan un costo extra por el software de programación de sus plataformas, ARDUINO incorpora herramientas de programación gratuitas y de libre acceso que están bajo constante actualización y depuración por los mismos usuarios alrededor del mundo. Asimismo, posee una enorme cantidad de sitios web de información auxiliar sobre las diversas plataformas ayudando a todos los usuarios en su tarea de programación (conocimiento compartido).
 - Prestaciones superiores a las tecnologías clásicas. A pesar de su bajo costo, la plataforma ARDUINO DUE incorpora un procesador ATSM3X8E el cual posee una longitud de palabra de 32 bits, un reloj de 80 Mhz de frecuencia, un convertidor Análogo-Digital (ADC) de hasta 12 bits de resolución, 16 salidas de Ancho de Pulso Modulado (PWM) y 2 pines de salida de conversión Digital-Analógica (DAC). Estas características lo hacen sumamente

competitivo (e incluso superior) a las tecnologías DSP utilizadas en la mayor parte de los trabajos de investigación actuales.

1.6. Panorama General del contenido

A continuación se presenta un breve resumen del contenido de la tesis.

- CAPITULO 1. Se plantea un panorama general de los temas de estudio de la tesis: Energías renovables, características del convertidor de energía, justificación del trabajo, planteamiento del problema, Estado del arte y la contribución de la tesis.

- CAPITULO 2. En este capítulo se presentan los modelos matemáticos presentes en la literatura que describen el comportamiento de los paneles solares fotovoltaicos. Se muestra un modelo desarrollado en SIMULINK durante la tesis doctoral y se muestran los resultados de las simulaciones numéricas del modelo del panel en comparativa con el panel verdadero.

- CAPITULO 3. Se enumeran las características de un sistema de generación mediante energía eólica. Se describen las etapas del sistema y se muestran ecuaciones para describir el potencial eólico tratando, paso a paso, cada una de las etapas hasta la generación de la energía eléctrica a la salida del sistema. Asimismo, se muestran los resultados obtenidos de un emulador eólico implementado durante la tesis doctoral y se hace una comparativa de la potencia eléctrica generada por este emulador respecto a la generada por una turbina comercial.

- CAPITULO 4. Este capítulo se dedica al convertidor multinivel HB5. Se hace una descripción de su modelo matemático natural (sin control) enumerando sus características técnicas. Por último se hace un desarrollo de su diseño y sus parámetros de construcción.

- CAPITULO 5. Se presenta el controlador en tiempo continuo y tiempo discreto. Asimismo, se presenta el dispositivo de control (ARDUINO DUE) así como sus características. Además, se describe la etapa de adquisición de señales provenientes del inversor así como la etapa de acondicionamiento de disparos que van del dispositivo controlador hacia los elementos semiconductores de potencia que forman parte del inversor.

- CAPITULO 6. En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en cada etapa así como los resultados obtenidos al acoplar todas las etapas del sistema.

- CAPITULO 7. En este último capítulo se presenta la discusión final y conclusiones sobre el presente trabajo.

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

En este capítulo se hace un estudio exhaustivo de la energía solar fotovoltaica así como los modelos para su análisis. Se presenta un estudio realizado durante la tesis doctoral que incluye la caracterización de un panel solar de prueba así como la descripción y modelo matemático para estudiar su comportamiento ante distintas condiciones de irradiancia y temperatura. Por último se muestran una serie de simulaciones numéricas para predecir el comportamiento eléctrico del panel ante cualquier condición de irradiancia y temperatura, y también se presentan resultados del comportamiento eléctrico del panel para otras ciudades.

2. Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

2.1. Marco Teórico.

La energía solar fotovoltaica (FV) tiene su fundamento físico en el efecto fotoeléctrico el cual es la base del proceso mediante el cual una celda FV convierte la luz solar en electricidad. La luz solar está compuesta por fotones, o partículas energéticas. Estos fotones son de diferentes energías, correspondientes a las diferentes longitudes de onda del espectro solar. Cuando los fotones inciden sobre una celda FV, pueden ser reflejados o absorbidos, o pueden atravesarla. Únicamente los fotones absorbidos generan electricidad. Cuando un fotón es absorbido, la energía del fotón se transfiere a un electrón de un átomo de la célula. Con esta nueva energía, el electrón es capaz de escapar de su posición normal asociada con un átomo para formar parte de una corriente en un circuito eléctrico.

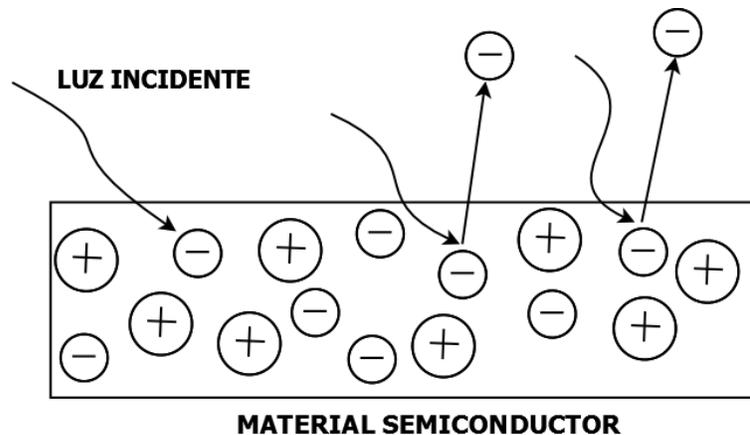


Figura 2.1: Imagen Ilustrativa del efecto fotovoltaico

Las partes más importantes de la celda solar son las capas de semiconductores, ya que es donde se crea la corriente de electrones. Estos semiconductores son especialmente tratados para formar dos capas diferentemente dopadas (tipo p y tipo n) para formar un campo eléctrico, positivo en una parte y negativo en la otra. Cuando la luz solar incide en la celda se liberan electrones que pueden ser atrapados por el campo eléctrico, formando una corriente eléctrica. Es por ello que estas células se fabrican a partir de este tipo de materiales, es decir, materiales que actúan como aislantes a bajas temperaturas y como conductores cuando se aumenta la energía. Desdichadamente no hay un tipo de material ideal para todos los tipos de celdas y aplicaciones. Además de

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

los semiconductores las celdas solares están formadas por una malla metálica superior u otro tipo de sustrato para recolectar los electrones del semiconductor y transferirlos a la carga externa y un contacto posterior para completar el circuito eléctrico. También en la parte superior de la celda hay un vidrio u otro tipo de material encapsulante transparente para sellarla y protegerla de las condiciones ambientales, y una capa antireflexiva para aumentar el número de fotones absorbidos.

Las celdas FV convierten pues, la energía de la luz en energía eléctrica. El rendimiento de conversión, esto es, la proporción de luz solar que la celda convierte en energía eléctrica, es fundamental en los dispositivos fotovoltaicos, ya que el aumento del rendimiento hace de la energía solar FV una energía más competitiva con otras fuentes (por ejemplo la energía de origen fósil).

Estas celdas, conectadas unas con otras, encapsuladas y montadas sobre una estructura soporte o marco, conforman un módulo fotovoltaico. Los módulos están diseñados para suministrar electricidad a un determinado voltaje (normalmente 12 ó 24 V). La corriente producida depende del nivel de insolación. La estructura del módulo protege a las células del medioambiente y son muy durables y fiables. Aunque un módulo puede ser suficiente para muchas aplicaciones, dos o más módulos pueden ser conectados para formar un generador FV.

En la figura 2.2 se presenta el modelo más sencillo para representar una celda solar fotovoltaica que consta de una fuente de corriente dependiente de la luz solar y un diodo de silicio en paralelo. Este modelo se conoce como "modelo ideal" dado que no toma en cuenta las pérdidas por fugas de corriente a tierra y contactos óhmicos del material[17].

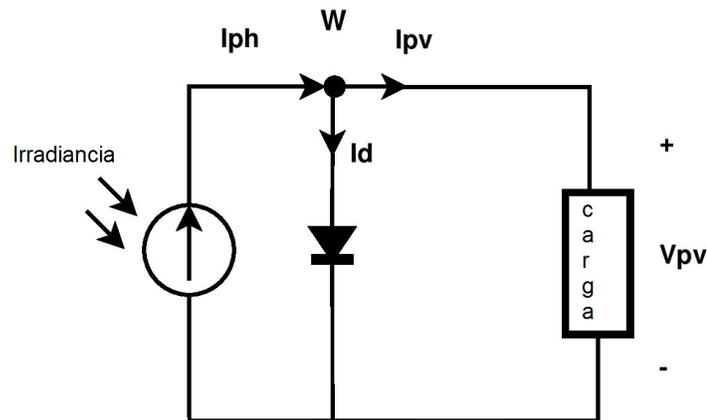


Figura 2.2: Modelo ideal de una celda solar

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

La ecuación característica para este modelo puede obtenerse a partir de la aplicación de la Ley de Corrientes de Kirchhoff en el nodo W del circuito de la figura 2.2.

$$i_{pv} = i_{ph} - i_d \quad (2.1)$$

Donde:

$$i_{ph} = I_{sc} \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) [1 + \alpha_{sc} (T - T_{ref})] \quad (2.2)$$

- i_{ph} = Corriente fotónica [A]
- G = Irradiancia incidente [W/m^2]
- G_{ref} = Irradiancia de referencia = $1000W/m^2$
- α_{sc} = Coeficiente térmico de corriente [$^{\circ}K^{-1}$]
- T = Temperatura de la celda solar [$^{\circ}K$]
- T_{ref} = Temperatura de referencia = $298^{\circ}K$

Por otra parte:

$$i_d = I_s \left(e^{\frac{qV_{pv}}{AKT}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

- i_d = Corriente en el diodo [A]
- I_s = Corriente de saturación del diodo [A]
- q = Carga del electrón = $1,609 \times 10^{-19}[C]$
- V_{pv} = Voltaje fotovoltaico [V]
- A = Factor de idealización del diodo
- K = Constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}[J/^{\circ}K]$
- T = Temperatura de la celda solar [$^{\circ}K$]

El modelo que considera las pérdidas por contactos óhmicos del material es el mostrado en la figura 2.3 y se conoce como *Modelo de una resistencia (1-R)*.

La ecuación que rige a este modelo se obtiene utilizando leyes de Kirchhoff en el nodo W y la malla de salida [17].

$$i_{pv} = i_{ph} - I_s \left(e^{\frac{qV_{pv} - I_{pv}R_s}{AKT}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

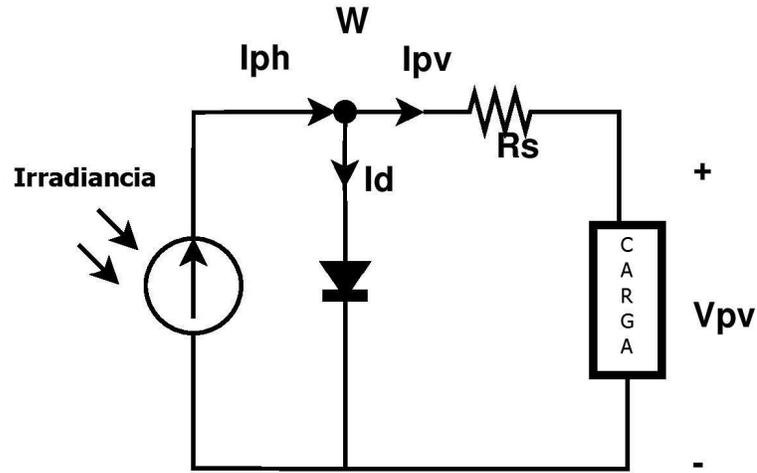


Figura 2.3: Modelo 1-R de una celda solar

Por último, se presenta el modelo que, además de considerar las pérdidas por contactos óhmicos del material, toma en cuenta las pérdidas por fuga a tierra agregando una resistencia en paralelo (R_{sh}). Este modelo es el mostrado en la figura 2.4 y se conoce como *Modelo de doble resistencia (2-R)*. Además es el modelo más utilizado por los fabricantes de celdas solares y módulos fotovoltaicos para analizar el comportamiento de los mismos.

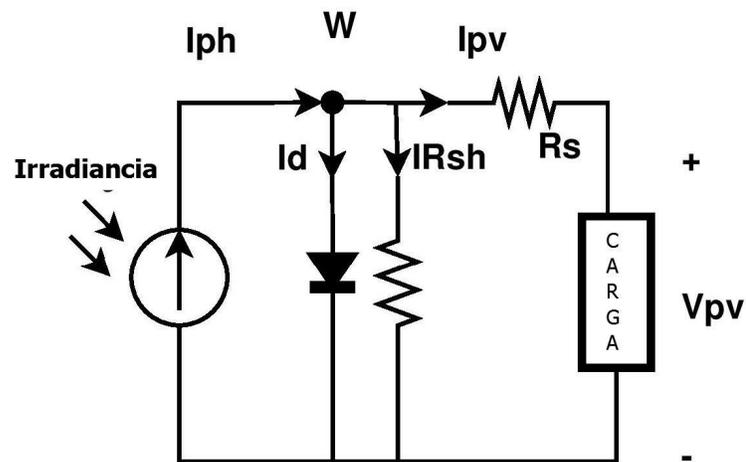


Figura 2.4: Modelo 2-R de una celda solar

La ecuación que rige este modelo resulta de considerar las corrientes en el nodo W (ecuación 2.5).

$$i_{pv} = i_{ph} - i_d - i_{rsh} \quad (2.5)$$

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

Donde i_{ph} es el equivalente a la ecuación 2.2, i_d es el mismo término que aparece en la ecuación 2.4 e i_{rsh} es obtenido a través de la malla de salida y se muestra en la ecuación 2.6.

$$i_{rsh} = \frac{V_{pv} + R_s i_{pv}}{R_{sh}} \quad (2.6)$$

Finalmente, el modelo 2-R puede ser descrito mediante la siguiente ecuación (considerando una carga capacitiva C):

$$i_{pv} = i_{ph} - \left(e^{\frac{\frac{1}{C} \int i_{pv} dt + i_{pv} R_s}{AKT}} - 1 \right) - \frac{\frac{1}{C} \int i_{pv} dt + R_s i_{pv}}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

La ecuación 2.7 es de la forma $i_{pv} = f(i_{pv}, G, T, R_s, R_{sh})$ la cual es no lineal, implícita y multivariable; su solución analítica es complicada y se han desarrollado numerosos métodos numéricos en la literatura para su respectiva solución.

Durante la presente tesis, se tomo el modelo natural (ecuación 2.7) y se represento la celda solar como un bloque de 3 entradas y 3 salidas con la señal de retroalimentación i_{pv} para su posterior simulación en el software SIMULINK. Este bloque general se muestra en la siguiente figura 2.5.

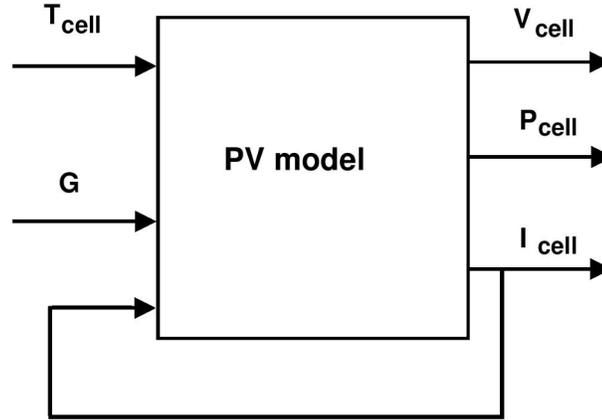


Figura 2.5: Modelo de una celda solar como bloque

Otro problema que surge al momento de modelar y simular las celdas solares es el cálculo de los valores de R_s y R_{sh} . Se han desarrollado numerosos métodos para calcular de manera teórica estos valores [18], [19], [20], [21], [22], [23]; sin embargo algunos involucran un proceso complejo y demasiados cálculos para la obtención de estos valores. Otros autores [23] señalan que estos valores de resistencia no son fijos, son variables a lo largo del día en el que el panel solar se ve expuesto a diferentes irradiancias y temperaturas. Incluso en algunas referencias de la literatura mencionada se define R_s como un valor dinámico dado por una derivada negativa [24].

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

En este trabajo nos basamos en los valores característicos del panel solar de prueba para la obtención de valores típicos de voltaje y corriente, para, posteriormente, hacer una curva de ajuste de datos y obtener una función que se aproxime al comportamiento de R_s y R_{sh} en función de la irradiancia. Esto se explica en la siguiente sección.

2.2. Caracterización del panel de prueba

En el presente trabajo tomamos un panel solar de 10 Watts de silicio policristalino de la marca MULTICOMP como panel de prueba. Los datos técnicos del panel se muestran en la tabla 2.1.

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Fabricante	MULTICOMP
Tipo	Policristalino
Número de celdas(N_s)	36
Potencia en MPP (P_{mpp})	10 W
Voltaje en MPP (V_{mpp})	17.2 V
Corriente en MPP (I_{mpp})	0.57 A
Voltaje en circuito abierto (V_{oc})	21 V
Corriente en corto circuito (I_{sc})	0.65 A
α_{sc}	0.39 mA/°K
β_{oc}	-75.6 mV/°K

Tabla 2.1: *Valores característicos del panel de prueba*

Los valores de la tabla 2.1 fueron obtenidos por el fabricante en condiciones estándar: Temperatura = 25°C, Coeficiente Másico de Aire (A.M.) = 1.5 e Irradiancia a 1000W/m².

Para la obtención de datos se utilizó una tarjeta de adquisición DAQ6009 y el software LABVIEW 2012 de National Instruments. Dado que el panel suele entregar corrientes eléctricas elevadas que sobrepasan el límite de los valores permitidos por la tarjeta de adquisición, se utilizó un circuito acondicionador de señal conocido como “Convertidor Corriente-Voltaje” el cual se muestra en la figura 2.6.

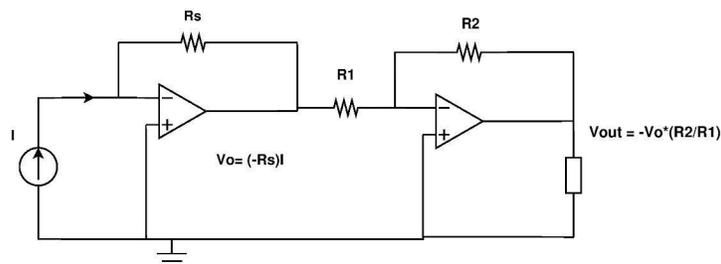


Figura 2.6: *Convertidor corriente-voltaje usado para la adquisición de señales*

Se procedió a tomar un conjunto de mediciones durante el verano de 2013 en San Luís Potosí, San Luís Potosí. Los resultados promedio se muestran en la tabla 2.2.

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

Hora	$G = \text{Irradiancia}(\frac{W}{m^2})$	$T_{cell}(^{\circ}K)$	$V_{pv}(V)$	$I_{pv}(A)$	$P_{pv}(W)$
9.00	393	302	21.33	0.18	3.84
10.00	558	306	20.40	0.26	5.37
11.00	824	302	20.90	0.48	10.10
12.00	948	311	20.30	0.56	11.30
13.00	1,038	310	20.03	0.58	11.69
14.00	1,037	311	20.00	0.56	11.13
15.00	871	314	20.07	0.49	9.90
16.00	826	310	20.23	0.31	6.34
17.00	548	312	20.30	0.28	5.7
18.00	422	308	20.17	0.26	5.24
19.00	153	309	20.10	0.15	2.95
Media	693	309	20.35	0.38	7.59

Tabla 2.2: Valores experimentales para el panel de prueba

Con el objetivo de obtener los valores de R_s y R_{sh} para introducirlos en las simulaciones numéricas utilizamos las ecuaciones 2.4 y 2.6.

$$R_s = \frac{V_t}{I_{pv}} \ln \left(\frac{I_{pv} - I_{ph} + I_S}{I_S \left(e^{\frac{V_{pv}}{V_t}} \right)} \right) \quad (2.8)$$

$$R_{sh} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{I_{ph} - I_{pv} - I_D} \quad (2.9)$$

Utilizando las ecuaciones 2.8, 2.9 y los datos de la tabla 2.2 llegamos a un conjunto de valores dinámicos para R_s y R_{sh} los cuales se muestran en la tabla 2.3.

Hora	$\text{Irradiancia}(\frac{W}{m^2})$	$R_s(\Omega)$	$R_{sh}(\Omega)$
9.00	393	1	8556
10.00	558	2	8649
11.00	824	1	7523
12.00	948	3	1075
13.00	1038	6	1093
14.00	1037	4	1238
15.00	871	3	1813
16.00	826	5	1113
17.00	548	4	3707
18.00	422	3	4689
19.00	153	1	7904

Tabla 2.3: Valores dinámicos para R_s y R_{sh}

Los valores promedio fueron $R_s = 3\Omega$ and $R_{sh} = 4305\Omega$ y se cumple el hecho de que $R_{sh} \gg R_s$; sin embargo es difícil observar a simple vista alguna relación entre la irradiancia y los valores de resistencia.

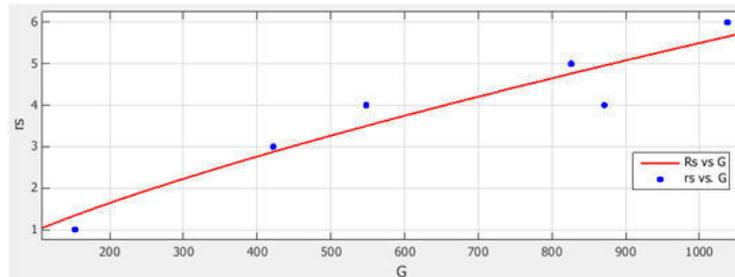
Con el objetivo de obtener un modelo preciso para las resistencias dinámicas se realizó una curva de ajuste (utilizando MATLAB) entre los valores obtenidos de ambas resistencias y la irradiancia como variable independiente; los resultados se muestran a

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

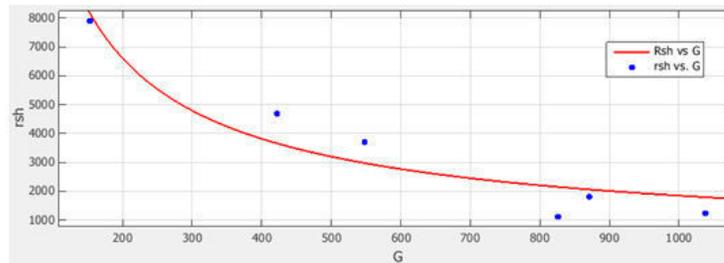
continuación:

$$R_s(G) = 0,0659(G^{0,605}) \quad (2.10)$$

$$R_{sh}(G) = 11200(e^{-0,0022G}) \quad (2.11)$$



a)



b)

Figura 2.7: Ajuste de datos a) R_s b) R_{sh}

2.3. Resultados de simulación numérica

Con los modelos obtenidos para R_s y R_{sh} se procedió a realizar las simulaciones numéricas en SIMULINK de los modelos clásicos de celda solar así como nuestro nuevo modelo que incorpora las ecuaciones 3.10 y 3.11 para la obtención de los valores de las resistencias. El modelo general implementado en SIMULINK se muestra en la figura 2.8.

Para las simulaciones se tomaron en cuenta cuatro modelos:

- MODELO IDEAL (sin pérdidas)
- MODELO DE UNA RESISTENCIA (1-R). Se toma el valor promedio obtenido para $R_s = 3\Omega$.

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

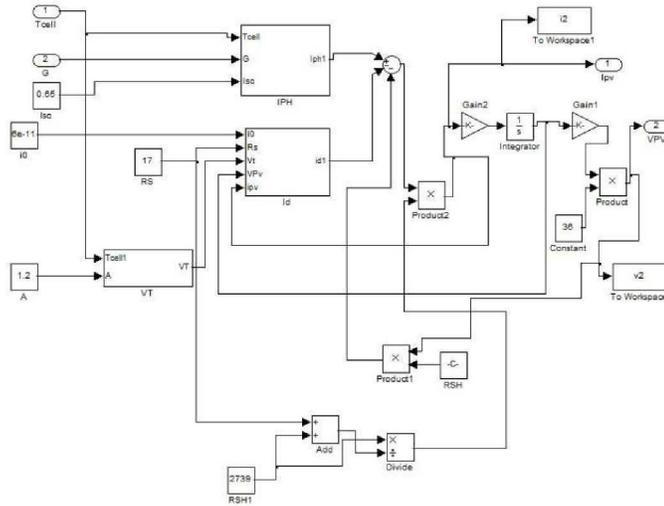


Figura 2.8: Modelo general para la celda implementado en SIMULINK

- MODELO DE DOBLE RESISTENCIA FIJA (MDRF). Se toman los valores de las resistencias promedio $R_s = 3\Omega$ y $R_{sh} = 4305\Omega$
- MODELO DE DOBLE RESISTENCIA DINÁMICA (MDRD). Utilizando las ecuaciones 2.10 y 2.11.

Los resultados de las simulaciones para potencia eléctrica se muestran en una tabla comparativa (Tabla 2.4) así como el valor real que entregaba el panel de prueba.

Hora	$G \left(\frac{W}{m^2} \right)$	Ideal(W)	1-R(W)	MDRF (W)	MDRD(W)	Panel(W)
9	393	5.4	5.0	5.1	4.27	3.84
10	558	7.6	7.1	7.2	6.08	5.37
11	824	11.4	10.6	10.8	9.15	10.10
12	948	12.9	12	12.3	10.34	11.30
13	1038	14.1	13.1	13.4	11.34	11.69
14	1037	14.1	13.2	13.4	11.31	11.13
15	871	11.7	10.9	11.1	9.45	9.90
16	826	8	7.7	7.4	9.05	6.34
17	548	7.2	6.6	6.8	7.11	5.7
18	422	5.2	5	5.2	5.49	5.24
19	153	2.6	1.8	1.9	1.53	2.95
Media	693	9.1	8.45	8.6	7.74	7.59
Potencia eléctrica acumulada del panel de prueba				83.56 Watts		
Estimación de potencia eléctrica acumulada (MDRM)				85.17 Watts		
Estimación de potencia eléctrica acumulada (FDRM)				94.4 Watts		

Tabla 2.4: Comparativo de potencia eléctrica entre el panel de prueba y los 4 modelos simulados

El promedio de la potencia generada por el panel de prueba en un día fue de 7.59 Watts mientras que los resultados en simulación del modelo propuesto MDRD fue de 7.74 Watts dando un error del 2.0%.

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

A simple vista podemos contemplar que los valores que más se aproximan a los del panel de prueba son los del modelo propuesto MDRD. Para comprobar esto se calculó el error entre el valor de potencia eléctrica real y el obtenido en simulaciones (Tabla 2.5).

Modelo DDRM (Watts)	Panel de prueba (Watts)	error(%)
4.27	3.84	11.2
6.08	5.38	13.2
9.15	10.11	9.4
10.34	11.3	8.5
11.34	11.69	3.0
11.31	11.13	1.9
9.45	9.9	4.5
9.05	6.35	42.7
7.11	5.69	24.7
5.49	5.26	4.8
1.53	2.95	48.1

Tabla 2.5: *Tabla de errores entre el modelo MDRD y el panel de prueba*

Para fines ilustrativos, en la figura 2.9 se presenta una gráfica del comportamiento eléctrico del panel (tiempo Vs. potencia eléctrica) a lo largo del día así como de los 4 modelos implementados en simulación.

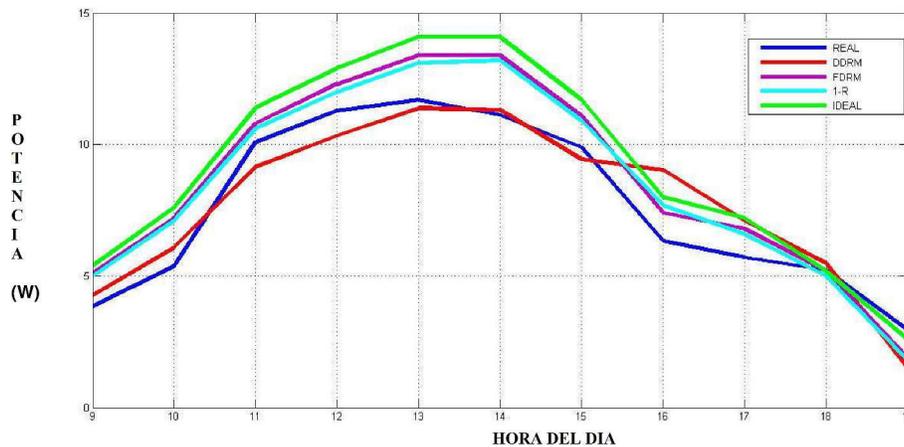


Figura 2.9: *Comparación gráfica entre el panel real y las modelos de simulación*

Por último se realizaron simulaciones numéricas con el modelo propuesto MDRD para otras ciudades del estado de San Luís Potosí (Matehuala y Rioverde). Los datos de irradiancia y temperatura se tomaron en tiempo real del sitio web del Servicio Meteorológico Nacional para el verano de 2013 [25]. Los resultados se muestran en las siguientes tablas.

Capítulo 2: Estudio, modelado y simulación de celdas solares fotovoltaicas

Ciudad	Matehuala		
Longitud	100 °39'		
Latitud	23 °38'		
Irradiancia promedio	652 $\left(\frac{W}{m^2}\right)$		
Potencia promedio	8.7 Watts		
Potencia acumulada	96.3 Watts		
<i>Hora</i>	$G\left(\frac{W}{m^2}\right)$	$T_{cell}(^{\circ}K)$	<i>Potencia(w)</i>
9	350	304	4.5
10	579	307	7.6
11	806	309	10.8
12	953	311	12.9
13	1039	313	13.9
14	1041	315	13.4
15	951	316	12.5
16	831	316	11
17	501	317	8.2
18	90	315	0.92
19	34	314	0.5

Tabla 2.6: *Comportamiento eléctrico estimado para Matehuala, San Luis Potosí.*

Ciudad	Rioverde		
Longitud	99 °59'		
Latitud	21 °55'		
Irradiancia promedio	614 $\left(\frac{W}{m^2}\right)$		
Potencia promedio	8.1 Watts		
Potencia acumulada	89.2 Watts		
<i>Hora</i>	$G\left(\frac{W}{m^2}\right)$	$T_{cell}(^{\circ}K)$	<i>Potencia(w)</i>
9	295	305	3.8
10	593	308	7.8
11	793	310	10.6
12	931	312	12.4
13	1000	314	13.4
14	1012	316	13.6
15	916	317	12
16	766	318	10.1
17	272	316	3.3
18	93	312	1.13
19	90	312	1.11

Tabla 2.7: *Comportamiento eléctrico estimado para Rioverde, San Luis Potosí.*

Este trabajo fue realizado como parte de la tesis doctoral para conocer el comportamiento de los paneles solares fotovoltaicos y poder predecir la potencia eléctrica generada ante distintas condiciones de irradiancia y temperatura en la ciudad de San Luis Potosí. Con el modelo de simulación desarrollado podemos conocer de antemano la potencia previa que entregará el arreglo de paneles el cual será conectado al convertidor multinivel HB5.

Capítulo 3: Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas

En este capítulo se hace un estudio teórico y desarrollo experimental en lo referente a la generación de energía a través de turbinas eólicas. En la primera subsección se da un panorama general de la energía eólica y su desarrollo en los últimos años. Enseguida se describen los principios físicos que rige el comportamiento de las turbinas eólicas. Posteriormente se describe el funcionamiento de las turbinas eólicas comerciales, y, por último, se presenta el sistema emulador eólico desarrollado durante la tesis doctoral así como los resultados comparativos respecto a un aerogenerador comercial.

3. Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas

3.1. Antecedentes

Dentro de las fuentes de energía renovables no hidroeléctricas, la energía eólica es la más utilizada a nivel mundial (Figura 3.1).

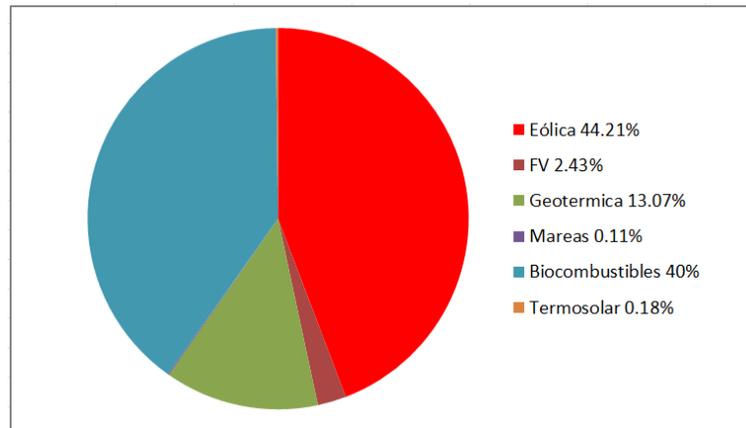


Figura 3.1: *Uso mundial de energías renovables no hidroeléctricas [2]*

Los orígenes de la energía eólica se remontan a los antiguos molinos de viento europeos en la región de los países bajos. Esto ha dado pie a que sea la energía que más ha evolucionado desde sus orígenes dando lugar a que sea la más utilizada y de mayor crecimiento. Algunos de sus beneficios son su mayor eficiencia en comparación con las tecnologías fotovoltaicas y que los aerogeneradores pueden otorgar energía las 24 horas a diferencia de las tecnologías basadas en energía solar.

En 2012, el mercado global de la energía eólica se incrementó en un 10 % respecto a 2011 representando un total de 45 GW generados en ese año y un estimado de 78,000,000,000 de dólares en inversión total.

La capacidad global acumulada para instalar energía eólica en el 19 % en 2012 alcanzando los 282.5 GW. En total, esta capacidad se ha incrementado en 22 % en los últimos años[2]. Esto puede apreciarse gráficamente en la figura 3.2 donde se observa sin lugar a dudas que la capacidad para la generación de energía eléctrica a través de fuentes eólicas, ha crecido exponencialmente en los últimos 16 años.

Con respecto a la República Mexicana, se considera que posee un vasto potencial eólico,

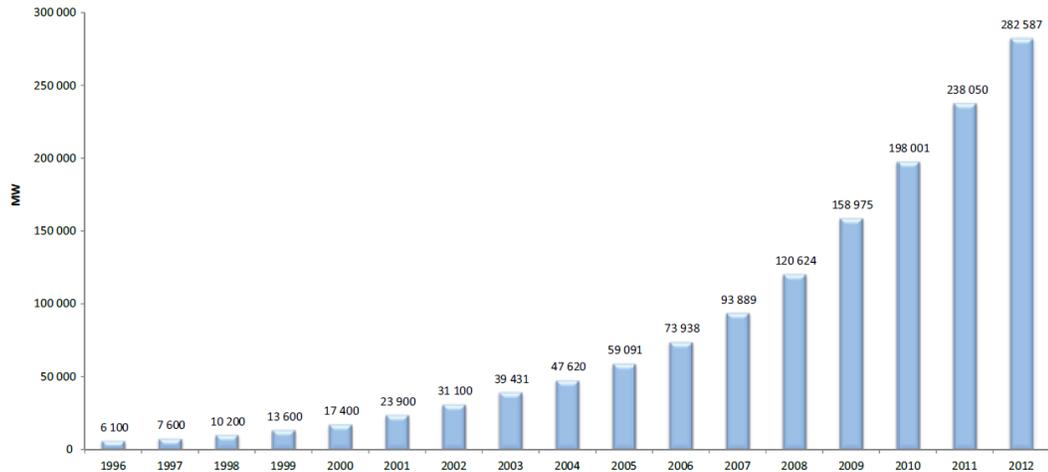


Figura 3.2: Capacidad mundial acumulada de potencia eléctrica basada en energía eólica

especialmente en la región de Oaxaca. A finales de 2010, México tenía una capacidad de 519 MW de capacidad eólica instalada e interconectada a la red eléctrica. Sin embargo, esta cifra se cuadruplicó y para fines de 2012 ya se poseía una capacidad instalada de 1,917 MW.

3.2. Marco Teórico

Considere un sistema como el que se muestra en la figura 3.3. Según la mecánica clásica, la energía cinética de cualquier objeto de masa "m" que se mueve con una velocidad "v" viene dada por:

$$E_k = \frac{1}{2}mv^2 \quad (3.1)$$

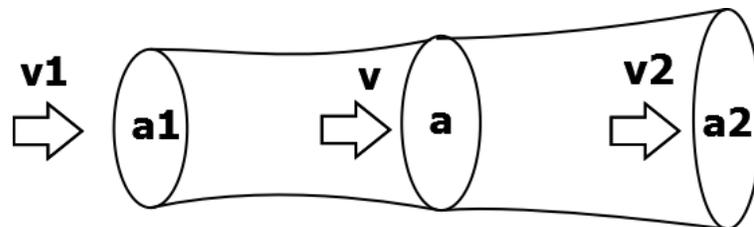


Figura 3.3: Modelo de estudio para el flujo de aire a través de una área

Por tanto, podemos definir la potencia mecánica disponible en un flujo de aire de masa m como:

$$Potencia = \frac{energia}{tiempo} = \frac{E_k}{t} = \frac{1}{2}v^2 \left(\frac{m}{t} \right) \quad (3.2)$$

Capítulo 3: Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas

Donde la cantidad $\frac{m}{t}$ se define como *flujo de masa* y representa la cantidad de masa que fluye a través de una determinada área en un segundo. Una expresión alternativa para el flujo de masa se muestra en la ecuación 3.3.

$$\text{flujo de masa} = \frac{m}{t} = \rho Av \quad (3.3)$$

Donde:

- ρ = densidad del aire [$1.225 \frac{Kg}{m^3}$]
- A = área de barrido [m^2]
- v = velocidad del viento [$\frac{m}{s}$]

Al sustituir esta ecuación en la ecuación 3.2 se llega a la siguiente relación:

$$P_0 = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (3.4)$$

La ecuación 3.4 denota la potencia mecánica disponible en el viento. Es interesante notar que esta ecuación es proporcional al cubo de la velocidad y que, en condiciones estándar de altitud y presión atmosférica, la densidad del aire puede ser tomada como una constante de valor $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$. Para valores diferentes y condiciones distintas pueden usarse los modelos para una densidad variable descritos en la literatura [26].

Sin embargo, si se quiere obtener la potencia extraída del viento, se debe observar la figura 3.3 donde puede apreciarse que la velocidad de entrada (v_1) al área de barrido (a) es diferente a la velocidad de salida (v_2). Tomando esto en cuenta se toma el flujo promedio de masa el cual viene dado por:

$$\text{flujo de masa promedio} = \rho A \left(\frac{v_1 + v_2}{2} \right) \quad (3.5)$$

Por otra parte, al haber un cambio de velocidad antes de que el viento pase por el área a , se cumple el hecho de que la energía cinética también varía respecto la siguiente ecuación:

$$E_k = \frac{1}{2} m v_1^2 - \frac{1}{2} m v_2^2 \quad (3.6)$$

Al combinar estas ecuaciones y sustituirlas en la ecuación 3.4 se llega a:

$$P = \frac{1}{2} \rho A v_1^3 \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_2}{v_1} \right) \left(1 - \frac{v_2^2}{v_1^2} \right) \right] = P_0 C_p \quad (3.7)$$

Se define entonces el coeficiente de eficiencia C_p del aerogenerador como:

$$C_p = \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_2}{v_1} \right) \left(1 - \frac{v_2^2}{v_1^2} \right) \right] \quad (3.8)$$

Dicho coeficiente puede ser reescrito como:

$$C_p = \left[\frac{1}{2} (1 + \alpha) (1 - \alpha^2) \right] \quad (3.9)$$

Donde: $\alpha = \frac{v_2}{v_1}$.

Para conocer los puntos críticos de C_p , se deriva la ecuación 3.9 respecto a α y se iguala a cero, resultando la siguiente solución:

$$\alpha = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{3} \quad (3.10)$$

Al sustituir este valor en la relación 3.9 se determina que $C_p = 0.59$; esto indica que la máxima potencia que se puede extraer del viento es del 59%. Este valor se conoce como "Límite de Betz".

Por último es notable observar que la ecuación 3.7 puede ser reescrita como:

$$P = \frac{1}{2} \rho A v_1^3 C_p = \frac{1}{8} \rho C_p \pi v_1^3 D^2 \quad (3.11)$$

Esta última relación indica que la potencia extraíble del viento varía respecto el cubo de la velocidad y el cuadrado del diámetro del área de barrido (considerando un área circular); es por ello que los generadores se diseñan con aspas de grandes dimensiones.

Es interesante notar el hecho de que, mientras las celdas solares fotovoltaicas (FV) comerciales tienen eficiencias inferiores al 20% un aerogenerador comercial tendrá eficiencias inferiores al 60%. Si a esto sumamos el hecho de que el aerogenerador puede proporcionar energía durante el día y la noche, esto justificaría el hecho de que sea la energía eólica sea la energía renovable más utilizada después de la hidroeléctrica.

Otra medida útil de la eficiencia mecánica de un aerogenerador es la razón velocidad a punta" (Tip-Speed Ratio), se denota con la letra griega λ y viene dada por:

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (3.12)$$

Donde:

- ω = velocidad angular del rotor (rad/s)
- R = radio del área de barrido (m)
- v = velocidad del viento (m/s)

En la figura 3.4 puede apreciarse la eficiencia de varios aerogeneradores respecto λ y puede apreciarse que los aerogeneradores de 2 y 3 palas son los más eficientes.

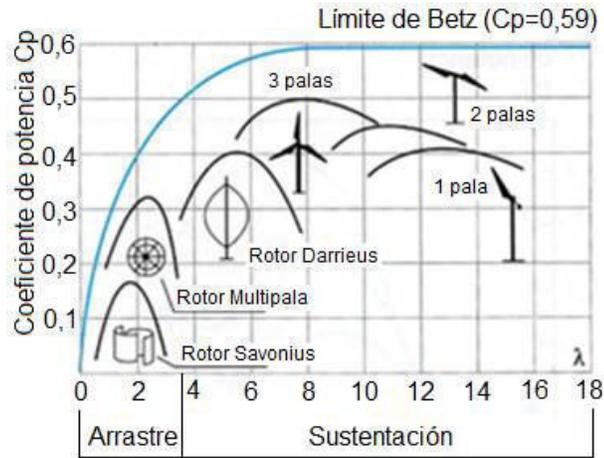


Figura 3.4: Eficiencia de varios tipos de aerogeneradores

Con aerogeneradores se pueden conseguir mayores potencias con menos unidades que si usáramos celdas FV para tal fin. En contraparte a esto, la velocidad del viento es más impredecible que la radiación solar. Es decir, se sabe que la mayoría de los días en un año hay sol en determinadas regiones y en promedio unas 4 o 5 horas de irradiación constante al día. Sin embargo, la velocidad del viento no se puede predecir tan fácilmente y puede variar instantáneamente o incluso cambiar de dirección.

Dado que la velocidad del viento es un factor determinante en la ecuación 3.4 es necesaria la comprensión de este fenómeno para conocer cuál podría ser un sitio potencial para la colocación de aerogeneradores y deducir su impacto en la generación de energía eléctrica. Sin embargo, la variación de la velocidad del viento es instantánea y obedece a factores externos como podría ser el cambio climático, humedad, el terreno donde se colocarán los aerogeneradores, el clima local y la altura de la instalación.

Ante la influencia de estos parámetros, se ha optado por describir el comportamiento de la velocidad del viento mediante 2 métodos:

- El uso de datos estadísticos históricos y mapas eólicos sobre mediciones de la velocidad del viento en una determinada región en un período aproximado de 10 años [26].
- El uso de distribuciones de probabilidad especiales.

La distribución de probabilidad de Weibull aplicada a la descripción de la velocidad del viento viene dada por:

$$h(v) = \left(\frac{k}{c}\right) \left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} e^{-\frac{v^k}{c^k}} \quad (3.13)$$

Donde:

- $h(v)$ = probabilidad de que exista una determinada velocidad del viento " v "
- v = velocidad del viento (m/s)
- k = parámetro de forma
- c = parámetro de escala

Esta es una de las distribuciones más utilizadas en la literatura para la descripción de la velocidad del viento en una determinada región. Sin embargo, también suele utilizar datos estadísticos históricos para otorgar mayor precisión a las predicciones realizadas por esta distribución [27].

En general es bastante complicado predecir a determinada hora y en determinada región cual será el comportamiento del viento. Existen diversos trabajos donde incorporan métodos modernos para la predicción de este parámetro como por ejemplo técnicas de redes neuronales [27].

3.3. Partes básicas y funcionamiento de una turbina eólica

Los elementos fundamentales al interior de un aerogenerador son (figura 3.5):

- *Eje de baja velocidad.* Esta parte está unida al rotor y por ende, a las aspas.
- *Sistemas de engranes multiplicadores de velocidad.* Estos elementos unen al eje de baja velocidad con el eje de alta velocidad y se encargan de incrementar la velocidad proporcionada por el rotor hasta que alcanza velocidades admisibles por el generador eléctrico o dínamo.
- *Eje de alta velocidad.* Es la parte encargada de distribuir la velocidad de giro hacia el generador eléctrico.
- *Generador eléctrico.* Es la unidad que convierte la energía mecánica proveniente de la velocidad de giro del eje de alta velocidad en energía eléctrica utilizable.
- *Freno mecánico.* Sistema de emergencia que detiene el giro de ambos ejes en caso de velocidades excesivas.

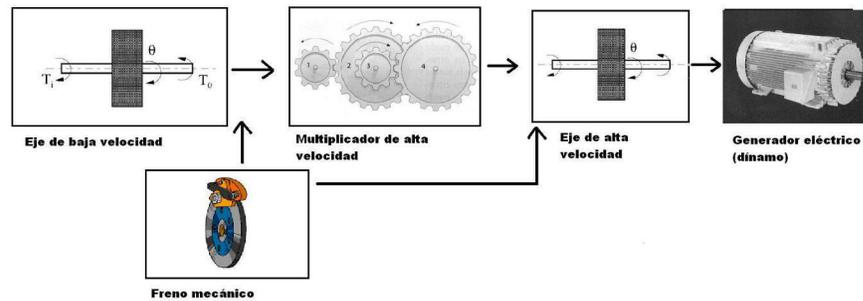


Figura 3.5: *Partes básicas de un aerogenerador*

El principio básico de funcionamiento es como sigue:

1. El viento hace girar las aspas produciendo una determinada velocidad angular en el rotor de las mismas.
2. Dicho rotor gira a baja velocidad y lleva consigo una determinada potencia mecánica que es directamente proporcional a la velocidad de giro de las aspas.
3. Dicha velocidad angular se multiplica mediante una serie de engranes.
4. Las velocidades angulares resultantes son del orden de 1500 a 3000 revoluciones por minuto (RPM).
5. Esta potencia mecánica es transformada en potencia eléctrica mediante un generador eléctrico que puede ser síncrono o asíncrono.
6. Como sistema de emergencia se dispone de un freno mecánico que detiene la velocidad de rotación de los ejes de baja y alta velocidad en caso de ser necesario.

Los generadores eólicos poseen 2 tipos de eficiencias:

- *Eficiencia Mecánica* (C_p). Es la que nos indica que tanta energía mecánica de la que se dispone del viento es capaz de transmitir al eje de baja velocidad [1]. Esta eficiencia típicamente cae en el intervalo de entre 0.2 y 0.5 dependiendo del tipo de aerogenerador que se trate (figura 3.4).
- *Eficiencia eléctrica* (η). Depende de la capacidad del generador eléctrico para transformar la energía mecánica a eléctrica. Para generadores síncronos las eficiencias son menores a 0.7 y para generadores asíncronos está entre 0.8 y 0.9 [30].

Es importante notar que, dado que se trata de un sistema mecánico-eléctrico, puede haber pérdidas de energía por fricción mecánica en los engranes y puede haber pérdidas de energía eléctrica en los devanados del estator y rotor del generador eléctrico.

Teniendo en cuenta un sistema sin pérdidas por fricción en los engranes ni en los ejes de baja y alta velocidad, la relación entre la potencia mecánica disponible en el viento y la potencia eléctrica generada a la salida del generador eléctrico viene dada por:

$$P_{gen} = C_p \eta P \quad (3.14)$$

Dónde:

- P_{gen} = Potencia eléctrica generada por la turbina [W]
- C_p = Eficiencia mecánica
- η = Eficiencia eléctrica
- P = Potencia disponible en el viento (ecuación 3.4) [W]

Si tomamos en cuenta el hecho que:

$$0.8 \leq \eta \leq 0.9 \quad (3.15)$$

$$0.2 \leq C_p \leq 0.5 \quad (3.16)$$

Al tomar los límites de las eficiencias, el límite inferior de la eficiencia combinada (mecánica y eléctrica) es de 0.16 y el límite superior de eficiencia combinada es de 0.45.

Para ilustrar este hecho, suponga que en determinado momento hay 1000 Watts disponibles en la potencia mecánica del viento. Un aerogenerador deficiente proporcionará, en el peor de los casos, un mínimo de 160 Watts de potencia eléctrica mientras que un aerogenerador eficiente proporcionará, en el mejor de los casos, un máximo de 450 Watts de potencia eléctrica.

3.4. Sistema experimental y resultados

Considerando los componentes básicos de las turbinas eólicas, se diseñó un emulador que ayudara a comprender el funcionamiento de las mismas en base a componentes económicos y fáciles de encontrar.

La emulación del giro del rotor se realizó a través de un motor eléctrico de baja velocidad angular. La caja multiplicadora de engranes fue emulada mediante un sistema de bandas elásticas y poleas. Por último, la generación de energía eléctrica se consiguió a través de un alternador de automóvil. En la figura 3.6 se muestra el diagrama del emulador eólico.

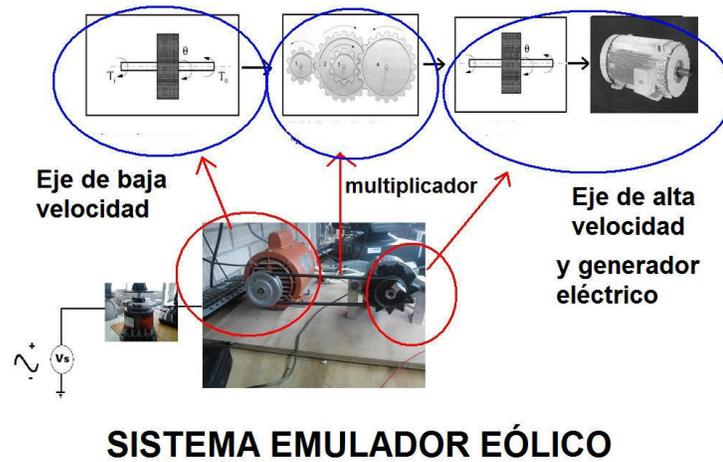


Figura 3.6: Diagrama esquemático del emulador eólico

Las partes que conforman este sistema emulador se muestran en la tabla 3.1 donde se hace un comparativo con las partes básicas de un aerogenerador comercial.

Parte del emulador	Características	Componente de la turbina emulado
Transformador variable	120 Vrms, 60 Hertz, 5 Ampere	Eje de baja velocidad
Motor eléctrico	SIEMENS, 0.5 Hp, 1740 RPM max	Eje de baja velocidad
Poleas y banda elástica	Multiplicador RPM 1:1.25	Sistema de engranes
Alternador de auto	HITACHI, 12 Volts DC, 50 Ampere max.	Generador eléctrico

Tabla 3.1: Tabla comparativa de los elementos de la turbina y el sistema emulador

Para saber la velocidad angular del motor se utilizó un tacómetro implementado en la plataforma ARDUINO y un par diodo infrarrojo-fototransistor para detectar cuando el motor había realizado una vuelta así realizando el conteo de vueltas en un minuto (RPM). El diagrama esquemático se puede apreciar en la figura 3.7.

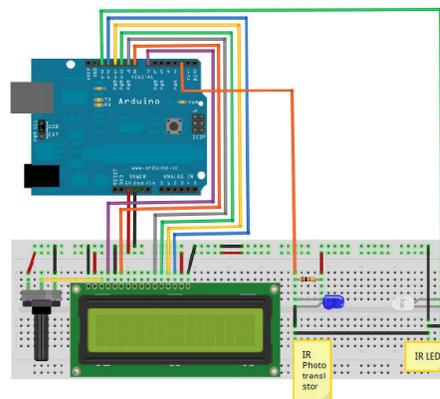


Figura 3.7: Tacómetro implementado en ARDUINO

Capítulo 3: Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas

En la figura 3.8 se muestra el sistema implementado con el tacómetro digital.

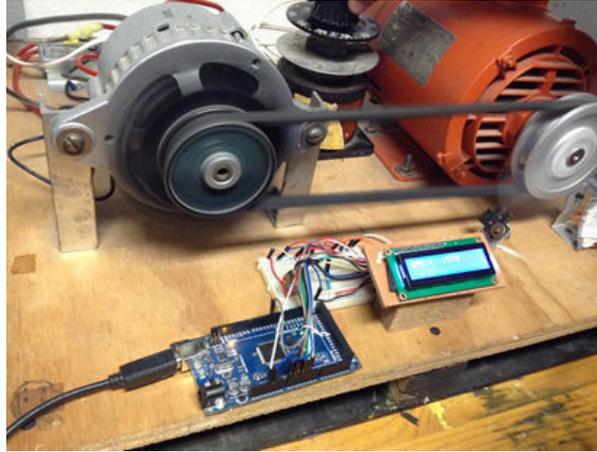


Figura 3.8: *Sistema emulador con tacómetro digital*

Con el objetivo de comparar el funcionamiento del sistema emulador eólico se hizo un comparativo con una turbina eólica comercial marca SUNSOL-TEC (figura 3.9). Los datos técnicos se muestran en la tabla 3.2.

Parámetro	Valor
Fabricante	SUNSOL-TEC
Potencia nominal	300 W
Velocidad nominal de viento	12.5 m/s
Voltaje CD nominal	12 V
Corriente nominal	2 - 25 A
Potencia máxima	350 W
Velocidad de viento máxima	15 m/s
Velocidad de viento mínima	2 m/s
Número de aspas	6
Diámetro del rotor	1.14 m
Velocidad angular nominal	900 RPM
Tipo de generador eléctrico	Asíncrono

Tabla 3.2: *Datos técnicos para la turbina SUNSOL-TEC*

En primer lugar se calcularon algunos datos para caracterizar el aerogenerador comercial con ayuda de los datos técnicos y las ecuaciones presentadas en las secciones anteriores. Estos datos se muestran en la tabla 3.3.



Figura 3.9: *Turbina eólica SUNSOL TEC*

Parametro	Valor
Área de barrido (A)	1.02 m ²
Razón velocidad-punta (λ)	4.29
Eficiencia combinada (ηC_p)	0.246
Eficiencia eléctrica (η)	0.85
Eficiencia mecánica (C_p)	0.29

Tabla 3.3: *Parámetros calculados para la turbina SUNSOL TEC*

Enseguida se deben conocer los parámetros del sistema emulador, sobre todo las eficiencias. Es importante hacer notar que, dado que nuestro sistema emula la parte interna del aerogenerador, se han omitido los parámetros Área de barrido y Razón velocidad punta calculando solo la eficiencia eléctrica del alternador como $\eta = 0.54$.

La eficiencia eléctrica se calculó en base a la hoja de datos y la curva de respuesta del alternador de automóvil. La eficiencia mecánica C_p un parámetro libre en el emulador dado que no se están considerando partes mecánicas como aspas y rotor.

El procedimiento que se siguió para realizar la emulación fue el siguiente:

1. Ajustar la velocidad angular ω del motor mediante el Variac.
2. Utilizando la ecuación 3.12 relacionamos la velocidad del viento "v" con la velocidad angular ω .
3. Con dicha velocidad "v" se calcula la potencia disponible en el viento (P) y se encuentra la potencia generada por el aerogenerador comercial.
4. Por último se mide la corriente y el voltaje a la salida del emulador eólico, encontrando así, la potencia generada por el emulador.

Capítulo 3: Estudio, modelado y emulación de turbinas eólicas

En la tabla 3.4 se muestran los resultados obtenidos y en la figura 3.10 se muestra una gráfica comparativa entre la potencia disponible en el viento (P), la potencia entregada por el aerogenerador SUNSOL-TEC (P_1) y la potencia generada por el emulador eólico (P_2).

velocidad del viento [m/s]	P [W]	P1 [W]	P2 [W]
2.0	5.0	1.4	0.7
3.5	26.8	7.8	7.2
4.0	40.0	11.6	9.8
4.8	69.1	20.0	13.4
5.5	103.9	30.1	25.0
7.0	214.3	62.1	49.1
8.0	319.9	92.8	73.6
10.2	663.0	192.3	153.7

Tabla 3.4: Tabla de valores para la potencia disponible en el viento (P), potencia eléctrica generada por la turbina SUNSOL TEC (P_1) y la potencia eléctrica generada por el emulador eólico (P_2).

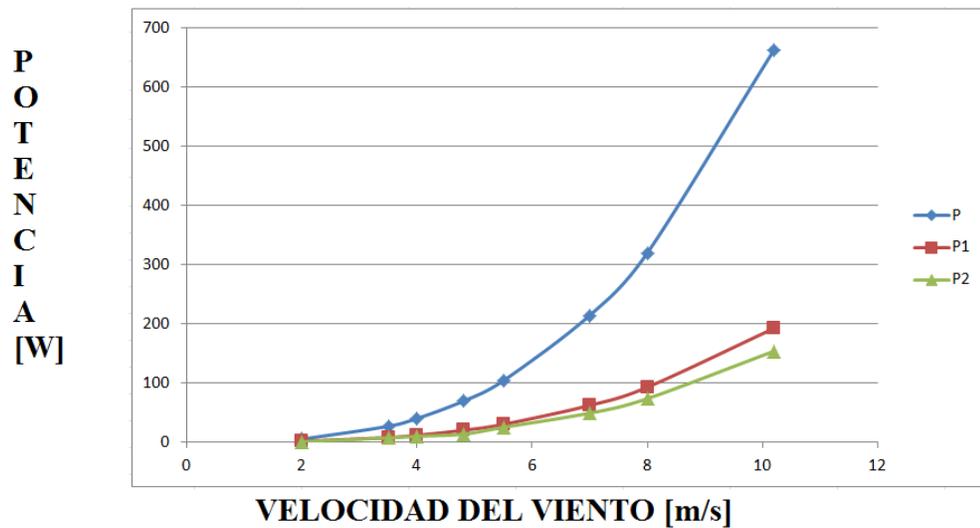


Figura 3.10: Gráfica de resultados entre la potencia disponible (azul), potencia del aerogenerador (rojo) y potencia del emulador (verde)

Capítulo 4: Convertidor de 5 niveles en cascada

En este capítulo se presenta una descripción detallada del convertidor multinivel utilizado en la presente tesis. Se muestra el modelo matemático del convertidor de 5 niveles en cascada así como los parámetros de diseño y construcción.

4. Convertidor de 5 niveles en cascada

4.1. Introducción

Un convertidor multinivel en cascada consiste en una serie de unidades monofásicas y de puente completo interconectadas en cascada (CHB por sus siglas en inglés). La función general de este inversor multinivel es sintetizar un determinado voltaje a partir de varias fuentes separadas de CD (SDCS, de Several Separate DC Sources), que pueden ser baterías, celdas de combustible, celdas solares o cualquier otra fuente de CD. Cada SDCS está conectado a un puente. Los voltajes CA de terminal de los inversores en distintos niveles se conectan en serie. A diferencia del inversor con diodo fijador, o de capacitores volantes [32], el inversor en cascada no requiere diodos fijadores de voltaje, ni capacitores de balanceo de voltaje.

A continuación se numeran las ventajas y desventajas que ofrece esta topología:

Ventajas:

- Es la topología más utilizada para trabajar con energías renovables.
- Poca distorsión armónica.
- Se puede balancear el voltaje en los capacitores.
- Los puentes solo conmutan a la frecuencia fundamental.
- Posibilidad de adquirir encapsulados optimizados.

Desventajas:

- Necesidad de usar fuentes separadas de CD.
- Entre más puentes H el control se complica más, dado que cada celda interactúa con las otras.

En la presente tesis se estará trabajando con un convertidor monofásico de 5 niveles en topología de cascada (CHB-5) como el que se muestra en la figura 4.1. Los dispositivos semiconductores de potencia que conmutan los distintos niveles del convertidor suelen ser IGBT's de potencia. Para simplificar el análisis, se modelarán como switches ideales.

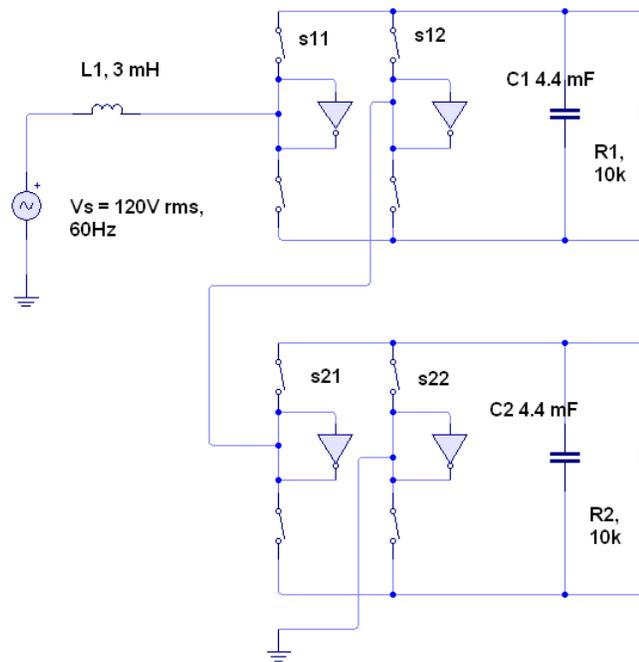


Figura 4.1: *HB-5 usado como filtro activo*

La configuración mostrada en la figura 4.1 corresponde al de un compensador de potencia reactiva. Esto es, al conectar el inversor de 5 niveles a la red eléctrica existe la posibilidad de generar un excedente de energía y retornar energía a la red eléctrica [18].

4.2. Análisis y modelado del CHB-5

Para el siguiente análisis, se consideró la topología mostrada en la figura 4.1 bajo el principio de considerar a los dispositivos semiconductores de potencia como switches ideales los cuales solo pueden tomar 2 estados: 1 = abierto (ON) y 0 = cerrado (OFF). Esto puede validarse por el hecho de que estos dispositivos semiconductores conmutan a frecuencias del orden de miles de Hertz mientras que la frecuencia de la red eléctrica es de 60 Hertz; es decir, la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia fundamental.

Por regla general, los switches de una misma rama de una celda de un inversor no deben encontrarse en el mismo estado. Por ello, se coloca un buffer de negación en todas las ramas del inversor. Así, por ejemplo, si S_{11} esta encendido el otro switch de esa rama debe estar en estado apagado.

Capítulo 4: Convertidor de 5 niveles en cascada

Tomando como referencia la figura 4.1 se puede observar que los switches que gobiernan las 4 ramas del inversor son S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} . Los switches restantes son la negación de estos. Ahora resta analizar el comportamiento del inversor respecto al estado de cada uno de estos switches para verificar el voltaje de salida del inversor. Para esto se recurre al análisis de las 16 posibles combinaciones de estos 4 switches y la verificación de su respectivo nivel de salida. La tabla 4.1 muestra todas las combinaciones posibles de los switches.

S_{22}	S_{21}	S_{12}	S_{11}	V_{out}
0	0	0	0	0
0	0	0	1	V_{cd}
0	0	1	0	$-V_{cd}$
0	0	1	1	0
0	1	0	0	V_{cd}
0	1	0	1	$2V_{cd}$
0	1	1	0	0
0	1	1	1	V_{cd}
1	0	0	0	$-V_{cd}$
1	0	0	1	0
1	0	1	0	$-2V_{cd}$
1	0	1	1	$-V_{cd}$
1	1	0	0	$-V_{cd}$
1	1	0	1	V_{cd}
1	1	1	0	$-V_{cd}$
1	1	1	1	0

Tabla 4.1: Posibles estados de los switches

De la tabla 4.1 se pueden observar las siguientes características de los posibles estados de los switches:

1. Hay redundancias en los niveles de salida del inversor.
2. Los únicos estados que sólo tienen una combinación posible de switches son $2V_{cd}$ y $-2V_{cd}$.

De lo anterior se puede deducir que bastan sólo 5 combinaciones de switches para generar los 5 niveles a la salida del inversor.

Capítulo 4: Convertidor de 5 niveles en cascada

Teniendo en cuenta lo anterior, se generó la tabla 4.2 donde se muestran las 5 secuencias de encendido y apagado de los switches para generar los 5 posibles niveles del inversor.

S_{22}	S_{21}	S_{12}	S_{11}	V_{out}
0	0	0	0	0
0	0	0	1	V_{cd}
0	1	0	1	$2V_{cd}$
0	0	1	0	$-V_{cd}$
1	0	1	0	$-2V_{cd}$

Tabla 4.2: *Secuencia de encendido y apagado de los switches para generar los 5 niveles de voltaje*

Cada combinación de switches genera un circuito eléctrico distinto. Así se obtienen 5 circuitos eléctricos los cuales se analizaron bajo leyes de Kirchhoff y son los que se enumeran a continuación.

Caso 1. $V_{out} = 0$

Este caso corresponde al nivel 0 del inversor y es el primer caso de la tabla 4.2 generando el circuito equivalente mostrado en la figura 4.2:

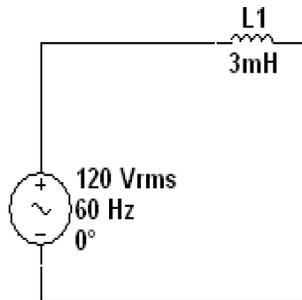


Figura 4.2: *primer caso: $V_{out} = 0$*

Caso 2. $V_{out} = +V_{cd}$

Este caso corresponde al primer nivel o escalón del inversor y es el segundo caso de la tabla 4.2 generando el circuito equivalente mostrado en la figura 4.3:

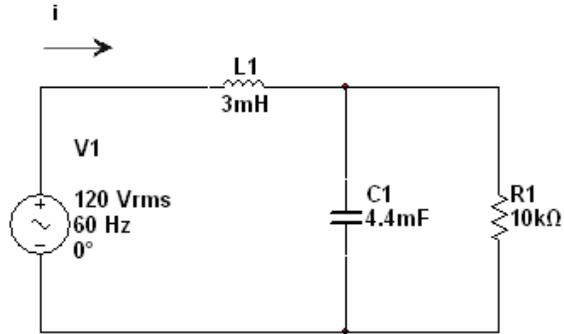


Figura 4.3: *segundo caso:* $V_{out} = +V_{cd}$

Caso 3. $V_{out} = +2V_{cd}$

Este caso corresponde al nivel 2 del inversor y es el tercer caso de la tabla 4.2 generando el circuito equivalente mostrado en la figura 4.4:

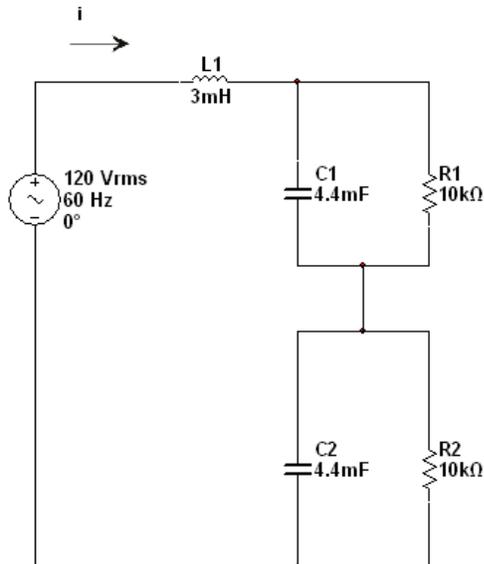


Figura 4.4: *tercer caso:* $V_{out} = +2V_{cd}$

Caso 4. $V_{out} = -V_{cd}$

Este caso corresponde al nivel 3 del inversor y es el cuarto caso de la tabla 4.2 generando el circuito equivalente mostrado en la figura 4.5:

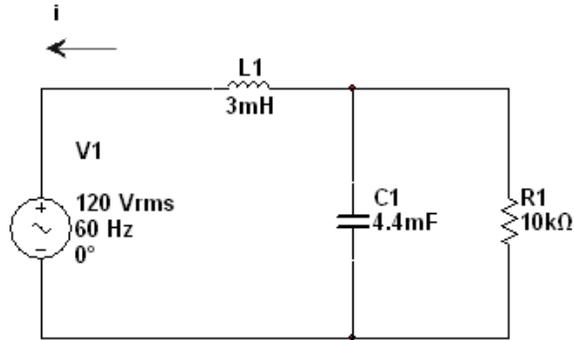


Figura 4.5: *cuarto caso:* $V_{out} = -V_{cd}$

Caso 5. $V_{out} = -2V_{cd}$

Este caso corresponde al nivel 4 del inversor y es el quinto caso de la tabla 4.2 generando el circuito equivalente mostrado en la figura 4.6:

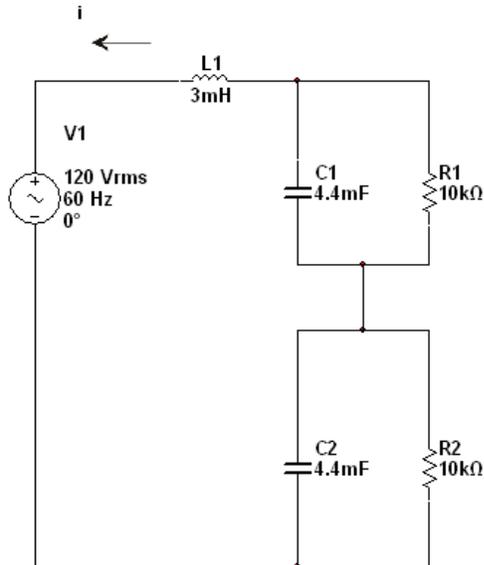


Figura 4.6: *quinto caso:* $V_{out} = -2V_{cd}$

Capítulo 4: Convertidor de 5 niveles en cascada

Para cada uno de los casos anteriores (por análisis de Kirchhoff) se obtiene un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden las cuales se muestran en la tabla 4.3.

V_{out}	<i>ECUACION</i>
0	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L}, \frac{dV_{c1}}{dt} = -\frac{V_{c1}}{R_1 C_1}, \frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$
V_{cd}	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_{c1}}{L}, \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{R_1 C_1}, \frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$
$2V_{cd}$	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_{c1}}{L} - \frac{V_{c2}}{L}, \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{R_1 C_1}, \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{i_L}{C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$
$-V_{cd}$	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} + \frac{V_{c1}}{L}, \frac{dV_{c1}}{dt} = -\frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{R_1 C_1}, \frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$
$-2V_{cd}$	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{c1}}{L} + \frac{V_{c2}}{L} + \frac{V_s}{L}, \frac{dV_{c1}}{dt} = -\frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{R_1 C_1}, \frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{i_L}{C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$

Tabla 4.3: Niveles del inversor y el conjunto de ecuaciones diferenciales

Al observar la tabla 4.3 se observa que el comportamiento de las ecuaciones diferenciales puede reducirse básicamente a 3 de ellas y se muestran en la ecuación 4.1.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_s}{L} - f_1 \frac{V_{c1}}{L} - f_2 \frac{V_{c2}}{L} \\
 \frac{dV_{c1}}{dt} &= f_1 \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{C_1 R_1} \\
 \frac{dV_{c2}}{dt} &= f_2 \frac{i_L}{C_2} - \frac{V_{c2}}{C_2 R_2}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Donde f_1 y f_2 son funciones de conmutación que deben generar valores de -1, 0 y +1 para obtener todo el conjunto de ecuaciones diferenciales mostradas en la tabla 4.3. Se encontró que dichas funciones de conmutación están relacionadas con los interruptores del convertidor de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= (S_{11} + S_{12})(-1)^{S_{11}+1} \\
 f_2 &= (S_{21} + S_{22})(-1)^{S_{11}+1}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

4.3. Parámetros de diseño y especificaciones

El prototipo de pruebas fue diseñado para que fuera capaz de trabajar con cargas de hasta 50 kW de potencia. Bajo estas características se escogieron los componentes necesarios para su implementación y las simulaciones se hicieron para que correspondieran con los valores reales.

Para escoger los valores de capacitores e inductancias, se hizo el cálculo teórico necesario y después se realizaron simulaciones en PSCAD. Ya en base a esta información se escogieron los valores que daban mejores resultados en las simulaciones. Como datos de partida se puede decir que la aplicación base del prototipo se escogió como rectificador activo; para otras aplicaciones como filtro activo, es posible que sea necesario bajar un poco más los valores de las bobinas para obtener mejores resultados, sin embargo, para realizar pruebas de funcionamiento con esta aplicación, los valores escogidos proporcionarán resultados satisfactorios. El rizado máximo de corriente se fijó a que no fuera mayor al 3% y la frecuencia de conmutación a la que se diseñó se fijó como máxima a 15 kHz, esto permite que se tenga un rango relativamente alto de conmutación y al mismo tiempo, el tamaño de la bobina no sea muy grande, quedando de un valor de 3 mH. Los valores para los capacitores quedaron en 2200uF a 450V, conectándolos de tal manera que el DC link quedara en 2200uF con una capacidad hasta 900V.

Después de haber fijado las especificaciones técnicas del sistema, la selección de los dispositivos semiconductores fue el siguiente paso a realizar. Se seleccionan conforme las especificaciones del sistema, siempre dejando un margen de operación superior a las características del equipo. De esta misma forma, se seleccionan los elementos pasivos y se realiza un estudio sobre las condiciones de funcionamiento nominal y máximo para seleccionar los elementos de disipación y el acomodo de los dispositivos, en este punto cabe aclarar que como se trata de un prototipo de pruebas, se busca funcionalidad, por lo que no se intenta cumplir con algún requerimiento de tamaño y peso, sino se diseña para un fácil acceso a mediciones, interconexión y calibración del sistema.

Por último, en la figura 4.7 se muestra el prototipo de pruebas (una explicación mas amplia sobre las especificaciones técnicas del prototipo puede consultarse en el Apéndice I).



Figura 4.7: Prototipo de pruebas de 50 kW. Izquierda: vista aérea. Derecha: vista frontal

Capítulo 5: Implementación del sistema

En este capítulo se presenta una descripción detallada de la implementación física del sistema. Se describe parte por parte, desde el controlador desarrollado, el dispositivo digital de control, la tarjeta de adquisición de señales, la tarjeta de disparos así como el convertidor HB5

5. Implementación del sistema

Para realizar la implementación física del convertidor HB-5 usado como filtro activo y conectado a fuentes diferentes de energía renovable se necesitaron varias etapas:

1. **Dispositivo Digital de Control (DDC).** En esta parte se programa la ley de control para el convertidor.
2. **Tarjeta de adquisición de señales de entrada (Placa de sensores).** Para adquirir las señales de corriente y voltaje provenientes del convertidor.
3. **Tarjeta de acondicionamiento de señales de salida(Placa Driver).** Utilizada para acondicionar los disparos enviados por el DDC hacia el convertidor HB5.
4. **Convertidor HB-5.** Explicado en el capítulo 4
5. **Fuentes de energía renovables.** Las celdas fotovoltaicas y el emulador eólico se han explicado en los capítulos 2 y 3 respectivamente.

Enseguida se explicarán las etapas 1,2 y 3 a partir del controlador propuesto. Al final del capítulo se detallará como se acoplaron las diferentes etapas del sistema.

5.1. Desarrollo del controlador

Basado en trabajos anteriores [15] se desarrolla un controlador basado en pasividad el cual toma en consideración el modelo natural del convertidor HB5 (Figura 4.1). De aquí se desprende el siguiente conjunto de ecuaciones que gobiernan al sistema.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_s}{L} - f_1 \frac{V_{c1}}{L} - f_2 \frac{V_{c2}}{L} \\
 \frac{dV_{c1}}{dt} &= f_1 \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{c1}}{C_1 R_1} \\
 \frac{dV_{c2}}{dt} &= f_2 \frac{i_L}{C_2} - \frac{V_{c2}}{C_2 R_2}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Realizando cambios de variable y tomando en cuenta las suposiciones de desacoplo y armónicos impares [39], se propone desarrollar un controlador basado principalmente en 3 lazos:

- **Lazo de Rastreo de Corriente.** Para llevar la corriente suministrada por el inversor a una referencia respecto la corriente de línea.

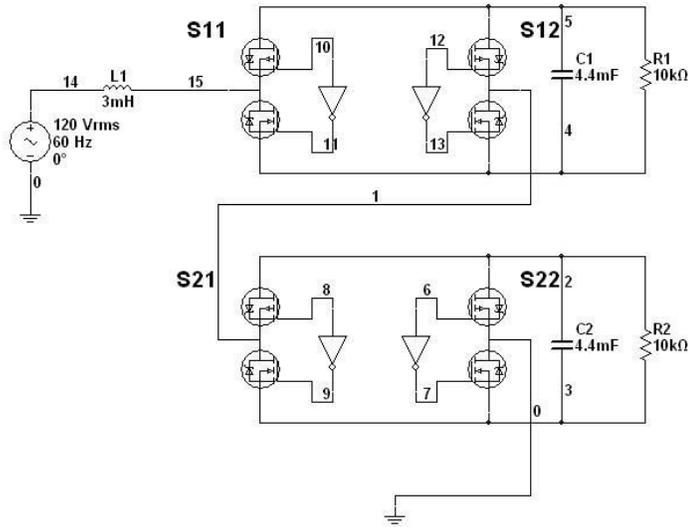


Figura 5.1: Modelo natural del Convertidor HB5

- **Lazo de Regulación de Voltaje.** El cual nos sirve para garantizar que la suma de los voltajes al cuadrado de los capacitores tienda a una referencia constante.
- **Lazo de Balanceo de Voltaje.** El cual nos sirve para garantizar que la diferencia de los voltajes al cuadrado de los capacitores tienda a cero.

El diagrama a bloques en tiempo continuo se muestra en la Figura 5.2.

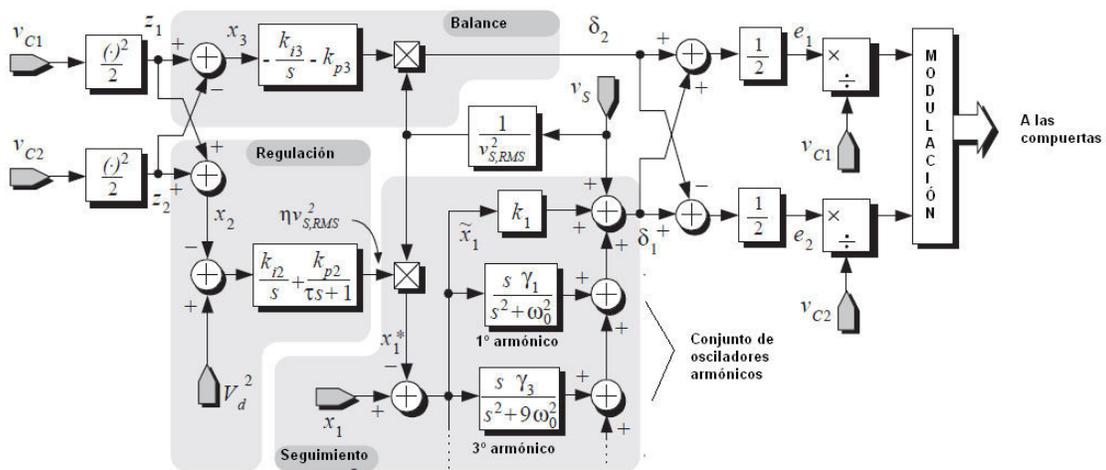


Figura 5.2: Diagrama a bloques del controlador

Es importante notar que, en base al controlador propuesto, se especifican los requerimientos de adquisición y procesamiento de datos. Algunos requerimientos del controlador son:

- *4 señales de entrada.* V_{c1}, V_{c2}, V_s, I_s a saber: medición del voltaje de los capacitores (voltaje CD), medición del voltaje de la red (voltaje CA) y medición de la corriente de red (corriente CA).
- *Capacidad de cómputo y longitud de palabra.* Para realizar operaciones de números grandes como por ejemplo obtener el cuadrado de los voltajes de los capacitores.
- *Precisión en los cálculos y adquisición de señales.* En base a simulaciones numéricas, se encontraron los valores óptimos de las constantes de control: $K_1 = 7, K_{p2} = 0,288, K_{i2} = 0,0216, K_{p3} = 0,1286, K_{i3} = 0,2857$ los cuales deben tener un grado de precisión de hasta 4 decimales. Por otro lado, se necesitaba un Convertidor Análogo-Digital (ADC) de alta precisión para poder obtener una precisión óptima de las señales provenientes de los sensores.

5.2. Dispositivo Digital de Control

En base a los requerimientos solicitados por el controlador se eligió un dispositivo moderno, de código libre, fácil adquisición y que lograra cumplir con los requisitos de la ley de control. Se eligió la plataforma ARDUINO DUE (Figura 4.3) de la cual se enumeran sus principales características:

- Velocidad del reloj 84 MHz.
- Voltaje de operación 3.3 Volts.
- Voltaje de entrada (jack DC) 7-12 Volts.
- Nucleo de 32 bits (Longitud de palabra).
- 54 Entradas/Salidas digitales.
- 12 Entradas analógicas de hasta 12 bits de resolución.
- 12 Salidas tipo PWM.
- Corriente maxima en E/S 130mA.
- 2 Salidas analógicas (DAC).
- 4 Puertos UART.
- 512 KB de Memoria flash para código.
- 2 Puertos micro-USB.



Figura 5.3: *Plataforma ARDUINO DUE*

Arduino DUE es la primer placa electrónica basada en un microcontrolador de 32 bits, con la cual mejora las capacidades de las versiones antecesoras tales como el modelo UNO y el modelo Leonardo, las cuales trabajan a 8 bits. Gracias al microcontrolador de la compañía Atmel (ATSM3X8E), se pueden disponer de entradas y salidas analógicas con resolución de 12 bits; la tasa de muestreo con la que trabaja Arduino DUE es de hasta 1000 ksp/s (kilomuestras por segundo). En comparación con Arduino UNO que trabaja a una tasa de muestreo de 15 ksp/s.

Para mayor información sobre la placa ARDUINO DUE así como el diagrama de flujo sobre la programación de la ley de control refiérase a los apéndices A y B.

5.3. Tarjeta de adquisición de señales

El controlador propuesto necesita 4 señales provenientes tanto del convertidor HB5 como de la red CA. Esto implica que necesitamos obtener y acondicionar estas señales. A continuación se detalla cada una de estas señales:

5.3.1. Señales provenientes del Convertidor HB5

Voltaje en los bancos de capacitores [V_{c1}, V_{c2}]. Este es un par de señales en Corriente Directa (CD) provenientes del voltaje almacenado en los capacitores. Cada banco esta formado por 4 capacitores de 2200 μF a 450 V.

Para tales mediciones se eligió el sensor LV-25P el cual es un sensor de voltaje de efecto Hall capaz de medir voltajes de 0 a 500 Volts y nos entrega una corriente proporcional al voltaje sensado. Esta corriente es proporcional a la resistencia R1 conectada entre terminales de entrada (Figura 5.4).

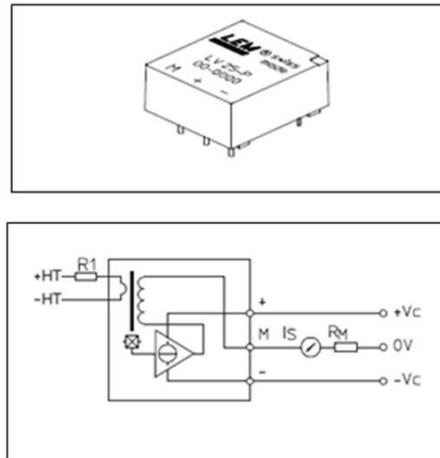


Figura 5.4: Sensor LV-25P

Como se sabe, el ADC de la placa ARDUINO DUE sólo admite valores comprendidos entre los 0 y 3.3 Volts, por lo cual era necesario acondicionar el voltaje proveniente del sensor para que se ajustara a este rango y que, además, garantizara una saturación de voltaje a 3.3 Volts si por descuido o error se introducían señales mayores a los 3.3 Volts. Esto último como medida de protección del ADC.

Para lograr tales objetivos se propuso la configuración mostrada en la figura 5.5.

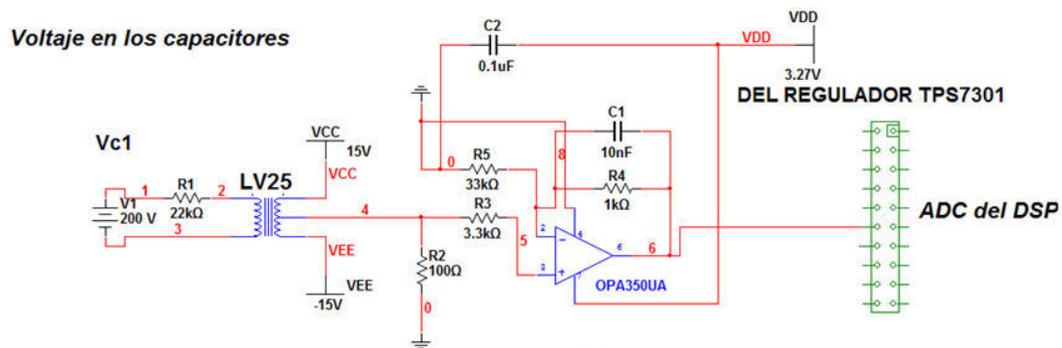


Figura 5.5: Acondicionamiento del Sensor LV-25P para Voltaje en CD

Como Amplificador Operacional se utilizó el encapsulado OPA350UA el cual es un dispositivo de alta precisión, interfaz rail-to-rail, bajo ruido así como voltaje de alimentación unipolar. Asimismo se utilizó el regulador TPS7301 para generar un voltaje cercano a los 3.3 Volts como fuente de alimentación para los Operacionales, de tal modo que, si llegase a medir valores superiores a los permitidos, ocurriría una saturación del Amplificador y la salida sería 3.3 Volts como máximo.

5.3.2. Señales provenientes de la red eléctrica

Voltaje en CA [V_s]. Para la medición de Voltaje en CA se utilizó el mismo sensor LV-25P y la configuración de acondicionamiento (Figura 5.6) resultó casi idéntica a la diseñada en CD. Sin embargo, dado que la onda senoidal de entrada al ADC solo debería admitir valores de entre 0 y 3.3 Volts, surgió la necesidad de darle un offset de 1.65 Volts para que los valores pico de la señal de alterna se ajustaran a los límites establecidos.

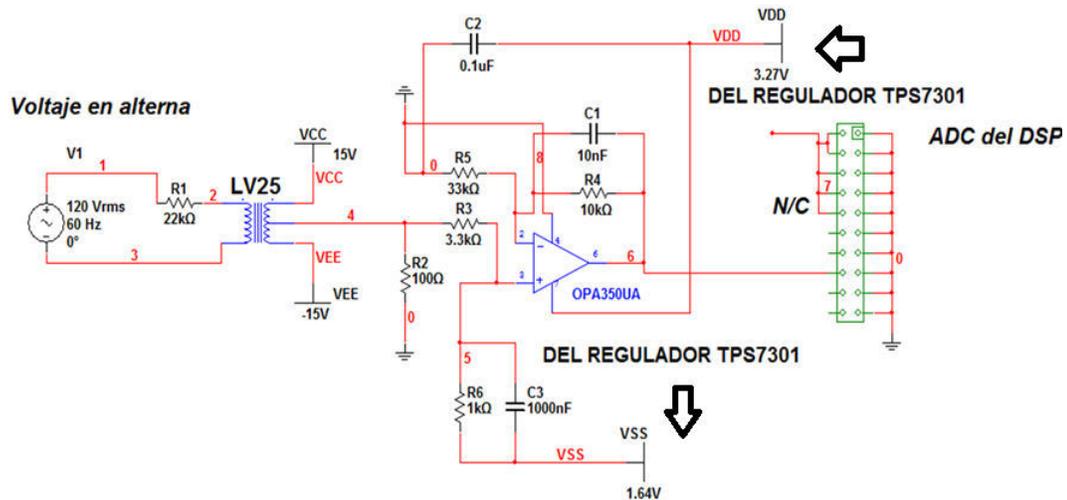


Figura 5.6: Acondicionamiento para Voltaje en CA

Corriente en CA [I_s]. Para la medición de Corriente en CA se utilizó el sensor CLN-50 el cual es el homólogo al sensor LV-25P pero para mediciones de corriente. El CLN-50 es un sensor de efecto Hall para medir corriente en CD y CA que nos entrega un voltaje proporcional a la corriente de entrada a través de la resistencia R_{sense} y puede detectar corrientes desde 0 a 50 Amperes (Figura 5.7). De igual manera que el Voltaje en CA, fue necesario agregar un offset de 1.65 volts al acondicionamiento con el mismo propósito; este acondicionamiento se aprecia en la figura 5.8.



Figura 5.7: Sensor de Efecto Hall CLN-50

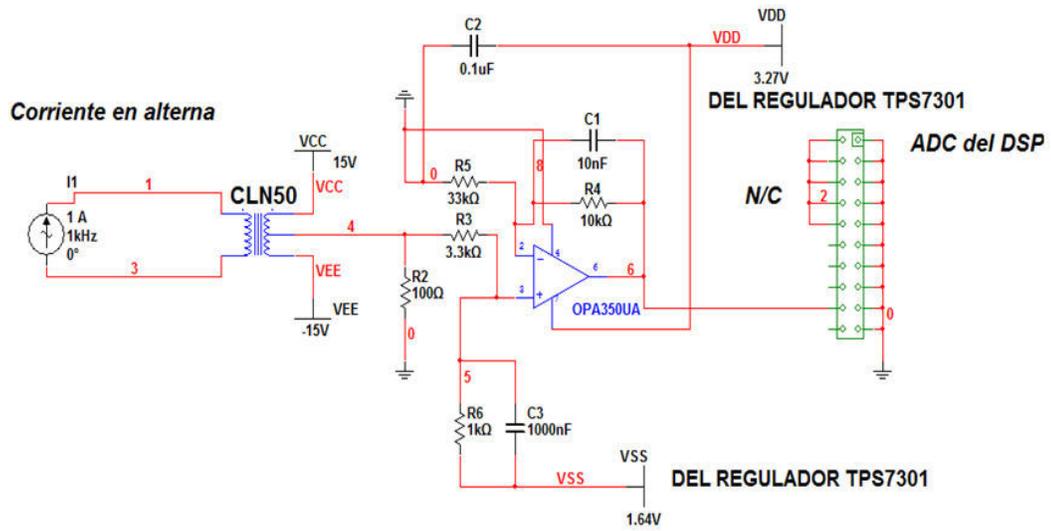


Figura 5.8: Acondicionamiento para Corriente en CA

Por último en la Figura 5.9 se muestra la tarjeta de adquisición de señales.

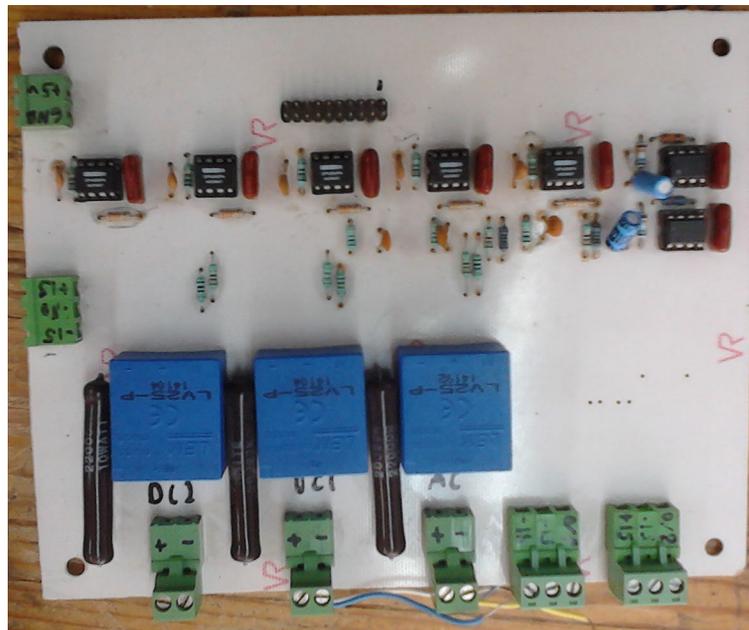


Figura 5.9: Tarjeta de adquisición de señales

5.4. Tarjeta acondicionadora de señales de salida

Los dispositivos semiconductores de potencia IGBT SEMITOP SK 60 GB 128 usados en las ramas del convertidor se disparan con pulsos de 15 Volts mientras que los disparos provenientes de ARDUINO DUE son de 3.3 Volts. Por este motivo fue necesario acondicionar los disparos de salida para que pudieran encender/apagar correctamente los IGBT's.

Una parte del diagrama esquemático propuesto para el acondicionamiento de señales se muestra en la figura 5.10 (para una descripción detallada puede consultar el apéndice II).

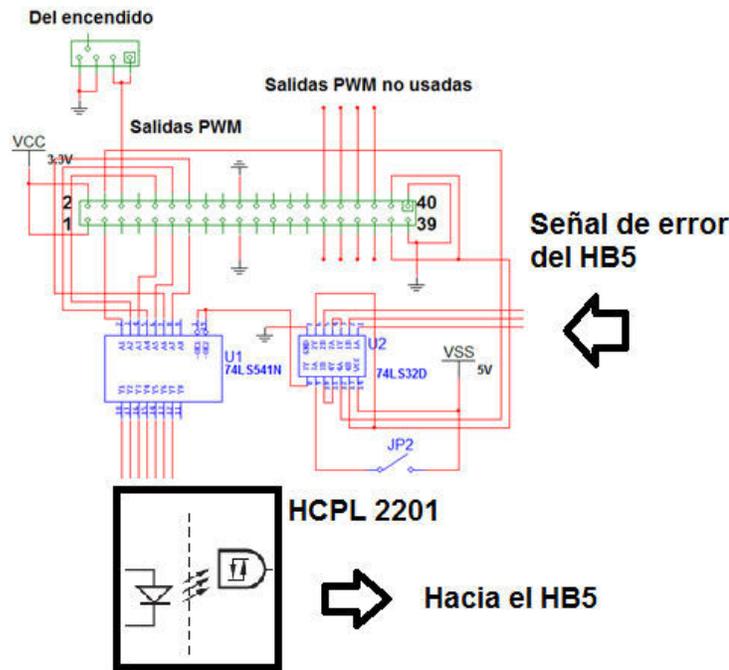


Figura 5.10: Esquemático parcial de la Placa Driver

La operación básica de esta tarjeta es como sigue:

- Los 8 disparos llegan de las salidas PWM de ARDUINO DUE y entran al chip 74LS541N el cual es un Buffer de 3 estados que nos otorgará disparos con voltajes lógicos adecuados y con poco ruido y rebotes.
- Después de salir del Buffer de 3 estados, los disparos llegan a la etapa de optoacoplamiento constituida por el chip HCPL 2201 el cual trabaja a manera de buffer optoacoplado que nos ayudará a proteger los dispositivos de baja potencia así como obtener una señal de disparo de mayor calidad. Después de esta etapa, los disparos llegan a los puentes del HB5.

- A manera de protección se incorporó un chip 74LS32 la cual es una compuerta OR a manera de 3 entradas 1 salida. La salida de la compuerta OR estará en estado BAJO cuando las 2 señales de error provenientes del Convertidor HB5 sean bajas. De esta manera el chip 74LS541N permanecerá activado (este chip se habilita con una señal ACTIVA en BAJO). En caso de existir una señal de error en estado ALTO, la salida de la compuerta OR será ALTA y esto desactivará el chip 74LS541N.
- Asimismo, para que los disparos salgan de la tarjeta driver, es necesario que la señal de control este activa.
- A manera de medida de seguridad, el Jumper JP2 de la figura 5.10 también desactiva los disparos.

En la figura 5.11 se muestra una imagen de la Placa Driver.

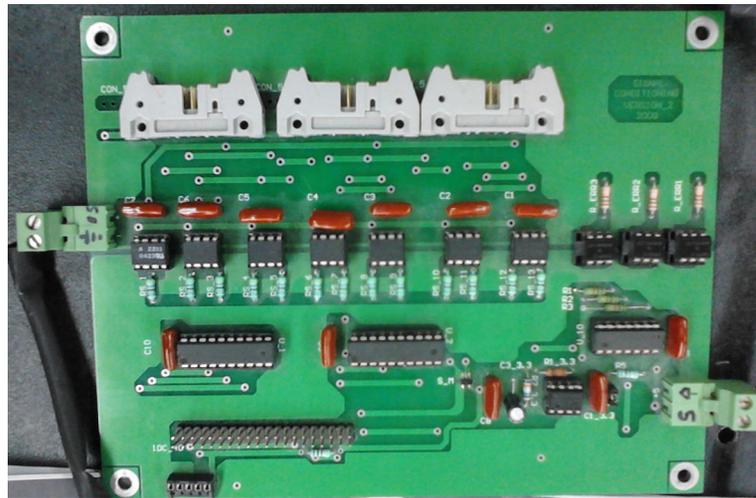


Figura 5.11: *Tarjeta acondicionadora de señales de salida*

Por último y en forma ilustrativa, en la Figura 5.12 se muestra como se acoplaron las distintas etapas de todo el sistema.

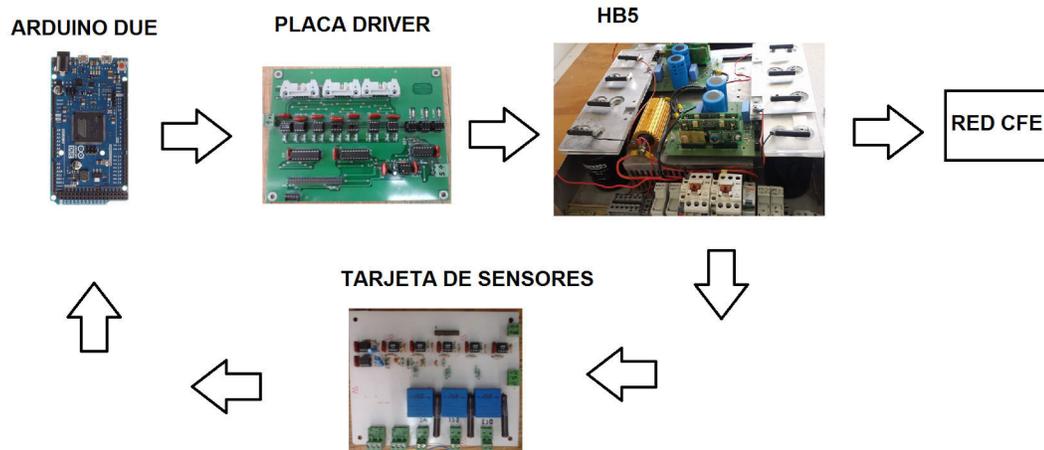


Figura 5.12: *Sistema completo*

Capítulo 6: Resultados

En este capítulo se presenta una serie de resultados tanto en simulaciones en software como de cada una de las etapas del sistema experimental.

6. Resultados

A continuación se presenta el conjunto final de resultados del trabajo realizado. Es importante señalar que todas las etapas del sistema se probaron por separado, cada una de ellas simuladas previamente antes de probar el prototipo físico de cada etapa usando dos distintos softwares: PROTEUS para las tarjetas acondicionadoras y PSCAD para la simulación del controlador implementado. Posteriormente se acoplaron todas las etapas para obtener los resultados finales.

6.1. Resultados de las pruebas de la tarjeta de adquisición de señales

Enseguida se presentan los resultados de las pruebas realizadas a la tarjeta de sensores. En principio se comenzó a probar la adquisición de cada señal de manera individual; es decir, se probó el acondicionamiento de las señales en CD, luego la del voltaje en CA y, por último, la de corriente en CA; al final se probó la adquisición de las 4 señales simultáneamente.

6.1.1. Resultados en simulación

El circuito de acondicionamiento de cada señal fue probado en simulación previa mediante el software PROTEUS V8 el cual nos permite simular plataformas ARDUINO virtuales con el código implementado en lenguaje C.

La adquisición de señales fue un punto crítico para el control del sistema; por tanto, el objetivo de las simulaciones era verificar que el código para ARDUINO funcionaba adecuadamente y con la precisión numérica suficiente dado que, una vez adquirida la señal acondicionada, era importante hacer un escalamiento vía software para regresar a los valores originales de la señal. Esto se explicará a detalle en cada una de las etapas.

Adquisición de las señales de CD

Una vez acondicionado en voltaje en CD era necesario adquirirlo mediante un canal ADC de ARDUINO y regresarlo (escalarlo) a su valor original. En la figura 6.1 se da una muestra de un valor de alto voltaje en CD adquirido del banco de capacitores para ser acondicionado e introducido al ADC de ARDUINO. En el display LCD se muestra el valor escalado a su valor original.

Adquisición de las señales de CA

Las señales en CA son más difíciles de adquirir y escalar que las de CD dado que varían en el tiempo y, además, presentan un offset el cual se tuvo que quitar mediante programación. En la figura 6.2 se muestra un ejemplo de adquisición simulada

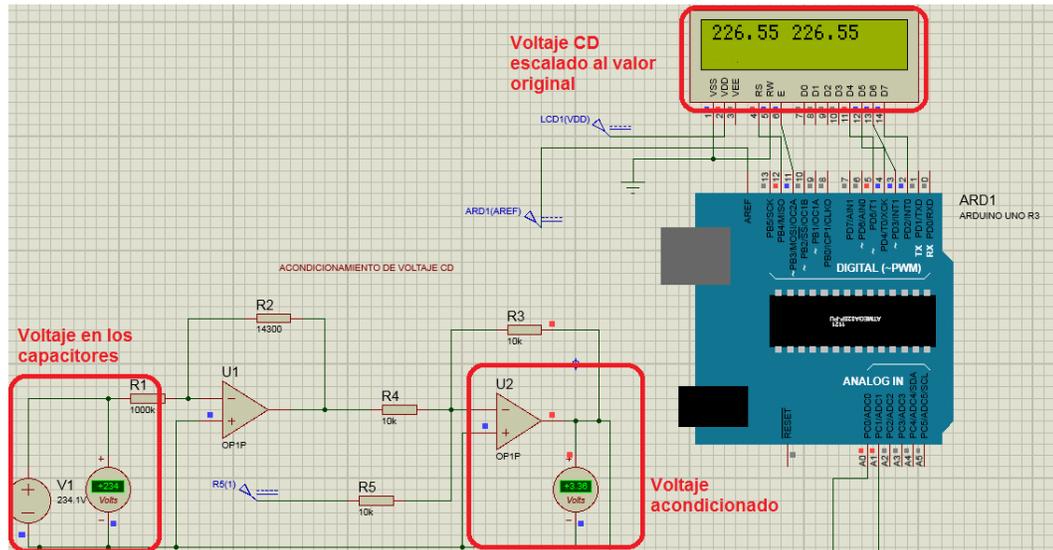


Figura 6.1: Simulación de la adquisición de voltaje en CD

de señales en CA; se muestran los valores RMS de voltaje (izquierda del LCD) y de corriente (derecha) después de haberlos escalado mediante programación. En el osciloscopio virtual de PROTEUS se muestra la señal de voltaje al ADC (señal amarilla) y de corriente (señal azul).

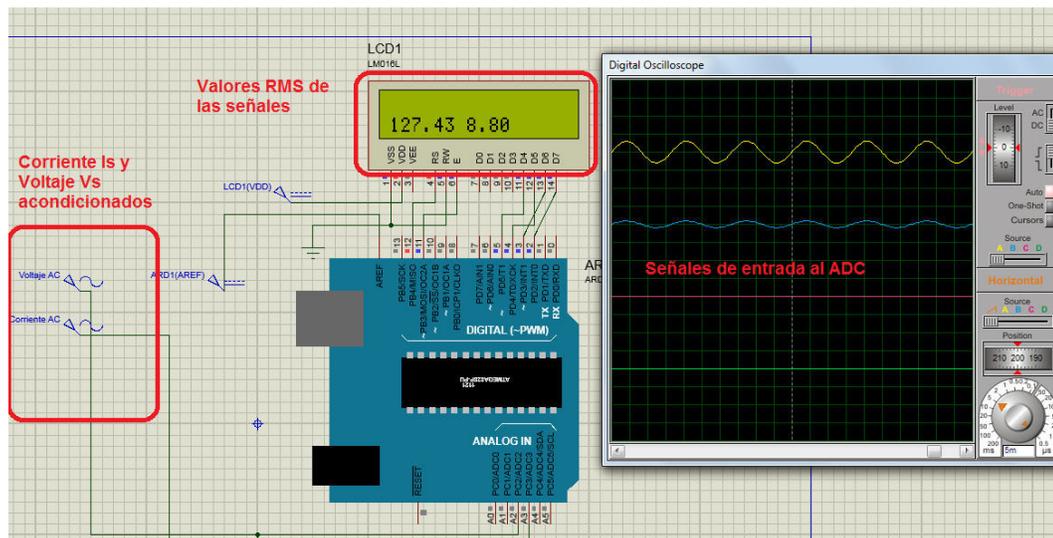


Figura 6.2: Simulación de la adquisición de voltaje y corriente en CA

6.1.2. Resultados experimentales

Habiendo obtenido resultados satisfactorios en las simulaciones, se procedió a realizar mediciones experimentales con la tarjeta de sensores. Cabe mencionar que las plataformas ARDUINO presentan la ventaja de poder visualizar datos y variables en tiempo real de ejecución a través del **monitor serie** el cual puede verse en el monitor de nuestra computadora.

Adquisición de las señales de CD

En principio se realizó un conjunto de mediciones de prueba con la tarjeta de sensores (Tabla 6.1) en Voltaje CD para poder verificar el correcto funcionamiento del circuito, así como para establecer una relación entre el voltaje real de entrada y el voltaje de salida que entra al ADC.

La columna indicada con V_{real} indica el voltaje CD medido con el multímetro, la columna V_{sim} indica el voltaje obtenido en simulaciones y la columna $V_{arduino}$ muestra la variable de voltaje en CD obtenida en ARDUINO DUE y visualizada a través del monitor serie.

V_{real}	V_{sim}	$V_{arduino}$
151.3	150.9	150.1
187.9	185.7	184.2
234.2	226.5	226.11

Tabla 6.1: *Tabla de muestra de mediciones de voltates en CD*

En base a mas mediciones, se logró establecer una relación entre el voltaje CD de entrada a la tarjeta y el voltaje de salida que entraba al ADC de ARDUINO.

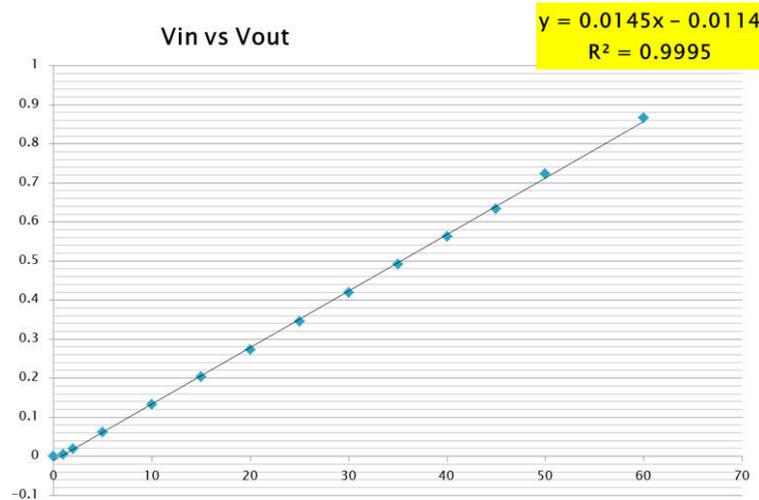


Figura 6.3: *Relación entre el voltaje CD de entrada (a la tarjeta) y de salida (al ADC de ARDUINO)*

Se muestra a continuación un ejemplo de medición de Voltaje CD realizada con un multímetro FLUKE 302 en comparativa con la señal acondicionada y escalada mediante ARDUINO DUE.

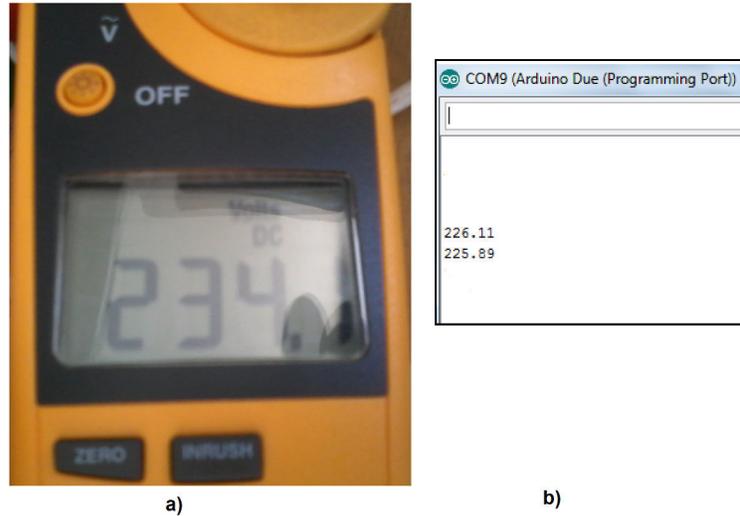


Figura 6.4: a) Medición real de voltaje CD con el multímetro b) Valor acondicionado y escalado en ARDUINO DUE

Adquisición de las señales de CA

Un proceso similar al de voltaje en CD se realizó con las mediciones en CA. Sin embargo, resultó mas complicado debido a que son señales senoidales variantes en el tiempo y de las cuales solo tenemos dos valores característicos: el valor RMS y el Valor Pico (V_p). Como punto de partida, se eligió el valor RMS dado que es el que nos presenta el multímetro.

En la tabla 6.2 puede apreciarse un conjunto de mediciones muestra en voltaje CA y en la tabla 6.3 en corriente CA.

V_{real}	V_{sim}	$V_{arduino}$
13.29	11.5	11.8
20.9	18.23	19.85
24.5	22.78	25.41
126.57	127.5	118.9

Tabla 6.2: Tabla de muestra de mediciones de voltajes RMS en CA

I_{real}	I_{sim}	$I_{arduino}$
4.4	4.7	5.4
6.6	7.1	8.0
8.1	8.7	9.3

Tabla 6.3: *Tabla de muestra de mediciones de corrientes RMS en CA*

En base a mas mediciones, se logró establecer una relación entre el voltaje pico y corriente pico CA de entrada a la tarjeta y los valores pico de salida que entraba al ADC de ARDUINO. Estas relaciones se muestran en las figuras 6.5 y 6.6 respectivamente.

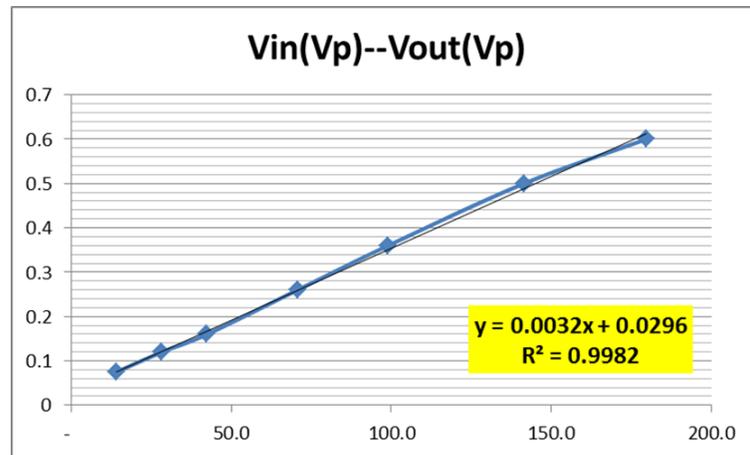


Figura 6.5: *Relación entre el voltaje pico CA de entrada (a la tarjeta) y de salida (al ADC de ARDUINO)*

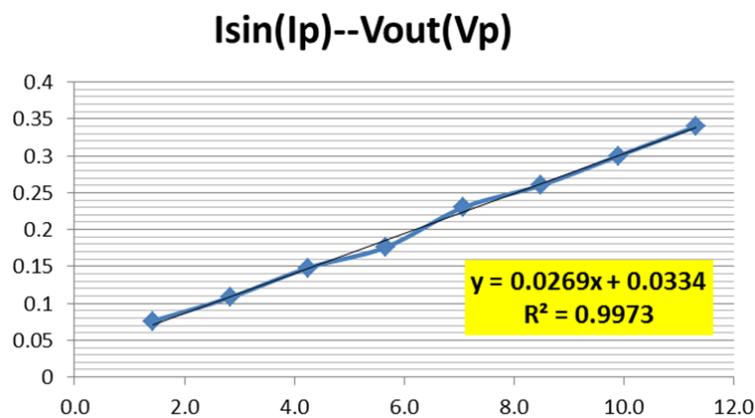


Figura 6.6: *Relación entre la corriente pico en CA de entrada (a la tarjeta) y de salida (al ADC de ARDUINO)*

Por último y a manera ilustrativa, en las figuras 6.7 y 6.8 se muestra una medición de voltaje en CA y de corriente en CA respectivamente.

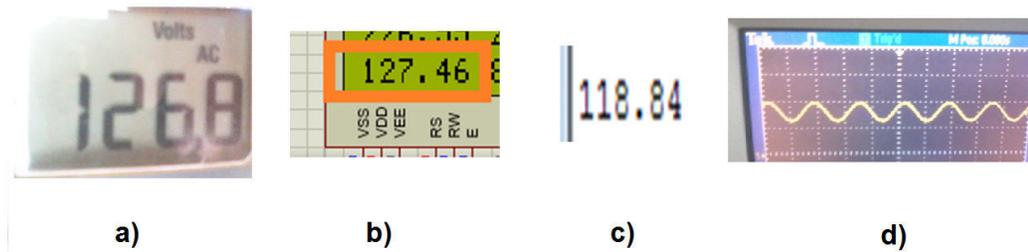


Figura 6.7: a) Valor de voltaje RMS medido con el multímetro b) Valor observado en simulación c) Valor en ARDUINO d) Forma de onda de entrada al ADC de ARDUINO

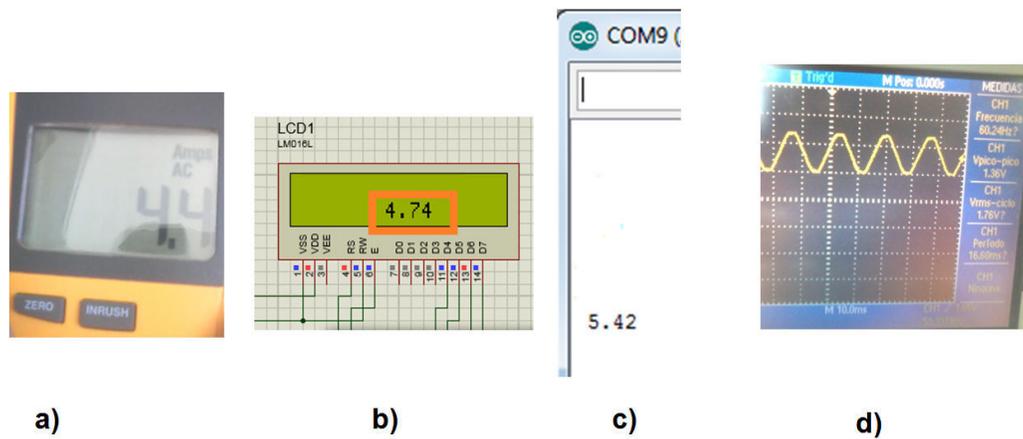


Figura 6.8: a) Valor de corriente RMS medido con el multímetro b) Valor observado en simulación c) Valor en ARDUINO d) Forma de onda de entrada al ADC de ARDUINO

6.2. Resultados de la tarjeta acondicionadora de disparos

Con el objetivo de probar la tarjeta de disparos se programaron 8 pines tipo PWM de la plataforma ARDUINO con ancho de pulso fijo; 4 disparos van a los IGBT's superiores de cada rama del convertidor ($S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$) y otros 4 van a los IGBT's inferiores.

Los 8 disparos que salen de la tarjeta deben cumplir con los siguientes requisitos:

1. *Los IGBT's de cada rama deben encontrarse SIEMPRE en estados opuestos.* Por ejemplo, si S_{11} esta en estado ALTO, S'_{11} debe estar en estado BAJO. Si ambos se encontrasen en estado ALTO al mismo tiempo provocaría un cortocircuito; sin embargo, es permitido que ambos se encuentren, en determinado momento, en estado BAJO.
2. *Generación de tiempo muerto.* Para evitar lo anterior, es necesario introducir un **Tiempo Muerto** entre la activación y desactivación de los IGBT's de una misma rama. El tiempo muerto considerado para los IGBT's utilizados en este trabajo fue de 10 microsegundos considerando las especificaciones técnicas del dispositivo.
3. *Los niveles lógicos de voltaje de salida deben ser de 15 y 0 volts.* Según las especificaciones técnicas de los IGBT's utilizados, estos niveles de voltaje son óptimos para activarlos y desactivarlos.
4. *Los pulsos de salida deben ser limpios.* Se debe minimizar al máximo el ruido y los rebotes de la señal de salida porque esto podría afectar el funcionamiento del convertidor; incluso provocar corto-circuito.

6.2.1. Resultados en simulación

Se realizo la simulación en PROTEUS V8 generando 8 disparos simultáneos verificando que cumplieran las especificaciones mencionadas. En la figura 6.9 se muestra el esquemático de la simulación donde se contemplaron todas las etapas de la tarjeta de disparos: Generación de disparos, etapa buffer y optoacoplamiento.

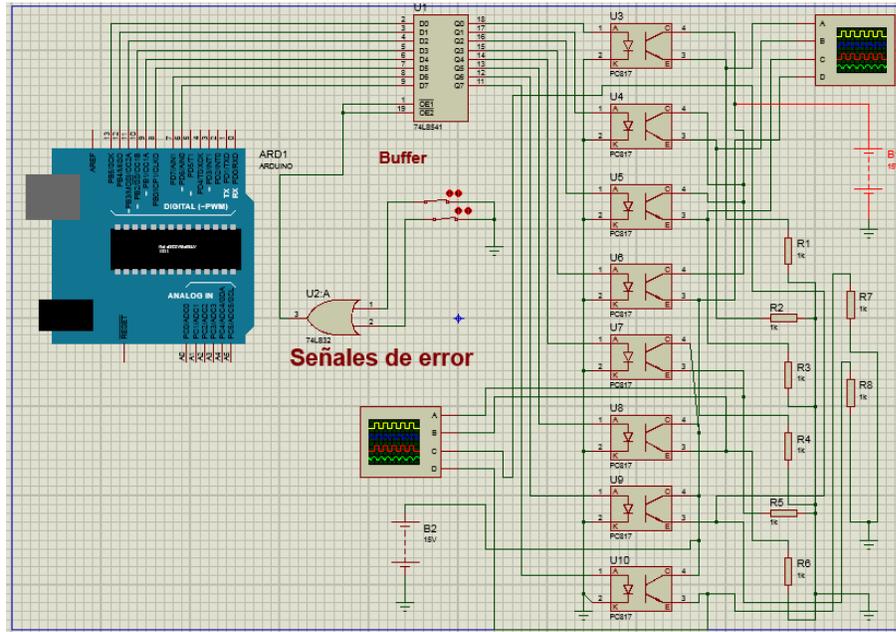


Figura 6.9: *Esquemático de simulación en PROTEUS V8*

Los 8 disparos generados se muestran en la Figura 6.10 donde puede apreciarse que se alcanzan los niveles lógicos de 0 y 15 volts.

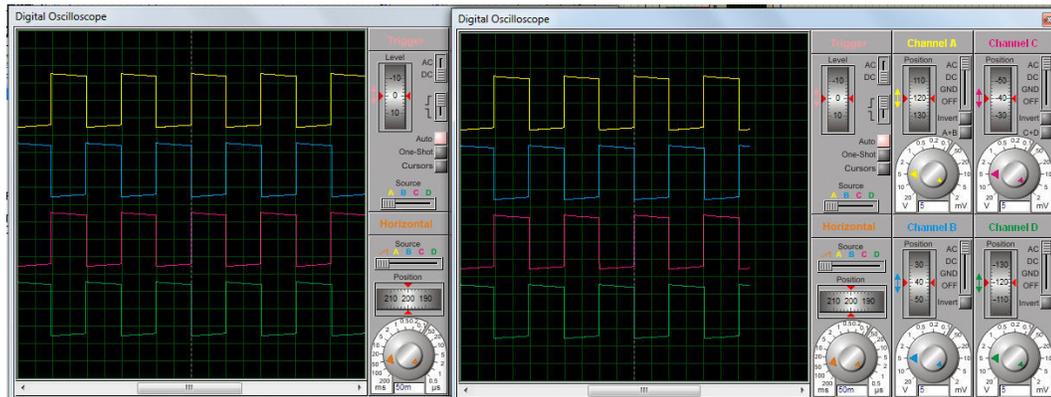


Figura 6.10: *8 Disparos generados en simulación*

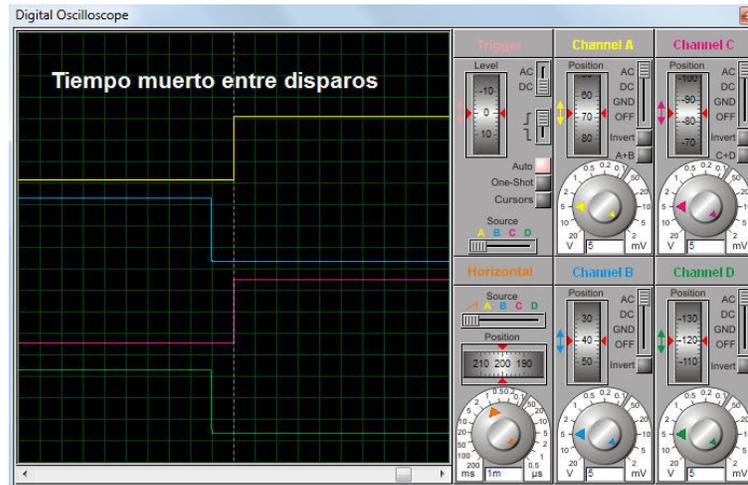


Figura 6.11: *Tiempo muerto entre disparos*

Por último, en la Figura 6.11, se muestra el tiempo muerto entre disparos para un puente (4 disparos).

6.2.2. Resultados experimentales

En base a los resultados obtenidos en simulación y con el código generado en ARDUINO, se procedió a generar los 8 disparos en la tarjeta de disparos.

En la figura 6.12 se muestra la placa de disparos conectada con ARDUINO así como los 8 disparos generados.

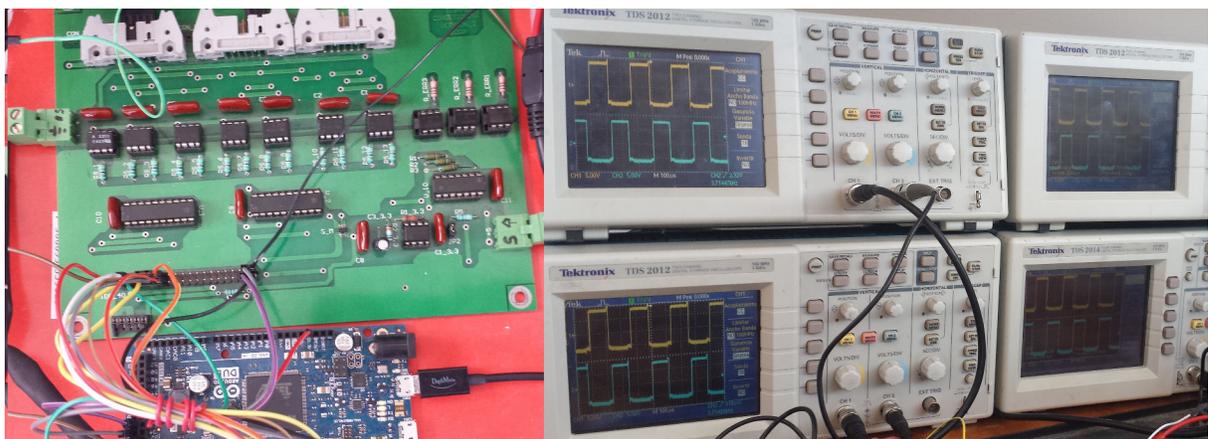


Figura 6.12: *Placa de disparos y los 8 disparos generados*

Por último, en la Figura 6.13 se muestra el tiempo muerto entre disparos para una rama.

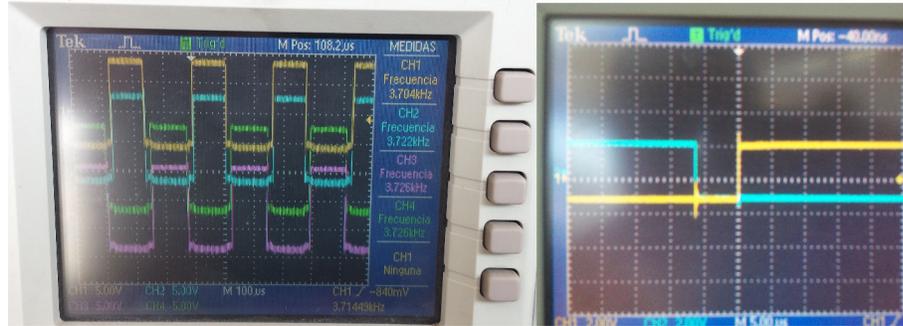


Figura 6.13: *Tiempo muerto entre disparos para un puente del convertidor*

6.3. Resultados del sistema completo

En esta sección se describe paso a paso la puesta en marcha del sistema completo. Primero se realizaron pruebas preliminares al convertidor: Encendido del convertidor, Pruebas de disparos a los IGBT's y pruebas de carga y descarga de los capacitores; todo ello sin ley de control.

Posteriormente se muestran los resultados en simulación de la ley de control implementada en el convertidor HB5 mediante el software PSCAD V3.0.

Finalmente se muestran los resultados finales de la forma de onda de salida con la ley de control implementada.

6.3.1. Resultados preliminares: protocolo de pruebas sin ley de control

Antes de conectar todas las etapas del sistema, es importante verificar que todos los componentes que forman parte del convertidor funcionen adecuadamente; las pruebas realizadas se enlistan a continuación.

- Revisar conexiones, chapas de montaje y que no existan cortocircuitos en el equipo.
- Revisar la correcta polaridad de las conexiones de los condensadores y de las placas de los drivers.
- Revisar que no falten componentes en las placas SKHI 20 OPA en las placas de los drivers.
- Realizar las pruebas de alimentación.
- Realizar las pruebas de disparo sin tensión en los DC links.

- Realizar pruebas de disparo con tensión controlada en los DC links.
- Realizar pruebas de disparo con tensión controlada y carga entre L1 y L2 (cada placa independiente y después las dos conectadas en serie).
- Conectar a red a través de la bobina, con las resistencias de precarga instaladas.
- Revisar la correcta precarga de los condensadores.
- Cortocircuitar las resistencias de precarga y dejar en carga completa a los condensadores.

A manera ilustrativa, se muestran a continuación algunas imágenes de las pruebas de alimentación y de la precarga de los capacitores.

Pruebas de alimentación

Utilizando el multímetro FLUKE 302 en modo continuidad se verificó que las conexiones del convertidor estuvieran realizadas correctamente de acuerdo al siguiente diagrama de conexión:

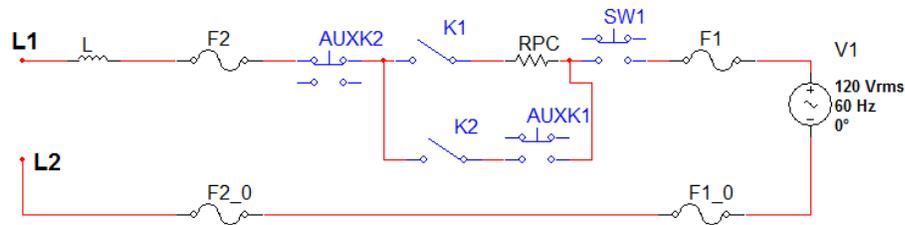


Figura 6.14: *Diagrama de contactos para pruebas de encendido y alimentación*

A continuación se explican los componentes de la etapa de alimentación:

- **L**. Es el inductor del convertidor HB5.
- **F1, F1_0, F2, F2_0**. Son fusibles de 30 Amperes.
- **RPC**. Es la resistencia de precarga.
- **K1, K2**. Son los switches para activar el puente 1 (K1) y el puente 2 (K2) que provienen del mando principal de control (Figura 6.15).
- **AUXK1, AUXK2, SW1**. Son switches termomagnéticos a manera de protección del sistema (Figura 6.15).



Figura 6.15: a) Mando principal de control b) Interruptores termomagnéticos y switch principal

Pruebas de precarga de los capacitores

Un punto bastante importante antes de conectar el sistema completo es la precarga de los capacitores. ES MUY IMPORTANTE QUE ANTES DE CONECTAR EL SISTEMA A LA RED ELÉCTRICA, LOS CAPACITORES HAYAN ALCANZADO UN NIVEL DE VOLTAJE DE REFERENCIA de lo contrario podrian ocasionar daños irreversibles a los componentes del inversor. Para esto se tomaron en cuenta las siguientes consideraciones:

1. Se conecta un solo puente rectificador a la vez y se realiza la precarga del condensador de manera independiente en cada puente H. Para esto se debe de tener conectada la resistencia de precarga en la entrada de corriente alterna del puente de diodos no controlado.
2. Se interconectan en cascada los puentes H y se procede a la precarga de los condensadores, cada banco de condensadores a la vez ; esto con el objetivo de revisar que no haya corto entre las placas y que no haya transferencia de energía entre un banco de condensadores y otro.
3. Con las tarjetas conectadas en cascada, se hace la precarga de ambos bancos de condensadores por módulo. Las tensiones de los condensadores se deben de mantener estables.
4. Después de desconectar el sistema, esperar unos 3 a 5 minutos para que los bancos de capacitores se descarguen completamente.

En la figura 6.16 se muestra la carga y descarga de los bancos de capacitores a un voltaje de referencia de 60 Volts CD.

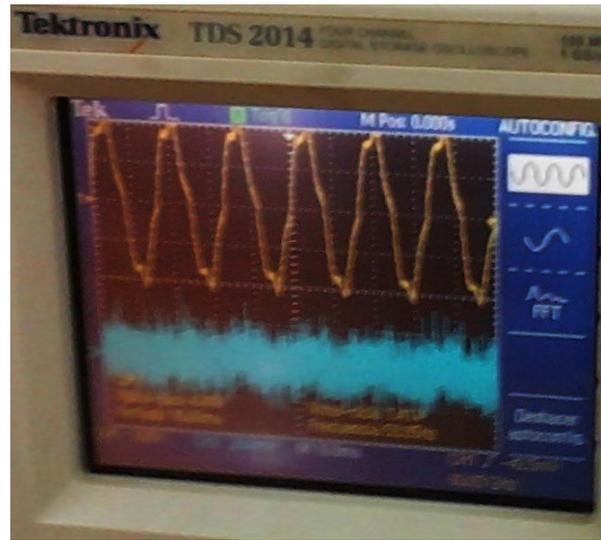


Figura 6.16: Carga y descarga de los capacitores a 60 V

Una vez realizadas estas pruebas se puede concluir que el módulo funciona correctamente y se encuentra listo para iniciar el proceso de pruebas de las leyes de control.

6.3.2. Resultados en simulación

Utilizando el software PSCAD 3.0 se implemento la ley de control para el convertidor HB5. En la figura 6.16 se muestra el esquemático desarrollado y parte de la ley de control implementada.

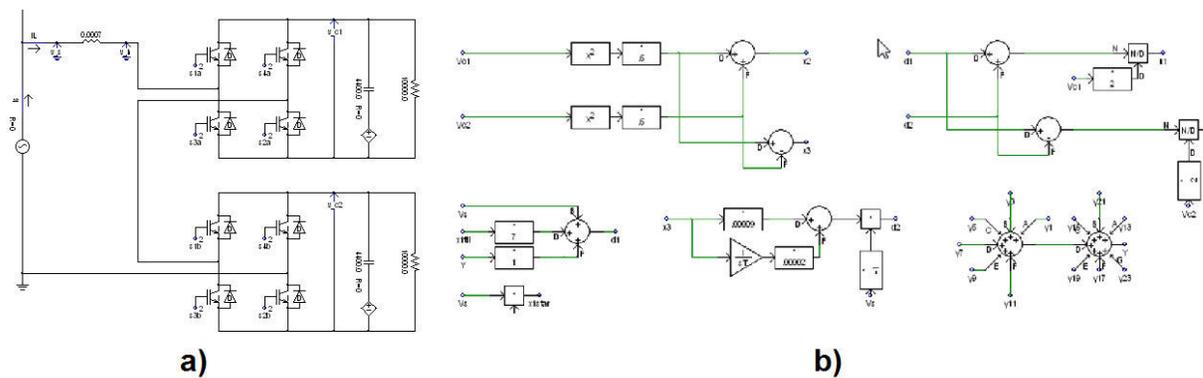


Figura 6.17: a) Esquemático en PSCAD del convertidor HB5 b) captura parcial de la ley de control implementada

En la figura 6.18 se muestran los resultados obtenidos para el lazo de rastreo de corriente (grafica superior) y para la corriente en la carga no-lineal (grafica inferior).

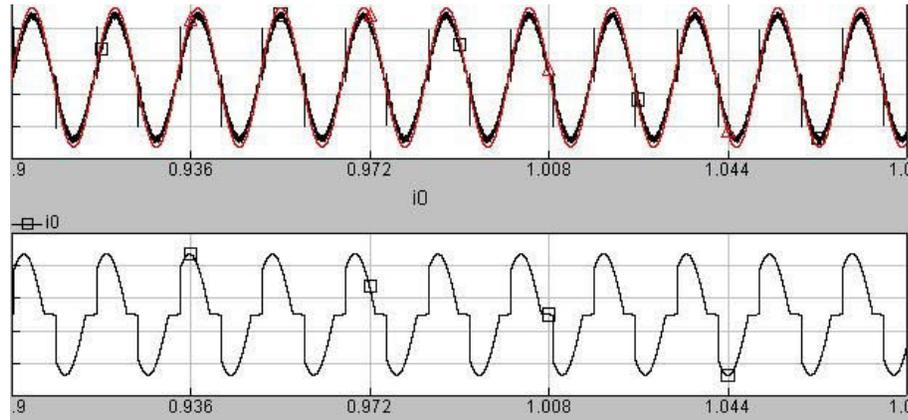


Figura 6.18: Resultados del lazo de rastreo de corriente (grafica superior) y corriente en la carga (inferior)

En la figura 6.19 se muestran los resultados para los lazos de regulación y balance en los capacitores.

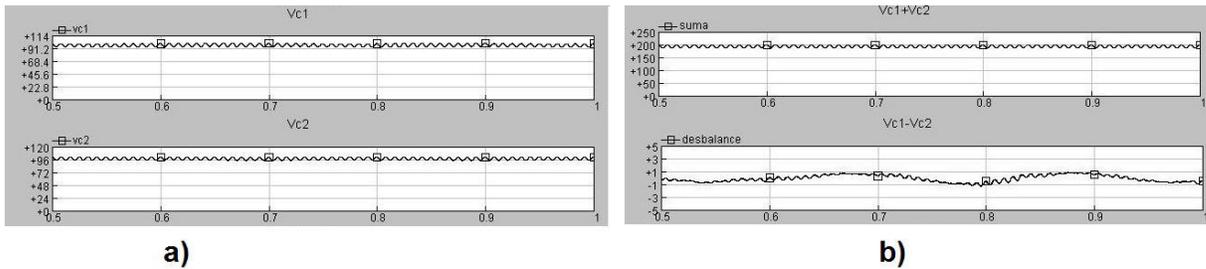


Figura 6.19: a) Voltaje en los capacitores con $V_{ref} = 100\text{ V}$ b) Resultados del lazo de regulación y de balance

Finalmente en la figura 6.20 se muestra el voltaje de salida generado por el convertidor HB5 (negro) en comparación con el voltaje de línea V_s (rojo).

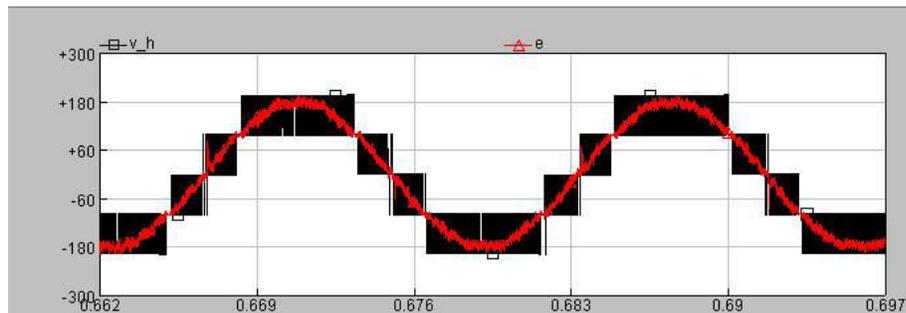


Figura 6.20: Voltaje de salida del convertidor HB5

6.3.3. Resultados experimentales

En esta sección se muestra la serie de resultados finales: primero conectando el emulador eólico al convertidor HB5; luego conectando un par de celdas solares y, por último, se conectaron ambas fuentes al HB5.

Resultados del HB5 conectado al emulador eólico

El emulador eólico proporciona un voltaje de salida en AC y es necesario fijarlo a CD mediante una batería o un capacitor. En nuestro caso se utilizó un capacitor de 400 mF a 12 volts. La forma de onda de salida del convertidor se muestra en la figura 6.21.

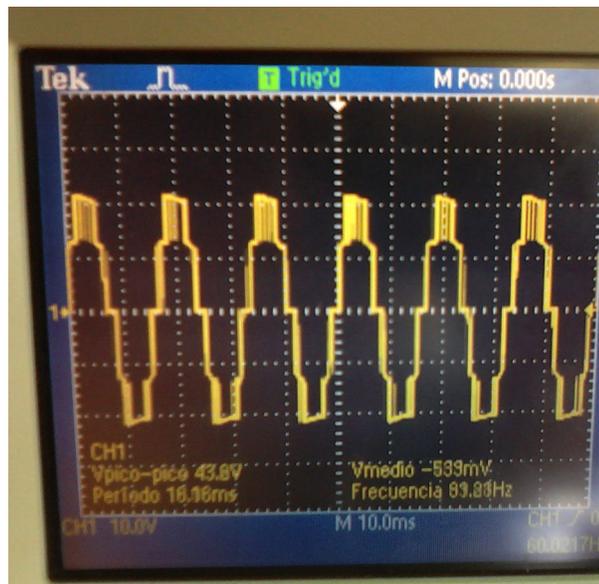


Figura 6.21: Voltaje de salida del convertidor HB5 conectando el emulador eólico fijado a 12 VCD

Resultados del HB5 conectado a celdas solares

Posteriormente se conectaron 2 celdas solares (descritas en el capítulo 2). Una celda en cada puente del inversor y la forma de onda de salida se muestra en la figura 6.22.

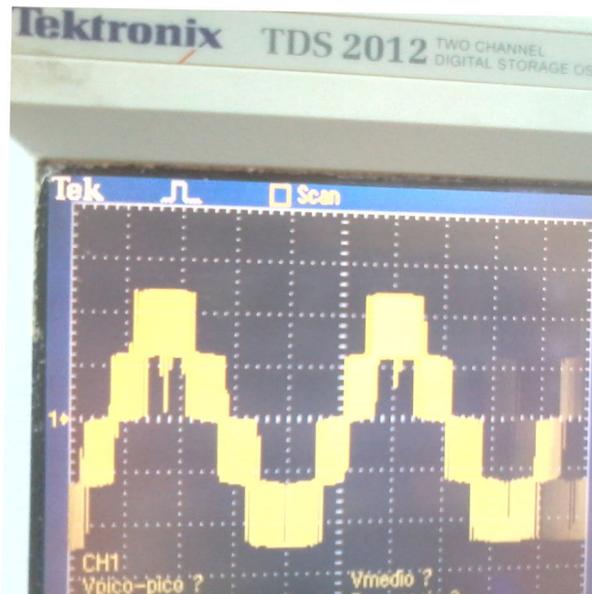


Figura 6.22: Voltaje de salida del convertidor HB5 conectando un par de celdas solares

Resultados con ambas fuentes

Por último se conectaron ambas fuentes de energía al convertidor HB5. En el puente 1 (K1) se conectó el emulador eólico fijado a 12 VCD y en el puente 2 (K2) se conectó una celda solar de 10 W. Ambas fuentes se encuentran descritas en los capítulos 2 y 3 de la presente tesis.



Figura 6.23: Voltaje de salida del convertidor HB5 conectando ambas fuentes

Capítulo 7: Conclusiones

Se presentan las conclusiones de todo el trabajo realizado por secciones: conclusiones sobre el uso de energías renovables, sobre el uso de nuevas tecnologías para el control del dispositivo, sobre la implementación física y resultados finales.

7. Conclusiones

A continuación se presentan las conclusiones obtenidas a lo largo de todo el trabajo realizado bajo esta tesis. Por cuestiones de orden, se categorizarán las conclusiones obtenidas de acuerdo al tópico en que se trabajó.

7.1. Sobre el uso de energías renovables

En el capítulo 2 se presento un estudio detallado sobre las celdas solares fotovoltaicas. El objetivo principal fue encontrar un modelo adecuado para realizar el análisis del comportamiento de un panel solar bajo diversas condiciones de Irradiancia.

Se encontró que el comportamiento de un panel solar bajo Irradiancia directa (sin considerar la Irradiancia indirecta) obedece a dos parámetros importantes: R_s y R_{sh} . Esto es, utilizando el modelo tradicional de 2 resistencias el cual es ampliamente estudiado hoy en día.

En principio, el modelo estudiado es de tipo no lineal dado que va configurado con un diodo de silicio en paralelo a la fuente de corriente dependiente del sol. Fue necesario utilizar métodos recursivos y software numérico para observar el comportamiento del panel.

Por otro lado, los valores de los parámetros R_s y R_{sh} fueron claves para desarrollar nuestro modelo. En este trabajo se concluye que estos valores de resistencias son dinámicas y varían respecto a la Irradiancia incidente en el panel.

Utilizando métodos estadístico y ajuste de curvas se encontró que estos valores de resistencias obedecen a modelos de tipo exponencial dependientes de la Irradiancia; sin embargo, al analizar los resultados obtenidos de estos parámetros se encontro que $R_s \ll R_{sh}$ como se esperaba.

Finalmente se pudo generar un modelo satisfactorio el cual admitía 2 entradas, Irradiancia y Temperatura, y generaba 3 salidas: Voltaje, Corriente y Potencia; dicho modelo fue utilizado en diversas simulaciones para observar el comportamiento del panel.

En el capítulo 3 se discutió sobre la energía eólica. Se hizo un estudio intensivo sobre aerogeneradores y su funcionamiento eléctrico interno para poder generar un dispositivo que emulara este comportamiento, resultando como producto, nuestro emulador eólico.

Se caracterizó el emulador eólico en base a una turbina eólica comercial de baja potencia (300 W) controlando la velocidad mecánica del eje de baja velocidad mediante un VARIAC y observando la velocidad en un tacómetro implementado en la plataforma ARDUINO.

Mediante una relación básica de poleas se pudieron inducir velocidades altas en el generador síncrono el cual convertía la potencia mecánica en eléctrica.

Finalmente se pudieron emular aceptablemente velocidades de viento de hasta 12 m/s (considerando la turbina comercial descrita) como puede apreciarse en la figura 3.10

7.2. Sobre el uso de nuevos Dispositivos Digitales de Control

Anteriormente durante la tesis de maestría [15] se estuvo trabajando en la implementación del controlador utilizando el DSP TMS32LF2407A de Texas Instruments el cual es un dispositivo ideal para aplicaciones en inversores. Sin embargo, es un dispositivo que ha quedado opacado en costo y características debido a la aparición de nuevas tecnologías como las plataformas ARDUINO.

Por ejemplo, el TMS32LF2407A trabaja con registros de 16 bits y su reloj es de 40 Mhz mientras que ARDUINO DUE trabaja con longitudes de hasta 32 bits y con un reloj de 84 Mhz. En nuestros cálculos y la implementación esto resulto crucial al momento de programar. Para muestra se presenta el siguiente ejemplo:

Los lazos de regulación y balance en los voltajes de los capacitores exigen como primer paso que el valor obtenido en los voltajes de los capacitores sea elevado al cuadrado. Supongamos que en determinado momento hay 200 Volts en los capacitores; entonces, $200^2 = 40,000$. Si traducimos 40,000 a binario esto es 1001110001000000 lo cual implica 16 bits. Por otro lado, si en algun momento hubiera 300 Volts entonces: $300^2 = 90,000$ lo cual traducido a binario es 1010111110010000. Esto implica el uso de 17 bits mismos que no posee el TMS32LF2407A.

Para estos casos, la ley de control fallaría al implementarla en dispositivos de 16 bits. Sería necesario utilizar técnicas de aritmética especiales como la utilizada en la tesis de maestría o, en su caso, utilizar dispositivos de mayor capacidad como lo es ARDUINO DUE.

Por otro lado, el TMS32LF2407A tiene un ADC de 10 bits de resolución mientras que ARDUINO DUE tiene 12 bits de resolución.

En cuanto al costo económico, la familia TMS32LFXXXX oscila en costos entre los 5,000 y 10,000 pesos mexicanos debido a los impuestos y costos de envío. Por otro lado, ARDUINO DUE posee costos de aproximadamente 500 pesos (versión CLON) y 1,000 pesos (versión original); esto es, los DSP's de la familia TMS32LFXXXX pueden llegar a costar hasta 10 veces mas que las plataformas ARDUINO y con menores prestaciones.

Respecto a la ergonomía y facilidad para conexión y desconexión de pines, ARDUINO DUE facilita por mucho esta tarea. En principio, la programación del dispositivo es vía USB y lo puede realizar cualquier persona desde la comodidad de su laptop mientras que la programación del TMS32LF2407A es vía serial y es necesario estar en una PC de escritorio.

En cuanto al software de programación, ARDUINO DUE es **Open Source** mientras que para el TMS32LF2407A el software de programación CODE COMPOSER tiene un costo económico. Por otro lado, es muy difícil encontrar foros de solución de dudas y tutoriales en internet para la programación del TMS32LF2407A, mientras que para las plataformas ARDUINO abunda la información y todo es de libre acceso.

Al principio de la tesis se pensó en trabajar con el TMS32LF2812 el cual es un DSP de la familia de Texas Instruments con un poco de mayores prestaciones que el TMS32LF2407A; sin embargo, al paso del tiempo y teniendo contacto con alumnos tesisistas y de servicio social de licenciatura, se nos presentó la oportunidad de explorar y conocer poco a poco las plataformas ARDUINO. Incluso se llevaron cursos especiales para aprender a programar estos dispositivos.

Al ver la facilidad con la que se programaban, la facilidad de adquisición, las prestaciones y la ergonomía se optó por desarrollar las pruebas preeliminares, modulación y controlador en este dispositivo lo cual conllevó, principalmente, un ahorro considerable de recursos económicos y tiempo.

7.3. Sobre la implementación física del sistema y resultados

Finalmente se presentan las conclusiones sobre el trabajo realizado en la implementación física del sistema y los resultados presentados.

Como puede apreciarse en el capítulo 6 del presente trabajo, la implementación física se llevó a cabo por etapas:

- Etapa de adquisición de señales
- Etapa de acondicionamiento de disparos
- Implementación del sistema completo

Cada etapa llevó su debido tiempo para la implementación física, caracterización y acoplamiento con las otras etapas. Diversos detalles adversos se presentaron durante el proceso como la descompostura y reemplazo de algunos sensores LV-25P, fallas de interfaz entre la PC y la plataforma ARDUINO DUE entre otro tipo de desperfectos; sin embargo, al final se lograron los resultados deseados.

Respecto a la etapa de adquisición de señales se observaron resultados satisfactorios como pudo apreciarse en el capítulo 6. Una parte importante para el desarrollo de todas las etapas fue la simulación. Afortunadamente, la versatilidad de la plataforma ARDUINO hace que sea posible su simulación virtual a través del software PROTEUS V8 (situación no posible con los DSP's de Texas Instruments).

Podría decirse que esto fue crucial tanto para la adquisición de señales como para la etapa de disparos porque nos daba la facilidad de estar probando código tras código sin necesidad de implementarlo físicamente.

Sobre todo en la parte de escalamiento fue necesario una infinidad de ensayos por prueba y error en simulación para devolver el valor original a los voltajes y las corrientes. Aún así, hubo un error como puede apreciarse en las tablas de datos muestra 6.1, 6.2 y 6.3 del capítulo 6.

Respecto a la adquisición y escalamiento de las señales los errores observados fueron los siguientes:

- El error para voltajes en CD fue de aproximadamente el 3 %.

- El error para el voltaje en CA fue de 5 %.
- El error para corriente en CA fue del 15 %.

Cabe mencionar que estos errores fueron a causa de la adquisición del ADC, precisión en la caracterización (Figuras 6.3, 6.5 y 6.6 del capítulo 6) y el escalamiento realizado mediante software. También cabe denotar que a las señales en CA se les implementó un offset físico mediante la tarjeta de adquisición para que los voltajes picos provenientes de los sensores se mantuvieran en un rango de 0 a 3.3 los cuales son los voltajes permitidos a la entrada del ADC de ARDUINO DUE. Por tanto, era necesario quitar este offset mediante código de programación para que no se alteraran los valores reales de las señales; esta *resta* del offset también implicó un ligero error por redondeo y escalamiento.

A pesar de los márgenes de error (relativamente aceptables), los resultados finales fueron satisfactorios.

Respecto a la etapa de acondicionamiento de disparos, fue una etapa relativamente sencilla comparada con la de adquisición de señales. El principal problema a resolver dentro de esta etapa se presentó en los siguientes aspectos:

- **Generación de un disparo A y otro disparo B en estados opuestos.** Es decir, cada rama del inversor necesita disparos en parejas en estados opuestos: mientras un disparo tiene estado BAJO, el otro debe estar en estado ALTO y nunca deben estar ambos disparos en estado ALTO simultáneamente dado que esto implicaría un corto-circuito.

En este sentido, ARDUINO DUE se quedó un poco corto respecto al TMS32LF2407A el cual es un dispositivo especializado para aplicaciones de control. Cuando se programa un pin X en el TMS32LF2407A en modo PWM, por default y sin necesidad de programación adicional, el pin opuesto Y emite un tren de pulsos de igual frecuencia pero en estado opuesto al programado en el pin X. En cambio, la plataforma ARDUINO DUE es multipropósito; es decir, no está especializada en aplicaciones de control y, por tanto, fue necesario programar manualmente los pines X y Y para que emitieran pulsos opuestos.

- **Generación de tiempo muerto entre disparos de una misma rama.** Complementando lo anterior, para evitar el estado *prohibido* donde ambas señales de una misma rama sean ALTAS, es necesario un *Tiempo muerto* entre disparos (ver Figuras 6.11 y 6.13). Este tiempo muerto es de algunos microsegundos pero es muy importante para evitar poner en corto-circuito una rama del inversor.

Cabe mencionar que mientras en el TMS32LF2407A este tiempo muerto se genera muy fácilmente y casi de manera automática, en ARDUINO DUE fue necesario introducirlo por programación mediante algunos rutinas de retardos e interrupciones.

Los 8 disparos fueron probados en el convertidor HB5 con una frecuencia aproximada de 10 Khz y voltajes lógicos de 0 y 15 volts como puede verse en la Figura 6.12. El reto principal de éste resultado preeliminar fue la programación adecuada de los disparos donde la simulación virtual en PROTEUS V8 fue crucial para lograr los resultados mostrados.

Por último, se conjuntaron todas las etapas para dar lugar a los resultados mostrados en la sección 6.3.

En principio, fue necesario probar la ley de control mediante sucesivas simulaciones en PSCAD 3.0 para verificar que los lazos de control cumplieran su función adecuadamente, así como para encontrar los valores óptimos para las constantes de control. Los resultados en simulación fueron los esperados como puede observarse en las figuras 6.18, 6.19 y 6.20, logrando una distorsión armónica de hasta el 5 %.

Posteriormente se conectaron las fuentes de energías renovables obteniendo los resultados mostrados en las figuras 6.21, 6.22 y 6.23.

En este aspecto es importante notar ciertos puntos:

- Las fuentes de energía renovables fueron de baja potencia. Usando el equipo y material disponible en el laboratorio se conectaron con fuentes de CD, celdas solares de 21 Volts a 0.65 Amperes con 10 Watts de potencia aproximada (Capítulo 2); por otra parte, se conecto el emulador eólico el cual se fijó a un voltaje CD de 12 volts y una corriente promedio de 4 Amperes lo que nos proporciona una potencia de aproximadamente 50 Watts.

Aunque el convertidor HB5 se diseñó para manejar potencias de hasta 20 KW, los resultados mostrados en el capítulo 6 fueron aceptables para bajas potencias.

- Se cuidó siempre que la frecuencia de salida generada fuera de 60 Hz.
- Al conectar el emulador eólico se observó una breve disminución de voltaje y una forma de onda de salida escalonada un poco *pobre* en pulsos por nivel. Esto pudo ser ocasionado porque el emulador se conecto simultáneamente a los dos puentes del inversor.
- Al conectar solamente las celdas solares se observó una forma de onda bastante aceptable en los cinco niveles, con suficientes pulsos por nivel y a la frecuencia deseada. Sin embargo, el reto aquí fue mantener el nivel de Irradiancia adecuado en ambos paneles; cuestión un tanto complicada debido a que, en ocasiones, pasaban nubes o el clima ni era el adecuado.

Finalmente, al conjugar ambas fuentes de energía se observó una forma de onda aceptable (Figura 6.23) con suficientes pulsos por nivel y a la frecuencia correcta.

Apéndice I: Especificaciones técnicas del convertidor HB5

En este apéndice se muestra un conjunto de datos técnicos sobre el diseño y características del convertidor multinivel HB5

I. Especificaciones técnicas del convertidor HB5

I.1. Introducción

En el presente documento se describen las características del prototipo de pruebas del convertidor multinivel construido, los componentes que lleva, diagramas esquemáticos y funcionamiento básico del equipo.

En la figura I.1 se muestra el esquemático del convertidor HB5 utilizado en el presente trabajo.

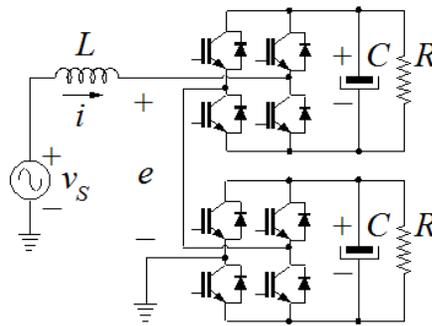


Figura I.1: *Esquemático del convertidor HB5*

Cabe mencionar que el convertidor HB5 se utilizó en configuración de rectificador activo.

I.2. Construcción del convertidor HB5

El prototipo de pruebas fue diseñado para que fuera capaz de trabajar con cargas de hasta 50 kW de potencia. Bajo estas características se escogieron los componentes necesarios para su implementación y las simulaciones se hicieron para que correspondieran con los valores reales.

Para escoger los valores de capacitores e inductancias, se hizo el cálculo teórico necesario y después se realizaron simulaciones en PSCAD. Ya en base a esta información se escogieron los valores que daban mejores resultados en las simulaciones. Como datos de partida se puede decir que la aplicación base del prototipo se escogió como rectificador activo; para otras aplicaciones como filtro activo, es posible que sea necesario bajar un poco más los valores de las bobinas para obtener mejores resultados, sin embargo, para

Apéndice I: Especificaciones técnicas del convertidor HB5

realizar pruebas de funcionamiento con esta aplicación, los valores escogidos proporcionarán resultados satisfactorios. El rizado máximo de corriente se fija a que no fuera mayor al 3% y la frecuencia de conmutación a la que se diseñó se fija como máxima a 15 kHz, esto permite que se tenga un rango relativamente alto de conmutación y al mismo tiempo, el tamaño de la bobina no sea muy grande, quedando de un valor de 3 mH. Los valores para los capacitores quedaron en 2200 μ F a 450V, conectándolos de tal manera que el DC link quedara en 2200 μ F con una capacidad hasta 900V.

Después de haber fijado las especificaciones técnicas del sistema, la selección de los dispositivos semiconductores fue el siguiente paso a realizar. Se seleccionan conforme las especificaciones del sistema, siempre dejando un margen de operación superior a las características del equipo. De esta misma forma, se seleccionan los elementos pasivos y se realiza un estudio sobre las condiciones de funcionamiento nominal y máximo para seleccionar los elementos de disipación y el acomodo de los dispositivos, en este punto cabe aclarar que como se trata de un prototipo de pruebas, se busca funcionalidad, por lo que no se intenta cumplir con algún requerimiento de tamaño y peso, sino se diseña para un fácil acceso a mediciones, interconexión y calibración del sistema.

En la figura I.2 se muestra la lista de material utilizado en la construcción del convertidor HB5.

Cantidad	Descripción	# de serie
4	SEMITOP SK 60 GB 128	24910740
1	Radiador P16/320 (200mm x 320mm x 78mm)	
8	Condensador 2200 μ F/450V	30149261
2	Puente rectificador SKB 52/08	
3	Ventilador F8025-230	70490809
4	SKHI 20 OP A	
2	Fuente SKHI PS2	

Figura I.2: Lista de material para el convertidor HB5

I.3. Plano principal del convertidor HB5

Con base a los diagramas esquemáticos y teniendo ya seleccionados los componentes que integrarían al equipo se dibujaron planos de montaje en AutoCAD. En los planos se presenta la distribución de los componentes en el disipador de aluminio, el acomodo en una bandeja de 19x19 pulg. con una unidad de altura (tamaño estándar), incluyendo los ventiladores y las terminales de entrada/salida; así también la conexión a través de placas de aluminio de alta conductividad de los dispositivos semiconductores.

Como se mencionó con anterioridad, cada módulo tiene la capacidad de funcionar por separado, esto con el objetivo de tener disponibles módulos monofásicos para los primeros resultados experimentales, así como también, se puede comprobar el correcto funcionamiento de cada una de las partes del equipo antes de la puesta en marcha del prototipo completo.

En la figura I.3 se muestra el plano principal del convertidor HB5 donde se muestra la distribución de componentes.

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

*En este apéndice se muestra un conjunto de datos técnicos sobre la tarjeta de sensores
y la tarjeta de acondicionamiento de disparos*

II. Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

En este apéndice se muestran los datos técnicos sobre las 2 placas acondicionadoras utilizadas en este proyecto: la tarjeta de sensores y la tarjeta de acondicionamiento de disparos.

II.1. Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores

Como se había mencionado previamente, para la implementación de la ley de control fue necesaria la adquisición de 4 señales analógicas: Voltaje en los capacitores (CD), Corriente y voltaje de la red eléctrica (CA).

Para tal motivo se utilizó el sensor de voltaje modelo LV-25P y el sensor de corriente CLN-50 (Figura II.1) de los cuales se mencionan las características técnicas mas relevantes en las tablas II.1 y II.2 respectivamente.

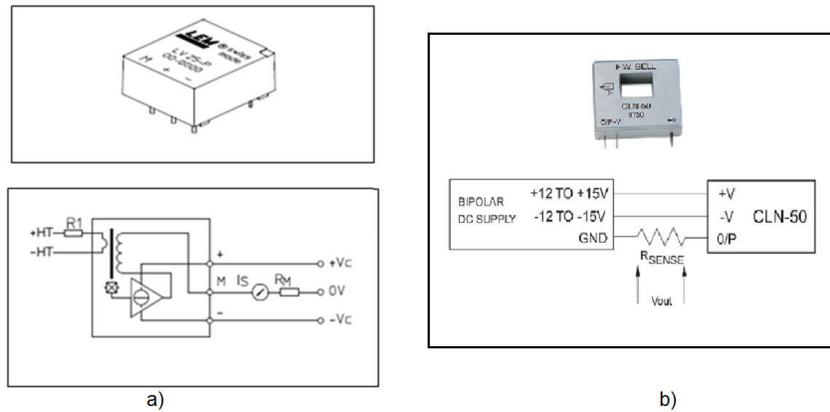


Figura II.1: a) Sensor de voltaje LV-25P b) Sensor de corriente CLN-50

Parametro	Valor
Corriente nominal en el primario	10mA(rms)
Rango de medición para corrientes en el primario	0...±14mA
Voltaje de alimentacion	± 12...15 V
Corriente de alimentacion	10 mA
Corriente nominal en el secundario	25mA(rms)
Radio de conversión	2500 : 1000
Temperatura de operación	0...70 °C
Masa	22 gr.

Tabla II.1: Valores característicos sensor LV-25P

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

Parametro	Valor
Corriente nominal	50A(rms)
Rango de medición	0...±90A
Voltaje de alimentacion	± 12...15 V
Corriente nominal de salida	50mA(rms)
Radio de conversión	1 : 1000
Temperatura de operación	-40...+85 °C
Masa	18 gr.

Tabla II.2: Valores característicos sensor CLN-50

En la figura II.2 se muestra el circuito utilizado para acondicionar las 2 señales de alto voltaje en CD proveniente de los bancos de capacitores.

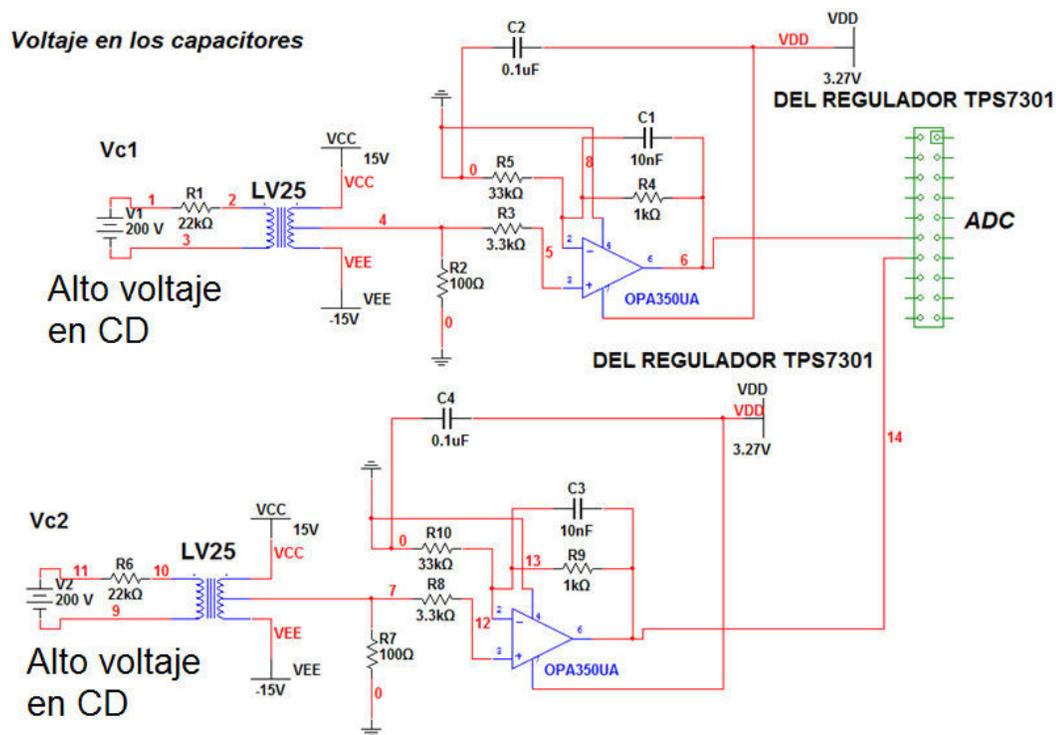


Figura II.2: Circuito de acondicionamiento para las señales de voltaje en CD

El circuito de acondicionamiento fue diseñado de manera que obedeciera la ecuación lineal $V_{dsp} = 0,0145V_{cd} - 00114$ y en caso de que existiera una saturación, el voltaje máximo de salida del circuito sería de 3.3 Volts el cual es el máximo permisible para el ADC de ARDUINO DUE.

Para el acondicionamiento se utilizaron los circuitos integrados especiales de alta precisión cuyas características se muestran en las tablas II.3 y II.4.

- **OPA350.** Amplificador operacional de precisión, alta velocidad, rail-to-rail.
- **TPS7301.** Regulador de voltaje de alta precisión.

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

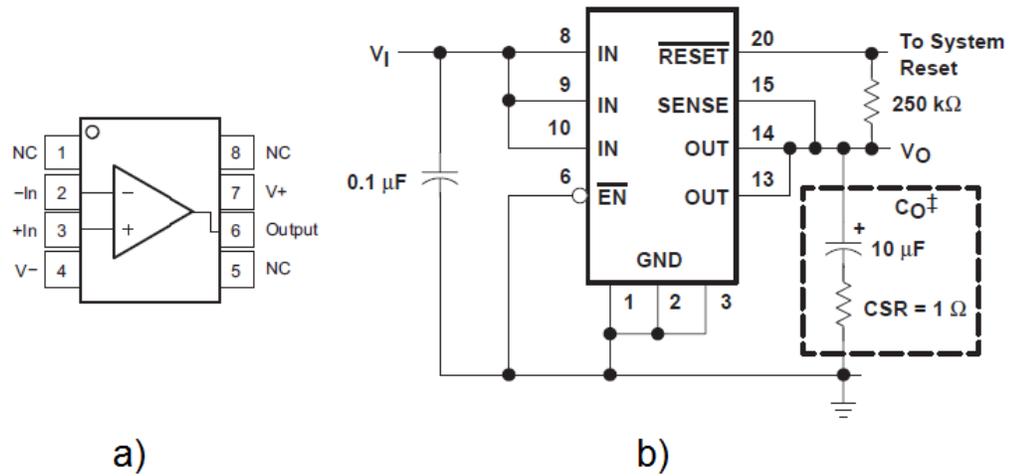


Figura II.3: a) Integrado OPA350 b) Regulador TPS7301 en configuración básica

<i>Parametro</i>	<i>Valor</i>
Entrada/salida	rail-to-rail
Rango de voltaje de alimentación	2.7 a 5 V
Voltaje máximo de alimentación	7 V
Corriente típica de entrada	0.5 pA
Ancho de banda	38 MHz
Temperatura de operación	-50...+155 °C
THD	0.0006 %
CMRR	84 dB
Impedancia de entrada	$10^{13}\Omega$
Ganancia típica a lazo abierto	122
Corriente en corto circuito I_{sc}	$\pm 80mA$
Corriente típica de salida	$\pm 40mA$

Tabla II.3: Valores característicos OPA350

<i>Parametro</i>	<i>Valor</i>
Rango de voltaje de alimentación	3.27 a 10 V
Voltaje máximo de alimentación	10 V
Corriente típica de entrada	0.01 uA
Rango de voltaje de salida	3.27 a 3.3 V
Temperatura de operación	-55...+150 °C
Rango de Corriente de salida	0 a 500 mA

Tabla II.4: Valores característicos TPS7301

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

Para el acondicionamiento de voltaje en CA se utilizó el circuito mostrado en la figura II.4

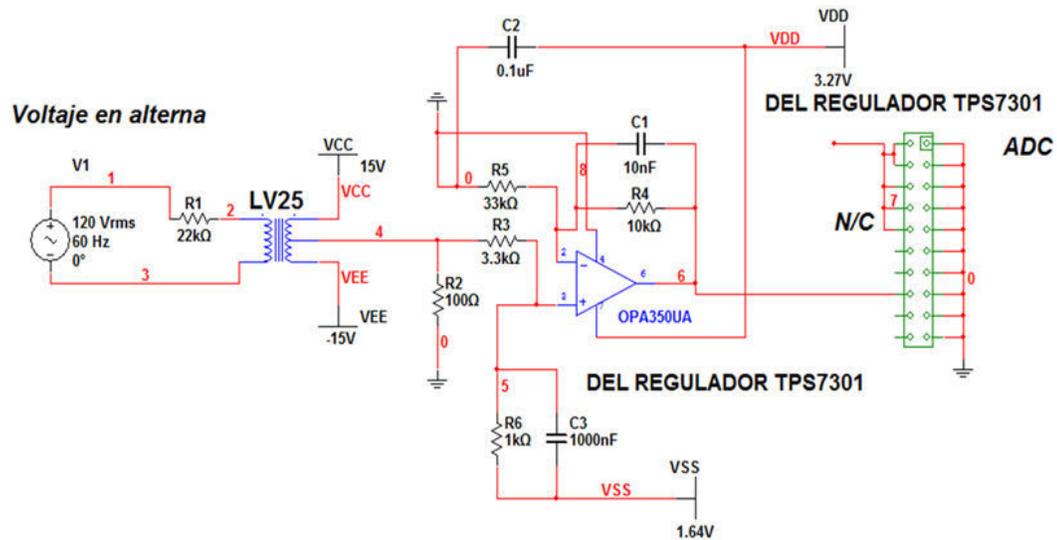


Figura II.4: Circuito de acondicionamiento para voltaje en CA

El diseño del circuito se hizo contemplando que la señal de entrada en CA es de tipo senoidal y que el rango de voltajes de entrada al ADC es de 0 a 3.3 Volts; debido a esto se utilizó otro regulador TPS7301 que nos entregara un voltaje de 1.65 Volts. Sobre esta señal se *montaría* la señal senoidal acondicionada de manera que sus valores pico no sobre pasaran los rangos de entrada del ADC.

El circuito de acondicionamiento obedece a la ecuación $V_{p_{dsp}} = 1,65_{offset} + (0,0032V_{p_{in}} + 0,0269)$ de manera que el voltaje pico típico de la red que es de 179 V nos entrega 2.24 V aproximadamente; con esta configuración se podrían medir valores pico de voltaje de hasta 509 V.

Para el acondicionamiento de la corriente en CA se utilizó una configuración idéntica al de voltaje en CA la cual se muestra en la figura II.5.

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

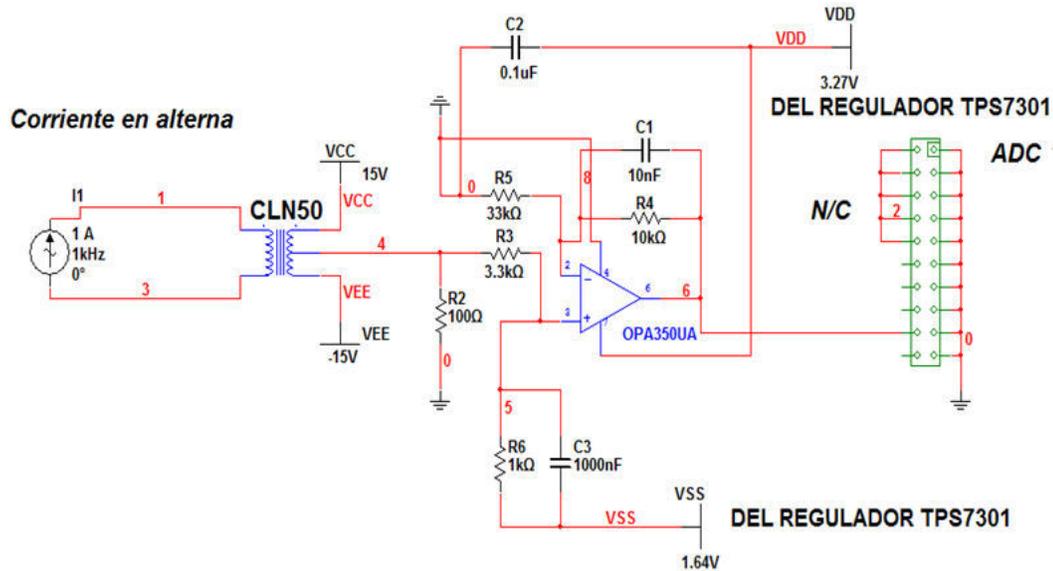


Figura II.5: Circuito de acondicionamiento para corriente en CA

El circuito de acondicionamiento de corriente obedece a la ecuación $V_{pdsp} = 1,65_{offset} + (0,0269I_{pin} + 0,0334)$. Con esta configuración se podrían medir valores pico de corriente de hasta 60 Amperes.

II.2. Especificaciones técnicas de la placa de disparos

El diagrama esquemático de la tarjeta acondicionamiento de disparos se muestra en la figura II.6.

Para el diseño de esta tarjeta se utilizaron 3 circuitos integrados específicos:

- 74LS541N. Buffer de tres estados
- 74LS32. Compuerta OR
- HCPL-2201. Buffer optoacoplador

Las características de estos componentes se muestran en las tablas II.5, II.6 y II.7.

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

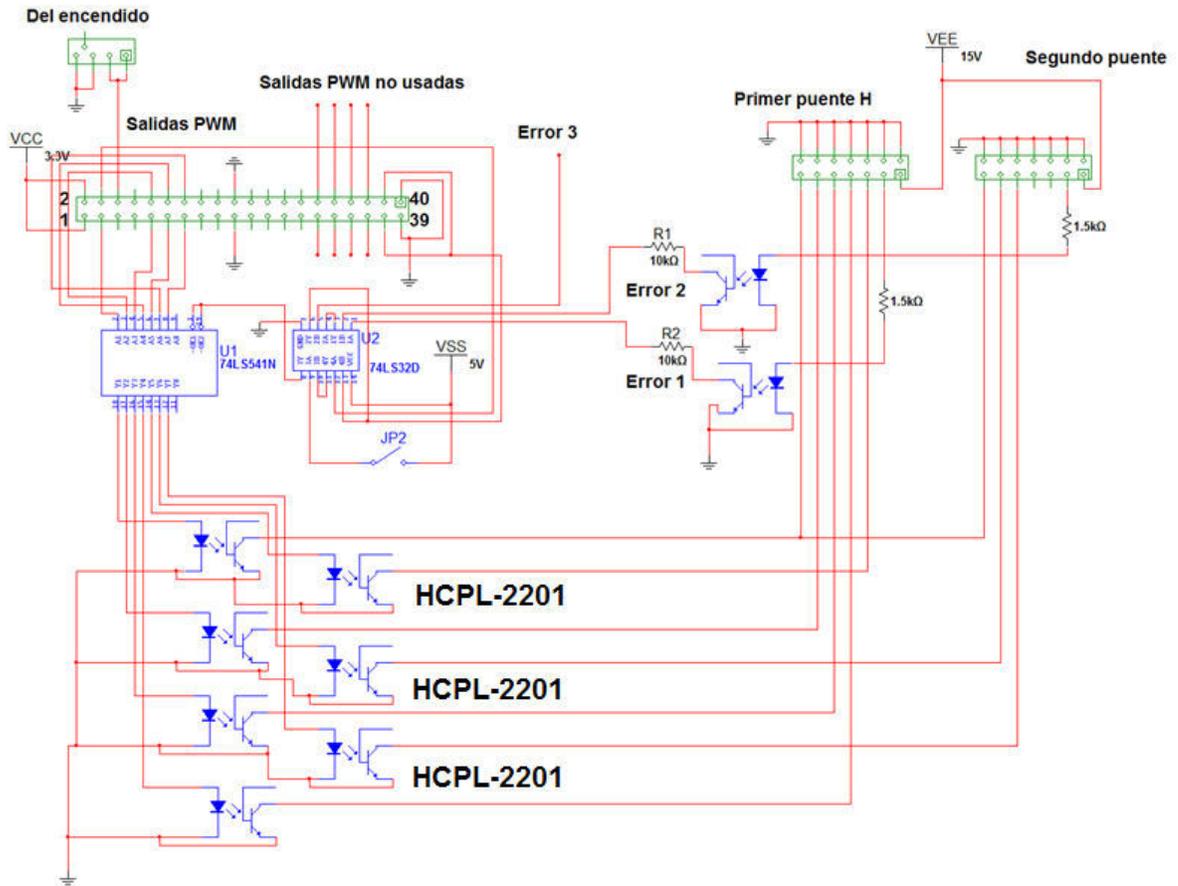


Figura II.6: Esquemático de la placa de disparos

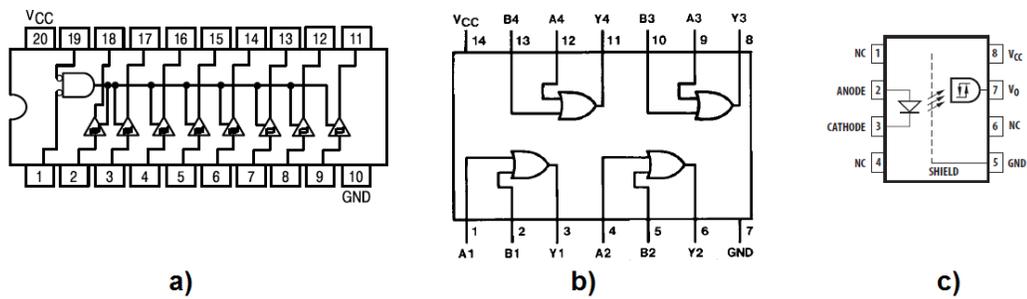


Figura II.7: a) Chip 74LS541 b) Chip 74LS32 c) Chip HCPL-2201

Apéndice II: Especificaciones técnicas de la tarjeta de sensores y de la placa de disparos

<i>Parametro</i>	<i>Valor</i>
Función	Buffer tri-state
Rango de voltaje de alimentacion	4.5 a 5.5 V
Corriente típica de entrada	20uA
Temperatura de operación	-55...+125 °C
Valor de entrada alto	> 2,0V
Valor de entrada bajo	< 0,25V
Tiempo típico de habilitación (enable)	15 - 20 nS
Tiempo típico de deshabilitación	10 - 15 nS

Tabla II.5: *Valores característicos 74LS541*

<i>Parametro</i>	<i>Valor</i>
Función	Compuerta OR de 2 entradas
Rango de voltaje de alimentacion	4.75 a 5.25 V
Corriente típica de entrada	100uA
Temperatura de operación	0...+70 °C
Valor de entrada alto	> 2,0V
Valor de entrada bajo	< 0,8V
Tiempo típico de transición alto-bajo	3 - 15 nS
Tiempo típico de transición bajo-alto	3 - 15 nS

Tabla II.6: *Valores característicos 74LS32*

<i>Parametro</i>	<i>Valor</i>
Función	Buffer de optoacoplamiento
Rango de voltaje de alimentacion	4.5 a 20 V
Corriente típica de entrada	1.6 a 1.8 mA
Temperatura de operación	-40...+85 °C
Corriente máxima de entrada	1 A
Rango de voltajes de salida	-0.5 a 20 V
Potencia consumida	210 mW
Valor de salida alto	> 2,4V
Valor de salida bajo	< 0,5V

Tabla II.7: *Valores característicos HCPL-2201*

Apéndice III: Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE

En este apéndice se muestra un conjunto de datos técnicos sobre la plataforma ARDUINO DUE así como sus características mas sobresalientes; asimismo se muestra la distribución de pines así como su diagrama esquemático.

III. Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE

III.1. Introducción

La plataforma Arduino, está compuesta por hardware y software, la cual está basada en un microcontrolador con entradas y salidas, tanto analógicas como digitales. Esta plataforma tiene la característica de ser un sistema abierto, lo que significa que su diseño como su distribución son libres, es decir se puede utilizar sin haber adquirido licencia alguna; así también están disponibles los archivos de diseño (CAD) permitiendo al usuario adaptarlo a necesidades específicas. Otra ventaja de Arduino es que es compatible con Windows, Mac OS y Linux, que a diferencia del entorno de otros microcontroladores están limitados a Windows.

Debido a que existen diversas librerías, Arduino puede personalizarse con nuevas funcionalidades, por lo que esta plataforma facilita el desarrollo de aplicaciones en distintas áreas de la electrónica, tales como: Procesamiento de señales, electrónica de potencia, automatización y control, etc. Actualmente Arduino, ha comenzado a tomar relevancia a nivel mundial, no sólo por ser una plataforma abierta, si no porque también está orientado a usuarios no programadores, ya que utiliza el lenguaje **Processing** (el cual ha sido creado para la enseñanza de la programación en un contexto visual) en conjunto con **Wiring** (plataforma de Hardware multipropósito con un ambiente para no programadores).

III.2. Generalidades de la plataforma ARDUINO DUE

Arduino DUE (figura III.1) es la primer placa electrónica basada en un microcontrolador de 32 bits, con la cual mejora las capacidades de las versiones antecesoras tales como el modelo UNO y el modelo Leonardo, las cuales trabajan a 8 bits. Gracias al microcontrolador de la compañía Atmel (ATSM3X8E), se pueden disponer de entradas y salidas analógicas con resolución de 12 bits; la tasa de muestreo con la que trabaja Arduino DUE es de hasta 1000 ksps (kilomuestras por segundo). En comparación con Arduino UNO que trabaja a una tasa de muestreo de 15 ksps.

Apéndice III: Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE

Arduino DUE enumera los pines del 0-53, los cuales pueden ser utilizados como entradas o salidas digitales. Todas las entradas/salidas trabajan a 3.3V. Cada pin puede suministrar (soportar) una corriente de 3mA-15 mA dependiendo del PIN, o recibir de 6 mA-9 mA, dependiendo del PIN. Estos pines también poseen una resistencia de pull-down desactivada por defecto de 100 K Ω . Además, algunos de estos pines tienen funciones específicas.

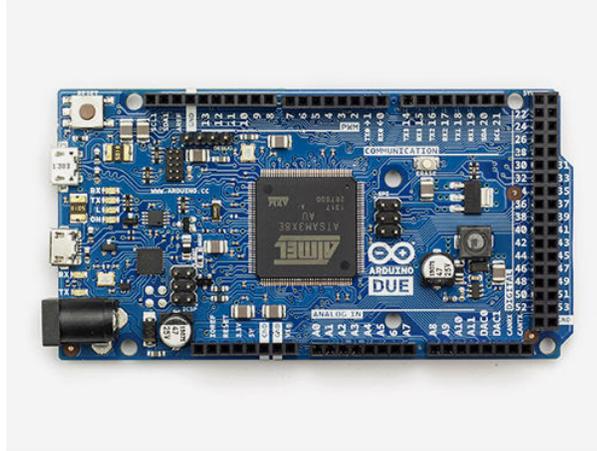


Figura III.1: *Plataforma ARDUINO DUE*

- Pines: 2 a 13. Salidas PWM de 8 bits de resolución.
- Entradas analógicas: pines de A0 a A11. Arduino Due integra 12 entradas analógicas, cada una de las cuales tiene una resolución de 12 bit (4096 valores diferentes). Por defecto, la resolución de la lectura está establecida a 10 bit para que sea compatible con las aplicaciones diseñadas para otras placas Arduino. Es posible cambiar esta resolución ADC mediante la función `analogReadResolution` (que en secciones posteriores se define). Las entradas analógicas de Arduino DUE, miden desde tierra hasta un valor máximo de 3.3 Volts.
- DAC0 y DAC1. Estos pines nos proporcionan una salida analógica con una resolución de hasta 12 bit (4096 niveles), ya que con la función `analogWriteResolution(bits)`, podemos modificar su resolución.
- 4 Canales de comunicación serial RX0-TX0.
- Interfaz I2C (SDA, SCL)
- AREF: Referencia externa para voltaje de entradas analógicas.

Apéndice III: Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE

Para conectar Arduino DUE a la computadora se necesita de un cable micro-USB, tipo A-B, el cual proporcionará voltaje a la placa y permitirá su programación. La programación de Arduino DUE puede ser a través del puerto *Programming* o del puerto *Native* (ver Figura III.2), por recomendación del fabricante la programación se realizará por medio del puerto *Programming*.

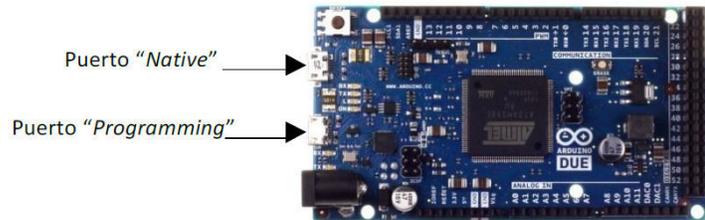


Figura III.2: Puertos micro-USB de la Plataforma ARDUINO DUE

III.3. Especificaciones técnicas

- Velocidad del reloj 84 MHz.
- Voltaje de operación 3.3 Volts.
- Voltaje de entrada (jack DC) 7-12 Volts.
- Nucleo de 32 bits (Longitud de palabra).
- 54 Entradas/Salidas digitales.
- 12 Entradas analógicas de hasta 12 bits de resolución.
- 12 Salidas tipo PWM.
- Corriente máxima en E/S 130mA.
- 2 Salidas analógicas (DAC).
- 4 Puertos UART.
- 512 KB de Memoria flash para código.
- 2 Puertos micro-USB.

III.4. Diagrama esquemático

A continuación se muestra un diagrama esquemático de la plataforma ARDUINO DUE:

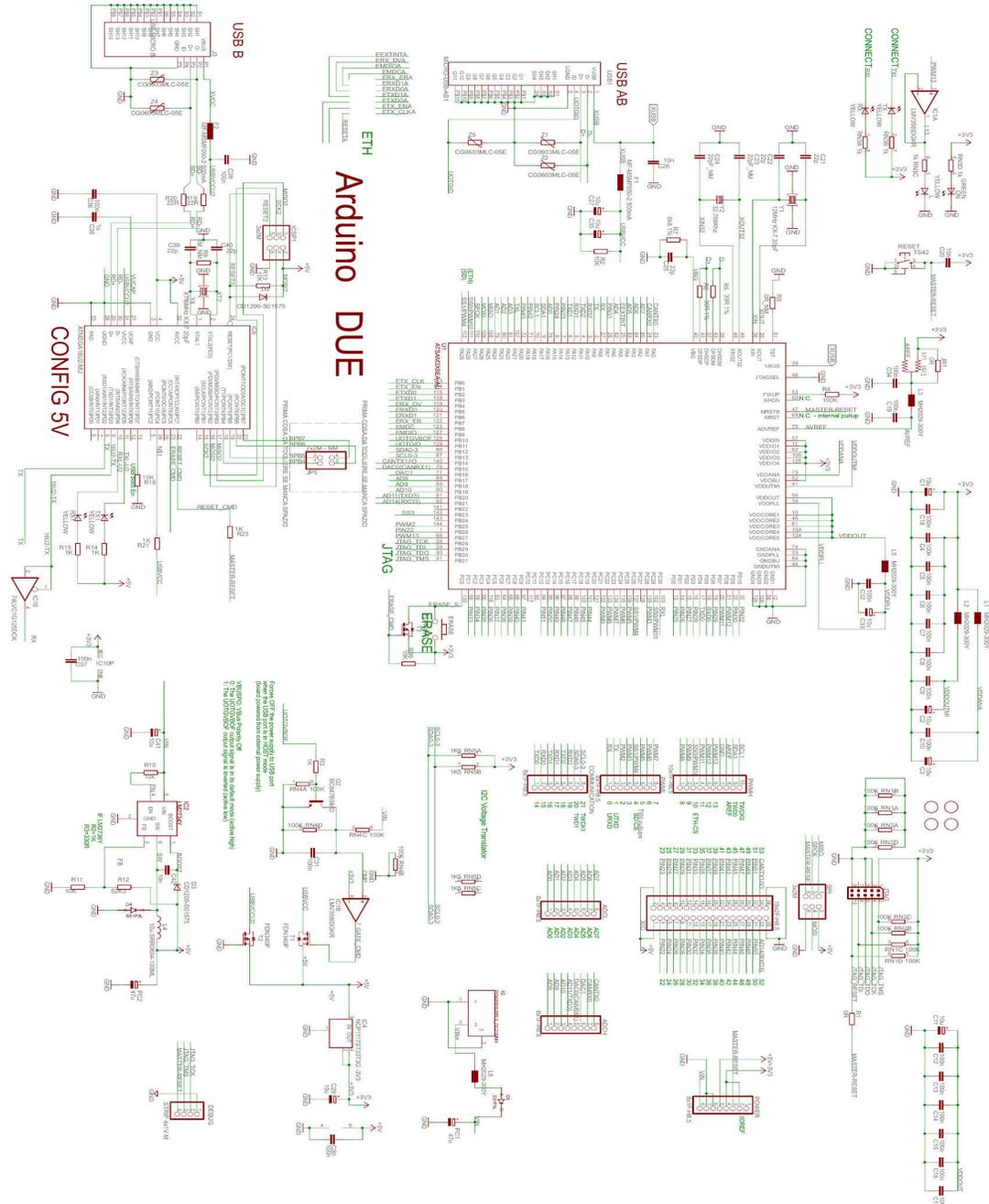


Figura III.3: Diagrama esquemático de la Plataforma ARDUINO DUE

III.5. Tabla de asignación de pines

Enseguida se muestra la tabla de asignación de pines 0 al 35 (Figura III.4) y del 36 al 78 (Figura III.5)

Número de pin	Asignación de Pin	Función del Pin	Corriente de salida (mA)	Corriente entrada (mA)
0	PA8	RX0	3	6
1	PA9	TX0	15	9
2	PB25	Digital Pin 2	3	6
3	PC28	Digital Pin 3	15	9
4	connected to both PA29 and PC26	Digital Pin 4	15	9
5	PC25	Digital Pin 5	15	9
6	PC24	Digital Pin 6	15	9
7	PC23	Digital Pin 7	15	9
8	PC22	Digital Pin 8	15	9
9	PC21	Digital Pin 9	15	9
10	connected to both PA28 and PC29	Digital Pin 10	15	9
11	PD7	Digital Pin 11	15	9
12	PD8	Digital Pin 12	15	9
13	PB27	Digital Pin 13 / Amber LED "L"	3	6
14	PD4	TX3	15	9
15	PD5	RX3	15	9
16	PA13	TX2	3	6
17	PA12	RX2	3	6
18	PA11	TX1	3	6
19	PA10	RX1	3	6
20	PB12	SDA	3	6
21	PB13	SCL	3	6
22	PB26	Digital Pin 22	3	6
23	PA14	Digital Pin 23	15	9
24	PA15	Digital Pin 24	15	9
25	PD0	Digital Pin 25	15	9
26	PD1	Digital pin 26	15	9
27	PD2	Digital Pin 27	15	9
28	PD3	Digital Pin 28	15	9
29	PD6	Digital Pin 29	15	9
30	PD9	Digital Pin 30	15	9
31	PA7	Digital Pin 31	15	9
32	PD10	Digital Pin 32	15	9
33	PC1	Digital Pin 33	15	9
34	PC2	Digital Pin 34	15	9
35	PC3	Digital Pin 35	15	9

Figura III.4: Asignación de pines 0 al 35

Apéndice III: Datos técnicos de la plataforma ARDUINO DUE

Número de pin	Asignación de Pin	Función del Pin	Corriente de salida (mA)	Corriente entrada (mA)
36	PC4	Digital Pin 36	15	9
37	PC5	Digital Pin 37	15	9
38	PC6	Digital Pin 38	15	9
39	PC7	Digital Pin 39	15	9
40	PC8	Digital Pin 40	15	9
41	PC9	Digital Pin 41	15	9
42	PA19	Digital Pin 42	15	9
43	PA20	Digital Pin 43	3	6
44	PC19	Digital Pin 44	15	9
45	PC18	Digital Pin 45	15	9
46	PC17	Digital Pin 46	15	9
47	PC16	Digital Pin 47	15	9
48	PC15	Digital Pin 48	15	9
49	PC14	Digital Pin 49	15	9
50	PC13	Digital Pin 50	15	9
51	PC12	Digital Pin 51	15	9
52	PB21	Digital Pin 52	3	6
53	PB14	Digital Pin 53	15	9
54	PA16	Analog In 0	3	6
55	PA24	Analog In 1	3	6
56	PA23	Analog In 2	3	6
57	PA22	Analog In 3	3	6
58	PA6	Analog In 4	3	6
59	PA4	Analog In 5	3	6
60	PA3	Analog In 6	3	6
61	PA2	Analog In 7	3	6
62	PB17	Analog In 8	3	6
63	PB18	Analog In 9	3	6
64	PB19	Analog In 10	3	6
65	PB20	Analog In 11	3	6
66	PB15	DACO	3	6
67	PB16	DAC1	3	6
68	PA1	CANRX	3	6
69	PA0	CANTX	15	9
70	PA17	SDA1	3	6
71	PA18	SCL2	15	9
72	PC30	LED "RX"	15	9
73	PA21	LED "TX"	3	6
74	PA25	(MISO)	15	9
75	PA26	(MOSI)	15	9
76	PA27	(SCLK)	15	9
77	PA28	(NPCSO)	15	9
78	PB23	(unconnected)	15	9
USB	PB11	ID	15	9
USB	PB10	VBOF	15	9

Figura III.5: Asignación de pines 36 al 78

Apéndice IV: Diagramas de flujo

En este apéndice se muestran los diagramas de flujo de los programas utilizados para la presente tesis: uno para la prueba de la tarjeta de sensores, el segundo para generar los disparos en la tarjeta driver y el último muestra.

IV. Diagramas de Flujo

IV.1. Diagrama de flujo del programa para la tarjeta de adquisición de señales

A continuación se muestra el diagrama de flujo para el programa de prueba de la tarjeta de adquisición de señales implementado en ARDUINO DUE.

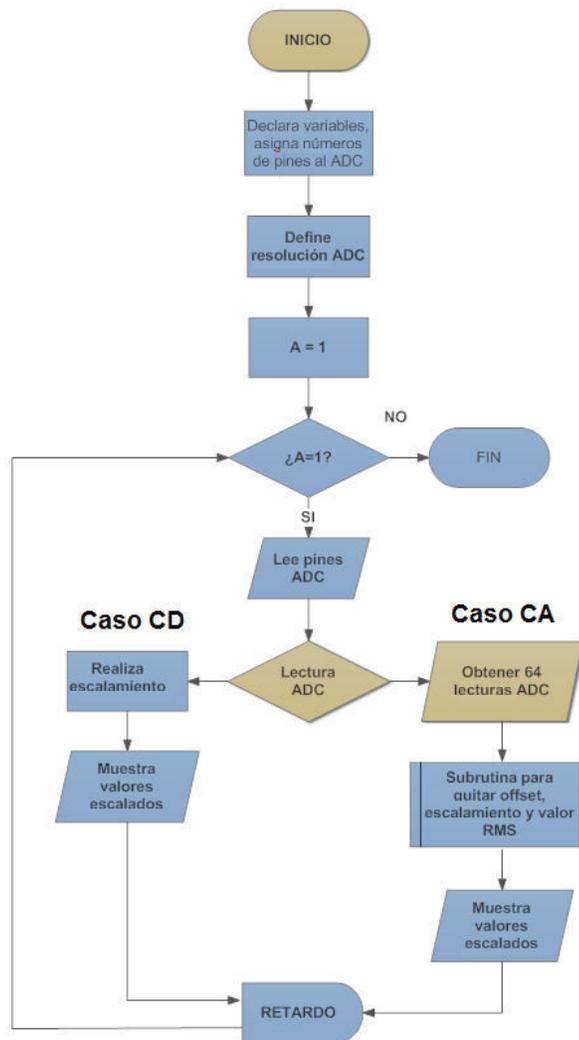


Figura IV.1: Diagrama de flujo para la prueba de la tarjeta de adquisición

IV.2. Diagrama de flujo del programa para la tarjeta acondicionadora de disparos

Enseguida se muestra el diagrama de flujo para el programa de prueba de la tarjeta acondicionadora de disparos implementado en ARDUINO DUE.

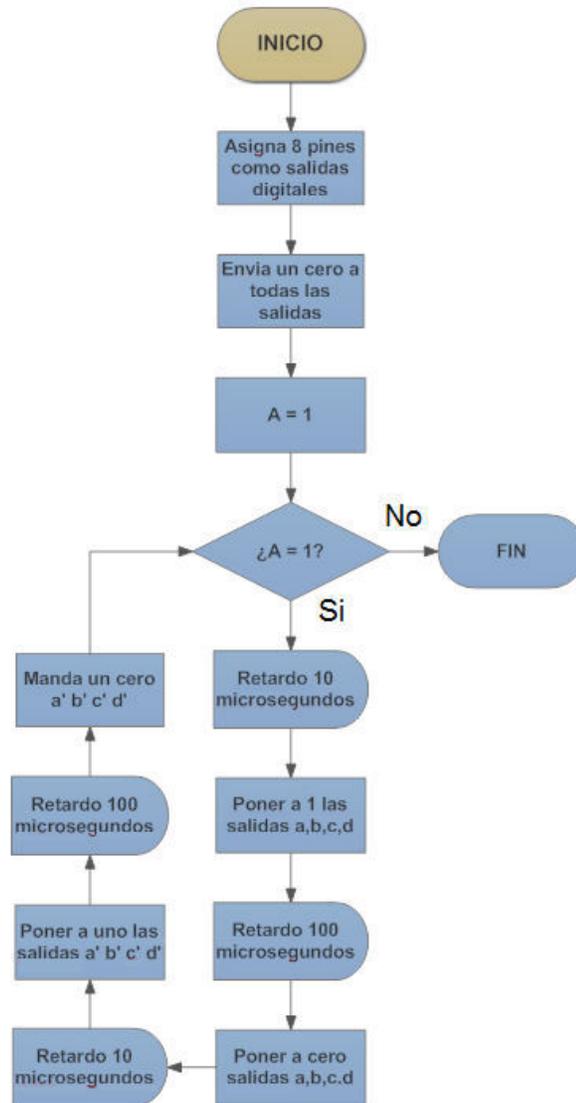
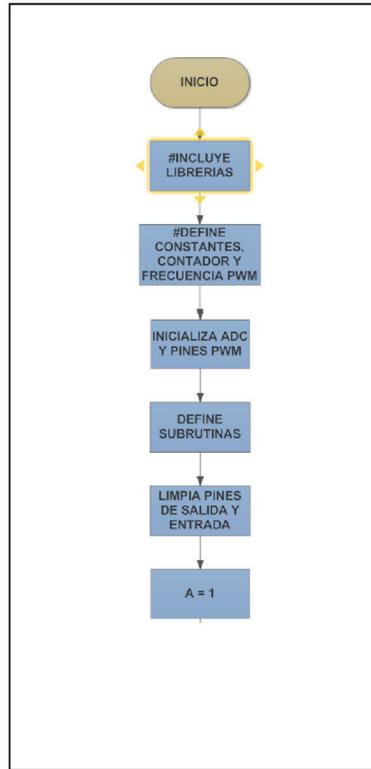
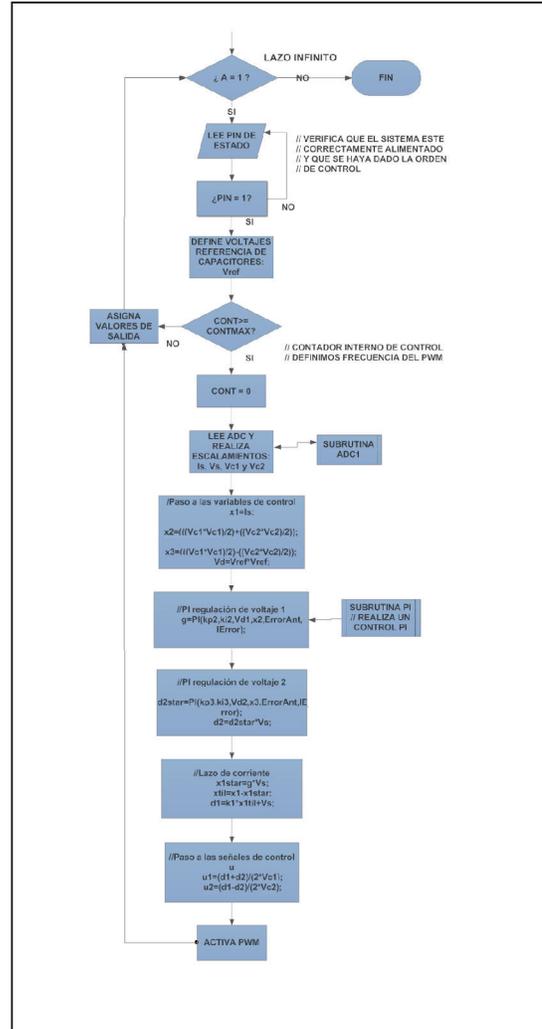


Figura IV.2: Diagrama de flujo para la prueba de la tarjeta acondicionadora de disparos

IV.3. Diagrama de flujo de la implementación de la ley de control



a)



b)

Figura IV.3: a) Diagrama de flujo para la ley de control antes del lazo principal b) despues del lazo principal

BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

- [1] U.S. Energy Information Administration, *Annual energy outlook 2014*, Abril 2014. (<http://www.eia.gov/>)
- [2] International Energy Agency, *World Energy Outlook 2014: Executive summary*, Junio 2014. (<http://www.iea.org/>)
- [3] Comisión Federal de Electricidad, *Requisitos técnicos para la interconexión de fuentes distribuidas de generación en pequeña escala*, Julio 2015. (<http://www.cfe.gob.mx/>)
- [4] G. Rodríguez Pedroza, I. Lara Vázquez, O. Núñez Olvera, J. López Alanís, L.F. Lastras-Martínez, R. Balderas-Navarro, J. Ortega Gallegos, I. Campos-Cantón, A. Lastras-Martínez. *Autogeneración De Energía Eléctrica En Viviendas Unifamiliares De Alto Consumo En La Ciudad De San Luis Potosí :Un Análisis Económico*, Memorias del XII Encuentro de participación de la mujer en la ciencia, 2012 .
- [5] M. I. Desconzi, R. C. Beltrame, C. Rech, L. Schuch, and H. L. Hey. *Photovoltaic Stand-Alone Power Generation System with Multilevel Inverter*. International Conference on Renewable Energies and Power Quality, (ICREPQ'11) Las Palmas de Gran Canaria (Spain), 13th to 15th April, 2010.
- [6] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, *The Age of Multilevel Converters Arrives*. IEEE Industrial Electronics Magazine, Junio 2008
- [7] Jinn-Chang Wu, Chia-Wei Chou. *A Solar Power Generation System With a Seven-Level Inverter*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 29, No. 7, Julio 2014.
- [8] S. Alepuz, S. Busquets, J. Bordonau, J. Gago, D. González, J. Balcells. *Interfacing Renewable Energy Sources to the Utility Grid using a Three-Level Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 53, No. 5, pp. 1504-1511, Octubre 2006.
- [9] J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, E. Galván, R.C.P. Guisado, *Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on 53 (4), 1002-1016, Abril 2006.
- [10] Wuhua Li, Xiangning He. *Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications*. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 58, No. 4, Abril 2011.
- [11] R. Ghassemi, K. Abbaszadeh, *A Simplified Predictive Current Controlled Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid Connected Photovoltaic*

- Systems*. 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC2015), 3-4 February 2015, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran.
- [12] C. Cecati, F. Ciancetta, P. Siano. *A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control*. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 57, No. 12, December 2010.
- [13] K. K. Gupta, S. Jain, *Multilevel inverter topology based on series connected switched sources*. IET Power Electronics, Vol. 6, Iss. 1, pp. 164–174, Enero, 2013
- [14] Yaosuo Xue, Madhav Manjrekar, *A New Class of Single-Phase Multilevel Inverters*. 2° IEEE International Symposium on Power Electronics, 2010.
- [15] R. Castillo Meraz, *Diseño y programación de una ley de control basada en un modelo matemático para el convertidor multinivel HB-5*, Tesis de Maestría, UASLP-IICO, 2012
- [16] E. Villanueva, P. Correa, *Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 56, No. 11, November 2009.
- [17] Rekioua, E. Matagne, *Optimization of photovoltaics power systems: modelization, simulation and control*, SPRINGER, 2012.
- [18] S. Aazou, E. Assaid, *Modelling Real Photovoltaic Solar Cell Using Maple*, Microelectronics (ICM) International Conference, IEEE, 2009.
- [19] S. Lyden, M.E. Haque, A. Gargoom, M. Negnevitsky, *Modelling Photovoltaic Cell: Issues and Operational Constraints*, Power System Technology (POWERCON) International Conference IEEE, 2012.
- [20] P. G. Nikhil, D. Subhakar, *An Improved Simulation Model for Photovoltaic Cell", Electrical and Control Engineering (ICECE)*, International Conference, IEEE, 2011.
- [21] D. Petreus, I. Ciocan, C. Farcas, *An Improvement on Empirical Modelling of Photovoltaic Cells*, *Electronics Technology*. 31st International Spring Seminar, IEEE, 2008.
- [22] A. Durgadevi, S. Arulselvi, S.P. Natarajan, *Photovoltaic Modeling and Its Characteristics*, Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), International Conference , IEEE, 2011
- [23] S. Lineykin, M. Averbukh, A. Kuperman, *Five-Parameter Model of Photovoltaic Cell Based on STC Data and Dimensionless*, Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI), 27th Convention, IEEE, 2012.

- [24] W. Xiao, W. Dunford, A. Capel, *A Novel Modeling Method for Photovoltaic Cells*, Power Electronics Specialists Conference (PESC), 35th Annual, IEEE, 2004.
- [25] Servicio Meteorológico Nacional, Consultado en Agosto 2013, <http://smn.cna.gob.mx/es/>
- [26] P. Mukund, *Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*, CRC press, USA, 2006.
- [27] T. Ackermann, *Wind power in power systems*, ed. John Wiley, USA, 2005.
- [28] R. De Luca *Wind energy: an application of Bernoulli's theorem generalized to isentropic flow of ideal gases*, Eur. J. Phys. 34, 189-197, 2013.
- [29] F. Zucker, A. Grabner, A. Strunz, J. Meyn, *Quantitative analysis of a wind energy conversion model*, Eur. J. Phys. 36, 2015.
- [30] S. J. Chapman, *Electrical Machinery Fundamentals*, ed. McGraw Hill 5th. ed, 2012.
- [31] A. Salam, *Fundamentals of Electrical Machines*, Alpha Science International Ltd., 2005, 1st. edition.
- [32] M. Rashid. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Prentice Hall, 3ª edición, 2003 .
- [33] <http://www.arduino.cc/> (Arduino website, accesado en Julio 2015).
- [34] K. Ogata. *Sistemas de control en tiempo discreto*. Prentice Hall, 2ª edición, 1996.
- [35] J.G. Proakis, D.G. Manolakis. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*. Prentice Hall, 3ª edición, 2005 .
- [36] W.H. Hayt, J.E. Kemmerly *Análisis de circuitos en ingeniería*. Mc Graw Hill, 7ª edición, 2007.
- [37] B.C. Kuo. *Digital Control Systems*. Oxford University Press, 2ª edición, 1992.
- [38] H. Akagi and A. Nabae. "Control strategy of active power filters using multiple voltage source pwm converters". IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-22(3), pp. 460-465, May/June 1986.
- [39] G. Escobar, A.M. Stankovic, V. Cárdenas And P. Mattavelli, "An adaptive controller for a series active filter to compensate unbalance, harmonic distortion and flicker", In Proc. IEEE CIEP'02, Guadalajara, México, October 20-24, 2002.
- [40] G. Escobar, A.M. Stankovic, V. Cárdenas And P. Mattavelli, "A controller to compensate unbalance, harmonic distortion and flicker using a series active

- filter.*” In Proc. IEEE Conference on Decision and Control (CDC'2002), Las Vegas, Nevada, December 10-13, 2002.
- [41] G. Escobar, A.M. Stankovic, V. Cárdenas And P. Mattavelli, “*A dissipativity based adaptive controller for a series active filter used to compensate current harmonics and voltage unbalance.*” In Proc. 2002 IEEE CCA/CACSD02, Glasgow, Scotland, September 18-20, 2002.
- [42] Zhang Yang, Yin Zhong-dong, Shan Ren-zhong, Huang Tao, “*Research On Cascade Multilevel Inverter Based on FPGA Control*”, IEEE International Conference on Energy and Environment Technology, pp. 225-227, 2009.
- [43] Jinghua Zhou, Shaowei Zhang, Xiaowei Zhang, and Zhengxi Li, “*FPGA-Based Multi-level Inverter Multi-carrier Pulse Generation Theory and Implementation Method*”, 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, pp. 572-576, 2010.
- [44] M. S. Bakar, N. A. Azli “*Simulation of a Regular Sampled Pulsewidth Modulation (PWM) Technique for a Multilevel Inverter*”, National Power and Energy Conference (PECon), pp. 144-147, 2003.
- [45] A. Das, H. Nademi, L. Norum “*A Pulse Width Modulation Technique for Reducing Switching Frequency for Modular Multilevel Converter*”, IEEE Trans. on Ind. Appl, 2011.
- [46] N. A. Azli and M. S, Sakar, “*A DSP-based Regular Sampled Pulsewidth Modulation (PWM) Technique for a Multilevel Inverter*”, *International Conference on Power System Technology - POWERCON 2004 Singapore, November 21-24*, pp.1613-1618, 2004
- [47] E. Bárcenas, “*Análisis y desarrollo de un inversor multinivel*”, CENIDET 2002.
- [48] C.A. Sanabria, “*Estrategia PWM implementada en un FPGA para inversores multinivel*”, CENIDET 2004.
- [49] J.E. Sánchez, “*Sistema de Cogeneración Fotovoltaica*”, IICO 2010.
- [50] R.C. Martinez, “*Controlador basado en el modelo matemático para un convertidor multinivel HB-5 usado como filtro activo*”, IICO 2012