

Fuentes de Energías Alternas: Teoría y Práctica

Editado por:

Dr. Abel García Barrientos

Dr. Orlando Ávila Pozos

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo-México

Dr. Jairo Plaza Castillo

Universidad del Atlántico-Colombia

Autores

Dr. Abel García Barrientos	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Hugo Romero Trejo	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Omar Jacobo Santos Sánchez	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Raúl Villafuerte Segura	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Omar Arturo Domínguez Ramírez	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Obed Pérez Cortés	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. Luis Enrique Ramos Velasco	Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo
Dr. José Luis Bernal Ponce	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Eduardo Steed Espinoza Quesada	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Francisco Rafael Trejo Macotella	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver	Universidad Politécnica de Pachuca
cDr. Filiberto Muñoz Palacios	Universidad Politécnica de Pachuca
M. en C. Marco Antonio Márquez Vera	Universidad Politécnica de Pachuca
M. en C. Gerardo Martínez Terán	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Francisco Marroquín Gutiérrez	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Eucario Gonzalo Pérez Pérez	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Julio Cesar Ramos Fernández	Universidad Politécnica de Pachuca
M. en C. Luis Alberto Zamora Campos	Universidad Politécnica de Pachuca
Dr. Rubén Tapia Olvera	Universidad Politécnica de Tulancingo
Dr. Felipe Coyotl Mixcoatl	Universidad Politécnica de Tulancingo
Dr. Iván de Jesús Rivas Cambero	Universidad Politécnica de Tulancingo
M. en C. Omar Aguilar Mejía	Universidad Politécnica de Tulancingo
M. en C. José Humberto Arroyo Núñez	Universidad Politécnica de Tulancingo
Dr. Antonio Valderrabano González	Universidad Panamericana Campus Guadalajara
M. en C. Fortino Vázquez Monroy	Universidad Tecnológica Tula-Tepeji
Dr. Jairo Plaza Castillo	Universidad del Atlántico
K.Y. Vizcaíno	Universidad del Atlántico
A. Itzmoyol	Universidad del Atlántico
Dr. Alfonso Torres Jacome	INAOE
Dr. Mario Moreno Moreno	INAOE
Dr. Pedro Rosales Quintero	INAOE

DEDICACIÓN

Esta obra está dedicada al estado de Hidalgo.

CONTENIDO

Agradecimientos	i
1 Capítulo 1	1
Modelado y Simulación de Celdas Solares de Bajo Costo	
2 Capítulo 2	9
Síntesis y Caracterización de Películas Delgadas de CdS para Aplicaciones Fotovoltaicas	
3 Capítulo 3	17
Diseño e Implementación de un Convertidor CD-CD para Aplicaciones Fotovoltaicas	
4 Capítulo 4	65
Sistema de Iluminación con LEDs Utilizando Energía Solar Fotovoltaica	
5 Capítulo 5	77
Sistema Eólico Basado en la Máquina de Inducción	
6 Capítulo 6	111
Análisis y Simulación de un Sistema de Generación Eólico Basado en un Generador Síncrono de Imanes Permanentes	
7 Capítulo 7	141
Caldas de Combustible 	
8 Capítulo 8	197
Fabricación de Películas Delgadas de Silicio Polimorfo Depositadas por Plasma	
9 Capítulo 9	
Conclusiones	

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a **PROMEP** por el apoyo otorgado para la formación y consolidación de la **Red Temática de Fuentes de Energías Alternas** durante los años 2012-2015 y a CONACyT por el apoyo otorgado en los proyectos CB-169062 y el de Cooperación Bilateral México-Colombia CONACyT-204419.

CAPÍTULO 1

Modelado y Simulación de Celdas Solares de Bajo Costo

Abel García Barrientos, Hugo Romero Trejo, Omar Jacobo Santos Sánchez, Luis Enrique Ramos Velasco, Raúl Villafuerte Segura, y Omar Arturo Domínguez Ramírez

El modelado y la simulación de los nuevos materiales para la fabricación de celdas solares de bajo costo es una carrera tecnológica para los diferentes grupos de investigación a nivel mundial. Entre los materiales más conocidas para la fabricación de dichas celdas solares se hallan las de silicio (Si) amorfo o cristalino. En este capítulo, se presenta un estudio comparativo de dos modelos para una celda fotovoltaica. Cada método fue evaluado identificando sus ventajas y desventajas. Los modelos de dos diodos presentan mejores resultados, ya que utilizan un menor número de parámetros en comparación con los modelos que utilizan un diodo.

1.1 Introducción

En 1839, Alexandre-Edmond Becquerel, físico francés, descubrió el efecto llamado fotovoltaico, cuando construyó un dispositivo que puede medir la intensidad de la luz mediante la medición de una corriente eléctrica entre dos placas de metal. Cuando la luz solar es absorbida por una celda solar, la energía solar que golpea los electrones de sus átomos sueltos, lo que permite que los electrones fluyan a través del material para producir electricidad. Este proceso de convertir la luz (fotones) a la energía eléctrica (voltaje) se denomina efecto fotovoltaico (PV). En la década de 1960, las celdas fotovoltaicas se utilizaron para satélites espaciales de los EE.UU. En

la década de 1980, los sistemas fotovoltaicos más sencillos se estaban utilizando comercialmente para las calculadoras de bajo consumo de potencia y los relojes de pulsera. Hoy en día, los sistemas avanzados de energía solar son utilizados para suministrar electricidad a las bombas de agua, equipos de transmisión en los sistemas de comunicación y cada vez más a la generación de electricidad a escala comercial. Dos tecnologías que actualmente dominan el mercado para la producción de electricidad basadas en energía solar son; La concentración de la luz solar directa a través de una lente de aumento, lo que aumenta la energía térmica y las unidades de un generador que produce electricidad. Sistemas de energía fotovoltaica (PV) que convierten la energía solar en electricidad utilizando semiconductores. Existen dos tipos de energía solar fotovoltaica-celdas: las celdas de silicio cristalino y de celdas solares de película delgada. Las celdas solares de silicio cristalino suelen utilizar sustratos de silicio o de polisilicio. Las celdas solares varían en tamaño de aproximadamente 1/2 a 4 pulgadas de ancho e incluyen capas adicionales colocados en la parte superior del silicio para mejorar la captación de luz. En las celdas solares de películas delgadas, el sustrato es de vidrio, metal o polímeros y tiene pequeños depósitos de materiales de galio o semiconductor colocado en la parte superior [1-5]. El sustrato puede ser sólo unos pocos micrómetros de espesor. Las celdas solares de película delgada son generalmente menos eficientes que las celdas solares de silicio cristalino. Existe un número de artículos los cuales describen la evolución tanto en la producción, inversión, el costo de la energía en centavos de dólar y las tecnologías más utilizadas en la fabricación de celdas solares.

Para simular el comportamiento de una celda solar de silicio, por lo general, es necesario resolver un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales, incluyendo modelos para la variación de la movilidad y el tiempo de vida de los portadores en función de la concentración de impurezas [6-11]. Además se toma en cuenta que típicamente en el emisor se obtiene una distribución de tipo gaussiano después de realizar los procesos de difusión de fósforo a altas temperaturas. En la Ref. [12-14] se da una explicación cuantitativa sobre los modelos y el método de solución de las ecuaciones de transporte que permite desarrollar programas en computadora para describir el comportamiento de las celdas solares, sin embargo debido a la investigación inmensa de nuevo materiales para la fabricación de celdas solares de bajo costo, es imposible hasta ahora un software que pueda manejar la mayoría

de los materiales y más aún sus propiedades, esto es con el objetivo de alcanzar una mayor eficiencia de conversión en la celda solar, ya que los últimos resultados indican que la mayor eficiencia está en 42 %, tal como se muestra en la figura 1.

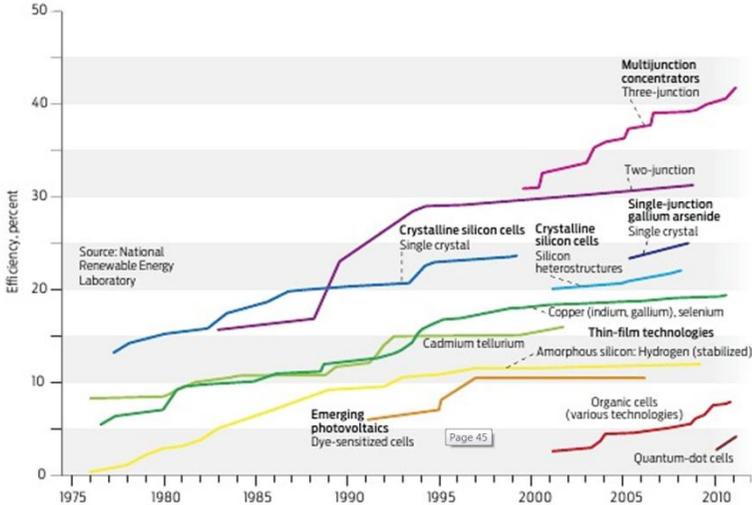


Figura. Evolución de la eficiencia en la celdas solares (*IEEE-Spectrum, September 2012, pag. 45*)

En este trabajo se presenta un estudio comparativo de dos modelos que permiten llevar a cabo la simulación de celdas solares. El primer modelo utiliza un diodo, y en el segundo se utilizan dos diodos en el circuito equivalente, además es comparado con una simulación numérica.

En la figura 2 se muestra una estructura común de celdas solar basada en silicio.

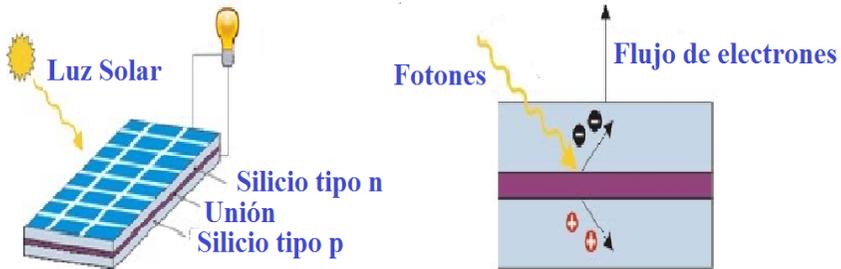


Figura 2. Estructura de una celda solar basada en Silicio.

Los fotones que llegan a la celda solar provocan el flujo de electrones y huecos en la estructura, lo que generan un corriente eléctrica, sin embargo un parámetro importante en las celdas solares es la eficiencia de conversión,

la cual hasta ahora se ha convertido en una carrera tecnológica de encontrar la mayor eficiencia de conversión.

1.2 Modelo de una celda fotovoltaica utilizando un diodo

El modelo de una celda fotovoltaica utilizando un diodo es el modelo más simple, tal como se muestra en la figura 3. Este es el circuito equivalente de una celda solar, el cual consiste en un diodo y una fuente de corriente, las cuales están conectados en paralelo.

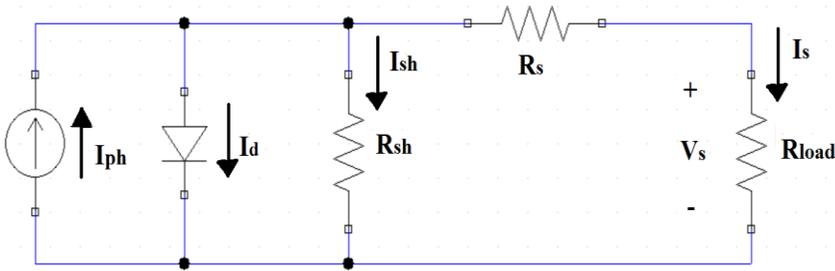


Figura 3. El circuito equivalente de una celda solar utilizando un diodo.

De la ley de Kirchhhoff, podemos obtener I_s como:

$$I_s = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1.1)$$

La fuente de corriente genera la fotocorriente I_{ph} , la cual es directamente proporcional a la irradiación solar, F_s [W/m^2], I_d es la corriente del diodo, I_{sh} , es la corriente de saturación en polarización inversa, T_a [C] es la temperatura ambiente, I_s y V_s son los parámetros de salida. La fotocorriente I_{ph} está dada por la ecuación

$$I_{ph} = P_1 F_s [1 + P_2 (F_s - F_0) + P_3 (T_j - T_0)] \quad (1.2)$$

Donde $F_0 = 1000$ W/m^2 , $T_0 = 300K$, P_1 [$A/m^2/W$], P_2 [m^2/W], P_3 [$1/K$] son constantes, usualmente dadas por el fabricante, y T_j es la temperatura de unión.

La corriente I_d puede ser calculada como:

$$I_d = I_{sat} \left[\exp \left(\frac{e_0}{a_f N_s k} \frac{V_s + R_s I_s}{T_j} \right) - 1 \right] \quad (1.3)$$

donde $I_{sat} = P_4 T_j^3 \exp(-E_g/kT_j)$

Donde e_0 es la carga del electrón, $a_f = 1$ es factor ideal, N_s es el número de celdas en serie; k es la constante de Boltzman, R_s es la resistencia en serie, P_4 es el factor de corrección dada en [A/K³], R_{sh} es otro parámetro dado por el fabricante.

La corriente de saturación del diodo en polarización inversa está dado por:

$$I_{sh} = \frac{V_s + R_s I_s}{R_{sh}} \quad (1.4)$$

donde los parámetros V_s , R_s , I_s , R_{sh} , fueron descritos anteriores. En la figura 4 se muestran los resultados de corriente contra voltaje, a diferentes temperaturas de la celda solar, utilizando el modelo con un solo diodo.

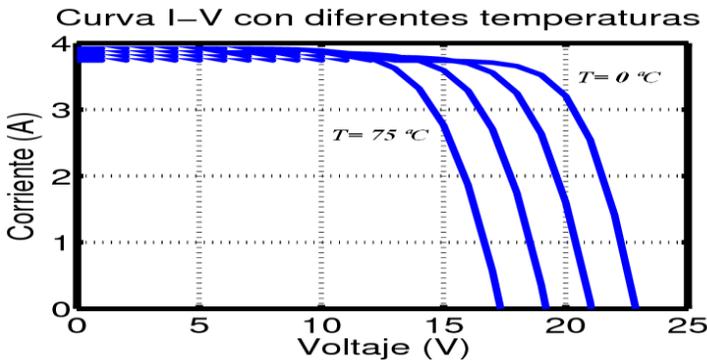


Figura 4. Gráfica de corriente contra voltaje, a diferentes temperaturas de la celda solar, utilizando un diodo.

1.3 Modelo de una celda fotovoltaica utilizando dos diodos.

Un modelo más exacto para simular celdas fotovoltaicas, es la utilización de dos diodos en el circuito equivalente, ver figura 3. Este modelo tiene la ventaja de dar mejores resultados de acuerdo a los experimentales, sin embargo utiliza un mayor número de parámetros, esto es en comparación al modelo que utiliza solo un diodo.

La ecuación que describe el circuito equivalente de la figura 5 puede ser derivado de la ley de Kirchoff, donde I_s es:

$$I_s = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{sh} \tag{1.5}$$

donde, I_{ph} , es:

$$I_{ph} = (P_1 + P_2 T_j) F_s \tag{1.6}$$

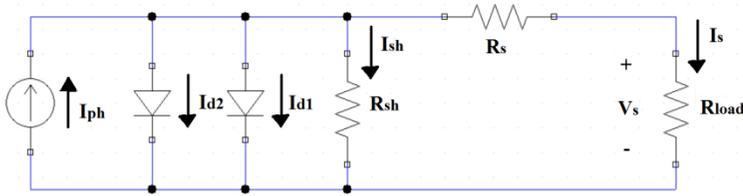


Figura 5. El circuito equivalente de una celda solar utilizando dos diodos.

Las corrientes I_{d1} y I_{d2} puede ser hallados como la ecuación 3, donde los parámetros P_1 , P_2 , P_{01} y P_{02} pueden ser obtenidos en las hojas de especificaciones por el fabricante de la celda solar.

En la figura 6 se muestran los resultados de corriente contra voltaje, a diferentes temperaturas de la celda solar.

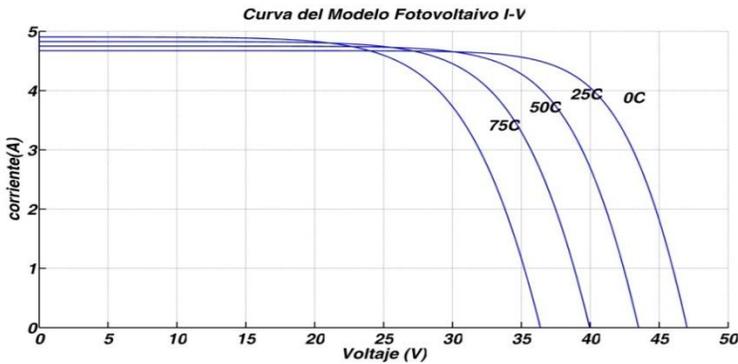


Figura 6. Gráfica de corriente contra voltaje, a diferentes temperaturas de la celda solar, utilizando dos diodos.

El modelo con un solo diodo asume un valor constante para el factor de idealidad n . En realidad, el factor de idealidad es una función del voltaje a través del dispositivo. La recombinación unión se modela mediante la adición de un segundo diodo en paralelo con el primero y estableciendo el factor de idealidad típicamente a dos. Este efecto puede mostrarse en la figura 7a. El efecto del valor de R_s , también es importante, y se muestra en la figura 7b, donde un $R_s=0$ es el valor ideal, sin embargo no es así en la

práctica, pues este puede tomar algunos cuantos Ohms. La curva característica de I-V a diferentes soles puede observarse en la figura 8a, y de igual forma la relación de potencia vs voltaje se puede observar en la figura 8b. Cada curva presenta un punto de máxima potencia (V_p), el cual proporciona el punto óptimo de operación, para un uso eficiente del panel solar.

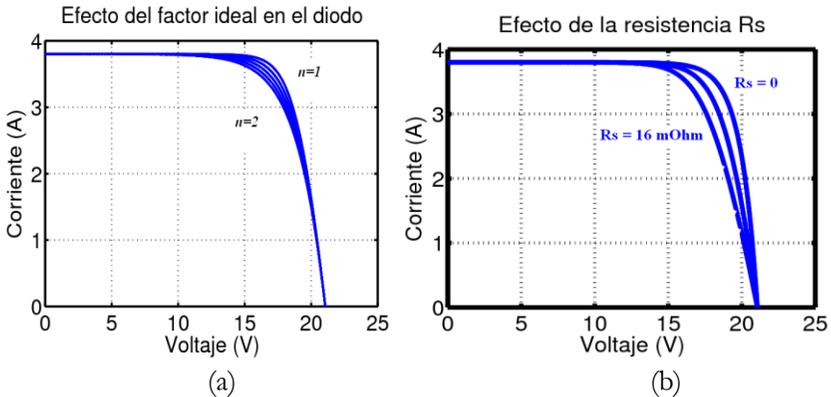


Figura 7. Efecto del factor ideal, n , en el diodo y de la R_s en el modelo.

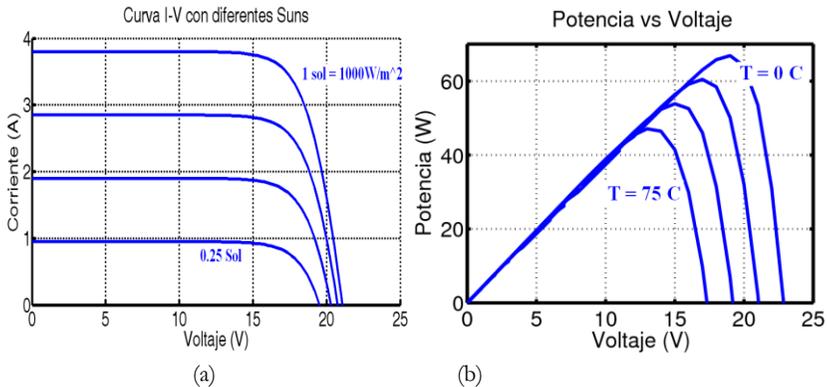


Figura 8. Curva característica I-V (a) y P-V (b) de un panel fotovoltaico.

Conclusión

La demanda de energía aumenta cada año en nuestra sociedad a pesar de que los recursos energéticos son limitados. De ahí la importancia de potenciar energías renovables como la solar. En este sentido es necesario implementar modelos de circuitos equivalentes para el análisis de celdas solares. Aquí se mostró el análisis del modelo eléctrico, y las ventajas y

desventajas de utilizar uno o dos diodos en el mismo modelo. Así como también, el efecto del factor ideal del diodo y de la resistencia en R_s .

Referencias

- [1] G. W. Crabtree and N. S. Lewis, "*Basic research needs for solar energy utilization*," 2005.
- [2] G. W. Crabtree and N. S. Lewis, "Solar Energy Conversion," *Physics Today*, vol. 60, pp. 37-42, 2007.
- [3] J. Hakes, "*Long term world oil supply (A resource Base/Production path analysis)*," 2000.
- [4] T. Key, "*Solar photovoltaics: Expanding electric generation options*," Electric Power Research Institute, 2007.
- [5] G. Gourdin, "Lecture notes: Solar cell technology (current state of the art)," 2007.
- [6] M. A. Green, "Third generation photovoltaics: solar cells for 2020 and beyond," *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, vol. 14, pp. 65-70, 2002.
- [7] M. S. Lundstrom, "*Numerical Analysis of Silicon Solar cells*," 1980.
- [8] J. L. Gray, "A computer model for the simulation of thin-film silicon-hydrogenalloy solar cells," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 36, pp. 906-912, 1989.
- [9] E. K. Banghart, "Physical mechanisms contributing to nonlinear responsivity in silicon concentrator solar cells," Purdue University, 1989.
- [10] P. D. DeMoulin and M. S. Lundstrom, "Projections of GaAs solar-cell performance limits based on two-dimensional numerical simulation," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 36, pp. 897-905, 1989.
- [11] R. J. Schwartz, J. L. Gray and Y. J. Lee, "Design considerations for thin film CuInSe, and other polycrystalline heterojunction solar cells," *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 920-923, 1991
- [12] D. Vasileska and S. M. Goodnick, *Computational Electronics. Morgan & Claypool Publishers*, 2006,
- [13] D. Vasileska. *Lecture notes: Semiconductor device and process simulation*.
- [14] S. Selberherr, *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices*, 1st ed. Springer, pp. 308., 1984.

CAPÍTULO 2

Síntesis y Caracterización de Películas Delgadas de CdS para Aplicaciones Fotovoltaicas

Fortino Vázquez Monroy, Abel García Barrientos, José Luis Bernal Ponce, Eduardo Steed Espinoza Quesada, Filiberto Muñoz Palacios, Francisco Rafael Trejo Macotela, Marco Antonio Márquez Vera

2.1 Introducción

En este trabajo se reporta la preparación y la caracterización de películas delgadas de CdS para aplicaciones fotovoltaicas, bajo los siguientes pasos: se prepara un baño con una solución que contiene una sal de cadmio; ya sea en forma de nitrato, cloruro, sulfato o acetato, y además con una solución de un agente reductor que contiene azufre. De esta forma en la solución alcalina el agente reductor se descompone y suministra los iones S^{2-} al baño químico y los cationes Cd^{2+} se obtienen de su respectiva sal. Se ha reportado que para la preparación del CdS se usa $CdCl_2$ y Tiourea ($CS(NH_2)_2$) como agente reductor. El baño químico entonces estará formado por una mezcla de las siguientes soluciones acuosas: $CdCl_2$ (20 ml), KOH (50 ml), NH_4NO_3 (20 ml), $CS(NH_2)_2$ (20 ml). Cada solución fue preparada disolviendo en 100 ml de agua bidestilada 0.365g de $CdCl_2$, 12.00g de NH_4NO_3 , 1.52g de $CS(NH_2)_2$ y para el caso de el KOH se disolvieron 7.01g en 250 ml de agua bidestilada. Los sustratos que se utilizaron fueron vidrios de corning recubiertos con una capa de óxido de Indio y Estaño. Vertiendo todas las soluciones excepto la Tiourea. Este se sumerge en un baño maría con temperatura controlada y agitación magnética. Cuando la mezcla llega a una temperatura de 65 °C se le agrega la Tiourea y cuando la solución comienza a colorearse los sustratos son

sumergidos verticalmente, manteniéndolos el tiempo de crecimiento, que fue de 2 horas. A lo largo de todo el crecimiento se toman medidas del pH el cual varía de 10 (al comienzo de la reacción) a 7 (cuando termina el crecimiento). Al final de este tiempo se enjuagan con abundante agua destilada, observándose una capa amarilla en la superficie que es la película delgada de CdS, tal como se muestra en la Figura 2.1.

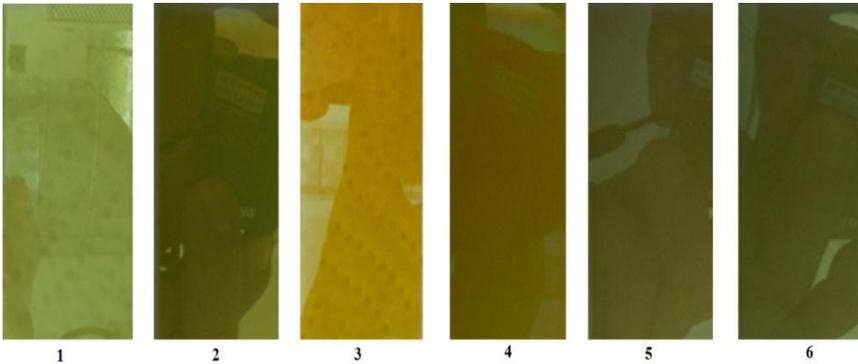


Figura 2.1 Fotografías de las seis películas depositadas

Las características de las películas depositadas se encuentran resumidas en la tabla 2.1. Donde se caracterizan de acuerdo al pH de la solución, la temperatura y el tiempo de depósito, así como también el espesor de la película.

Table 2.1. La composición del baño químico, temperatura y el tiempo de duración de la película depositada.

Muestra	M DE NH ₄ OH	pH	Temperatura (C)	Espesor	Tiempo de depósito (min)
1	2	10.1	60	529nm	30,45,60
2	3	10.3	60	298 nm	30,45,60
3	4	10.6	60	160 nm	30,45,60
4	5	10.8	60	127 nm	30,45,60
5	BUFFER PH11	11.3	60	66 nm	30,45,60
6	BUFFER PH10	11.1	60	52 nm	30,45,60

2.2 Caracterización de Materiales

Toda materia posee cualidades propias que sirven para su identificación. Para caracterizar un sólido es necesario conocer entre otras propiedades, si es policristalino o no, así como la distribución de sus cristales, su estructura, los defectos que están presentes y la superficie de la estructura.

Caracterización por Difracción de Rayos X

Los rayos x son una forma de radiación electromagnética que tiene energía

elevada y longitud de onda corta: del orden de los espacios intraatómicos de los sólidos. Cuando un haz de rayos x incide en un material sólido, parte de este haz se dispersa en todas direcciones a causa de los electrones asociados a los átomos o iones que se encuentran en el trayecto. La difracción de rayos x está basada en las interferencias ópticas que se producen cuando una radiación monocromática atraviesa una rendija de espesor comparable a la longitud de onda de la radiación. Existen diferentes técnicas de difracción como son: Difracción de rayos X (polvo) caracterización de componentes cristalinas de sólidos con banco de datos y programas de búsqueda, altas y bajas temperaturas. Difracción de rayos X (monocristal) determinación de estructuras cristalinas (baja temperatura). A continuación se examinan las condiciones necesarias para la difracción de rayos x por una disposición ordenada de átomos.

El dispositivo denominado difractómetro de rayos x, está compuesto por cuatro rejillas (dos a la salida de la fuente de rayos x y dos a la entrada del contador), presenta además dos colimadores que se encargan de disminuir la divergencia de los rayos que llegan tanto a la muestra como al sistema detector o contador de rayos reflejados. Las rejillas iniciales disminuyen la dispersión en forma vertical, mientras que el colimador inicial disminuye la dispersión en forma lateral, con lo que se logra que los rayos que llegan a la muestra se enfoquen sobre la superficie sobre la cual ésta se encuentra colocada y no sobre otra parte; las dos rejillas finales se encuentran antes del sistema de conteo y tienen como función enfocar los rayos que salen de la muestra hacia ese sistema. Hay que hacer notar que el plato sobre el cual se colocan las muestras tiene una longitud de 2cm, que debe ser cubierta por los rayos que llegan al mismo. También se debe destacar el hecho de que el ancho de la rejilla inicial, está determinada por el ancho del rayo (ancho del filamento en el tubo generador de rayos X), esto es debido a que las dimensiones de estos dos dispositivos deben ser iguales, con el fin de disminuir la dispersión de los rayos que llegan a la muestra y al sistema de conteo.

La caracterización se dividió en dos etapas que son: Microestructura (difracción de rayos x (XRD), microscopía electrónica de barrido (SEM) y pruebas EDS). Propiedades físicas (propiedades ópticas espectroscopia de UV-visible, perfilometría, propiedades eléctricas I vs V). Las difractogramas del espectro de difracción de las películas delgadas de CdS de las muestras de la figura 2.1 se muestran en la figura 2.2. Así como también, sus graficas de transmitancia y reflectancia de la muestras de la figura 2.1 se muestran en la figura 2.3. La figura 2.4 muestra las gráficas de energía de aproximación de banda de GAP de las mismas muestras. Finalmente en la figura 2.5 se muestran las fotografías de cada muestra utilizando microscopía electrónica de barrido.

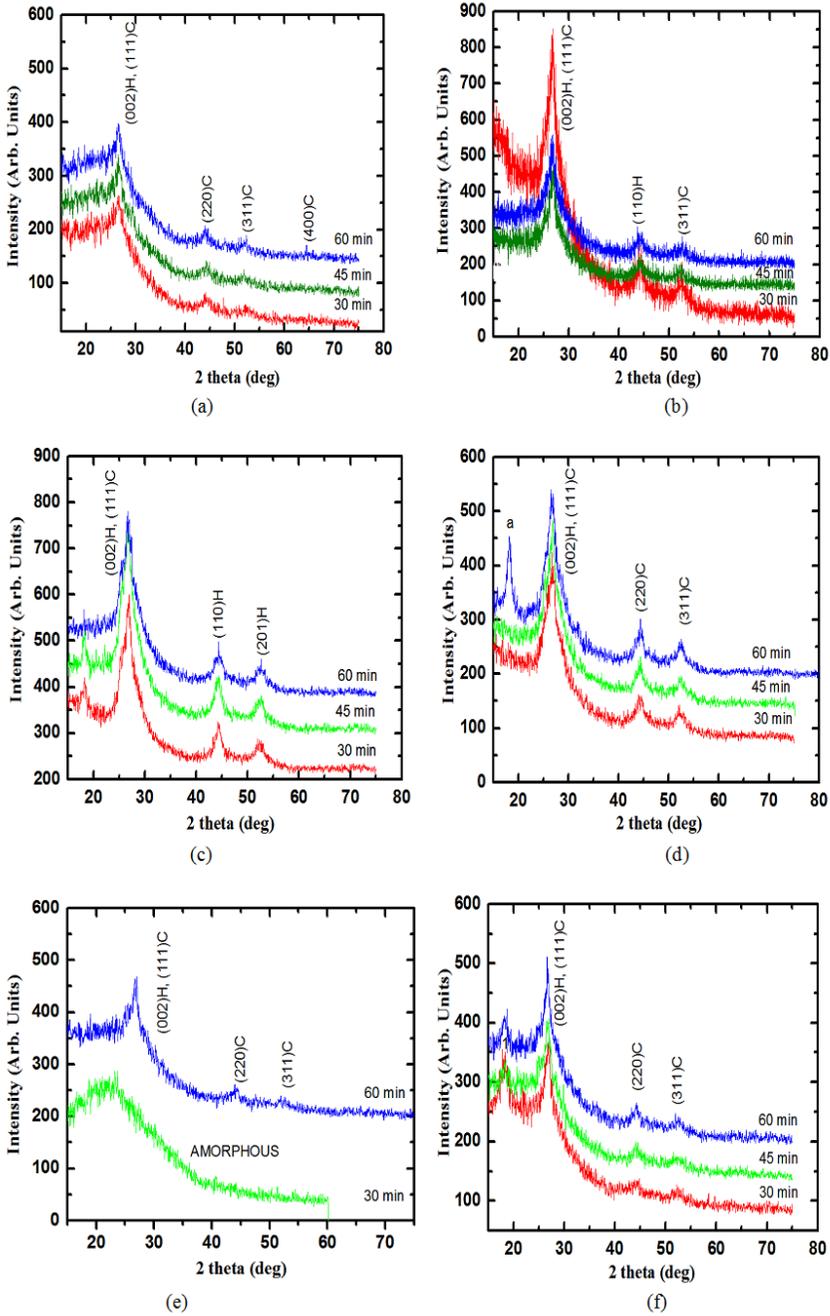


Figure 2.2. Difractogramas del espectro de difracción de las películas delgadas de CdS de las muestras de la figura 2.1

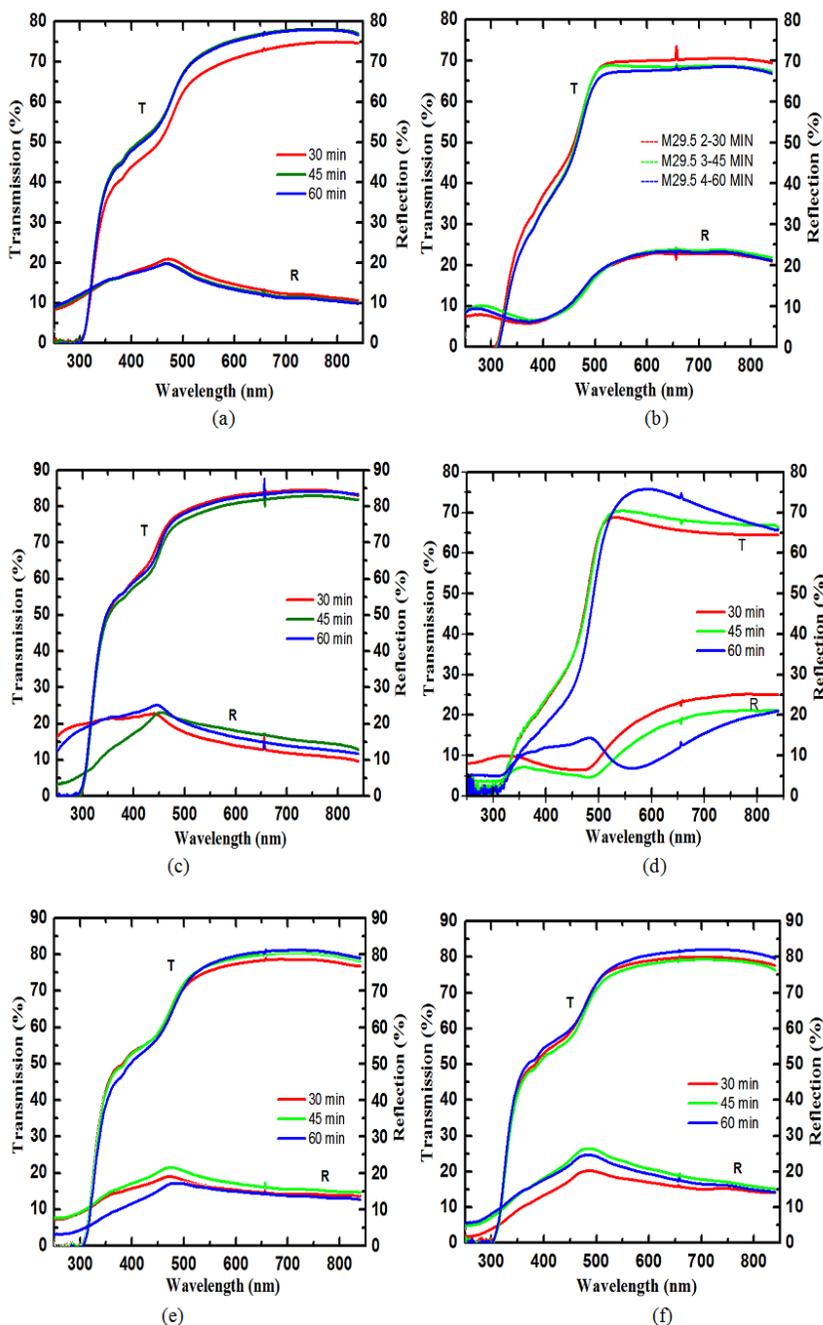


Figure 2.3. Transmittancia y reflectancia de las muestras de CdS de la figura 2.1

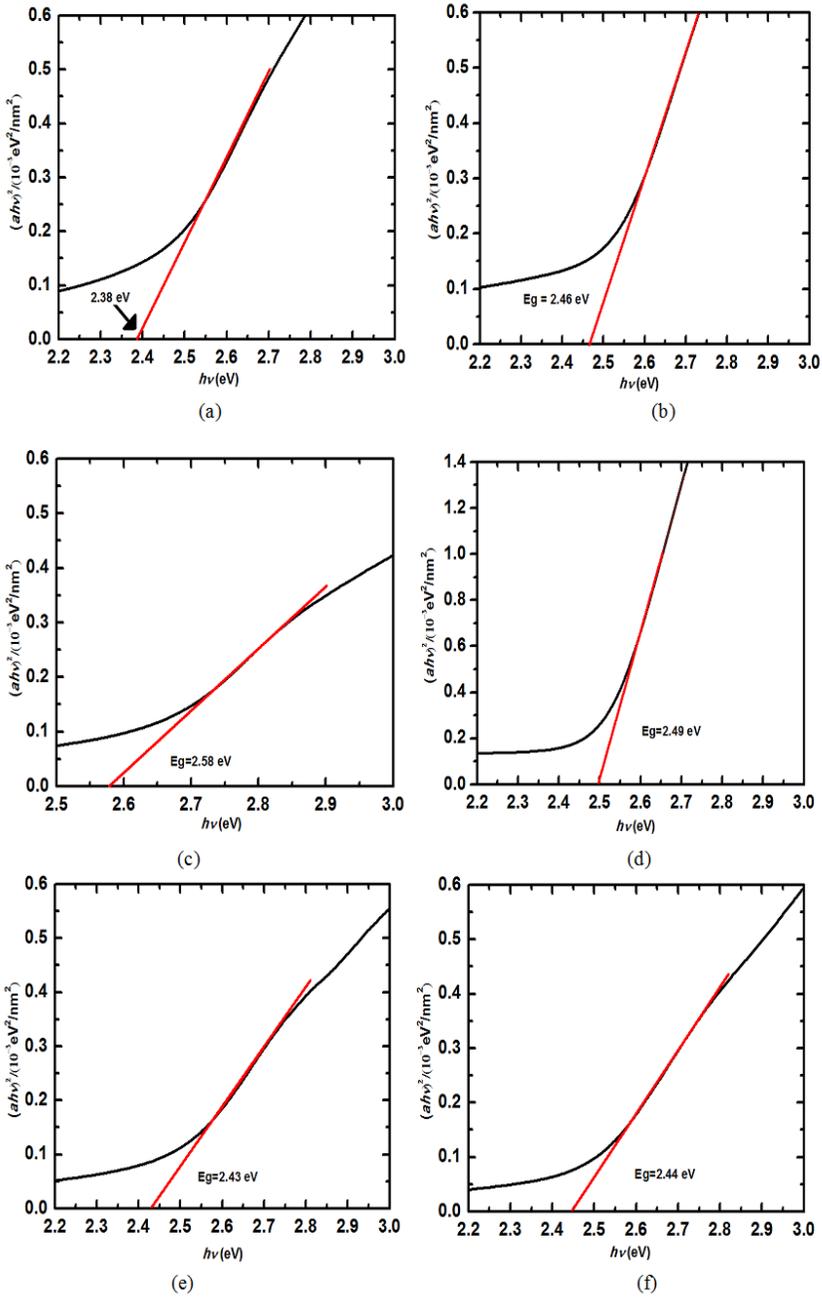


Figure 2.4. Cálculo energía del gap (E_g) para las muestras de CdS de la figura 2.1

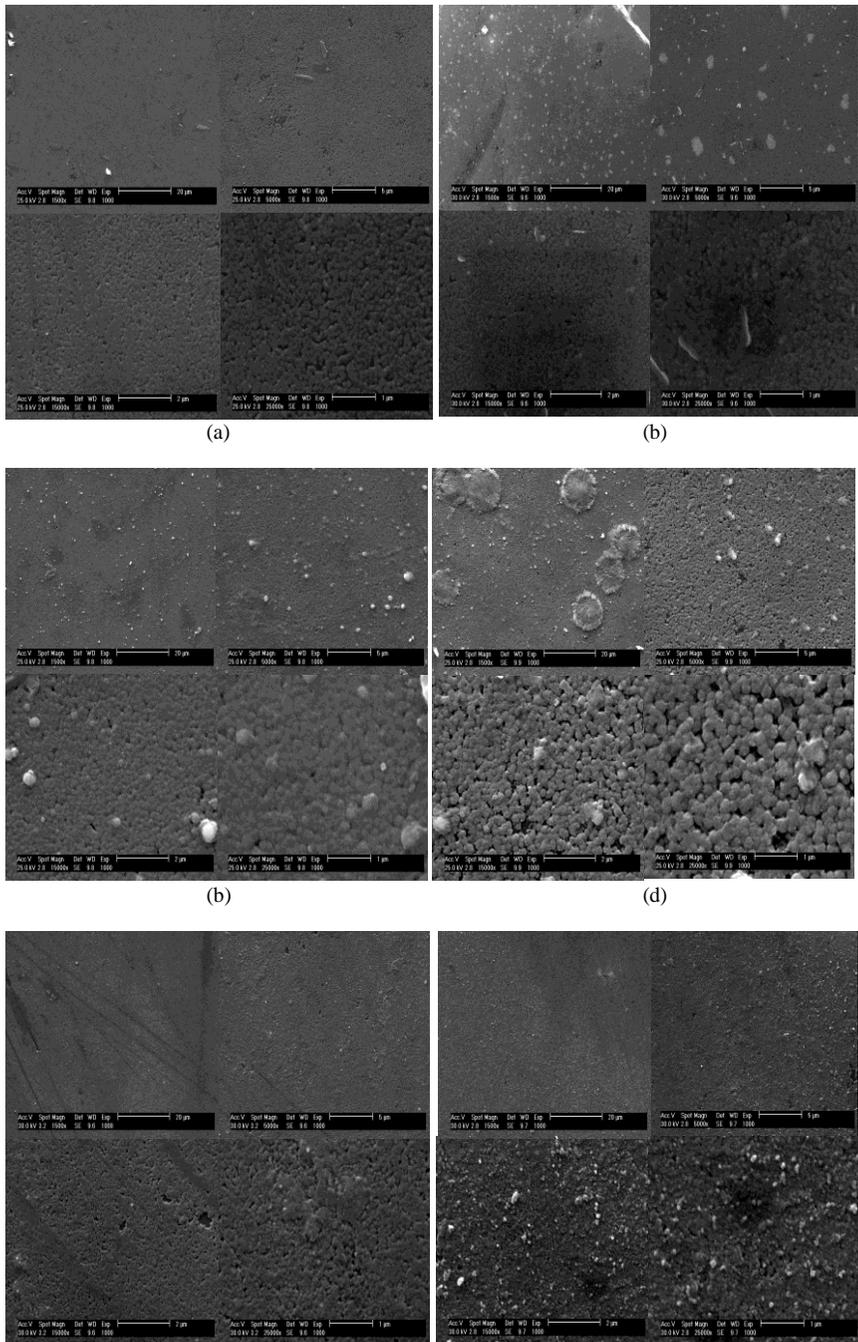


Figure 3. Imágenes de SEM de las muestras de las películas delgadas de CdS

Conclusiones

En este trabajo de investigación se estudiaron y analizaron películas delgadas de CdS depositadas sobre un sustrato de vidrio Corning, elaboradas por el método de baño químico empleando como agente complejante etanolamine y el efecto que produce al variar la molaridad del agente moderador en la reacción en las series del CdS. Este efecto se pudo establecer de la siguiente forma: la forma de las películas delgadas de CdS, son homogéneas en la deposición en el sustrato y se observa que al variar la molaridad del agente moderador del CdS, se ve amarilla y a menor molaridad del agente moderador se observa más blanquiza. La energía de aproximación del gap varía con el cambio de molaridad del agente moderador para las películas delgadas de CdS, y presentan el mismo patrón de rayos x las películas delgadas de CdS. Lo novedoso de esta investigación es emplear el mismo agente complejante para las creación de películas delgas de CdS.

Bibliografía

- [1] A. Mondal, T. K. Chaudhuri and P. Pramanik, Deposition Of Cadmium Chalcogenide Thin Films By A Solution Growth Technique Using Triethanolamine As A Complexing Agent, *Solar Energy Materials*, vol.7 431-438 pp. 1983.
- [3] A. Mondal, et al., *Solar Energy Materials*, vol. 7, 431-438 pp., 1983.
- [4] M.B. Ortuño-López, et al., *Materials Research*, vol. 16, 937-943 pp., 2013
- [5] Kariper A, et al., *Materials Chemistry and Physics*, vol.129:183-188 pp., 2011.
- [6] Mendoza-Pérez R., et al., *Solar Energy*, vol. 80, 682-686 pp., 2006
- [7] Arreola-Jardón G., et al., *Thin Solid Films*, vol. 519, 517-520 pp., 2010.
- [8] Mugdur PH, et al., *Microscopy and Microanalysis*. Vol.11,1954-5, pp. 2005
- [9] W.J. Danaher, Lyons L.E. Y Morris G.C., Some Properties of Thin Films of Chemically Deposited Cadmium Sulphide, *Solar Energy Materials*, Vol. 12, 137-148, 1985
- [10] Shin'ichi Kuranouchia, Tatsuo Nakazawa uno, Atsushi Ashida b, Nobuyuki Yamamoto b, Cadmium sulfide thin films prepared by chemical bath deposition method, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 35 185-191, (1994).

CAPÍTULO 3

Diseño e Implementación de un Convertidor CD-CD para Aplicaciones Fotovoltaicas

Gerardo Martínez Terán, Felipe Coyotl Mixcoatl, Abel García Barrientos, Rubén Tapia Olvera, Jesús Patricio Ordoñez Oliver, Omar Aguilar Mejía, Obed Pérez Cortes y Julio Cesar Ramos Fernández

El escenario energético internacional permite visualizar que el uso de la energía solar tiene fuertes perspectivas de crecimiento dentro del área de fuentes alternativas de energía. Por tanto, el objetivo de este capítulo es diseñar y construir un convertidor CD-CD para aplicaciones fotovoltaicas, las cuales son cada día más usadas en el ámbito laboral y cotidiano. Este apartado se centra en el diseño de la etapa de potencia del convertidor CD-CD con topología reductora Buck y elevadora Boost, además del diseño del control de la tensión de salida y corriente de salida a partir de un controlador difuso. El seguimiento del punto de máxima potencias se realiza a través del algoritmo perturbar y observar: El montaje se realiza en dos bloques, el primero y principal es la etapa de potencia del proyecto y el segundo montaje se centra en el control a que sometemos los convertidores. Por lo tanto, el presente trabajo presenta el análisis y el control de potencia de convertidores DC-DC de tipo conmutados con topologías elevadoras (Boost) y reductoras (Buck) para aplicaciones fotovoltaicas, por medio de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), utilizados principalmente para la carga de baterías, éstos fueron implementados en un microcontrolador PIC18f4550 de Microchip. El convertidor de topología Buck, el cual funcionaria para controlar el voltaje y la corriente de salida del MPPT, es diseñado e implementado por medio de un controlador difuso al igual que el

convertidor Boost, así como también fueron implementados físicamente. Los resultados tanto simulados como los experimentales concuerdan exitosamente, lo que se determina una valoración del convertidor.

3.1 Introducción

La energía solar es considerada una de las energías alternativas más viables dentro del ámbito de energías renovables ya que está disponible casi en todo el mundo con niveles de 1000 Watts (W) por metro cuadrado ($1 \text{ sun} = 1000 \text{ W/m}^2$) sin embargo las fotoceldas tienen una eficiencia del 10 al 15 % en la mayoría de los casos por lo tanto el aprovechamiento sería de 100 W/m^2 aproximadamente. El aprovechamiento de la energía solar es muy utilizado en sistemas estacionarios aunque últimamente se ha abierto una nueva brecha para la implementación en dispositivos móviles que van desde autos hasta dispositivos portátiles como mp3, celulares etc. Para ambos casos la utilización de la energía solar es una opción limpia segura y hoy en día sus costos han sido menores gracias a su creciente popularidad.

Para convertir energía solar en energía eléctrica es necesario la utilización de celdas fotovoltaicas en las cuales se aplican diferentes métodos para la implementación tanto en corriente continua como en corriente alterna los cuales se prestan para una gran variedad de aplicaciones entre las cuales están la carga de baterías para sistemas estacionarios por medio de fuentes conmutada. Las fuentes conmutadas DC-DC son de gran importancia ya que estas tienen menos pérdidas que las fuentes lineales además de que se pueden implementar por medio de diferentes tipos de controladores (analógicos, digitales, modos deslizantes, difusos, etc.). Los controladores difusos aplicados a este tipo de convertidores son de gran ayuda ya que estos no requieren de un modelo matemático detallado además de ser de naturaleza no lineal, los cuales son capaces de compensar la no linealidad de la fuente, dicha linealidad está dada porque el circuito es lineal en cada uno de sus estados, sin embargo al ser conmutado entre uno y otro el sistema se hace no lineal.

3.2 Convertidores DC-DC.

Los convertidores de DC-DC se usan extensamente en sistemas de suministro de energía DC y en aplicaciones de accionamientos motrices. La entrada a estos convertidores es a menudo un voltaje de DC no regulado que se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea, y por tanto fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de línea (mohán,). Dentro de los convertidores DC-DC están los lineales y los conmutados.

3.3 Convertidores lineales.

Convertidores lineales son un método para convertir una tensión DC a otra

tención DC que puede ser más baja ó más alta, el convertidor lineal es un circuito simple donde se puede compensar las variaciones de tensión de alimentación o variaciones en la carga por medio de la variación de la corriente de la base del transistor. Donde el transistor se comporta como una resistencia variable operando en una región lineal y no en corte y saturación. El circuito del regulador lineal se presenta en la Figura 3.1 (Hart, 2001).

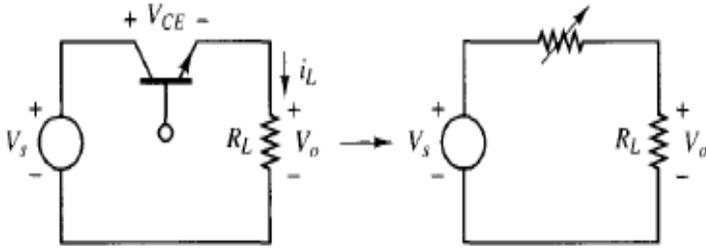


Figura 3. 1. Regulador lineal.

Donde el voltaje de salida viene dado por la ecuación 3.1.

$$V_o = I_L R_L \quad (3.1)$$

Aunque esta es una forma fácil de regular voltaje suele tener una desventaja en aplicaciones de potencia por su baja eficiencia ya que la potencia absorbida por la carga es $V_o I_L$. Y la potencia absorbida por el transistor es $V_{CE} I_L$. Por lo tanto la eficiencia suele ser por lo regular menor al 60%.

3.4 Convertidores conmutados

Los convertidores de DC-DC de modo de conmutación utilizan a uno o más interruptores para transformar DC de un nivel a otro. En un convertidor DC-DC con un voltaje de entrada dado el voltaje medio de salida se controla mediante el control de los tiempos de encendido y apagado transistor o MOSFET (ten y tap) (Mohan, 1999). Suponiendo que es un convertidor reductor Figura 3.2 El voltaje de salida estará dado por la ecuación 3.2.

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (3.2)$$

Donde D es el ciclo de trabajo, t_{en} es el tiempo en que conduce el interruptor y f es la frecuencia en hercios. Por lo tanto, D está dado por la ecuación 3.3.

$$D = \frac{t_{en}}{t_{en} + t_{ap}} = \frac{t_{en}}{T} = t_{en} f = \frac{V_o}{V_s} \quad (3.3)$$

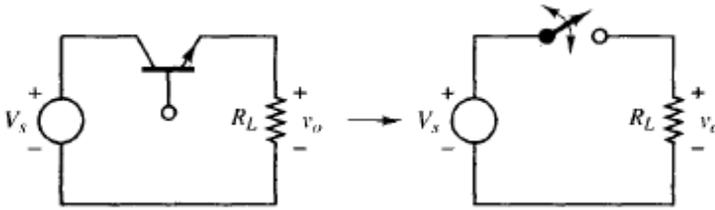


Figura 3. 2. Convertidor conmutado básico.

3.4.1 Convertidor Buck.

Los convertidores de tipo Buck es un convertidor reductor con un filtro pasa bajas en la salida. Como implica su nombre, un convertidor reductor produce un voltaje medio de salida más bajo que el voltaje de entrada. Su aplicación principal es en fuentes de energía de DC regulada y el control de velocidad de motores de DC. Tanto para el convertidor Buck como para el convertidor Boost las propiedades de estos son enumeradas a continuación.

1. La corriente en la bobina es periódica.
2. La tención media en la bobina es cero.
3. La corriente media en el condensador es cero.
4. La potencia entregada por la fuente es igual a la consumida por la carga.
5. Cuando los componentes no son ideales, la fuente también suministra pérdidas.

El convertidor Buck y Boost operan en dos modos los cuales son el modo continuo de conducción en el cual la corriente en el inductor nunca es menor a cero y en modo discontinuo de conducción donde la corriente en el inductor se hace cero en algún momento.

En las aplicaciones reales, el circuito básico de la figura 3.2 tiene dos desventajas. En la práctica, la carga sería inductiva, incluso con una carga resistiva siempre habría cierta inductancia de dispersión, esto significa que el interruptor tendría que absorber (o disipar) la energía inductiva y por lo mismo podría quedar destruido además de que el voltaje de salida fluctúa entre cero y el voltaje de entrada, lo que no es aceptable en la mayoría de las aplicaciones. El problema de la energía inductiva almacenada se supera mediante un diodo y las fluctuaciones del voltaje de salida disminuyen mucho cuando se usa un filtro pasa bajas, que consiste en un inductor y un condensador. La frecuencia de corte f_c descrita en la ecuación 3.4 del filtro pasa bajas se selecciona de modo que sea mucho más baja que la frecuencia de conmutación, para eliminar esencialmente la ondulación o rizo de la frecuencia de conmutación en el voltaje de salida además de evitar los armónicos (Mohan, 1999). El convertidor Buck se muestra en la figura 3.3.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

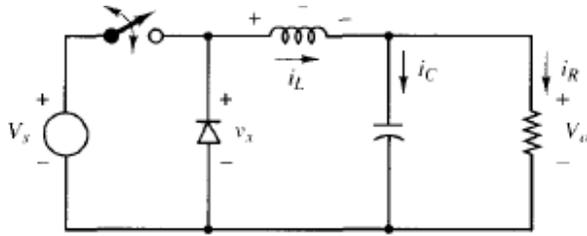


Figura 3.3. Convertidor Buck.

El voltaje de salida en el convertidor Buck está dado por la ecuación 3.2. En el convertidor Buck la corriente promedio en la bobina debe ser igual a la corriente en la carga, porque la corriente en el capacitor debe ser nula cuando opera en régimen permanente. La corriente en el inductor está dada por la ecuación 3.5.

$$I_L = \frac{V_o}{R} \quad (3.5)$$

Las variaciones de corriente máxima y mínima en la bobina se pueden calcular utilizando la ecuaciones 3.6 y 3.7

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.6)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.7)$$

Donde ΔI_L es la variación de la corriente en la bobina que está dada por la ecuación 3.8.

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - D)T \quad (3.8)$$

Se puede utilizar la ecuación (3.7) para determinar la combinación de L y f que producirá la corriente permanente. Como $I_{min}=0$ está en el límite entre corriente permanente y la corriente discontinua. Fijando la frecuencia de conmutación y despejando L se obtiene L_{min} la cual está dada por la ecuación 3.9.

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.9)$$

En el análisis anterior, se supuso que el condensador era muy grande para que la tención de salida fuese constante. En la práctica no va ser posible mantener perfectamente el voltaje de salida con una capacitancia finita. La versión periódica del voltaje de salida se expresa por medio de la ecuación (3.10) en esta ecuación ΔV_o es la tensión de rizado pico a pico en la salida, mostrada en la figura 3.4.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (3.10)$$

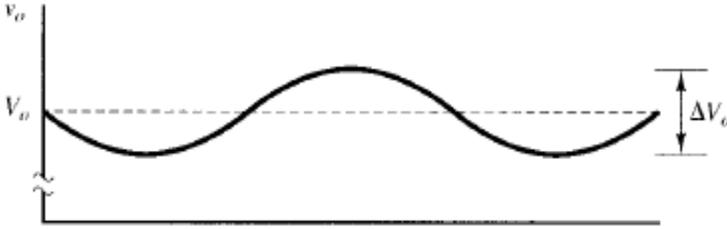


Figura 3. 4. Rizado en la salida del voltaje del convertidor Buck.

Por último la eficiencia del convertidor Buck está dada principalmente por la resistencia del inductor (R_L), ésta se puede considerar constante en caso el rango de D ya que no depende de esta. La eficiencia del convertidor Buck está dada por la ecuación 3.11.

$$n = \frac{1}{\left(1 + \left(1 + \frac{R_L I_o}{V_o}\right)\right)} \quad (3.11)$$

Donde la eficiencia del convertidor es un parámetro importante, ya que de ahí depende el desempeño del sistema.

3.4.2 Convertidor Boost.

Su aplicación principal es en fuentes de energía de DC regulada y en el frenado regenerativo de motores de DC. En el convertidor Boost, el voltaje de salida siempre es más grande que el voltaje de entrada. Cuando el interruptor está encendido, el diodo es de polarización inversa, lo que aísla la etapa de salida. La entrada suministra energía al inductor. Cuando el interruptor está apagado, la etapa de salida recibe energía tanto del inductor como de la entrada, el circuito equivalente del convertidor Boost se muestra en la figura 3.5. En el análisis del estado permanente que se presenta aquí, se supone que el condensador de filtrado de salida es muy grande, a fin de asegurar un voltaje de salida constante.

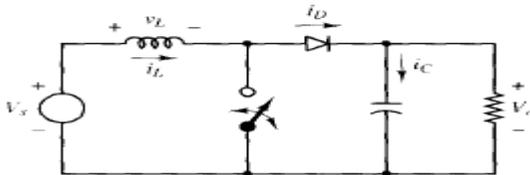


Figura 3. 5. Convertidor Boost.

El voltaje de salida en el convertidor Boost está dado por la ecuación 3.12

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (3.12)$$

y D está dada por la ecuación (3.13).

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \quad (3.13)$$

En el convertidor Boost la corriente media en el inductor está dada por la ecuación 3.14.

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (3.14)$$

Las corrientes máximas y mínimas en la bobina se pueden calcular utilizando las ecuaciones (3.15) y (3.16).

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.15)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.16)$$

Donde ΔI_L la variación de la corriente en la bobina que está dada por la ecuación (3.17).

$$\Delta I_L = \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} \quad (3.17)$$

Se puede utilizar la ecuación 3.16 para determinar la combinación de L y f que producirá la corriente permanente. Como $I_{min}=0$ es esta en el límite entre corriente permanente y la corriente discontinua. Fijando la frecuencia de conmutación y despejando L se obtiene L_{min} , la cual está dada por la ecuación 3.18.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)R}{2f} \quad (3.18)$$

En el análisis anterior, se ha supuesto que el condensador era muy grande para que la tensión de salida fuese constante. En la práctica no va ser posible mantener perfectamente el voltaje de salida con una capacitancia finita. La versión periódica del voltaje de salida se expresa por medio de la ecuación 3.19. En esta ecuación ΔV_o es la tensión de rizado pico a pico en la salida, mostrada en la figura 4.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (3.19)$$

Por último la eficiencia del convertidor Boost está dada principalmente por la resistencia de del inductor (R_L), el voltaje de retroceso del diodo V_d , la resistencia del diodo (R_d) y la capacitancia de salida del MOSFET (C_o) (Rashid, 2001). La eficiencia del convertidor Boost está dada por la ecuación (3.20).

$$\eta = \frac{R(1-D)^2}{R(1-D)^2\left(1+\frac{V_d}{V_o}+f_c C_o R\right)+R_L+(1-D)R_d} \quad (3.20)$$

Donde la eficiencia del convertidor Boost es un parámetro importante, ya que de esta depende el desempeño del nuestro sistema

3.5 Fotoceldas

Una celda fotovoltaica es un dispositivo capaz de convertir la luz en electricidad, para ello se basa en el fenómeno fotovoltaico que consiste en la generación de energía eléctrica por medio de una celda fotovoltaica, la cual es expuesta a la luz. El voltaje generado por una celda fotovoltaica varía entre 0.3 y 0.7 Volts con diferentes materiales. Normalmente se utilizan las formadas por una unión P-N, construidas a base de silicio monocristalino. Cuando los fotones son absorbidos por el semiconductor, transmite su energía a los átomos de la unión PN de tal modo que aquellos electrones de estos átomos se liberan y crean electrones y protones, esto crea entonces una diferencia de potencial entre ambas capas. Existen varios tipos de celdas fotovoltaicas tales como las de silicio monocristalino, silicio policristalino o silicio amorfo y algunas otras con materiales semiconductores, tales como GaAs, GaN, inclusive grafeno.

3.5.1 Modelo de la fotocelda.

El proceso de simulación del comportamiento de una celda PV se basa en su equivalencia hacia un circuito eléctrico y su posterior representación matemática. La característica más importante de una celda solar para su simulación eléctrica, es la dependencia de la corriente que por ella circula en función de la tensión aplicada, para esto se mantienen valores constantes de intensidad de la radiación incidente y de temperatura. La curva determinada por esta relación se denomina curva I-V que se muestra en la Figura 3.6 ante diferentes niveles de irradiación. La Figura 3.7, muestra la configuración física de una celda PV típica, este es el comportamiento más general de una celda fotovoltaica, pues para un cierto voltaje se genera una corriente y se mantiene constante, para ciertos valores de voltaje.

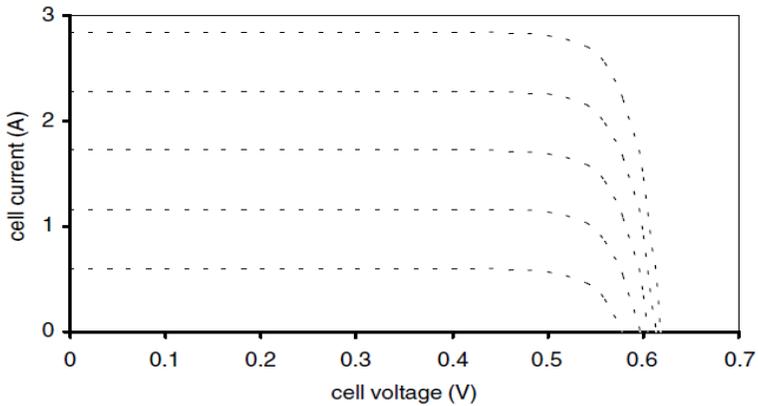


Figura 3.6. Curva I-V para diferentes niveles de radiación.

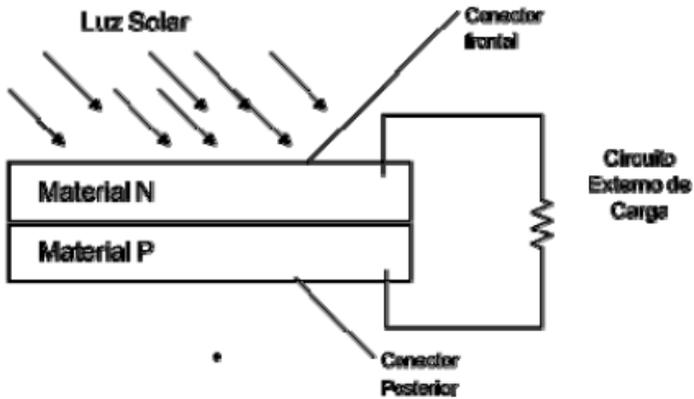


Figura 3.7. Elementos de una celda PV

El circuito eléctrico equivalente es mostrado en la Figura 3.8 representa una celda PV donde la fuente de corriente I_L representa la corriente eléctrica generada debido a la radiación luminosa incidente sobre la superficie activa de la celda (efecto fotovoltaico). La unión P-N es representada por el diodo en paralelo con la fuente de corriente, que es atravesado por una corriente interna unidireccional I_D que depende de la tensión en las terminales de la celda y la temperatura, la resistencia en serie R_s representa las pérdidas eléctricas internas en la celda. Este modelo fue explicado en el capítulo 1, donde se hace mención de la posibilidad de utilizar un solo diodo o dos para modelar el comportamiento eléctrico de una celda solar.

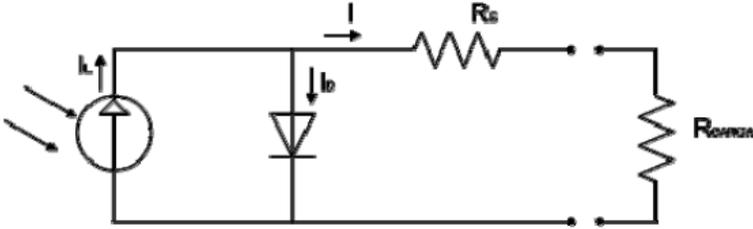


Figura 3.8. Circuito eléctrico equivalente de la celda PV.

Los cálculos de la fotocelda se hacen basándose en que se conoce el voltaje en circuito abierto V_{oc} , la corriente en corto circuito I_{sc} , el voltaje en el máximo punto de potencia VMP, la corriente en el máximo punto de potencia IMP, la temperatura de referencia T_{ref} y por último la temperatura actual T .

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito de la Figura 6, para determinar la corriente a través de la carga, se obtiene por medio de la siguiente ecuación 3.21.

$$I = I_l - I_d \tag{3.21}$$

La corriente generada por el efecto fotovoltaico se relaciona con la irradiación y la temperatura así como con los valores en condiciones de referencia a través de la siguiente ecuación (3.22).

$$I_l = \left(\frac{Q}{Q_{ref}} \right) [I_{lref} + \mu_{isc}(T_c - T_{cref})] \tag{3.22}$$

Donde:

I_{lref} = Corriente generada de referencia (Amperes).

Q_{ref}, Q = Irradiación, actual y en condiciones de referencia (W/m²).

T_c, T_{cref} = Temperatura de la celda, actual y en condiciones de referencia (°K).

μ_{isc} = Coeficiente de temperatura de corto circuito (Amperes/°K).

Es posible también estimar el valor del coeficiente de temperatura de corto circuito para el caso en que no sea proporcionado por el fabricante por medio de la siguiente ecuación (3.23).

$$\mu_{isc} = \frac{I_{scT_2} - I_{scref}}{(T_2 - T_{ref})} \tag{3.23}$$

Donde T_2 es la temperatura a la cual se requiere obtener el nuevo parámetro e I_{sc} , es la corriente de corto circuito a la temperatura de

referencia y a la nueva temperatura. La corriente a través del diodo está dada por la ecuación de Shockley (3.24).

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{q(V+IR_s)}{\gamma k T_c}} - 1 \right) \quad (3.24)$$

Donde:

V = Voltaje en las terminales (Volts).

I_o = Corriente de saturación inversa (Amperes).

γ = Factor de forma.

R_s = Resistencia en serie [Ohms].

q = Constante de carga del electrón, (1.602×10^{-19} [Coulombs])

k = Constante de Boltzmann, (1.381×10^{-23} [J / °K])

La corriente de saturación inversa puede obtenerse también a través de una razón entre la temperatura actual (T_c) y la temperatura de referencia (T_{cref}), de esta manera se elimina el factor de difusión del diodo que se determina de manera experimental, la ecuación para obtenerla es la siguiente (3.25).

$$I_o = I_{oref} \left[\frac{T_c}{T_{cref}} \right]^3 e^{\left[\frac{(q\varepsilon_g)}{kA} \left(\frac{1}{T_{cref}} - \frac{1}{T_c} \right) \right]} \quad (3.25)$$

Donde:

ε_g = Voltaje del diodo 1.12 V para el silicio cristalino y 1.35 V para el silicio amorfo.

A = Coeficiente de calidad del diodo, igual a 2 para silicio cristalino y <2 para silicio amorfo.

Donde el factor de forma γ es una medida de la imperfección de la celda y es relacionado con el coeficiente de calidad del diodo, el factor de forma esta dado por la siguiente ecuación (3.26).

$$\gamma = v \left(\frac{V_{MP} + I_{MP} R_s + -V_{OCref}}{\ln \left(1 - \frac{I_{MPref}}{I_{SCref}} \right)} \right) \quad (3.26)$$

Entonces I_{oref} es obtenido por medio de la siguiente ecuación (3.27).

$$I_{oref} \approx I_{SCref} \left[e^{\left(\frac{-vV_{OCref}}{\gamma} \right)} \right] \quad (3.27)$$

Donde v es una variable auxiliar dada por la ecuación (3.28).

$$v = \frac{q}{kT_{cref}} \quad (3.28)$$

Las pérdidas internas de la celda PV (R_s) han sido evaluadas usando varios métodos sin embargo estas son capaces de aproximarse por medio de los parámetros de referencia del fabricante y evita la experimentación para su obtención, de esta manera se obtiene que R_s está dada por la ecuación (3.29).

$$R_s = \frac{\frac{1}{\beta} \ln\left(1 - \frac{I_{MP}}{I_{SC}}\right) + V_{OC} - V_{MP}}{I_{MP}} \quad (3.29)$$

Donde la variable auxiliar está dada por la ecuación (3.30).

$$\beta = \frac{\left[\frac{I_{SC}}{I_{SC} - I_{MP}} + \left(1 - \frac{I_{MP}}{I_{SC}}\right) \right]}{2V_{MP} - V_{OC}} \quad (3.30)$$

Así podemos calcular las pérdidas internas de la celda fotovoltaica.

3.6 Batería

El voltaje proporcionado por una batería de acumulación es de CD, por lo tanto para cargarla se necesita un generador de DC, el que deberá ser conectado con la polaridad correcta: Positivo del generador al positivo de batería y negativo del generador al negativo de batería. Para poder forzar una corriente de carga el voltaje deberá ser algo superior al de la batería.

Tres características definen una batería de acumulación: la cantidad de energía que puede almacenar, la máxima corriente que puede entregar (descarga) y la profundidad de descarga que puede sostener. La cantidad de energía que puede ser acumulada por una batería está dada por el número de watt-horas (Wh) de la misma. La capacidad de una batería de sostener un régimen de descarga está dada por el número de amperes-horas (Ah). El número de Ah de una batería es un valor que se deriva de un régimen de descarga Especificado por el fabricante. Para un tipo especial de baterías, llamadas solares, el procedimiento de prueba ha sido estandarizado por la industria. Una batería, inicialmente cargada al 100%, es descargada, a corriente constante, hasta que la energía en la misma se reduce al 20% de su valor inicial. El valor de esa corriente de descarga, multiplicado por la duración de la prueba es el valor en Ah de esa batería.

3.6.1 Determinación del porcentaje de carga de baterías

El DOD de las baterías (en porcentaje) es lo contrario al estado de carga de las baterías. Por ejemplo si la batería tiene un 70 % de carga, la profundidad de descarga es el 30% siendo que el total debe ser igual a 100%. La forma

más eficiente para determinar el estado de carga de una batería es usando un hidrómetro. En baterías libres de mantenimiento, el mejor método es usando un buen voltímetro, en la tabla 2.1 se muestra los voltajes referentes al porcentaje de carga.

Tabla 2. 1. Voltajes referentes al porcentaje de carga en baterías de 12 Volts.

Voltaje	Gravedad específica	Estado de carga	Dod
12.66	1.265	100%	0%
12.45	1.225	75%	25%
12.25	1.190	50%	50%
12.05	1.145	25%	75%
11.90	1.100	0%	100%

3.7 Controlador difuso

Cuando se diseña un control para una planta se requiere del modelo matemático para el diseño del controlador, así como los parámetros que sean capaces de controlar las dinámicas del sistema. Los modelos matemáticos están representados por ecuaciones diferenciales que describen las dinámicas del sistema sin embargo la mayoría de sistemas carecen de linealidad y pueden ser demasiados complejo para obtener un modelo matemático deseado. Los métodos tradicionales de control proponen la linealización para aplicar diferentes leyes de control las cuales no siempre consideran el comportamiento total del sistema haciendo que estos desarrollen tareas no deseadas. Sin embargo el control difuso proporciona una solución para sistemas lineales y no lineales por medio del conocimiento heurístico lo que significa que se puede utilizar información cualitativa y cuantitativa como el conocimiento o la experiencia humana (Wang, 1997). Los controladores difusos asimilan el conocimiento un operador experto y lo analiza por medio de una base de reglas de tipo SI-ENTONCES (IF-THEN) que describirá las acciones como si fuera el experto.

3.7.1 Estructura del controlador difuso.

Los controladores difusos tienen los siguientes componentes: La Fusificación convierte los valores de entrada reales a valores difusos para ser interpretados por el mecanismo de inferencia. La base de reglas (un conjunto de reglas si-entonces), que contiene los valores difusos por medio de una descripción lingüística del experto para lograr un buen control. El Mecanismo de inferencia, el cual actúa como el experto en la toma de decisiones de cómo controlar mejor la planta. Finalmente la defusificación

toma los valores del mecanismo de inferencia y los convierte a valores de salida reales (Pasino, 1997). Los cuales son mostrados en la figura 3.9.

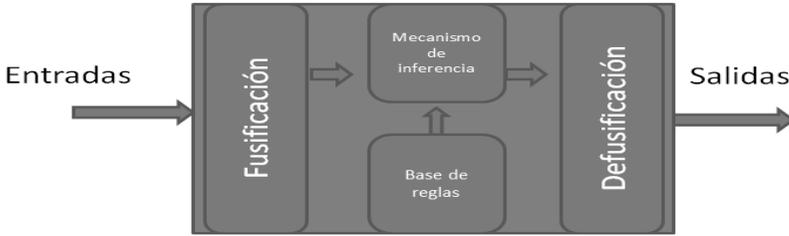


Figura 3.9. Estructura de un controlador difuso

Fusificación

En la Fusificación es evaluar cada una de las entradas numéricas en las variables lingüísticas [Yung C. Shin] por medio de conjuntos difusos los cuales pueden ser de un número variado de elementos. Que están definidos dentro del universo de discurso tomando valores lingüísticos. Los conjuntos difusos se representan en funciones de pertenencia de diferentes tipos entre los cuales están los de tipo gaussiana, sigmodal, trapezoidal, triangulares, etc. En la figura 2.10 se muestran conjuntos difusos con funciones de pertenencia de tipo triangular.

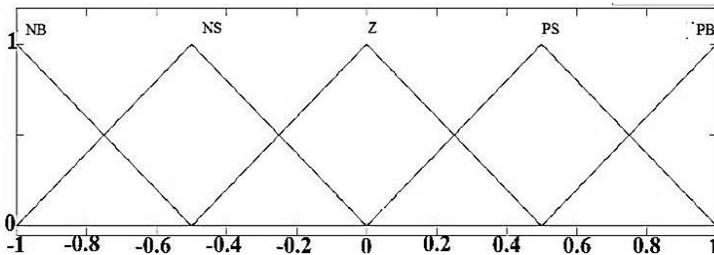


Figura 2. 10. Funciones de membresía de tipo triangular.

Esta es una de los típicos conjuntos difusos con funciones de pertenencia de tipo triangular.

Base de reglas.

Una de las partes que caracterizan los controladores difusos es la experiencia o conocimiento adquirido a través del experto, por medio de la dinámica del sistema o por ambos. Los conocimientos son puestos en una base de reglas de tipo SI-ENTONCES, estas reglas difusas consisten en una premisa con uno o más antecedentes y una conclusión con uno o más consecuentes (Wang, 1997). Las variables lingüísticas dentro de la base de reglas está representada por valores lingüísticos de adjetivos como grande, mediano, cero, etc. Estas reglas pueden ser representadas por medio de

lingüística Mamdani representadas en la ecuación (3.32). Y por medio de lingüística de tipo takagi sugeno se representada en la ecuación (3.33)

$$if\ e\ is\ A_{i1}\ and\ ce\ is\ A_{i2},\ Then\ y_i\ is\ B_i \quad (3.32)$$

$$if\ e\ is\ A_{i1}\ and\ ce\ is\ A_{i2},\ Then\ y\ is\ f_i(x_1, \dots, x_n) \quad (3.33)$$

Donde e y ce son las entradas para las variables lingüísticas, en el caso de Mamdani y_i es la salida de la variable lingüística, A_{i1} y A_{i2} son los valores para cada una de las entradas de las variables lingüística en el universo de discurso, para el caso Mamdani B_i es el valor para la salida y_i en el universo de discurso Y . para el caso de Takagi Sugeno la salida está definida por la función $f(x_1, \dots, x_n)$ (Shin, 2008).

Mecanismo de inferencia.

El mecanismo de inferencia se utiliza para mapear el valor de pertenencia de una variable de entrada que se encuentra en un conjunto difuso $A_i \in U$ (universo de discurso de entrada)

A otro conjunto difuso $B_i \in Y$ (universo de discurso de salida) el cual puede ser un conjunto difuso o un modelo matemático formado por consecuentes o polinomios (Wang, 1997). En mecanismo de inferencia es basado en generalidades de tipo modus ponens a través de la intersección cartesiana de los grados de membresía y aplicando mecanismos de inferencia como el mínimo, el máximo, Yager, Newton, etc.

Defusificación.

A continuación se considera la operación defusificación, que es el componente final del controlador difuso el cual consiste en convertir las salidas del mecanismo de inferencia en las actuales entradas para controlar la planta. Algunos piensan que la defusificación es “decodificar” del dominio difuso al dominio real (Pasino, 1997). Existen 3 tipos principales de defusificación para el controlador de tipo Mamdani: centro de gravedad, centro promedio y el máximo (Yung C. Shin). Para el tipo takagi sugeno la defusificación es por medio de salidas de tipo singleton ya que así puede ser representada una función.

3.8 Algoritmo MPPT de perturbación y observación

Este algoritmo de seguimiento de potencia varía el voltaje del panel y monitoriza la potencia resultante. Si la potencia medida es mayor que la medida en la muestra anterior se continúa realizando la misma variación en el voltaje (aumento o disminución), si la potencia es menor que la obtenida en la muestra anterior, se realiza la variación de voltaje opuesta

(disminución o aumento) a la que se estaba haciendo en el ciclo anterior. Las muestras del voltaje del panel solar permiten ubicar el punto de operación (Eloy). Una vez alcanzado el punto de máxima potencia el algoritmo P&O hará que el punto de operación del panel oscile en torno a él en este punto se tiene que la derivada respecto del voltaje es igual a cero. A continuación se muestran a través de la gráfica de potencia-voltaje de la fotocelda los posibles en los que se puede encontrar el sistema fotovoltaico figura 3.11 y la correspondiente acción de control a ejercer sobre el ciclo de trabajo Δd del convertidor Boost para alcanzar el MPPT.

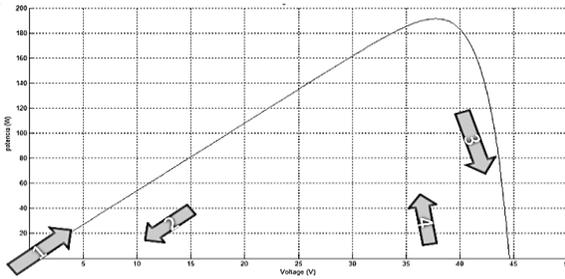


Figura 3.11. Gráfica P-V con los posibles casos a los que puede estar sometida la fotocelda.

Caso 1:

$\Delta P = P(k) - P(k-1) > 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) > 0$: En este caso el incremento de potencia ΔP , definido como la potencia actual menos la potencia en la muestra anterior, es positivo. Igualmente el incremento de tensión de salida del generador fotovoltaico también es positivo. La acción de control a realizar en este caso es disminuir el ciclo de trabajo de forma que siga aumentando la tensión de salida del panel solar hasta que alcancemos el punto MPPT:

Caso 2:

$\Delta P = P(k) - P(k-1) < 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) < 0$: el incremento de potencia ΔP y de tensión de salida es negativo. La acción de control a realizar en este caso es, como en el caso a), disminuir el ciclo de trabajo de forma que aumente la tensión de salida del panel solar hasta que alcancemos el punto MPPT.

Caso 3:

$\Delta P = P(k) - P(k-1) < 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) > 0$: el incremento de potencia ΔP , es negativa mientras que el incremento de tensión de salida es positivo. La acción de control a realizar en esta situación es aumentar el ciclo de trabajo de forma que siga disminuyendo la tensión de salida del panel solar hasta que alcancemos el punto MPPT.

Caso 4:

$\Delta P = P(k) - P(k-1) > 0$ y $\Delta V = V(k) - V(k-1) < 0$: En este caso el incremento de potencia ΔP , es positivo mientras que el incremento de tensión de salida

es negativo. La acción de control a realizar en esta situación es aumentar el ciclo de trabajo de forma que siga disminuyendo la tensión de salida del panel solar hasta que alcancemos el punto MPP.

3.9 Desarrollo del proyecto.

3.9.1 Etapa de potencia.

En este apartado se desarrolla el cálculo de los componentes tales como los capacitores e inductores también se seleccionaran los MOSFETs y diodos correspondientes para la configuración Buck y Boost además de ejecutar simulaciones contemplando los componentes como ideales. Los parámetros iniciales para el análisis de cada uno de los convertidores fueron propuestos en base que el circuito fue diseñado para soportar una fotocelda de 72 celdas fotovoltaicas que proporciona 180W sin embargo las pruebas se realizaran con una fotocelda de 10 W.

3.9.2 Cálculo de los componentes para el convertidor Buck.

Los presentes cálculos se hicieron basándose en que el convertidor trabajara en modo continuo de conducción (MCC), soportar una potencia de 180W, el voltaje máximo de entrada (Vs) es de 50 V, el voltaje de salida (Vo) es de 12V, porcentaje rizado en capacitor de 0.2%, el porcentaje de rizado en el inductor de 30% y una resistencia en el inductor de 0.07Ω.

Suponiendo que la potencia de entrada (Ps) es la misma que la de salida (Po). Se tiene que la corriente de salida es:

$$I_o = \frac{P_s}{V_o} = \frac{180W}{12V} = 15A \quad (3.34)$$

Y la modulación PWM mínima D se calcula por medio de la ecuación (3.35).

$$D = \frac{12V}{50V} = 0.24\% \quad (3.35)$$

La inductancia L_{mincc} en el margen de MCC está dado por la ecuación (3.9). La corriente I_L que es la misma que I_o . El rizado de la corriente en la bobina (ΔI_{Lcc}) en el margen de MCC está dado por la ecuación (3.8). donde al sustituir $R=V_o / I_o$ y $T=1/f$ se tiene:

$$L_{mincc} = \frac{(1-0.24)*12V}{2*48000Hz*15A} = 6.3\mu H \quad (3.36)$$

$$\Delta I_{Lcc} = \frac{(1-0.24)12V}{6.3e^{-6}*48000Hz} = 30A \quad (3.37)$$

Se propone un porcentaje del rizado del 30% en el inductor ya que este asegura que la el convertidor trabaje en MCC además de que al construir el inductor requiere de menos robustez en el calibre del alambre. Por lo tanto el 30% de ΔI_{Lcc} es:

$$\Delta I_{Lccp} = \left(\frac{30A}{100}\right) * 30 = 9A \quad (3.38)$$

Con el nuevo valor de ΔI_L (ΔI_{Lccp}) se puede calcular la corriente máxima y mínima en el inductor por medio de las ecuaciones (3.6) y (3.7).

$$I_{max} = 15A + \frac{9A}{2} = 19.5 A \quad (3.39)$$

$$I_{min} = 15A - \frac{9A}{2} = 10.5 A \quad (3.40)$$

Por lo tanto la inductancia necesaria I_{minp} para mantener un rizado en la corriente de 30% se puede realizar por medio de la ecuación (3.8) al despejar I_{minp} y sustituyendo a ΔI_L por ΔI_{Lccp} de esta manera el valor del inductor es:

$$L_{mincc} = \frac{(1-0.24)*12V}{48000Hz*9A} = 21.1\mu H \quad (3.41)$$

La capacitancia de salida (C_{min}) se obtiene de despejar el valor capacitivo de la ecuación (10). En la cual ΔV_o tiene un porcentaje de 0.2% de V_o . El valor de ΔV_o está dado por la ecuación (3.42)

$$\Delta V_o = \left(\frac{48V}{100}\right) * 0.2\% = 0.024V \quad (3.42)$$

$$C = \frac{(1-D)V_o}{8L\Delta V_o f^2} = \frac{(1-0.24)*12V}{8*21.1e^{-6}H*0.024*48000^2Hz} = 976.5\mu F \quad (3.43)$$

Por último se calcula la eficiencia por medio de la ecuación (3.44) y la frecuencia de corte del filtro pasa bajas (f_c) por medio de la ecuación (3.4), teniendo en cuenta que esta debe de ser mucho más baja que f para evitar el rizado a la salida y los armónicos ya que al estar más baja que la frecuencia de conmutación se evitan f y sus múltiplos.

$$n = \frac{1}{\left(1 + \left(1 + \frac{0.07\Omega * 15A}{12V}\right)\right)} = 0.92 = 92\% \quad (3.44)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{21.1e^{-6}H * 976.5e^{-6}F}} = 1.1084Khz \quad (3.45)$$

De esta forma se obtuvieron los datos para llevar a cabo nuestro diseño.

3.9.3 Cálculo de los componentes para el convertidor Boost.

Los presentes cálculos se hicieron basándose en que el convertidor trabajara en modo continuo de conducción, soportar una potencia de 180W, el voltaje máximo de entrada es de 36 V, la salida de 48V, porcentaje rizado en capacitor de 0.1%, el porcentaje de rizado en el inductor de 30%, una resistencia en el inductor (RL) de 0.03Ω , una resistencia en el MOSFET cuando conmuta es 0.014Ω (Rd), la frecuencia del PWM. Es de 48Khz, un voltaje de retroceso del diodo (Vd) de 0.70V y una capacitancia de salida de MOSFET (Co) de 260×10^{-12} F.

Suponiendo que la potencia de entrada (Ps) es la misma que la de salida (Po). Se tiene que la corriente de salida es:

$$I_o = \frac{P_s}{V_o} = \frac{180W}{48V} = 3.75A \quad (3.46)$$

Y la modulación máxima PWM (D) está dada por la ecuación (3.45)

$$D = 1 - \frac{12V}{50V} = 0.25 = 25\% \quad (3.45)$$

La corriente IL está dada por la ecuación (3.14). La inductancia L_{mincc} en el margen de MCC está dado por la ecuación (3.15). Y ΔI_{Lcc} en margen de MCC está dado por la ecuación (3.17). Donde al sustituir $R=V_o / I_o$ y $T=1/f$ se tiene:

$$I_L = \frac{36V * 3.75A}{48V * (1-0.25)^2} = 5A \quad (3.46)$$

$$L_{min} = \frac{0.25(1-0.25)48V}{2 * 48000Hz * 3.75A} = 18.75\mu H \quad (3.47)$$

$$\Delta I_L = \frac{(36V-48V)(1-0.25)}{48000Hz * 18.7548000e^{-6}H} = 10A \quad (3.48)$$

Se propone un porcentaje del rizado del 30% en el inductor ya que este asegura que la el convertidor trabaje en MCC. Por lo tanto el 30% de ΔI_{Lcc} es:

$$\Delta I_{Lccp} = \left(\frac{10A}{100}\right) * 30 = 3A \quad (3.49)$$

Con el nuevo valor de ΔI_L (ΔI_{Lccp}) se puede calcular la corriente máxima y mínima en el inductor por medio de las ecuaciones (3.15) y (3.16) respectivamente.

$$I_{max} = 5 + \frac{3}{2} = 6.5A \quad (3.50)$$

$$I_{min} = 15 - \frac{3}{2} = 3.5A \quad (3.51)$$

Por lo tanto la inductancia necesaria I_{minp} para mantener un rizado en la corriente de 30% se puede realizar por medio de la ecuación (3.17) al despejar L_{minp} y sustituyendo a ΔI_L por ΔI_{Lcsp} de esta manera el valor del inductor es:

$$L_{mincc} = \frac{(V_s - V_o)(1 - 0.24)}{48000 * 3} = 62.5 \mu H \quad (3.52)$$

La capacitancia de salida (C_{min}) se obtiene de despejar el valor capacitivo de la ecuación (3.19) en la cual ΔV_o con un porcentaje de .1% es:

$$\Delta V_o = \left(\frac{48}{100} \right) * 0.1 = 0.048 \quad (3.53)$$

$$C_{min} = \frac{DV_o}{R\Delta V_{of}} = \frac{0.25 * 3.75}{0.048 * 4800} = 406.9 \mu F \quad (3.54)$$

La eficiencia del convertidor Boost está definida por la ecuación (3.20), la cual es evaluada en función de D donde se puede observar que el convertidor posee una eficiencia cercana al 95% para valores inferiores a un ciclo de trabajo del 50%. En la figura 3.12 se muestra la gráfica de eficiencia contra ciclo de trabajo. Se puede apreciar que la eficiencia del convertidor Boost es excelente, ya que se tiene el 95 %. Para llevar a una eficiencia del 100 % es importante tomar en cuenta las tolerancias de nuestros dispositivos.

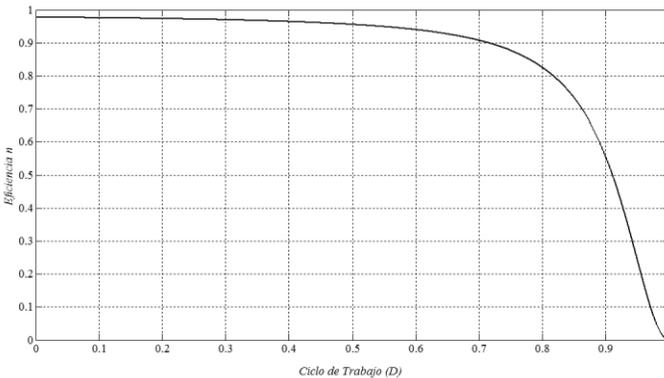


Figura 3.12. Gráfica de eficiencia del convertidor Boost.

En la figura 3.13 se muestra la relación de voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo. En esta grafica se puede observar que se pueden tener valores de hasta 200 V para ciclos de trabajo de 0.9, sin embargo se estaría trabajando en el límite del convertidor.

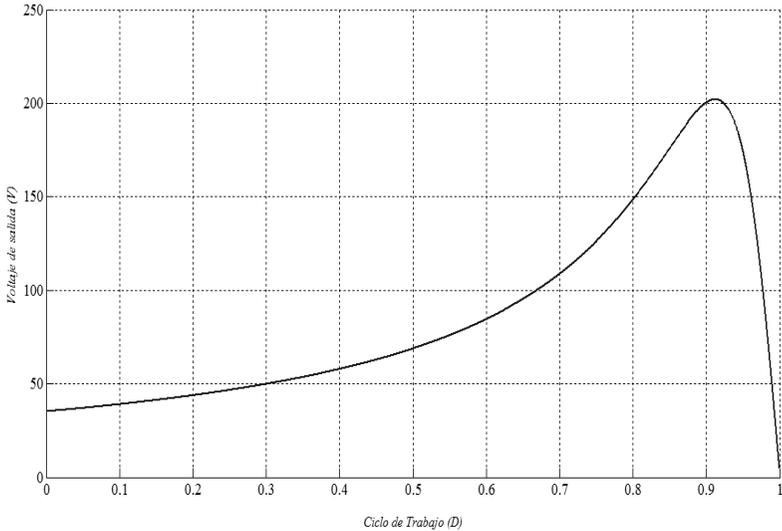


Figura 3.13. Gráfica voltaje ciclo de trabajo para el convertidor Boost.

3.9.4 Elección de componentes.

Construcción de los inductores se basa en el valor de los inductores, la corriente a la que están sometidos, el rizado de la corriente. Los cuales son presentados en la tabla 3.1

Tabla 3. 1. Parámetros para el diseño de inductores.

Inductor para convertidor Buck.		Inductor para el convertidor Boost.	
L	21.1 μ H	L	62.5 μ H
IL	15 ^a	IL	5A
Δ IL	9 ^a	Δ IL	3A

El cálculo para el núcleo se desarrolló por medio del software (Inductor Design Calculator- MAGNETICS), el cual proporciona el tamaño adecuado del núcleo, la permeabilidad magnética, el número de vueltas necesarias para la inductancia deseada y el calibre de cable necesario. En la tabla 3.2 se muestra los parámetros de los inductores.

Tabla 3. 2. Parámetros de los inductores.

Especificación	Inductor para convertidor Buck.	Inductor para el convertidor Boost.
Tipo de núcleo	Toroide	Toroide
Diámetro interno, externo y ancho.	14.7, 26.9, 11.2 (mm)	14, 22.9, 7.6 (mm)
Número de vueltas	15	55
Calibre del cable	12	17
L mínima y máximo (con carga y sin carga)	10 a 25.3(μ H)	63.3 a 130 (μ H)

Los núcleos de los inductores fueron llenados en el devanado de ferrita el cual proporciona una inductancia de 32 μ H y 150 μ H para el convertidor Boost lo cual es una ventaja ya que reduce la inductancia a un valor menor del 30% del rizado. La elección del capacitor se basó en que este debe de ser superior al valor calculado por lo tanto se seleccionaron capacitores de 1000 μ F ya que este valor es superior para ambos casos en los cuales el convertidor Buck indica un capacitor mínimo de 976.5 μ F y el convertidor Boost indica uno de 406.5 μ F. A la hora de la selección del MOSFET IRF3710 se han tenido en cuenta varios aspectos. El primero es la tensión entre drenador–surtidor máxima que soportar, en este caso este puede soportar una tensión de 100 V, suficiente para el propósito ya que no se estimará una tensión superior a los 100 V. El segundo punto importante es la intensidad máxima que puede conducir la cual es 57A notando que las corrientes máximas estarán en un rango de 15A en un caso extremo por último se presenta la resistencia cuando el interruptor está cerrado $R_{DSon}=0.014$.

Y por último se seleccionó un diodo schottky (MBR2060) el cual soporta corrientes de 20 Amperes y 60 Volts de carga, con un voltaje de retroceso de 0.75 Volts.

3.9.5 Simulación del convertidor Buck en lazo abierto.

La simulación del convertidor Buck se realizó a través del Matlab-Simulink por medio de la librería SimPowerSystem, vea Figura 3.14. Los parámetros calculados son mostrados en la Tabla 3.3. Donde se tiene un voltaje de entrada de 50 V y una frecuencia de conmutación de 48 KHz y una corriente promedio de 15 A, con un ciclo de trabajo de 0.24 o al 24%, así como también se muestran los valores de la inductancia y la capacitancia.

Tabla 3. 3. Parámetros del convertidor Buck.

Variable	Componente	Valor
V_s	Voltaje de entrada	50V
f	Frecuencia de conmutación	48KHz
I_o	Corriente promedio de salida	15A
D	Ciclo de trabajo	24%(0.24)
ΔI_L	Rizado de corriente en el inductor.	9A
L	Valor del inductor	21.1 μ H
C	Valor del capacitor	976.5 μ F
ΔV_o	Rizado de voltaje en el capacitor	0.2%

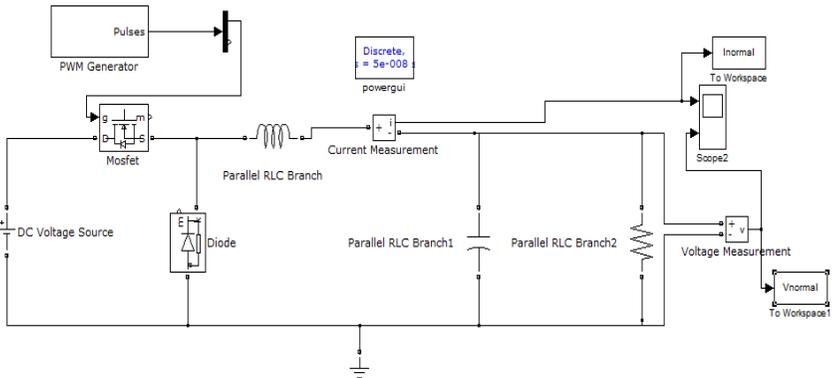


Figura 3.14. Simulación del convertidor Buck.

En la figura 3.15 se muestra el comportamiento de la corriente en el inductor con los parámetros antes mencionados. Se muestra que el rizado en el inductor es aproximado al calculado de 9A.

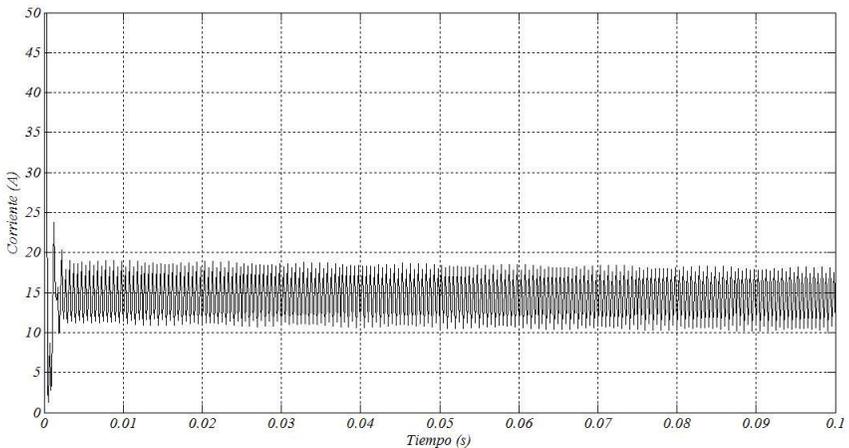


Figura 3.15. Corriente en el inductor para el convertidor Buck.

En la siguiente figura 3.16 se muestra el voltaje de salida del convertidor Buck, el cual debe de ser aproximado a 12 Volts como fue calculado en la sección anterior. Y como puede observarse se mantiene en 11.8 V, el cual está muy cerca de los 12 V, que en un inicio fue calculado. Además los voltajes de rizo son muy bajos, menos del 0.1 %.

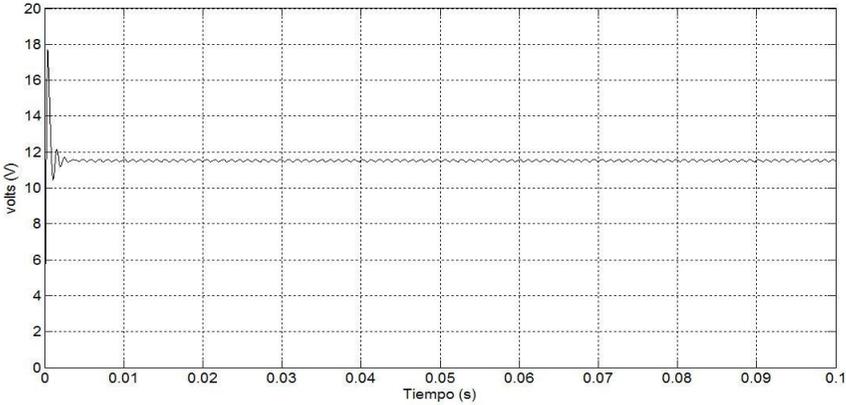


Figura 3.16. Voltaje de salida para el convertidor Buck.

3.9.6 Simulación del convertidor Boost en lazo abierto.

La simulación del convertidor Boost se realizó al igual que con el convertidor Buck a través del Matlab-Simulink por medio de la librería SimPowerSystem, vea figura 3.17. Los parámetros calculados en la sección 3.1.2. Son mostrados en la tabla 3.4.

Tabla 3. 4. Parámetros del convertidor Boost.

Variable	Componente	Valor
V_s	Voltaje de entrada	36V
f	Frecuencia de conmutación	48KHz
I_o	Corriente promedio de salida	5A.
D	Ciclo de trabajo	25%(0.25)
ΔI_L	Rizado de corriente en el inductor.	3A.
L	Valor del inductor	62.5 μ H
C	Valor del capacitor	406.9 μ F
ΔV_o	Rizado de voltaje en el capacitor	0.1%

En la figura 3.18 se muestra el comportamiento de la corriente en el inductor con los parámetros antes mencionados el inductor posee un rizado de corriente de 3A aproximadamente lo cual se puede observar en la

simulación. La figura 3.19 muestra el voltaje de salida del convertidor Boost el cual debe de ser aproximado a 48V.

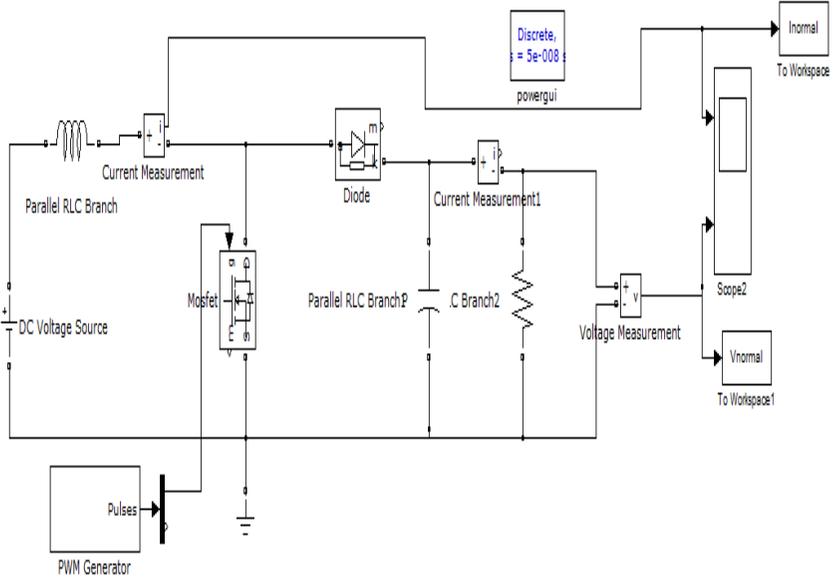


Figura 3.17. Simulación del convertidor Boost.

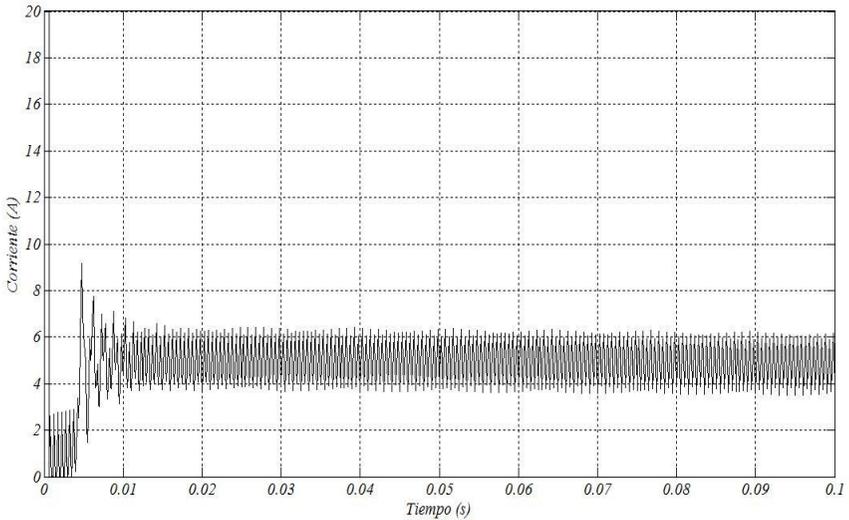


Figura 3.18 Corriente en el inductor para el convertidor Boost

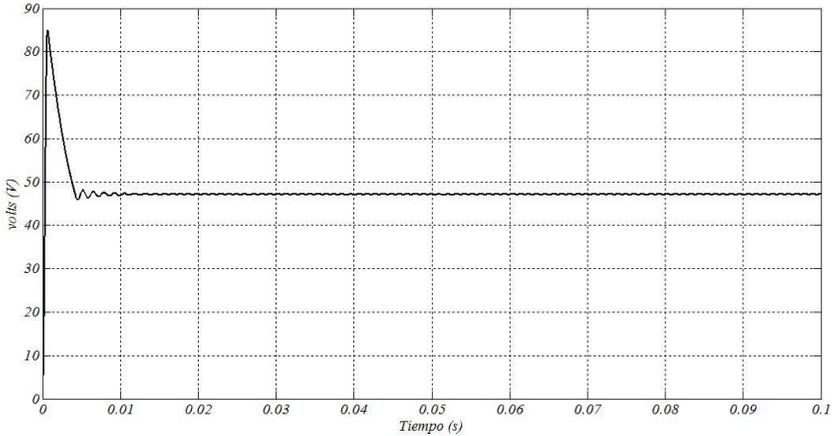


Figura 3.19. Voltaje de salida para el convertidor Boost.

3.9.7 Tarjeta de circuito impreso PCB para los convertidores.

El diseño del Circuito impreso fue desarrollado partiendo de las simulaciones y algunas pruebas en protoboard. El diseño fue desarrollado por medio del software EAGLE el cual es una herramienta muy completa respecto a componentes y flexibilidad para para el diseño. En la figura 3.20 se muestra el PCB. Diseñado en EAGLE el cual tiene el convertidor Buck y Boost. Y en la figura 3.10 se muestra el circuito terminado.

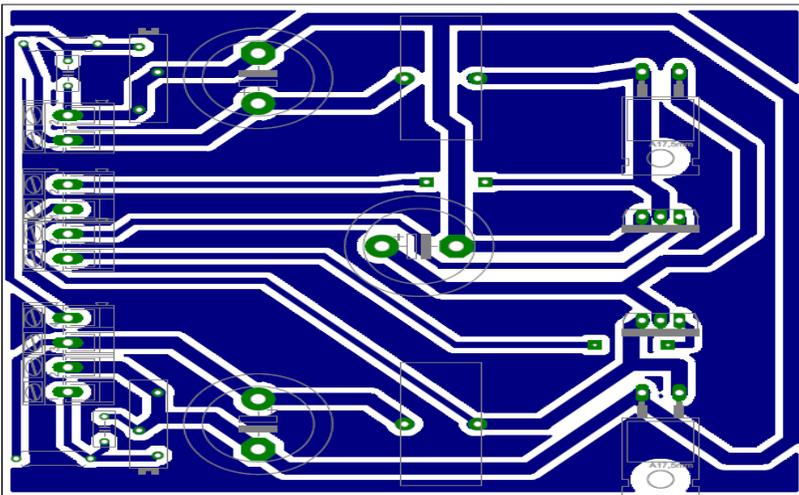


Figura 3. 20. PCB diseñado en EAGLE para el convertidor Buck y Boost.



Figura 3.21. Circuito con el convertidor Buck y Boost.

3.10 Simulación de la fotocelda.

La fotocelda a utilizar para pruebas es una fotocelda de 10W una corriente en circuito cerrado $ISC=0.77A$, voltaje en circuito abierto $V_{OC}= 20V$, una corriente en el máximo punto de potencia de $IMP=.66 A$ y un voltaje en el máximo punto de potencia de $VMP=16.66 V$. Para la simulación de la fotocelda se desarrolló un programa por medio de M-File de Matlab, el cual se añadirá al apéndice, en el cual se tomaron las consideraciones descritas en la sección 3.2.1.

En la figura 3.22 se muestra el comportamiento de la potencia de la fotocelda a diferentes valores de radiación solar 1000, 700, 400, 100 W/m^2 .

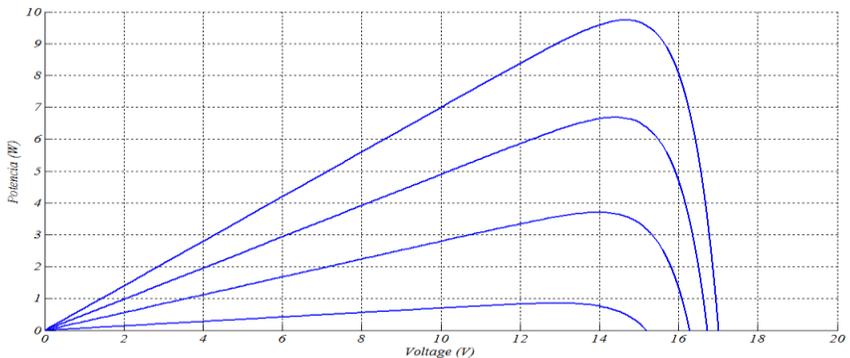


Figura 3.22. Comportamiento de la potencia a diferentes niveles de irradiación solar.

En la Figura 3.23 se muestra el comportamiento de la fotocelda ante diferentes valores de temperatura 25, 50, 75, y 100 °C. Donde 100 °C es el valor más alto en la gráfica.

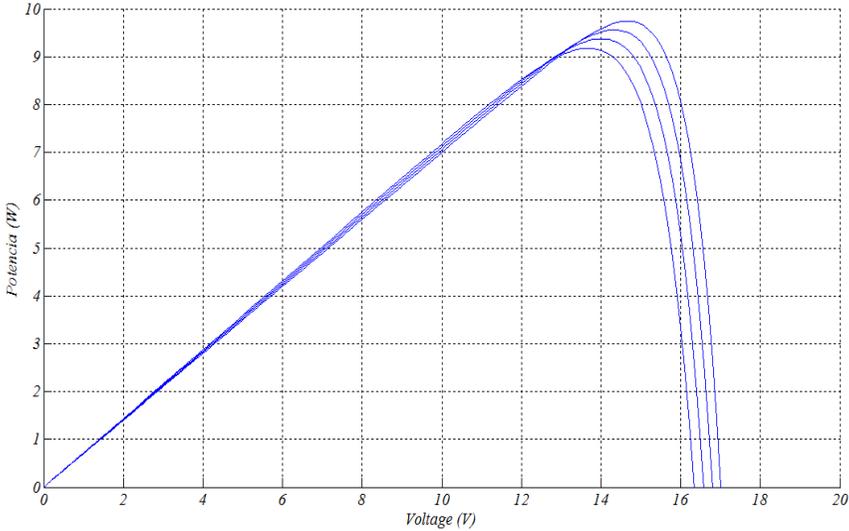


Figura 3.23. Comportamiento de la potencia a diferentes niveles de temperatura.

3.11 Circuito de control basado en microcontrolador.

En el presente proyecto, la parte que controlara los convertidores es un microcontrolador de gama alta (18F4550) de la casa de microchip el cual posee 35 I/O de las cuales 13 se pueden configurar como entradas analógicas de 10 bit de resolución, 2 como salidas PWM, una memoria de 32Kbits y soporta un oscilador externo de 48 MHz. Este microcontrolador será programado por medio del programa PIC-CCS basado en lenguaje de programación C.

En el microcontrolador se utilizó un oscilador de 20MHz, se configuro los puertos analógicos del AN0 al AN5 los cuales servirán para la lectura del sensor de corriente y del voltaje de salida de los convertidores el cual es censado es por un divisor de voltaje. También se configuraron los módulos CPP en modo PWM con una frecuencia de 48KHZ, la cual es proporcionada por el Timer 2. Además de configurarse el LCD y el teclado matricial para algunas pruebas. En la figura 3.24 se muestran la simulación del microcontrolador.

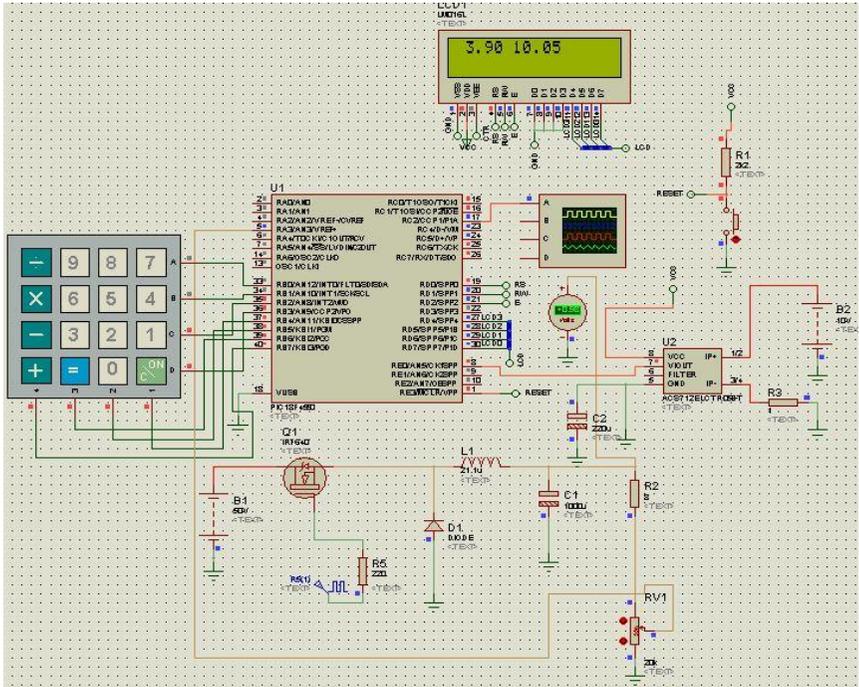


Figura 3.24. Simulación de microcontrolador

Como ya se había mencionado se configuraron el ADC y el PWM para leer voltaje y la corriente. En la figura 3.25 se muestra la lectura de voltaje y la corriente en un multímetro y del PIC. Así como la salida PWM a 48 KHz.



Figura 3.25 Lectura a través del multímetro y PIC lado izquierdo, salida PWM al 25% lado derecho.

El PIC necesita un voltaje de alimentación de 5 Volts para operar. Por lo

tanto se implementó un regulador de voltaje LM7805 el cual proporciona 1 Ampere a 5 Volts. En la figura 3.26 se muestra la simulación del regulador de voltaje.

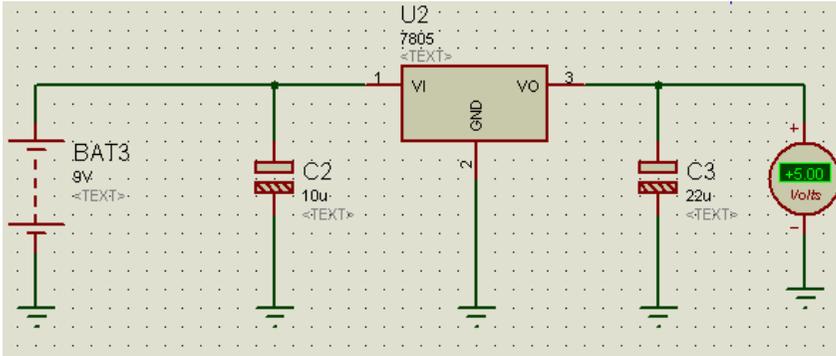


Figura 3.26. Regulador de voltaje LM7805.

El controlador se programó en PIC-CCS en el cual se inicializa el PIC y en el primer estado se adquiere el voltaje y la corriente por medio del ADC. El siguiente estado es el del controlador difuso el cual evalúa los datos por medio del controlador difuso (FLC) para calcular el diferencial PWM ($\Delta d(k)$) y sumar al anterior PWM ($d(k-1)$) para obtener la salida actual del PWM. en el estado “display” se visualizan los datos si es necesario. En el estado send se actualiza la salida para cambiar le PWM. El siguiente paso es el estado de “stop” el cual detiene el programa. Por último se asegura el periodo de muestreo $T = 0.005$ s por medio de un contador basado en el TIMER1. En la figura 3.27 se muestra el diagrama de máquinas de estados, el cual se utilizó para llevar a cabo la programación de nuestro dispositivo.

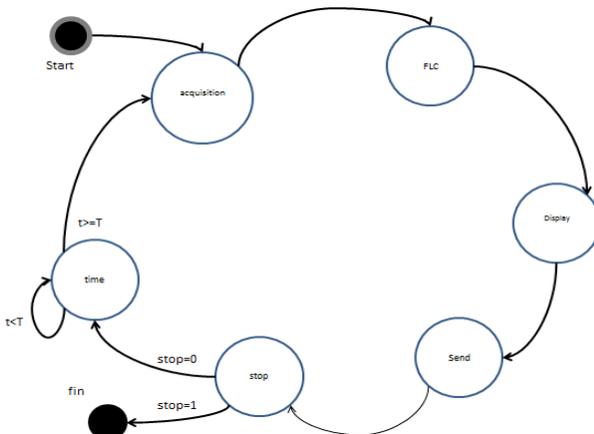


Figura 3.27. Máquina de estados del programa en PIC.

En la figura 3.29 se muestra el circuito final del controlador listo para ser implementado en un sistema fotovoltaico.

3.13 Etapa de acoplamiento.

La etapa de acoplamiento de señales contempla la parte de adquisición de la corriente así como el acoplamiento de las señales PWM las cuales son de tipo TTL. Lo primero es ver el funcionamiento de del sensor de corriente (ACS711) el cual fue acoplado a el circuito de control, el sensor de corriente es de efecto hall, el cual tiene un rango de lectura de -12.5 a 12.5A con un voltaje de alimentación 3.5 ó 5 V que en nuestro caso fue alimentado con el regulador de voltaje LM7805. La salida del sensor es de tipo analógica y está en el rango de 0V al voltaje de referencia, que en este caso es de 5V, por lo tanto cuando la corriente es de 0A y el voltaje de salida es 2.5 V. En la figura 3.30 se muestra la simulación del sensor de corriente

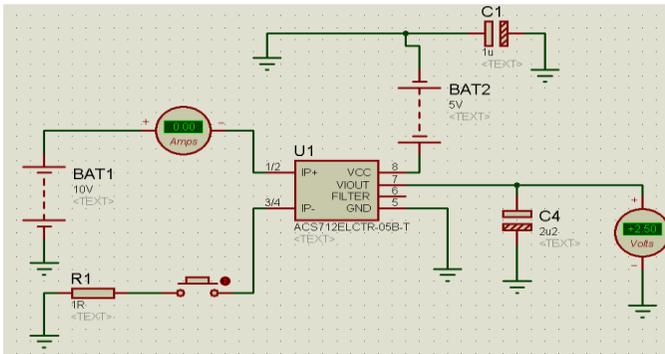


Figura 3.30. Sensor de corriente ACS711.

La siguiente parte corresponde la adaptación de las señales PWM, las cuales está compuesta por dos opto-acopladores de alta velocidad (6n135), con los cuales se propone el circuito suministrado por el la hoja de datos. Los transistores 2N2222A aseguran la señal en corte-saturación de los primeros transistores refuerza la señal de PWM para poder suministrar la corriente necesaria al diodo emisor del opto-acoplador. El último transistor es utilizado para invertir la señal PWM dada por la configuración de transistor del opto-acoplador. Sin embargo, el MOSFET del convertidor Buck tiene un circuito bootstrap ya que requiere que el voltaje de excitación MOSFET sea flotante respecto a la masa del circuito. El diodo del bootstrap es un MUR160 ultrafast con un capacitor de 0.47 μ F seleccionado por la literatura para frecuencia superiores a 5 KHz. En la Figura 3.31 se muestra el circuito de acoplamiento

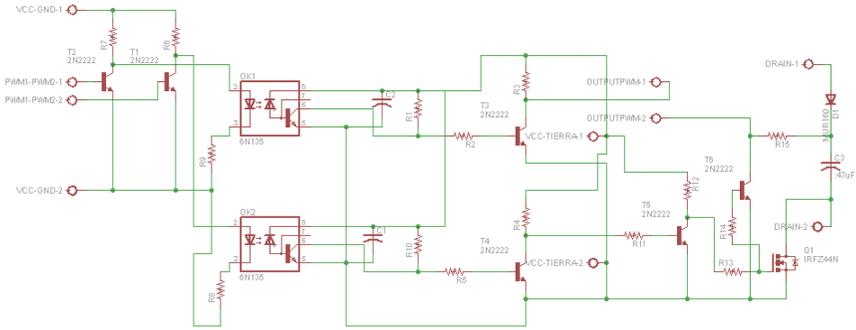


Figura 3.31. Circuito de acoplamiento de señales PWM.

3.13.1 Tarjeta de circuito impreso PCB para el circuito de control.

Al igual que las otras tarjetas el PCB fue diseñado a través del software EAGLE el cual proporciono todos los modelos para la construcción de la misma el PCB y el circuito son presentados en la Figura 3.32.

3.13.2 Controlador difuso y algoritmo MPPT.

Primeramente se diseñaron los controladores difusos. Posteriormente se simuló en lazo cerrado por medio de Matlab utilizando la librería de simulink-Simpowersystems para la simulación de los convertidores y para la simulación y diseño de los controladores difusos se utilizó la librería simulink-fuzzy logic toolbox.

3.13.3 Controlador difuso PD+I para voltaje.

El controlador difuso para regular el voltaje se presenta de tipo Mamdani, con 25 reglas difusas, implicaciones difusas del mínimo y una defusificación por el método de centro de gravedad. Para llevar a cabo el diseño del controlador difuso es necesario definir las entradas del controlador difuso, la primera entrada es el error ($e(k)$) está definida por la diferencia del voltaje de referencia (V_{ref}) y el voltaje actual leído del ADC ($e(k-1)$). La segunda entrada está dada por la derivada del error ($ce(k)$) y se relaciona por el error actual $e(k)$ menos el error anterior $e(k-1)$. Las ecuaciones para el error y su derivada están dadas por las ecuaciones (3.55) y (3.56)

$$e(K) = V_{ref} - V_0(K) \quad (3.55)$$

$$ce(K) = \frac{e(K)-e(K-1)}{T} \quad (3.56)$$

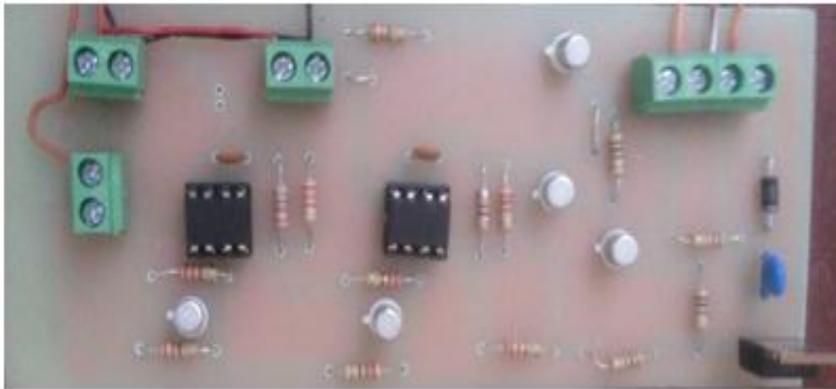
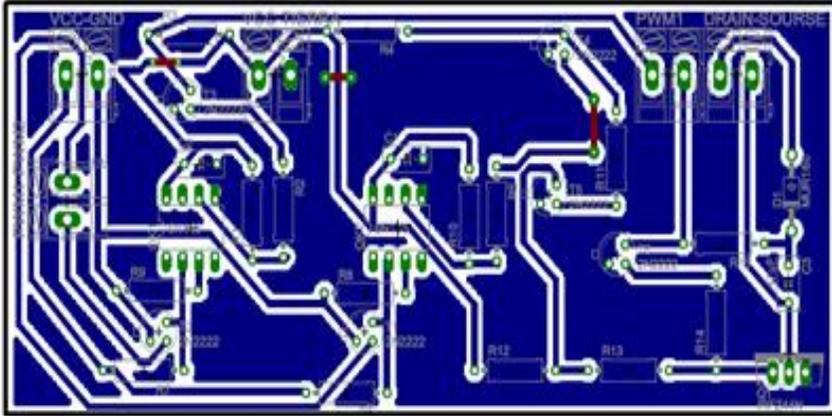


Figura 3.32. PCB y circuito de etapa de acoplamiento.

Ya que el controlador difuso esta normalizado las entradas y salidas son multiplicadas por ganancias g_0 and g_1 , para el error y su derivada respectivamente y s para la salida del controlador el cual es la diferencial del ciclo de trabajo $\Delta d(k)$. Para calcular el nuevo PWM es necesario conocer el diferencial de del ciclo de trabajo ($\Delta d(k)$) proporcionado por el controlador difuso y sumarle el ciclo de trabajo anterior ($d(k-1)$), esta método representa un tiempo de integración en la salida. La integración reduce el error de estado estacionario suaviza la señal de control y si el rango de integración es limitado reduce el efecto windup por lo tanto se consideraría como un controlador difuso PD+I. La salida del PWM está dada por la ecuación (3.57).

$$d(k) = d(k - 1) + h\Delta d(k) \quad (3.57)$$

En la figura 3.33. Se muestra el diagrama general del controlador difuso para voltaje.

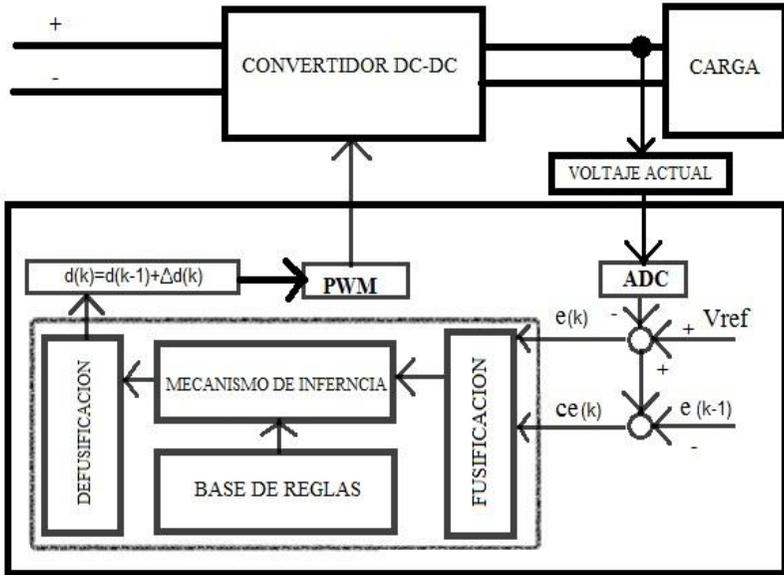


Figura 3.33. Diagrama general del controlador difuso para control de voltaje.

Fusificación.

En la Fusificación se definieron 5 conjuntos difusos dentro del universo de discurso, tanto para evaluar el error como su derivada y la salida, tomando los siguientes valores lingüísticos para cada conjunto difuso: negativo grande (NP), negativo pequeño (NS), cero (Z), positivo pequeño (PP) y positivo grande (PG). El controlador difuso tiene funciones de membresía trapezoidales a los extremos para eliminar discrepancias y triangulares en el centro. Las funciones de membresía están normalizadas de -1 a 1 como ya se había mencionado.

Las reglas del controlador

Las reglas del controlador difuso están basadas en el conocimiento heurístico del convertidor CD-CD, con las cuales se deduce que si el voltaje es menor que la referencia y la derivada es negativa es necesario aumentar el ciclo de trabajo, y cuando el voltaje es mayor a la referencia y su derivada es positiva se reduce el ciclo de trabajo, considerando que se tiene 5 conjuntos difusos por cada una de las variables de entrada se deduce la siguientes reglas difusas mostradas en la tabla 3.5.

Tabla 3. 5. Reglas difusas para el control de voltaje.

SI e(k) ES NG y ce(k) ES NG, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES NG y ce(k) ES NP, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES NG y ce(k) ES Z, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES NG y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES NP
SI e(k) ES NG y ce(k) ES PG, ENTONCES Δd(k) ES Z
SI e(k) ES NP y ce(k) ES NG, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES NP y ce(k) ES NP, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES NP y ce(k) ES Z, ENTONCES Δd(k) ES NP
SI e(k) ES NP y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES Z
SI e(k) ES NP y ce(k) ES PG, ENTONCES Δd(k) ES PP
SI e(k) ES Z y ce(k) ES NG, ENTONCES Δd(k) ES NG
SI e(k) ES Z y ce(k) ES NP, ENTONCES Δd(k) ES NP
SI e(k) ES Z y ce(k) ES Z, ENTONCES Δd(k) ES Z
SI e(k) ES Z y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES PP
SI e(k) ES Z y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES PG
SI e(k) ES PP y ce(k) ES NG, ENTONCES Δd(k) ES PP
SI e(k) ES PP y ce(k) ES NP, ENTONCES Δd(k) ES Z
SI e(k) ES PP y ce(k) ES Z, ENTONCES Δd(k) ES PP
SI e(k) ES PP y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES PG
SI e(k) ES PP y ce(k) ES PG, ENTONCES Δd(k) ES PG
SI e(k) ES PG y ce(k) ES NG, ENTONCES Δd(k) ES Z
SI e(k) ES PG y ce(k) ES NP, ENTONCES Δd(k) ES PP
SI e(k) ES PG y ce(k) ES Z, ENTONCES Δd(k) ES PG
SI e(k) ES PG y ce(k) ES PP, ENTONCES Δd(k) ES PG
SI e(k) ES PG y ce(k) ES PG, ENTONCES Δd(k) ES PG

Defusificación.

La defusificación por medio del centro de gravedad corresponde a la ecuación (3.58). Donde b_i es el centro de la función de membresía y $\int u(i)$ es el área de la función de membresía denotada por la ecuación (E 3.28). Con W como el ancho de la base de la función de membresía h la altura.

$$\Delta d(k) = \frac{\sum b_i \int u(i)}{\sum \int u(i)} \tag{3.58}$$

$$\int u(i) = w \left(h - \left(\frac{h^2}{2} \right) \right) \tag{3.59}$$

3.13.2 Controlador difuso PD+I para corriente.

El procedimiento del diseño del controlador difuso para el control de corriente se hizo en base a un controlador difuso de tipo Takagi-Sugeno el cual tiene 9 reglas, tomando los siguientes valores lingüísticos de: negativo (N), cero (Z) y positivo (P). El controlador difuso tiene funciones de membresía trapezoidales a los extremos una triangular en el centro, las cuales son normalizadas. Para calcular el error y la derivada del error está definida por la diferencia de la referencia (I_{ref}) y la corriente actual leído del sensor por medio del ADC ($e(k-1)$). La segunda entrada está dada por la derivada del error ($ce(k)$) y se relaciona por el error actual $e(k)$ menos el error anterior $e(k-1)$. Las ecuaciones para el error y su derivada están dadas por las ecuaciones (3.60) Y (3.61).

$$e(K) = I_{ref} - I_0(K) \quad (3.60)$$

$$ce(K) = \frac{e(K) - e(K-1)}{T} \quad (3.61)$$

El cálculo del nuevo ciclo de trabajo se realiza de manera similar al controlador de voltaje por lo tanto este también es considerado como un PD+I donde la salida está dada por la ecuación (3.56). En la figura 3.34 se muestra el diagrama de flujo para el control de corriente.

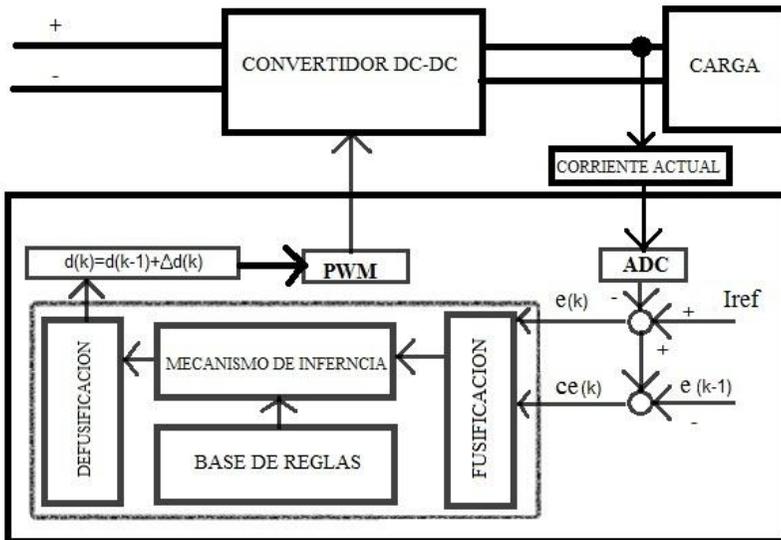


Figura 3.34. Diagrama general del controlador difuso para control de voltaje.

Las reglas para el controlador están definidas de manera que cuando la corriente sea menor a la referencia y su derivada se aleje (negativa) el ciclo de trabajo se aumenta y en caso contrario disminuye el ciclo. En la tabla 3.6 se muestran las 9 reglas difusas para el control de corriente.

Tabla 3. 6. Reglas difusas para el control de voltaje.

SI $e(k)$ ES N y $ce(k)$ ES N, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1
SI $e(k)$ ES N y $ce(k)$ ES Z, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1
SI $e(k)$ ES N y $ce(k)$ ES P, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 0
SI $e(k)$ ES Z y $ce(k)$ ES N, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1
SI $e(k)$ ES Z y $ce(k)$ ES Z, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 0
SI $e(k)$ ES Z y $ce(k)$ ES P, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1
SI $e(k)$ ES P y $ce(k)$ ES N, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 0
SI $e(k)$ ES P y $ce(k)$ ES Z, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1
SI $e(k)$ ES P y $ce(k)$ ES P, ENTONCES $\Delta d(k)$ ES 1

La defusificación para el controlador difuso de tipo Takagi-Sugeno está proporcionada por la siguiente ecuación (3.62).

$$\Delta d(k) = \frac{\sum b_i f(x_1, x_2)}{\sum f b_i} \quad (3.62).$$

En la figura 3.35 se muestra el diagrama de simulación del controlador en lazo cerrado para controlar corriente.

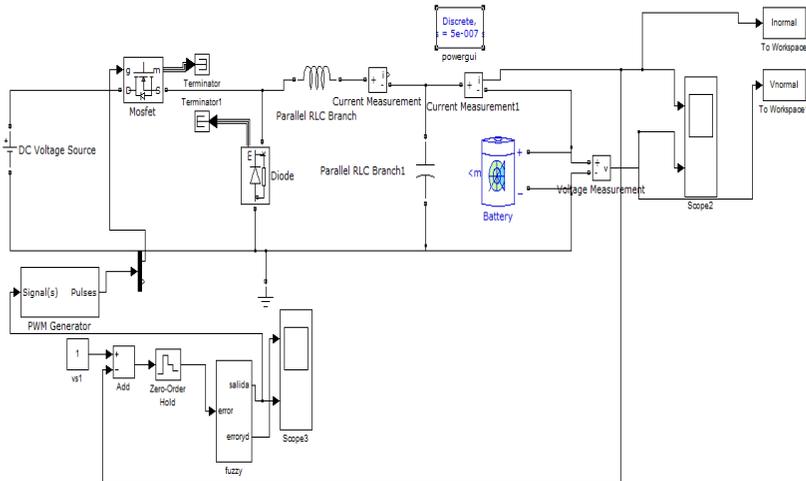


Figura 3.35. Simulación de control de corriente en lazo cerrado.

3.13.3. Algoritmo MPPT

El algoritmo MPPT (perturbar & observar) se simuló al igual que los controladores por medio de Matlab-Simulink. el cual fue simulado en el convertidor Boost para buscar el máximo punto de potencia la fotocelda esta entrega una potencia de 10 W, la corriente en circuito cerrado es de 0.7A, un voltaje de circuito abierto de 20V, la corriente en el máximo punto de potencia es de 0.6A y el voltaje es de 16.5V. En la figura 3.36 se muestra el diagrama de la simulación.

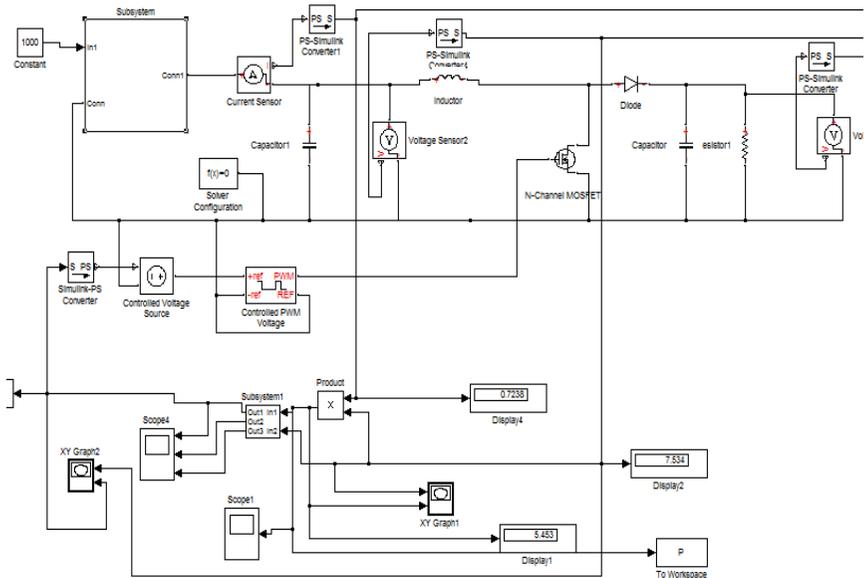


Figura 3.36. Simulación del MPPT en Matlab-Simulink.

Implementación.

La implementación del controlador difuso se llevó a cabo por medio del PIC18F4550 el cual fue programado en PIC-CCS. Se crearon funciones para los controladores difuso se habilitó el puerto analógico A con 10 bits de resolución y los módulos CPP como PWM a 48 KHz para conmutar los MOSFETs. El periodo de muestreo del microcontrolador es de 5ms el tiempo necesario para leer el ADC, calcular el nuevo PWM a través del algoritmo difuso y actualizar la salida.

El convertidor Buck y Boost fue implementado con los componentes de la sección 3.9.6. Posteriormente se procedió a hacer pruebas por medio de con el controlador de voltaje y corriente. Por último se realizaron pruebas para carga la batería por medio de la fotoceldas.

Resultados

Los resultados del control difuso para voltaje y corriente son presentados en esta sección para ambos casos. Los resultados experimentales son presentados con su simulación. En el primer caso se presenta la respuesta del controlador de voltaje para el convertidor Buck con un voltaje de entrada de 10V, una referencia de 2V, un periodo de muestreo de 5ms con los componentes descritos en la sección 3.9. En las siguientes figuras se puede observar que el controlador llega a la referencia en un tiempo aproximado de 30 ms. En la figura 3.37 se muestra la simulación de la respuesta del controlador de voltaje para convertidor Buck. Y en la Figura 3.38 se muestra la respuesta real del controlador de voltaje.

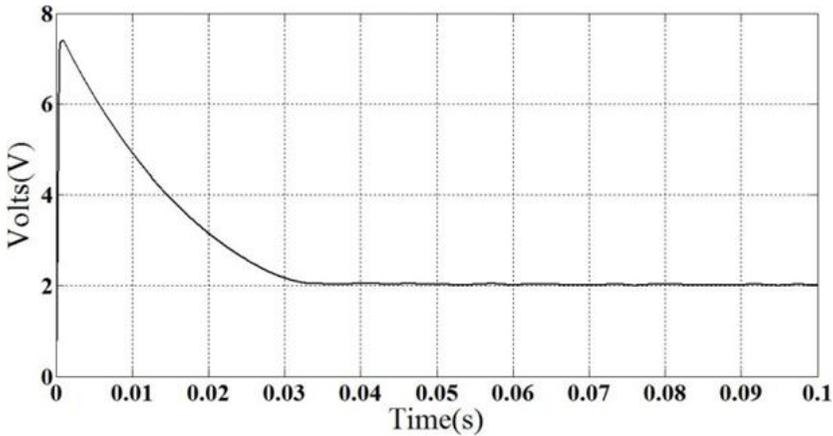


Figura 3.37. Simulación de la respuesta del controlador difuso para voltaje con referencia a 2V.

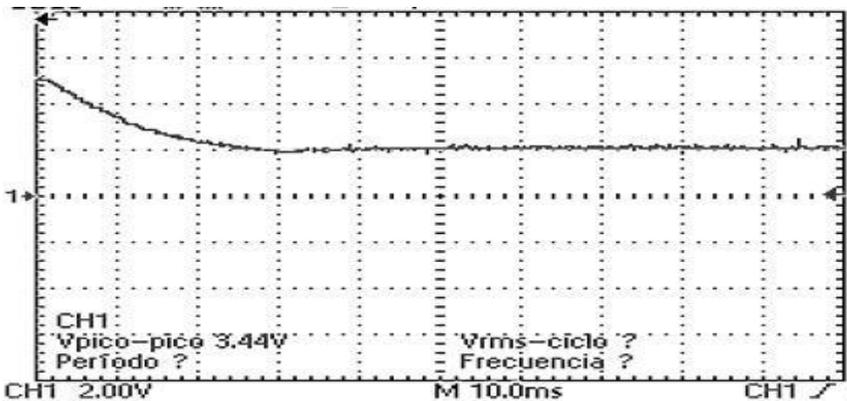


Figura3.38. Respuesta del controlador difuso para voltaje con referencia a 2V.

La siguiente prueba se realizó considerando que el sistema era sometido a

un cambio de resistencia en la carga con lo cual se propusieron valores de 22Ω de resistencia inicial a un cambio de 220Ω de resistencia final. Donde se puede observar que después de la perturbación se vuelve a estabilizar la señal a 2V en un aproximado de 30 ms. En la figura 3.39 se puede observar la respuesta en simulación ante la perturbación de carga y en la figura 3.40 se muestra la respuesta real ante la perturbación de carga.

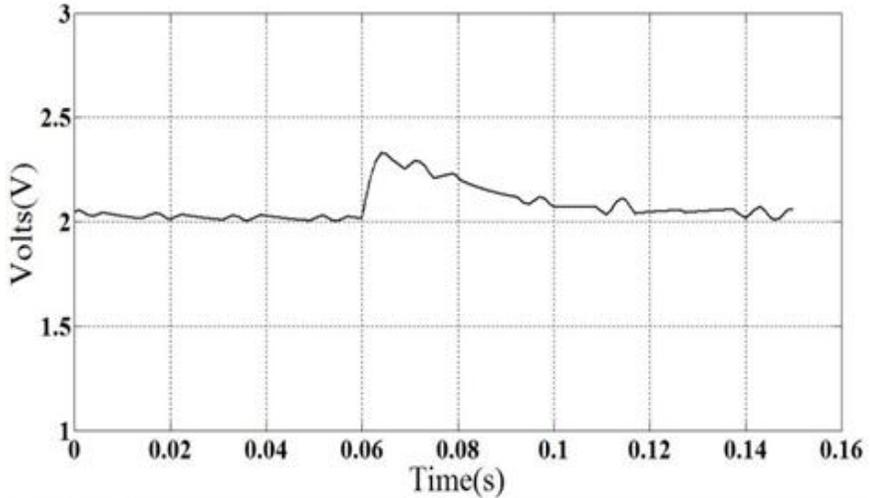


Figura 3.39 Simulación de la respuesta del controlador difuso para voltaje con perturbación en la carga.

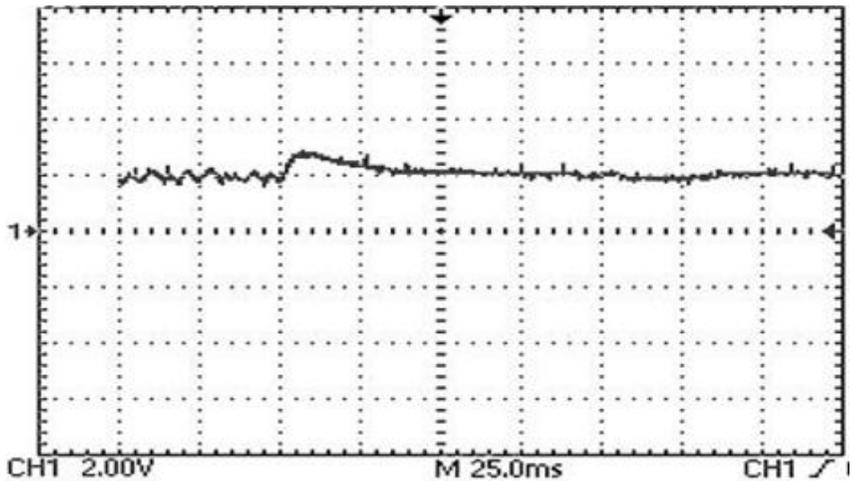


Figura 3.40. Respuesta del controlador difuso con perturbación en la carga.

Para comprobar que el control funcionaba en varios voltajes se implementó con un voltaje de referencia de 1V, mostrado en la figura 3.41, y como

puede observarse se mantiene el valor en la salida de 1 Volt para cualquier perturbación en la resistencia, lo cual demuestra la eficiencia de nuestro controlador.

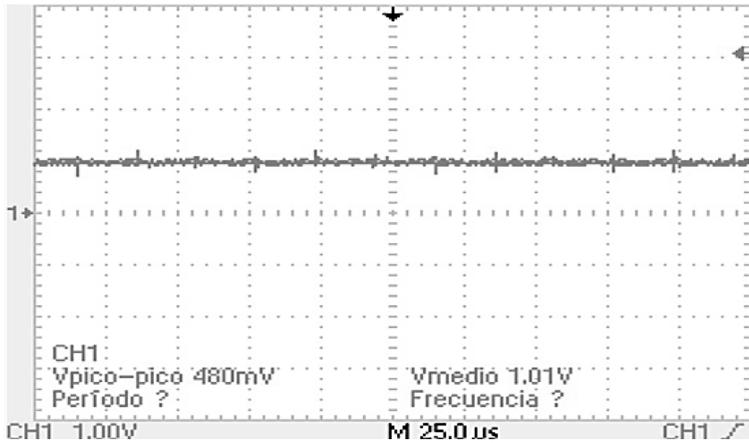


Figura 3.41. Regulación de voltaje a 1V.

La siguiente parte es mostrar la regulación de la corriente a partir del controlador difuso el cual será probado con una resistencia de carga de 5Ω , una referencia de 0.5 A y con un voltaje de entrada de 5 V. Por ley de Ohm, se deduce que el voltaje en la resistencia es de 2.5V. En la figura 3.42 se muestra la respuesta del voltaje ante el controlador difuso de corriente así como el PWM.

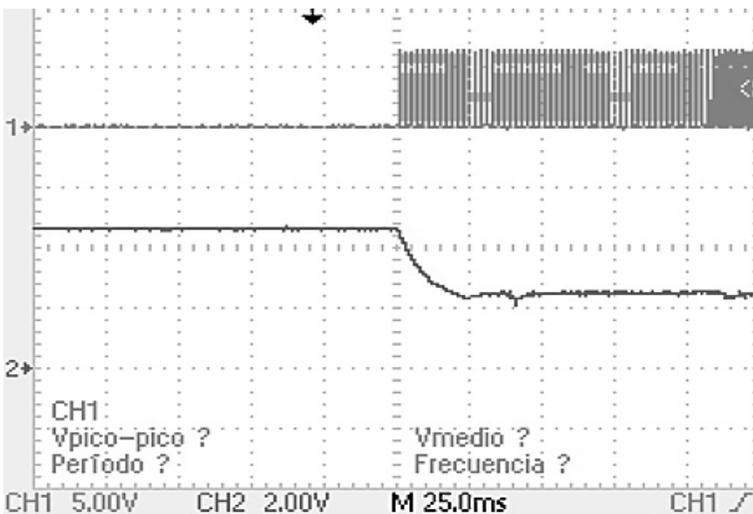


Figura 3.42. PWM y respuesta de voltaje ante el controlador de corriente.

En la figura 3.43 se muestra la corriente controlada a 0.5 A, tal como se

puede observar en la pantalla del multímetro, lo cual demuestra el perfecto funcionamiento de nuestro con controlador. Esta corriente es medida a través de la resistencia de $5\ \Omega$ regulada a través de controlador difuso de corriente.

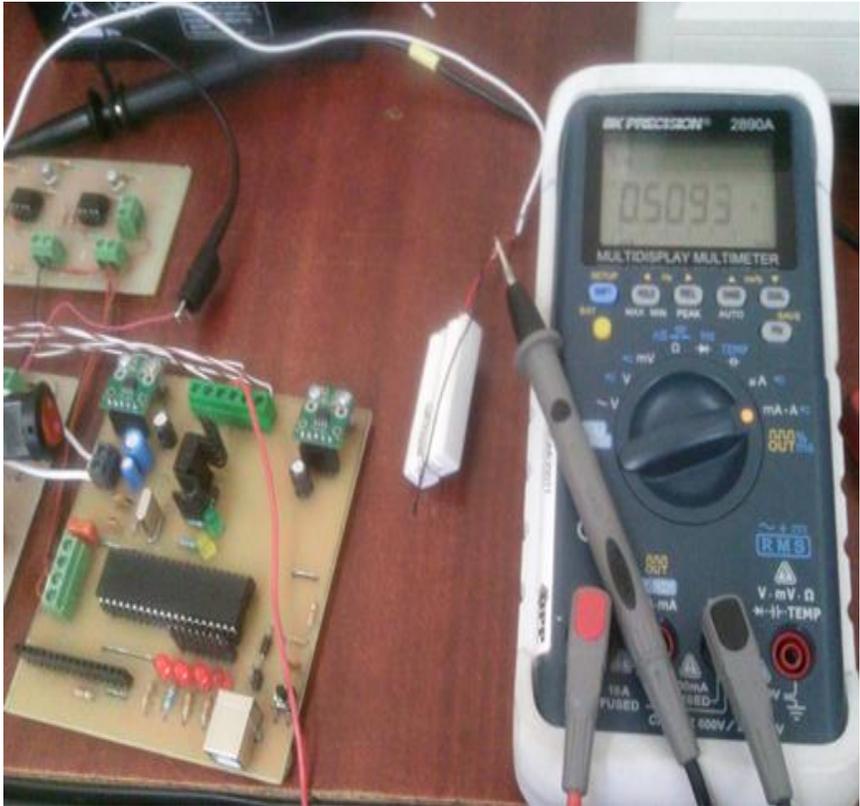


Figura 3.43. Corriente en la resistencia de $5\ \Omega$ regulada a través de controlador difuso de corriente.

El regulador de corriente también fue implementado en una batería de plomo-acido de 12 Volts con una capacidad de almacenaje de 9 A/hora, la referencia del controlador fue de 1A con un voltaje de alimentación de la fuente de 36 V. En la figura 3.44 se muestra la simulación del control de corriente para una batería A) voltaje, B) corriente.

En la Figura 3.45 se muestra el valor de voltaje de la batería y el PWM. Y en la figura 3.46 se muestra la corriente de salida regulada a 1A.

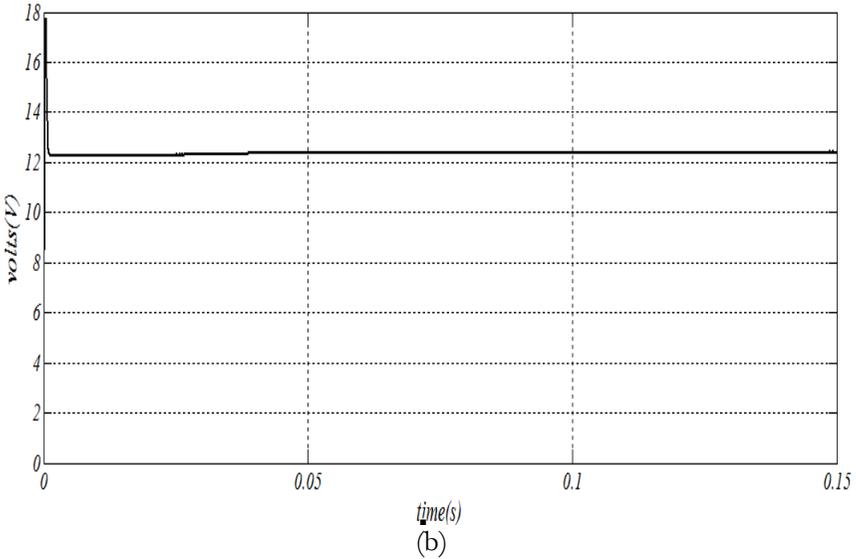
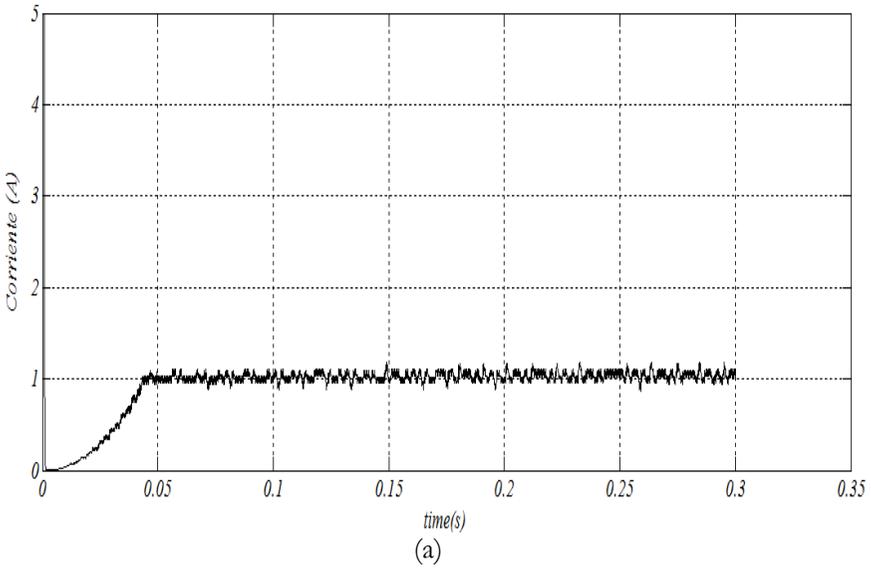


Figura 3.44 Simulación del control de corriente. (a) Voltaje de batería, (b) Corriente de la batería.

En la figura 3.45 se muestra el valor del voltaje en la batería medido con el osciloscopio, así como también la señal de PWM.

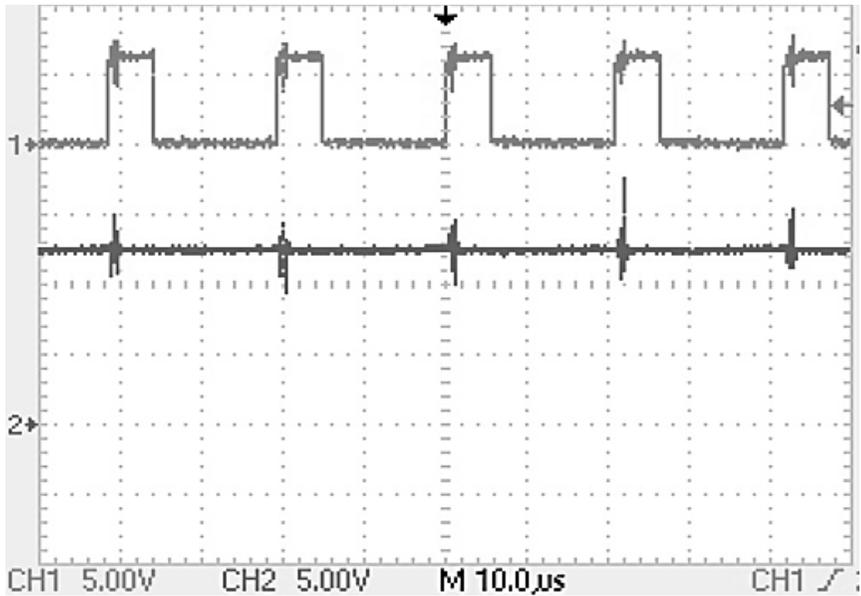


Figura 3.45. PWM y voltaje en la batería.

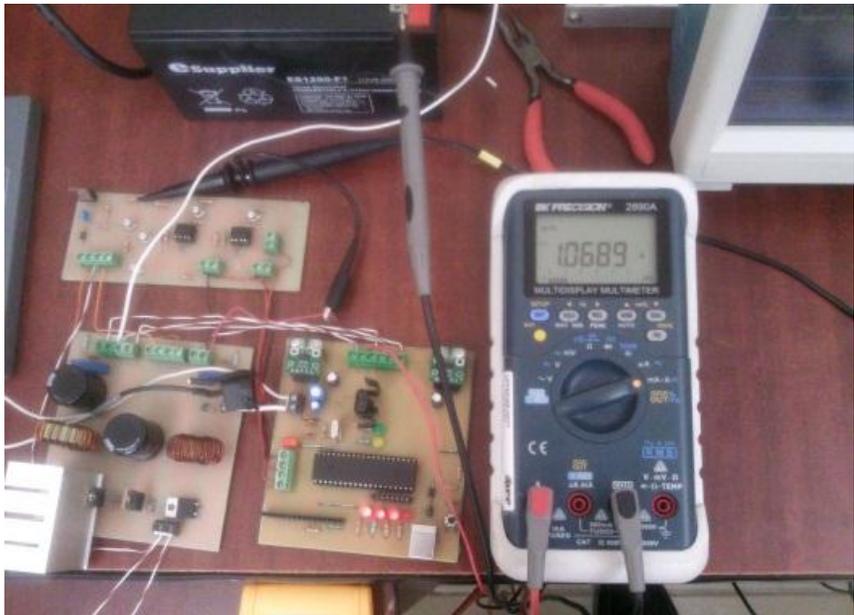


Figura 3.46. Corriente regulada a 1 A para la fotocelda.

Conclusiones.

En el presente capítulo se describe el diseño y construcción un convertidor para aplicaciones fotovoltaicas, el prototipo del convertidor DC-DC se

realizó ante pruebas de cargas resistivas, en las cuales se comprobó que el dispositivo era capaz de regular el voltaje de salida por medio de un controlador difuso de tipo Mamdani, las pruebas se realizaron a través del convertidor Buck, sin embargo el controlador también funcionaría de manera similar con el convertidor Boost ya que el controlador se basa en el conocimiento heurístico por lo tanto la base de reglas sería la misma al igual que el mecanismo de inferencia. Así como también, se desarrolló un control de corriente, el cual fue implementado por medio del convertidor Buck ante cargas resistivas, este al igual que el control de voltaje se pueden implementar en el convertidor Boost, sin embargo lo ideal para aplicaciones con baterías sería implementarlo con el convertidor Buck, ya que éste por su configuración mantiene la batería auto alimentada por el inductor una vez que se deja de administrar corriente de la fuente. Las pruebas se hicieron de tal modo que los convertidores sean capaces de ser sometidos a diferentes aplicaciones fotovoltaicas no solo de cargas de baterías sino en dispositivos como motores, bombas de agua, sistemas de ventilación entre otros que puedan estar acoplados a celdas fotovoltaicas. Por lo que se hace notar que la implementación de los convertidores abarcará 3 aspectos principales el control de voltaje, el de corriente y la obtención de la máxima potencia del panel fotovoltaico.

Bibliografía

- [1] Erickson R. W. *Fundamentals of power electronic*. Second Edition; Chapman and Hall, 1997
- [2] Farahani, H. Feshki. Designing and implementation of Fuzzy Control for DC-DC Converters and Comparing With PI Digital Controller; *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*; 5(7): 276-285, 2011
- [3] Farret, Felix A., Godoy Simoes, M. *Integration of alternative sources of energy*. Ed Published by John Wiley & Sons, 2006
- [4] Feshki, Farahani H. Designing and Implementation of a Fuzzy Controller for DC-DC Converters and Comparing With PI Digital Controller. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*; 5(7): 276-285, 2011.
- [5] García, Eduardo. *Compilador C CCS y Simulador PROTEUS para Microcontroladores*; ISBN: 978-970-15-1397-2; Ed. Alfaomega Grupo Editor; México, 2008.
- [6] Mehran, Kamyar; Giaouris, Damian; Zahawi, Bashar; *Modeling and Stability Analysis of DC-DC Buck Converter Via Takagi Sugeno Fuzzy A approach*; School of Electrical, Electronic and Computer Engineering; Newcastle University; Newcastle Upon Tyne, UK.
- [7] Milanovic, Miro y Gleich, Dusan, Buck Converter Digitally Controlled by a Fuzzy State-Space Controller; *HAIT Journal of Science and Engineering B*, Vol. 2, 2005.
- [8] Passino, Kevin M. y Yurkovich Stephen. *Fuzzy Control*; Ed. Addison-Wesley Longman, Inc.; ISBN: 0-201-18074-X; California US, 1997.
- [9] Pop Calimanu, Ioana- Monica; Prutianu, Florin y Popescu, Viorel, Boost

- Converter Used In solar Energy Systems; *Journal Of Electrical and Electronics Engineering; Rumania*; p. 195-198, 2011
- [10] R. R. Boudreaux, R.M. Nelms, John J. Hung, Implementation of a fuzzy controller for DC-DC converters using an inexpensive 8-b microcontroller; *IEEE Transaction on industrial electronics* Vol. 14, N° 5, 1997.
- [11] Rashid, Muhammad H., *Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*; 2da Edición; Ed. Prentice Hall Hispanoamérica; México, 1995.
- [12] Reznik, Leonid, *Fuzzy Controllers*; Ed. Butterworth-Heinemann Newnes; ISBN: 0-7506-3429-4; Boston US, 1997
- [13] Rubaai, Ahmed y Chouikha, Mohamed F., *Design and Analysis Of Fuzzy Controllers for DC-DC Converters*; Electrical & Computer Engineering Department; Howard University; Washington, DC USA; pp. 479-482. 2004.
- [14] Shi, Yigang y Sen, Fellow, *A New Defuzzification Method for Fuzzy Control of Power Converters*; K7L 3N6; Ontario Canada, 2000
- [15] Shi, Yigang y Sen, P.C., *Anew Defuzzification Method for Fuzzy Control of Power Converters*; Department of Electrical And Computer Engineering, Queen's University Kingston, K7L 3N6; Ontario Canada, 2004.
- [16] Shin, Yung C. y Xu, Chengying, *Intelligent Systems Modeling, Optimization and Control*; Ed. CRC Press Taylor & francis Grup; New York, US, 2008.
- [17] Shyama, M. y Swaminathan, P., *Digital Linear and Nonlinear Controllers for Buck Converter*; *International Journal of Soft Computing and Engineering*, ISSN: 2231- 2307, vol. 2; India; p. 336-342, 2012.
- [18] Subiyanto, Azah Mohamed, M. A. Hannan. Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Controller Using a New High Performance Boost Converter. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 5, N. 6. p. 2535-2545, 2010.
- [19] Zakis Janis, Vinnikov Dmitri. Study of Simple MPPT Converter Topologies for Grid Integration of Photovoltaic Systems. *Scientific Journal of Riga Technical University Power and Electrical Engineering* vol. 29.p. 67-72, 2011.
- [20] Zbeeb Ahmad, Devabhaktuni Vijay, Sebak Abdel, and Maheshwari Laxmikant. (2009). A New Microcontroller-based MPPT Algorithm for Photovoltaic Applications. *Proceedings of International Conference on Energy and Environment*, 832-835 pp., 2009

CAPÍTULO 4

Sistema de Iluminación con LEDs Utilizando Energía Solar Fotovoltaica

Felipe Coyotl Mixcoatl, Rubén Tapia Olvera, Omar Aguilar Mejía, Iván de Jesús Rivas Cambero, José Humberto Arroyo Núñez, y Abel García Barrientos

4.1. Resumen

El diseño e implementación de un sistema de iluminación con LEDs alimentado con energía solar fotovoltaica inicia en la Universidad Politécnica de Tulancingo en 2008 para su uso dentro de sus instalaciones. La propuesta considera parámetros tales como ángulo de inclinación del módulo solar fotovoltaico para distintas épocas del año en la localidad de Tulancingo, Hidalgo, así como datos de la irradiación solar global para hacer una estimación de la energía eléctrica generada por el módulo solar fotovoltaico. El sistema de iluminación fue diseñado y ensamblado en la Universidad Politécnica de Tulancingo como parte de un Proyecto Institucional cuyo objetivo fue implementar sistemas de iluminación autónomos con desarrollos propios para iluminar los pasillos exteriores de sus instalaciones. Las lámparas fueron elaboradas en la Institución con LEDs de potencia siguiendo la tendencia de reemplazar las fuentes convencionales de iluminación por sistemas de mayor durabilidad y eficiencia.

4.2. Introducción

La tecnología LED surgió desde los años 60 con el desarrollo de diodos emisores de luz de color rojo (650 nm), posteriormente, se amplió el espectro de emisión a los tres colores primarios mediante una combinación de nuevos materiales semiconductores. A diferencia del silicio, cuya eficiencia de emisión es extremadamente baja, los materiales como GaAs, CdSe, GaP, CdS, SiC, GaN y ZnS, entre otros, permiten la emisión de luz mediante el proceso de emisión espontánea principalmente en un rango de longitudes de onda que van de 350 nm a 1000 nm, es decir, desde el límite con el infrarrojo hasta el límite con el ultravioleta para diversas aplicaciones, entre ellas, la iluminación en el rango visible (400 – 700 nm). Para efectos de iluminación en el espectro visible y, específicamente, para producir luz blanca existen dos métodos conocidos de generación. El primero consiste en tres LED integrados (rojo, verde y azul), mediante la modulación de intensidad de cada color por separado puede producirse una gran cantidad de combinaciones de color. El segundo método consiste en producir luz azul y colocar puntos de fósforo en la cubierta emisora, lo cual reduce la eficacia, aunque el costo es menor, finalmente, la aplicación determinará el tipo de método de generación [1].

Por otro lado, en el marco global, el aprovechamiento de fuentes de energía no convencional ha despertado el interés creciente en los ámbitos académico, social, industrial y gubernamental. Algunas propuestas de generadores eólicos, fotovoltaicos y/o híbridos, cuya naturaleza es ubicua, son muy atractivas para aplicaciones en sistemas remotos o móviles. Aunque, inicialmente, el costo de su implementación es alto, es clara la tendencia a la baja, adicional a su amortización a corto, mediano y largo plazo, según las aplicaciones consideradas. Un ejemplo de ello es la reducción del costo en celdas solares a menos del uno por ciento desde 1977, actualmente un watt de celda solar cuesta alrededor de ochenta centavos de dólar. Los esfuerzos en investigación y desarrollo tecnológico permiten además tener sistemas eléctricos y electrónicos más eficientes en la transferencia de energía, celdas solares de materiales alternos a silicio de menor precio y cada vez mayor eficiencia[2], del mismo modo que sistemas electromecánicos más eficientes en generadores eólicos.

Como parte del Subsistema de Universidades Politécnicas, la Universidad Politécnica de Tulancingo (UPT) ha hecho un gran esfuerzo en impulsar el desarrollo de tecnología relacionada a fuentes de energía renovable. Uno de los proyectos impulsores fue el diseño e instalación de lámparas autónomas alimentadas con energía solar para los pasillos exteriores de la UPT. Se buscaron sistemas comerciales acordes a las necesidades locales y se encontró que estos sistemas pueden mejorarse y redefinirse de acuerdo a los siguientes parámetros:

- Condiciones ambientales de cada región
- Consumo de energía de la carga (Potencia y tiempo de operación de las lámparas)
- Eficiencia de la lámpara utilizada

De los parámetros mencionados, sólo el primero no es controlable, pero sí es medible y puede servir para hacer una estimación del potencial de generación en una localidad determinada. De esta manera, se puede hacer un dimensionamiento y una optimización adecuada del tamaño del sistema considerando el tiempo de operación y haciendo un análisis y selección de la fuente emisora de luz. Existe una amplia variedad de fuentes de luz artificial, en una escala variable de eficiencia y complejidad de fabricación y operación. En este contexto, la tecnología que está tomando cada vez más fuerza es la de diodos emisores de luz o LED (Light Emitting Diode), cuyas características más importantes son las siguientes:

- Tiempo de vida promedio alto (50,000 – 100,000 horas de operación útil).
- Tonalidad de luz regulable entre una amplia gama de colores.
- Nula emisión de UV.
- Número ilimitado de aplicaciones.
- Tamaño compacto.
- Baja emisión de contaminantes al final de su ciclo de vida.

En principio, los LEDs tienen un costo inicial alto, sin embargo, esa característica se reduce de acuerdo a la ley de Haitz (Figura 1), que tiene un comportamiento similar a la Ley de Moore para circuitos integrados. La ley de Haitz predice que la salida luminosa de los LEDs individuales incrementa a una razón compuesta de 35% cada año y que el costo por lumen decrece en un 20% anual. Si se considera que los fabricantes han adoptado la versión de 3 W como potencia máxima en dispositivos pequeños, éstos muestran un incremento en eficacia del 35% por año [3].

4.3. Desarrollo

Las lámparas reportadas fueron fabricadas utilizando LEDs de 3 W, el diseño de las tarjetas PCB que aloja a los LED y la fuente de corriente se realizó en Altium, y ambas tarjetas fueron maquinadas en el sistema de transferencia de patrones geométricos LPKF Protomat S63 existente en el Laboratorio de Energías Renovables. El aspecto de la tarjeta terminada con LEDs se muestra en la Figura 2, en ella se muestran tres series de LEDs de 700 mA, las fuentes de corriente se realizaron en una placa separada.

El consumo de potencia estimado de cada lámpara es de aproximadamente 50W para un suministro de 24 V nominales de un banco de baterías para aplicaciones fotovoltaicas. La característica más atractiva de las fuentes lineales utilizadas es su bajo costo, a pesar de su baja eficiencia en bajos

niveles de voltaje de corriente directa. Sin embargo, a medida que el voltaje de operación incrementa, el rendimiento incrementa también, de tal manera que existen propuestas para seguir utilizando fuentes lineales y pre-reguladores de voltaje que mantenga la caída de voltaje en los LEDs y la fuente lineal al mínimo necesario [4]. Una ventaja de estas lámparas es que no requieren una conversión de potencia de DC a AC o un balastro adicional como en el caso de lámparas de vapor de sodio de baja presión (VSBP).

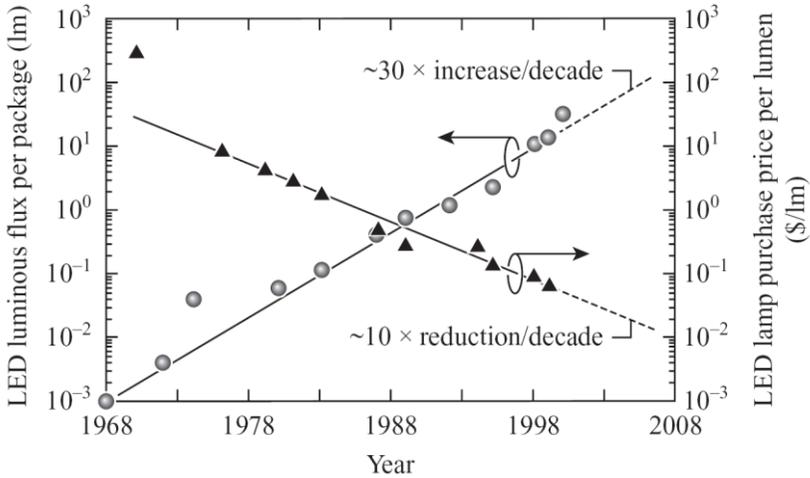


Figura 1. Ley de Haitz [3].

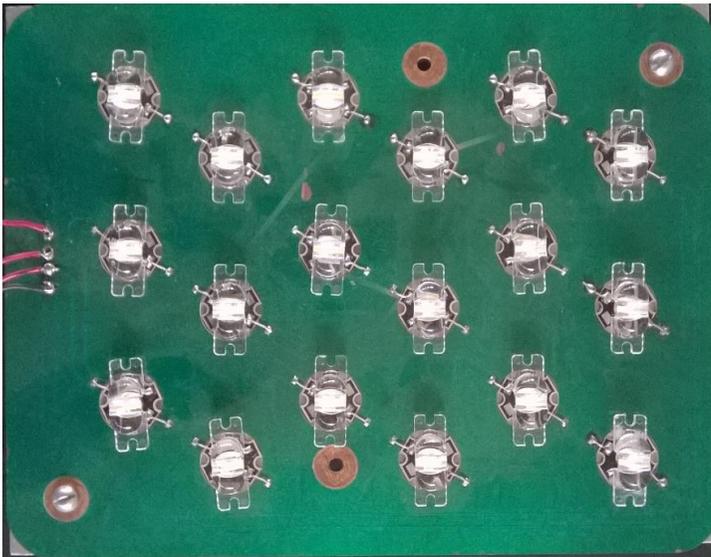


Figura 2. Placa PCB con LEDs integrados.

4.3.1. Diseño del sistema fotovoltaico

Tomando en cuenta las siguientes especificaciones del diseño [5][6]:

1. Periodo de operación: 11 – 13 horas diarias, según la época del año.
2. Consumo de potencia estimado de la lámpara: 50 W.
3. Pérdidas estimadas por cableado, temperatura y equipo: 5%
4. Días solares equivalentes promedio: 5.5 h0.
5. Porcentaje de degradación de los MFV después de 25 años de operación: 20%
6. Porcentaje máximo de descarga diaria: 20%

Con estos datos, las características del control de carga, banco de baterías y MFV son las siguientes:

- Control de carga: 24 V, 10 A
- Banco de baterías: 24 V, 115 Ah.
- Características de los MFV en condiciones estándar de prueba (STC - Standard Test Conditions): P_m : 180 W; No. de celdas: 72; V_{oc} : 44.6 V; V_{mpp} : 36.5 V; I_{sc} : 5.4 A; I_{mpp} : 4.93 A; Dimensiones: 1580×808×40 mm.

4.3.2. Materiales y métodos

La implementación del sistema se hizo con ayuda de estudiantes adscritos a la División Ingenierías, mayoritariamente de la carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones de la UPT. El proyecto se encuentra en su tercera etapa, donde se han substituido completamente todas las lámparas de la primera etapa (Sistemas de 12 V y 6 horas de operación diaria) por el diseño descrito.

4.3.3. Orientación del módulo fotovoltaico (MFV)

Un aspecto muy importante en la eficiencia de colección de los MFV radica en el ángulo de inclinación de su plano de colección respecto a los rayos del sol. El ángulo ideal es de 90° , es decir, incidencia normal de la luz del Sol al plano del MFV, si fuera con ayuda de un seguidor solar. Sin embargo, el seguimiento solar en esta aplicación es impráctica debido a la complejidad de incluir un sistema electromecánico a una altura de 7.5 m y los vientos turbulentos en la región, de tal manera que la orientación de los módulos es fija. Debido a esto, se utilizó Starry Night0, un software con fines astronómicos, para ubicar la inclinación de los rayos del Sol con respecto a la superficie terrestre. En este sentido, se definieron dos ángulos complementarios (Figura 3):

1. Ángulo de inclinación del plano del MFV respecto al horizonte, igual al ángulo de incidencia de los rayos solares respecto a la normal a la superficie terrestre.
2. Ángulo de incidencia de los rayos del Sol respecto al horizonte.

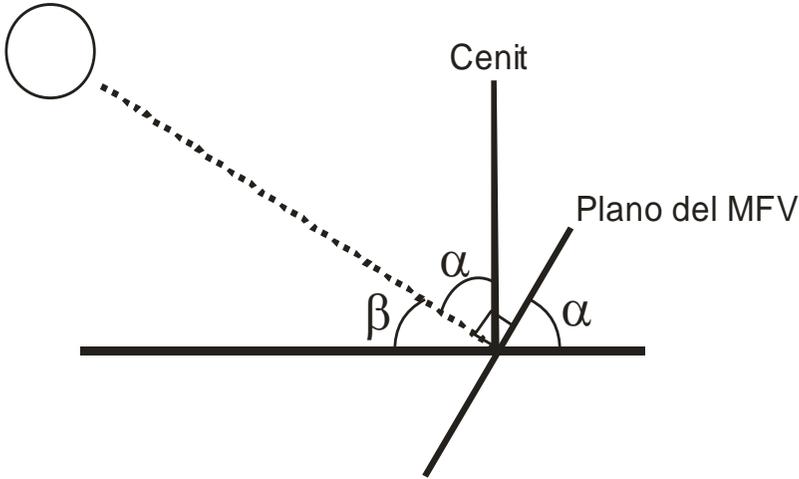


Figura 3. Ángulos de incidencia de rayos solares y del MFV respecto al horizonte.

El comportamiento de estos ángulos a lo largo de un año se muestran en la Figura 4, en ella se observa un comportamiento cuasi-senoidal que puede modelarse como una onda senoidal con frecuencia de 31.71 Hz y una amplitud de $A_\beta = \beta_0 \pm 23.45^\circ$ y $A_\alpha = \alpha_0 \pm 23.45^\circ$.

De esta manera, la ecuación característica de β es:

$$\beta(t) = \beta_0 + A_\beta \text{sen}(2\pi ft) \quad (4.1)$$

considerando el inicio de la primavera como referencia donde $\beta_0 = 70^\circ$. También en la Figura 4 se muestran tres valores de α_v , α_i y α_{avg} , que corresponden a los ángulos de inclinación promedio preferente del MFV respecto al horizonte para el verano, el invierno y un promedio anual. Dependiendo de la aplicación y de la estación del año que se quiera favorecer, esta gráfica sirve para el diseño de un sistema de seguimiento solar.

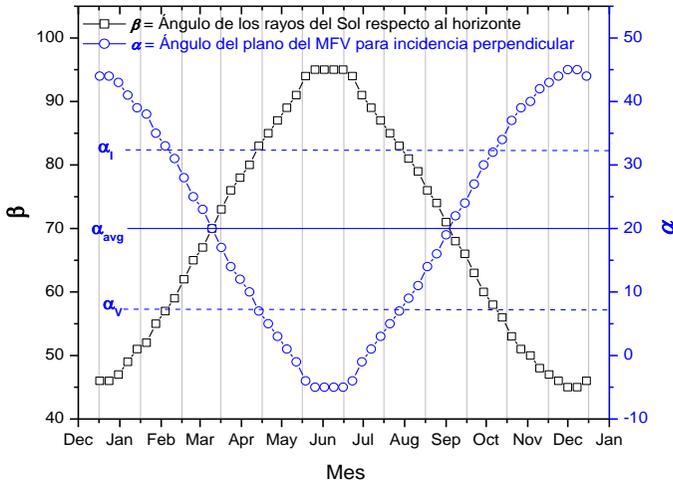


Figura 4. α y β en función del tiempo.

En la Figura 5 se muestra el mismo comportamiento de β comparado ahora con la duración del día. A mayor elevación del Sol hacia el cenit, el Sol debe permanecer más tiempo en el firmamento. De esta manera, la duración del día oscila entre $12:07 \pm 1:14$ hrs. Considerando los datos de las Figuras 4 y 5, se tomó la decisión de utilizar $\alpha_1 = 33^\circ$ en el proyecto para hacer más eficiente la colección en invierno, que es cuando se tienen menos horas de colección solar.

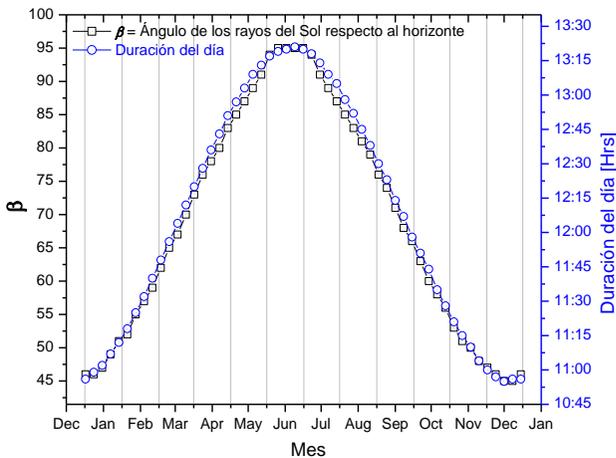


Figura 5. β vs duración del día en horas.

4.4. Resultados

Durante la instalación, se encontraron algunos problemas técnicos menores en las lámparas que radican principalmente en los rangos de tolerancia de voltaje de algunos elementos. Actualmente, se trabaja en el diseño y prueba de dispositivos LED de montaje superficial con LEDs de mayor eficacia (lm/W) y drivers para DC-DC integrados (Figura 6). El aspecto final de las lámparas durante la prueba e instalación se muestra en las Figuras 7 y 8, respectivamente.

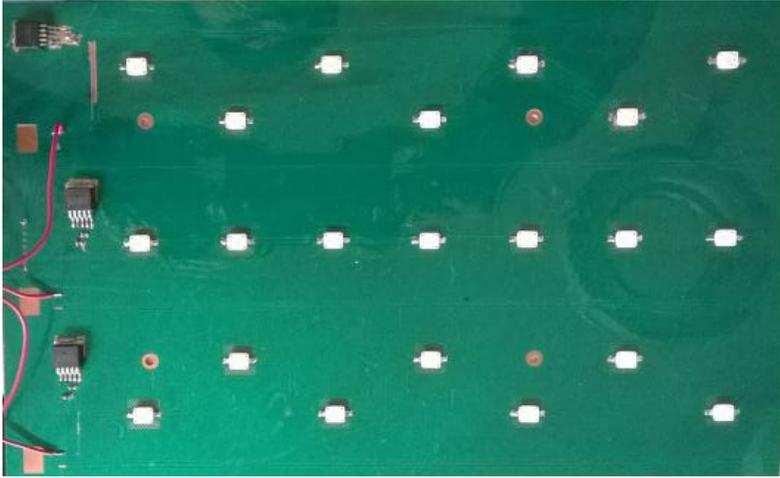


Figura 6. Lámpara de LEDs de montaje superficial.



Figura 7. Luminaria de LEDs durante la prueba final.

Este esquema de diseño permite tener un promedio de 22 luxes constantes durante toda la noche sin necesidad de encender o apagar el sistema, este valor supera el rango recomendado de 10-20 luxes para pasos peatonales. Se utilizaron controladores de carga Phocos CX10-1.1, que permiten dos modos de operación, uno de los cuales activa la carga (lámpara LED) cuando el voltaje del módulo solar fotovoltaico (MFV) es inferior a un valor de referencia establecido en el controlador, al anochecer. De la misma manera, la carga se desactiva cuando el voltaje del MFV supera dicho valor de referencia, al amanecer. Se espera que el banco de baterías del sistema tenga un tiempo de vida entre 3 y 5 años, rango nominal indicado por el fabricante, después del cual es necesario substituir las baterías por unas nuevas y disponer de las usadas para su recolección por empresas autorizadas por SEMARNAT para su reciclado adecuado. Finalmente, el proceso de diseño e instalación permite a los alumnos involucrarse en proyectos de transferencia tecnológica, capacitarse en proyectos concretos y aplicables y finalmente fortalece el espíritu de pertenencia de los alumnos a su institución.



Figura 8. Luminaria de LEDs en la UPT

4.5. Discusión

El desarrollo tecnológico tiene una fuerte base en asignaturas de ciencias básicas, ciencias de la ingeniería y tecnología aplicada. El presente proyecto abarca todos los rubros, desde la física de semiconductores, análisis de circuitos, diseño de circuitos electrónicos, mantenimiento electrónico, etc. Los alumnos son involucrados en todas las etapas de desarrollo e implementación de estos sistemas de iluminación, de la misma manera, el trabajo en la optimización continua con el desarrollo de fuentes de corriente conmutada, diseño de sistemas de disipación de calor eficiente en los LEDs, normas de iluminación, tiempos e intensidades óptimos de acuerdo al horario, caracterización de luminarias, etc. El trabajo para mejorar el sistema de iluminación instalado permitirá ahorros subsecuentes de energía en iluminación y la capacitación de alumnos en temas relacionados a energías renovables.

Conclusiones

Finalmente, en este trabajo se muestra el diseño e implementación de lámparas de LEDs utilizando tecnología sencilla y de bajo costo para contrarrestar los sistemas que utilizan fuentes de corriente conmutada, que si bien son eficientes implican una mayor inversión y mayor complejidad en el diseño.

Referencias

- [1]. S. M. Sze, "Semiconductor devices, physics and technology, 2nd. edition", John Wiley & Sons, 2002, USA. Steve Winder, "Power Supplies for LED Driving", Newness, USA, 2008.
- [2]. http://www.pv-magazine.com/news/details/beitrag/first-solar-sets-new-world-record-for-thin-film-solar-pv-at-210_100015959/#axzz3A5tHvMrI.
- [3]. Ron Lenk, Carol Lenk, "Practical Lighting Design with LEDs", Wiley, usa, 2001.
- [4]. Yuequan Hu and Milan M. Jovanovic, "LED Driver With Self-Adaptive Drive Voltage", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 6, nov. 2008.
- [5]. H. L. Gasquet, "Conversión de la Luz Solar en Energía Eléctrica/Manual Teórico y Práctico sobre los Sistemas Fotovoltaicos", Asociación de Energía Solar de El Paso, Texas.
- [6]. G. M. Masters, "Renewable and efficient electric power systems", John Wiley & Sons, 2004, USA.
- [8]. A. Luque and S. Hegedus (Editors.), "Handbook of photovoltaic science and engineering", John Wiley & Sons, 2003, GB.

- [9]. Felipe Coyotl Mixcoatl, Rubén Tapia Olvera, Iván de Jesús Rivas Cambero, Omar Aguilar Mejía, José Humberto Arroyo Núñez, “Medición y caracterización de variables meteorológicas en la UPT”, Reporte técnico, CACI UPT, 2014, México.
- [10]. <http://astronomy.starrynight.com/>

CAPÍTULO 5

Sistema Eólico Basado en la Máquina de Inducción

Rubén Tapia Olvera, Omar Aguilar Mejía, Antonio Valderrabano González, y Abel García Barrientos

5.1 Introducción

En la actualidad la principal fuente de generación de energía eléctrica son los combustibles fósiles, pero el reconocimiento de que es la mayor causa de problemas ambientales hace pensar en buscar mejores alternativas para su producción. Asimismo, la demanda de energía crece constantemente y para cubrirla es necesario sobrecargar las centrales de generación y operarlas a su máxima capacidad, esto puede ocasionar desgaste en los equipos por su utilización en condiciones no adecuadas y, por lo tanto, su vida útil se reduce, tal situación propicia el empleo de recursos económicos en reparación o adquisición de nuevos dispositivos. Al integrar unidades de generación cerca de los centros de consumo se cubre parte de la demanda, y además se reducen costos en transmisión y producción de energía eléctrica. Algunas fuentes de energía renovables como la eólica y solar se observan como complemento a las tradicionales. La energía eólica ha sido considerada una de las fuentes renovables más prometedoras debido al progreso que ha tenido en las últimas décadas, sin embargo, su integración en sistemas eléctricos tiene un número de desafíos técnicos relativos a la seguridad del suministro en términos de confiabilidad, disponibilidad y calidad de la potencia [1-2]. Las unidades de generación eólica son fuentes de energía que operan a frecuencia variable por su naturaleza aleatoria, a

diferencia de los generadores convencionales que operan exclusivamente a una frecuencia constante. Por lo anterior, para su integración a la red convencional es necesario adecuar las características de estas señales por medio de un sistema de conversión. Uno de los aspectos que ha permitido el avance de esta tecnología es que se cuenta con un extenso marco de referencia de diversos tipos de máquinas eléctricas que se han desarrollado para aplicaciones de generadores de viento [3-7], asimismo, se tiene trabajos para la búsqueda de una producción de máxima potencia [8-9].

En los inicios de la generación de energía eléctrica a partir del viento se utilizaron ampliamente los aerogeneradores de velocidad fija, donde su configuración se basa en un generador de inducción con rotor jaula de ardilla. Su velocidad de operación es fija para cualquier velocidad de viento incidente, pero se debe considerar que la potencia y el par mecánico dependen directamente de la velocidad del viento, por lo tanto, estos sistemas son poco eficientes [10]. Con el avance de la electrónica de potencia en las últimas tres décadas, la tecnología para convertir la energía del viento en electricidad ha avanzado significativamente en eficiencia, costo y confiabilidad. En lo que respecta a los generadores de inducción, el avance más reciente es el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés). Esta configuración es una interesante opción con un mercado en crecimiento por: a) su control de potencia activa y reactiva en los cuatro cuadrantes; b) convertidor de bajo costo y reducción de pérdidas de potencia en comparación con generadores de inducción a velocidad fija o sistemas de conversión que operan con un convertidor a potencia nominal. Los sistemas de conversión de energía del viento de velocidad variable (equipados con generadores asíncronos de rotor devanado) han mantenido su expansión en el mercado, debido a su capacidad de seguir los cambios de velocidad del viento [11]. Las principales ventajas que presentan los aerogeneradores de velocidad variable respecto a los fijos: 1) son rentables; 2) se reducen las tensiones mecánicas; 3) mejora la calidad de potencia y eficiencia del sistema y; 4) la velocidad de la turbina se ajusta en función de la velocidad del viento para maximizar la potencia de salida. Los esquemas de control tienen diferencias en su estructura pero su objetivo es el mismo, obtener señales adecuadas para alimentar cargas o integrarse a la red eléctrica convencional. Con el incremento de potencia de los parques eólicos se requiere de la realización de estudios en términos de calidad y eficiencia del sistema eléctrico.

En este capítulo se presenta el principio de operación del DFIG con su esquema de control utilizando técnicas modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Se explica el modelo matemático del controlador aplicado al sistema de conversión basado en un convertidor electrónico operando en la configuración back to back (BTB). Para su estudio se divide en: convertidor del lado de la red y del lado del rotor.

Además, se muestra su integración en el software PSCAD/EMTDC, finalmente, se aplica la estrategia de control evaluando el comportamiento del aerogenerador frente a diferentes condiciones operativas.

5.2 Sistemas de conversión de energía eólica

Los sistemas de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés), se basan en máquinas que reciben el nombre de generadores eólicos y/o turbinas eólicas, su función es transformar la energía cinética proveniente del viento en energía eléctrica con características compatibles a las de la red eléctrica convencional. Para ello se utilizan diversos elementos que integran el sistema de generación y otros más que ayudan a que el control tenga una respuesta confiable y eficiente. Existen dos tipos de aerogeneradores según su eje de rotación: horizontal y vertical. Por motivos de eficiencia y mayor rendimiento, el tipo de aerogenerador más utilizado en la actualidad es el de eje horizontal. Los elementos fundamentales que componen un aerogenerador de eje horizontal son principalmente [12]:

- Palas, son el elemento más distintivo y visible de una turbina eólica, y además son responsables de llevar a cabo una de las tareas más esenciales del proceso de conversión de energía, la transformación de la energía cinética del viento en energía mecánica de rotación.
- Góndola, sirve de alojamiento para los elementos mecánicos y eléctricos (principalmente caja multiplicadora, generador eléctrico y módulos de control) del aerogenerador.
- Caja de engranes o multiplicadora, adapta la velocidad de giro de las palas a la velocidad de giro del generador eléctrico.
- Generador eléctrico, existen diferentes tipos, dependiendo del diseño del aerogenerador: síncronos (con excitación o con imanes permanentes) y asíncronos (jaula de ardilla o doblemente alimentados), su función es transformar la energía mecánica en energía eléctrica.
- Torre, ubica a la góndola a una mayor altura, donde los vientos son de mayor intensidad permitiendo el giro de las aspas. Su diseño estructural soporta el peso de los equipos contenidos en la góndola del aerogenerador.
- Sistema de control, se hace cargo del funcionamiento seguro y eficiente del equipo controla la orientación de la góndola, la posición de las aspas y la potencia total entregada por el equipo.

En un parque eólico los aerogeneradores deben ser colocados de manera óptima, como norma general la separación entre aerogeneradores en un

parque eólico es de 5 a 9 diámetros en la dirección de los vientos dominantes y de 3 a 5 diámetros en la dirección perpendicular a los vientos dominantes [13]. De acuerdo a esta descripción se observa que un WECS se conforma de diversos elementos, un estudio detallado de todo el sistema se vuelve complejo a medida que se considera la parte mecánica, eléctrica y electrónica de la turbina eólica, Fig. 5.1. Por lo anterior el enfoque principal de esta investigación es el análisis de la estrategia de control implementada en el convertidor electrónico bidireccional empleado en la configuración del DFIG.

En la literatura existen diversas investigaciones enfocadas al modelado y análisis del sistema de control de las turbinas eólicas operando con diferentes topologías. Un estudio detallado del modelado y control de la máquina de inducción doblemente alimentada empleada en WECS se hace en [14], iniciando con el modelo del convertidor BTB y la máquina de inducción; en la parte de control se describen dos filosofías utilizadas para el control del DFIG: la técnica de control vectorial (también conocida como orientación de campo) y la técnica de control directo, los resultados muestran que en condiciones normales con ambos enfoques se obtienen resultados aceptables para el funcionamiento de la turbina eólica. En [15] se emplea el esquema de control vectorial para ambos convertidores del BTB, para el convertidor de la red se utiliza un marco de orientación alineado con el voltaje en la red, mientras que el control de la máquina de inducción se hace en el marco síncrono de rotación $dq0$, con el eje d orientado en la posición del vector de flujo del estator. De esta forma se obtiene un desacople de control entre el torque eléctrico y las corrientes de excitación. La validación de los resultados se hacen de forma experimental en una turbina eólica de 7.5 kW y se observa una buena respuesta de los controladores propuestos en operación sub y super - síncrona del DFIG. La misma estrategia de control se utiliza en [16]. Otros trabajos analizan el desempeño aerodinámico del generador eólico que trabaja a velocidad variable utilizando un control de ángulo de paso, que tiene como objetivo definir la posición angular de las aspas de tal forma se tenga un desempeño óptimo, el algoritmo de control calcula el torque y la potencia del generador eólico en base a condiciones climatológicas reales [17]. Otra propuesta para este tipo de control se presenta en [18] basado en lógica difusa, en este caso los autores emplean Matlab y PSCAD, el controlador difuso se desarrolla en Matlab y las salidas se envían al ambiente de PSCAD, finalmente, las variables de interés son retroalimentadas al archivo de Matlab, en los resultados se observa un buen comportamiento del controlador ante diferentes condiciones de operación de la turbina eólica.

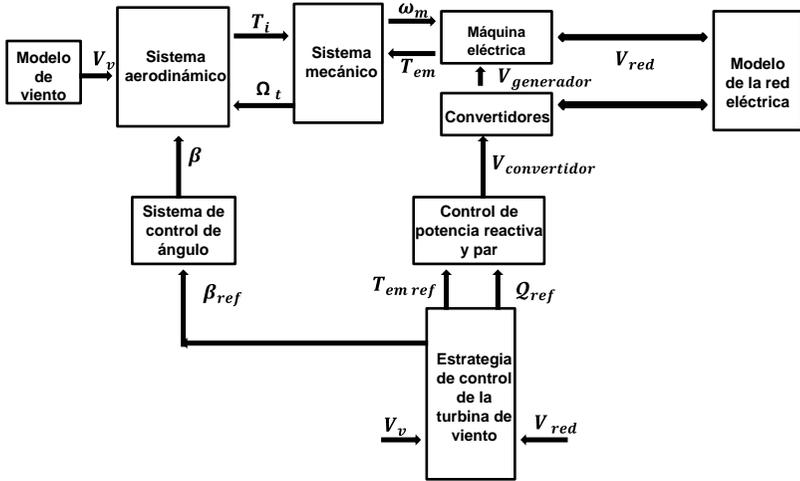


Fig. 5.1. Diagrama de bloques del modelo de una turbina eólica de velocidad variable [14]

En los últimos años se han desarrollado propuestas de controladores avanzados para aerogeneradores que combinan control no lineal, técnicas adaptativas, metodologías robustas, estrategias de reparto de cargas, leyes predictivas, control multi-variable y control inteligente. Por citar algunas en [19] se propone un método de control para el sistema de conversión y se comparan las respuestas de tres controladores lineales: 1) PI; 2) Polinomio RST basado en la teoría de ubicación de polos y; 3) Gaussiano cuadrático lineal, que son aplicados al sistema por medio de un emulador de turbinas eólicas, el comportamiento de los tres controladores es similar en condiciones ideales (sin presencia de variaciones de parámetros y/o perturbaciones). Sin embargo, cuando la velocidad de la máquina cambia, el impacto en la magnitud de los objetivos de control (potencia activa y reactiva del estator) es considerable en los controladores PI y RST, mientras que para el controlador Gaussiano cuadrático lineal las variaciones son mínimas. Actualmente, las técnicas de control inteligente como redes neuronales tienden a ser aplicadas en WECS, en [20] se emplean dos redes neuronales para substituir algunos bloques del sistema de control vectorial empleado en controladores convencionales y se hace una comparación con los resultados obtenidos aplicando un controlador PI, mostrando que las mejores características dinámicas se obtiene con la utilización del controlador basado en redes neuronales. Otros trabajos desarrollan los algoritmos de control en dispositivos electrónicos, tal como en [21] donde se emplea un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés), mientras que esquemas de control para convertidores basados en electrónica de potencia se implementan en un arreglo de compuertas

programadas en campo (FPGA por sus siglas en inglés) o en emuladores (dSPACE), para finalmente llegar a una implementación física a nivel laboratorio.

Considerando este análisis se puede observar que para optimizar la operación y el mantenimiento de un aerogenerador es necesario desarrollar sistemas de control de alto desempeño que regulen de una manera coordinada la orientación de la góndola, la posición angular de las aspas, la velocidad del rotor, el torque mecánico, la potencia activa y reactiva generada, así como el factor de potencia. Se requieren sistemas de control que supervisen y mantengan en zona segura las corrientes, voltajes y temperaturas de los componentes eléctricos, los torques, esfuerzos y deformaciones de los componentes mecánicos, las variaciones de voltaje, sobrecargas y contenido armónico [22]. Adicionalmente, el creciente nivel de penetración de la energía eólica en las redes eléctricas ha creado nuevos problemas y retos técnicos entre los que se incluyen: respuesta a caídas de tensión de la red, control de frecuencia, potencia activa, regulación de voltaje y potencia reactiva. En [23] se presenta una comparación de estrategias para el control de potencia reactiva en plantas de generación basadas en DFIG; diferentes condiciones de control de potencia reactiva en el convertidor del lado del rotor y la red se investigan para propósitos de control de voltaje.

En [1, 15-16] se presenta el esquema de control aplicado al DFIG, pero no se hace un análisis más detallado de la parte transitoria, análisis de contenido armónico, compensación de reactivos, de su integración a una red distribución diferente a la configuración máquina síncrona barra bus infinito. Las investigaciones desarrolladas en [17-24] emplean controladores para una extracción óptima de energía en base al control de inclinación de las aspas, potencia activa, reactiva, torque y voltaje. Sin embargo, estudios relacionados con los requerimientos necesarios para la conexión del aerogenerador a la red en términos de disponibilidad, confiabilidad y calidad son necesarios para dar solución a problemáticas actuales que se presentan al tener una alta penetración de sistemas renovables de generación en la red de suministro de energía eléctrica. El trabajo que se presenta en este capítulo analiza un esquema de control considerado en la mayoría de los trabajos previos por tener un buen desempeño al operar en condiciones normales y en presencia de perturbaciones. En la mayoría de los casos el sistema de generación es conectado bajo el modelo máquina síncrona barra infinita, en este capítulo se hace en principio una evaluación del esquema de control considerando. La importancia de esta implementación consiste en aprovechar los recursos que tienen los software comerciales para los modelos y ampliar los estudios a casos particulares.

5.3 Principio de operación del generador de inducción doblemente alimentado

La configuración de un DFIG se compone principalmente por una turbina eólica, una máquina de inducción, convertidores de potencia y un transformador de acoplamiento a la red, Fig. 5.2. Es esencialmente un generador de inducción de rotor devanado en el que el circuito del rotor se puede controlar por dispositivos externos para lograr su operación a velocidades de viento variable. El estator del generador está conectado a la red mediante un transformador, mientras que la conexión del rotor a la red se realiza a través de un convertidor de frecuencia bidireccional (formado por dos convertidores electrónicos CA/CD reversibles) y un transformador. El convertidor electrónico del lado de la red trabaja siempre a la frecuencia de la red, su control vectorial permite de manera independiente absorber o inyectar potencia activa a través del rotor de la máquina y se puede controlar la potencia reactiva intercambiada entre la máquina y la red. El convertidor del lado del rotor en cambio, trabaja a frecuencia variable dependiendo del punto de operación. Con éste se regula la tensión aplicada al rotor, lo que permite al control vectorial regular el par electromagnético y el factor de potencia del generador en un amplio margen de velocidades de viento. Las variaciones admisibles de la velocidad de la turbina típicamente están en el rango de ± 10 a $\pm 25\%$ de la velocidad de sincronismo, dependiendo de las dimensiones del convertidor. Con la finalidad de cubrir un amplio rango de operación y controlar la energía inyectada en la red, el generador está diseñado para trabajar como generador tanto en la zona de deslizamiento positivo ($s > 0$) como negativo ($s < 0$). Por lo tanto, el convertidor electrónico en el lado del rotor debe operar con flujos de potencia en ambos sentidos, razón por la cual en estas configuraciones se usa un convertidor bidireccional [12, 14].

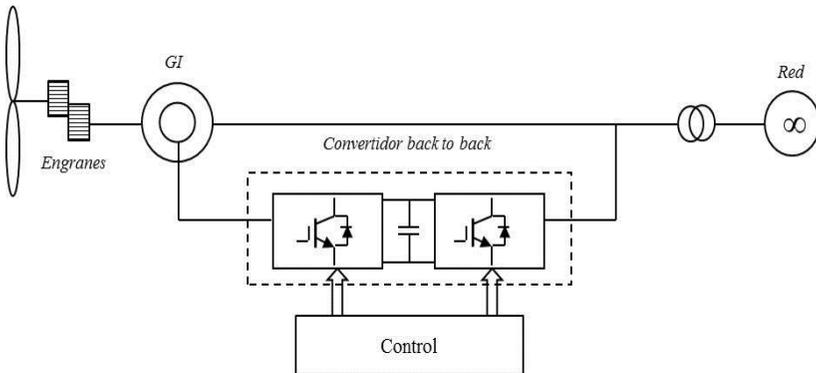


Fig. 5.2. Esquema del generador de inducción doblemente alimentado.

El término “doblemente alimentado” se refiere al hecho de que el voltaje en el estator se aplica desde la red y la tensión en el rotor es inducida por el convertidor de potencia. A continuación se describen las principales características de un DFIG:

- Estator cilíndrico que tiene en la cara interna un conjunto de ranuras en las que se encuentran los tres devanados de fase creando un campo magnético en el entrehierro con dos o tres pares de polos.
- Un rotor cilíndrico que tiene en la cara externa un conjunto de ranuras en los que se encuentran los tres devanados de fase, creando un campo magnético en el entrehierro del mismo par de polos que el estator.
- Los devanados del estator se diseñan para niveles bajos de voltaje (400, 690, 900 V), con el objetivo de reducir el tamaño del transformador de entrada.

Los devanados del rotor están diseñados a media tensión para adaptarse a la tensión nominal del convertidor a la velocidad máxima. Por ejemplo, una máquina de un voltaje de 690 volts línea-línea en terminales del estator, con un deslizamiento máximo del 33%, la tensión máxima en el rotor será de 0.33 la tensión nominal del rotor resultando 228 volts.

Otra parte importante es la interfaz de electrónica de potencia parte fundamental para la conversión de energía eólica. El convertidor que se utiliza en esta aplicación es un convertidor BTB conformado por dos fuentes convertidoras de voltaje que comparten un enlace de CD. Las características típicas de estos convertidores son las siguientes:

- Convertidor trifásico de dos niveles con transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT's, por sus siglas en inglés) a una frecuencia de conmutación de 2.5 a 5 kHz.
- Potencia nominal: de 500 a 2500 kVA.
- Voltaje Nominal: 690 V.
- Voltaje nominal del bus de CD: 1000 V.

5.4 Modelo de la turbina eólica y máquina de inducción

5.4.1 Turbina eólica

El estudio de los modelos matemáticos de los subsistemas que forman el esquema es de suma importancia debido a que se requiere entender cómo se interrelacionan. Por ejemplo, se requiere tener un completo entendimiento de entradas-salidas, su desempeño en estado estacionario y ante la presencia de algún tipo de perturbación. La potencia del viento capturada por las aspas y la conversión a potencia mecánica se puede calcular por [12],

$$P_m = \frac{1}{2} \rho r^2 \pi v_w^3 C_p \quad (5.1)$$

donde ρ es la densidad del aire, r es el radio de las aspas, v_w es la velocidad del viento y C_p es la eficiencia aerodinámica de las aspas de la turbina. El torque mecánico generado por la entrada de par eólico, que es la entrada del generador se obtiene,

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (5.2)$$

Siendo T_m el torque mecánico, P_m es la potencia mecánica y ω_m es la velocidad mecánica de la máquina. La forma de implementar este modelo en el software de simulación se observa en la Fig. 5.3.

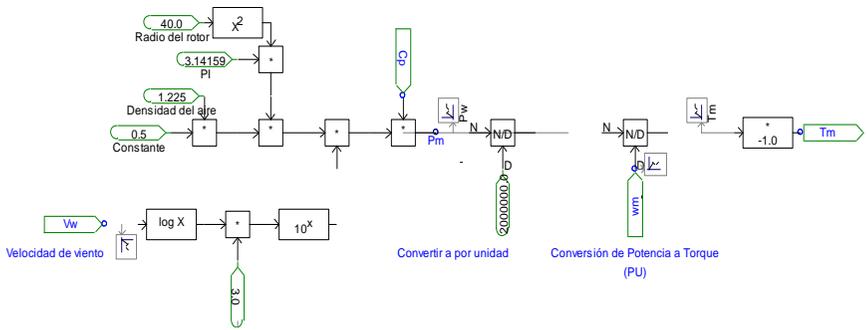


Fig. 5.3. Esquema que convierte la velocidad del viento a torque mecánico.

5.4.2 Máquina de inducción

Las ecuaciones de voltaje en variables de la máquina de forma compacta son [25],

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (5.4)$$

Para un sistema magnético lineal los enlaces de flujo magnético se pueden expresar

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

los parámetros se pueden establecer conforme a las siguientes relaciones:

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Donde

L_{ms} es la inductancia de magnetización en el devanado del estator (H),

L_{ls} es la inductancia de enlaces de flujo magnético en el devanado del estator (H),

L_{lr} es la inductancia de enlaces de flujo magnético en el devanado del rotor (H),

r_s es la resistencia del devanado del estator (Ω),

r_r es la resistencia del devanado del rotor referida al estator (Ω).

El par y la velocidad del rotor se relacionan mediante,

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + T_L \quad (5.6)$$

donde T_e es el torque electromagnético (N·m),
 T_L es el torque de carga (N·m),

J es la constante de inercia del generador (kg/m^2),

ω_r es la velocidad angular del rotor (rad/s),

P es el número de polos,

$$T_e = -\frac{P}{2}L_{ms} \left\{ \left[i_{as} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{cr} \right) + i_{bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{cr} \right) + i_{cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar} \right) \right] \sin\theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{as}(i'_{br} - i'_{cr}) + i_{bs}(i'_{cr} - i'_{ar}) + i_{cs}(i'_{ar} - i'_{br})] \cos\theta_r \right\} \quad (5.7)$$

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} son las corrientes en el estator (A),

$i'_{ar}, i'_{br}, i'_{cr}$ son las corrientes del rotor referidas al estator (A),

θ_r es la posición angular del rotor (rad),

además, se tiene que:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (5.8)$$

El modelo dinámico de la máquina de inducción se forma mediante (5.3), (5.4), (5.6) y (5.8), considerando que la entrada son los voltajes del estator y rotor para el caso de operación como motor.

5.5 Sistema de control del convertidor back to back aplicado al DFIG

El convertidor BTB está formado por dos fuentes convertidoras de voltaje (VSC, por sus siglas en inglés) que comparten un bus de CD que permiten un control de manera independiente, Fig. 5.2. Para lograr un control en la conversión de potencia con un impacto mínimo en la red convencional se emplea el BTB conmutado mediante técnicas PWM [1, 26-27]. Una de las técnicas más utilizadas para generar las señales de compuerta de los interruptores del convertidor es la modulación PWM sinusoidal (SPWM, por sus siglas en inglés) que compara una señal portadora triangular de alta frecuencia con tres señales sinusoidales de referencia llamadas señales moduladoras, tiene como principal ventaja la sencillez en su implementación. Otra estrategia de modulación que se ha desarrollado con resultados convenientes en VSC es la técnica de espacio vectorial PWM (SVPWM, por sus siglas en inglés), generalmente llamada control vectorial [28-29]. La particularidad de este método es que sustituye todo el sistema trifásico por un vector de referencia. Para tener un control de las variables de interés se requiere que el esquema de control retroalimentado del convertidor BTB pueda operar de manera confiable y segura.

5.5.1 Marco de transformación abc/dq

La teoría del marco de transformación se puede usar para simplificar el estudio de máquinas eléctricas facilitando la simulación e implementación digital del control, en particular para los sistemas de conversión de energía eólica. En los últimos años se han propuesto algunos marcos de transformación, entre ellos se encuentra el abc, el estacionario de dos fases $\alpha\beta$ y el marco de rotación síncrono dq, [12].

Las variables de las tres fases en el marco estacionario abc se pueden transformar en un marco de referencia dq, mediante,

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

El coeficiente $2/3$ se puede integrar arbitrariamente a la ecuación. Los valores que comúnmente se usan son $2/3$ ó $\sqrt{2/3}$. La principal ventaja de emplear $2/3$ es que la magnitud de los voltajes de las dos fases es igual a la del sistema trifásico después de la transformación. Las dos variables dq después de la transformación contiene toda la información de las tres variables trifásicas, bajo la condición de que el sistema trifásico debe estar balanceado [30]. De la misma forma se puede regresar al marco de referencia original mediante la transformación inversa dq/abc, siendo,

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

5.5.2 Marco de transformación abc/ $\alpha\beta$

La transformación de un sistema trifásico estacionario a uno de dos variables que también sea estacionario es la transformación $abc/\alpha\beta$, por lo tanto, el marco $abc/\alpha\beta$ no rota en el espacio. La transformación puede obtenerse colocando $\theta = 0$,

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

de forma similar la transformación de las dos fases al sistema trifásico $\alpha\beta/abc$ es por medio de,

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

5.5.3 Convertidor del lado de la red

En este estudio el principal objetivo de control del convertidor del lado de la red es mantener en el valor de referencia al voltaje en el enlace de CD (tensión en el capacitor), así como garantizar su operación con un factor de potencia unitario. Para obtener el control independiente de los flujos de potencia activa y reactiva que fluyen entre la red y el convertidor se utiliza un control vectorial en un marco de referencia orientado a lo largo de la posición del vector de voltaje del estator [15]. El esquema PWM se realiza considerando una estrategia de regulación desacoplada, donde la corriente en eje d regula el voltaje en el bus de CD y la componente de corriente en eje q controla la potencia reactiva. La dinámica del convertidor del lado de la red en el marco de referencia dq0 empleando la notación como en [16] se representa por,

$$v_{cd} = Ri_{cd} + L_r \frac{di_{cd}}{dt} - \omega_e L_r i_{cq} + v_{cdl} \quad (5.13)$$

$$v_{cq} = Ri_{cq} + L_r \frac{di_{cq}}{dt} + \omega_e L_r i_{cd} + v_{cql} \quad (5.14)$$

la posición angular del voltaje de la red se calcula utilizando,

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \tan^{-1} \frac{v_{c\beta}}{v_{c\alpha}} \quad (5.15)$$

donde $v_{c\alpha}$ y $v_{c\beta}$ son las componentes en el marco de referencia estacionario del voltaje del convertidor del lado de la red. El eje d está alineado con la posición angular del voltaje en la red θ_e . Si se considera que la amplitud del voltaje en la red es constante, entonces, v_{cd} es constante y $v_{cq} = 0$. El valor de potencia activa y reactiva es proporcional a i_{cd} e i_{cq} , respectivamente. Asumiendo que la conexión del transformador y la red es en estrella los flujos de potencia activa y reactiva del convertidor son,

$$P_c = 3(v_{cd}i_{cd} + v_{cq}i_{cq}) = 3v_{cd}i_{cd} \quad (5.16)$$

$$Q_c = 3(v_{cd}i_{cq} + v_{cq}i_{cd}) = 3v_{cd}i_{cq} \quad (5.17)$$

El esquema de control utiliza un desacople de corrientes para i_{cd} e i_{cq} , para determinar la componente i_{cd} se utiliza la diferencia del voltaje del bus de CD respecto a la referencia empleando un controlador PI. Mientras, que el valor para i_{cq} se calcula con el factor de desplazamiento en el inductor del lado de la red, Fig. 5.4. En la Fig. 5.4 se puede observar que los valores de referencia para el convertidor del lado de la red v_{cd}^* y v_{cq}^* se establecen con un controlador PI cada uno. Para el lazo de control interno es necesario diseñar la planta para el controlador, que se obtiene aplicando la transformada de la Laplace a (5.13) y (5.14) como en [15],

$$v_{cd} = (Ri + sL_r)i_{cd} - \omega_e L_r i_{cq} + v_{cd1} \quad (5.18)$$

$$v_{cq} = (R + sL_r)i_{cq} + \omega_e L_r i_{cd} + v_{cq1} \quad (5.19)$$

Asignando v'_{cd} y v'_{cq} a (5.18) y (5.19) resulta,

$$v'_{cd} = (Ri + sL_r)i_{cd} \quad (5.20)$$

$$v'_{cq} = (R + sL_r)i_{cq} \quad (5.21)$$

Las expresiones (5.20) y (5.21) se utilizan para diseñar el control a lazo cerrado de las corrientes,

$$F(s) = \frac{i_{cd}(s)}{v'_{cd}(s)} = \frac{i_{cq}(s)}{v'_{cq}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (5.22)$$

Sustituyendo (5.20) y (5.21) en (5.18) y (5.19), respectivamente y considerando que $v_{cq} = 0$, los voltajes de referencia para la generación de las señales de activación de los interruptores v_{cd}^* y v_{cq}^* se calcula por medio de,

$$v_{cd}^* = -v'_{cd} + (\omega_e L_r i_{cq} + v_{cd}) \quad (5.23)$$

$$v_{cq}^* = -v'_{cq} - (\omega_e L_r i_{cd}) \quad (5.24)$$

Las expresiones (5.5)-(5.16) muestran el desarrollo de la estrategia de control para el convertidor del lado de la red [16].

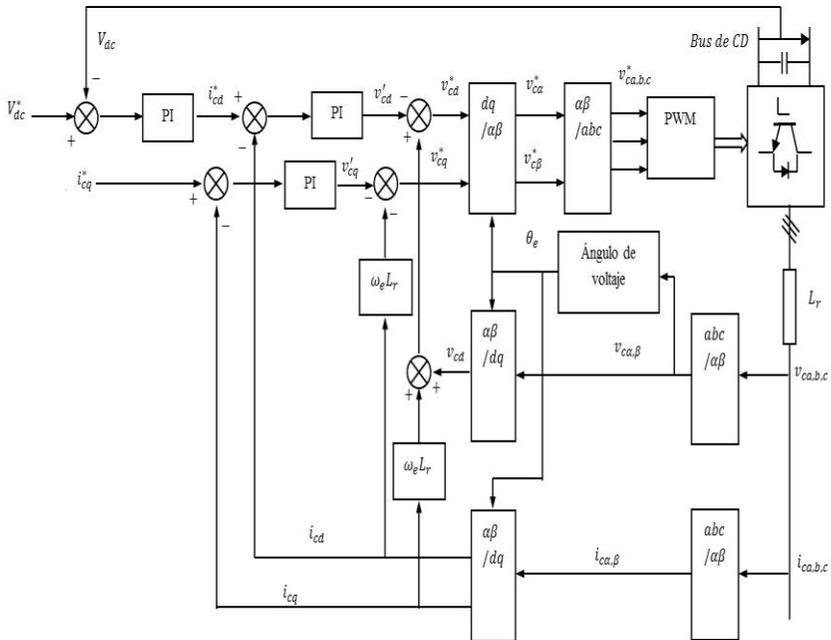


Fig. 5.4. Esquema de control del convertidor del lado de la red.

5.5.4 Convertidor del lado del rotor

El convertidor del lado del rotor provee la excitación de la máquina de inducción. Con éste es posible controlar el torque, por lo tanto, la velocidad del generador de inducción y el factor de potencia en terminales del estator. El convertidor del lado del rotor suministra una frecuencia de excitación

variable dependiendo de las condiciones de la velocidad del viento. La máquina de inducción se controla en el marco de rotación síncrono dq0, con el eje d orientado a lo largo de la posición del vector de flujos del estator. Dentro de este marco de referencia es posible un desacoplo de control entre el torque eléctrico y las corrientes de excitación del rotor, con lo anterior la potencia activa y reactiva son controladas independientemente [15]. Para describir el esquema de control se inicia con el modelo de la máquina de inducción. Utilizando el marco de referencia estacionario orientado con el estator (sin saturación) las ecuaciones de voltaje son,

$$v_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (5.25)$$

$$v_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r \quad (5.26)$$

donde v_s es el voltaje en el estator impuesto por la red. El voltaje del rotor v_r controlado por el convertidor del lado del rotor se utiliza para el control del generador. El vector de flujos se puede determinar mediante,

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (5.27)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (5.28)$$

donde L_s y L_r son las inductancias propias del estator y rotor, respectivamente; $L_s = L_m + L_{ls}$, $L_r = L_m + L_{lr}$. Bajo la orientación de los flujos del estator las componentes en el marco dq0 se expresan como,

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (5.29)$$

Definiendo el factor de pérdidas $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ y la inductancia equivalente como $L_o = \frac{L_m^2}{L_s}$, las ecuaciones de voltaje y de flujos del rotor son,

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{slip} (L_o i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}) \end{cases} \quad (5.30)$$

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (5.31)$$

donde la velocidad angular de deslizamiento es $\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r$. El ángulo de flujos del estator se calcula por,

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases}, \quad \theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \quad (5.32)$$

donde θ_s es la posición del vector de flujo del estator. En la Fig. 5.5 se muestra el diagrama a bloques del esquema de control del convertidor del lado del rotor. La corriente de referencia del rotor en el eje q, i_{rq}^* se obtiene a partir de un lazo de control de velocidad o de un par de referencia impuesto por la máquina. Para el modo de control de velocidad utilizado en este capítulo, el controlador PI se aplica a la señal de error de velocidad, mientras el otro controlador PI produce la señal i_{rd}^* , que regula la potencia reactiva requerida por el generador. Asumiendo que toda la potencia reactiva que demanda la máquina se suministra por el estator, el valor de referencia de la corriente en eje d se puede considerar cero. El sistema de control requiere las mediciones de corriente en el rotor, corrientes y voltajes en el estator y posición del rotor. Como el estator se conecta a la red, la influencia de la resistencia del estator es pequeña, por lo tanto, la corriente de magnetización i_{ms} se puede considerar constante como en [15]. Los errores de las señales i_{rd} e i_{rq} se procesan por los controladores PI, obteniendo v'_{rd} y v'_{rq} , respectivamente. Para garantizar un buen seguimiento de las corrientes en el marco dq0 se integran a v'_{rd} y v'_{rq} términos de compensación obteniendo los voltajes de referencia v_{rd}^* y v_{rq}^* .

$$\begin{cases} v_{rd}^* = v_{rd}' - \omega_{slip} \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq}^* = v_{rq}' + \omega_{slip} (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}) \end{cases} \quad (5.33)$$

El esquema de control del sistema se representa por (5.25)-(5.33), [16]. En la Fig. 5.5 se aprecia el diagrama indicando la interacción de cada elemento.

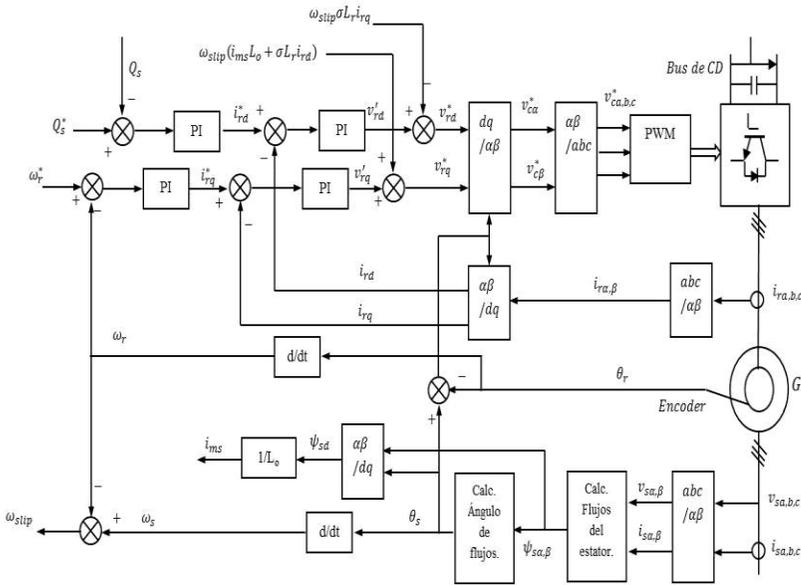


Fig. 5. 5. Esquema de control del convertidor de lado del rotor.

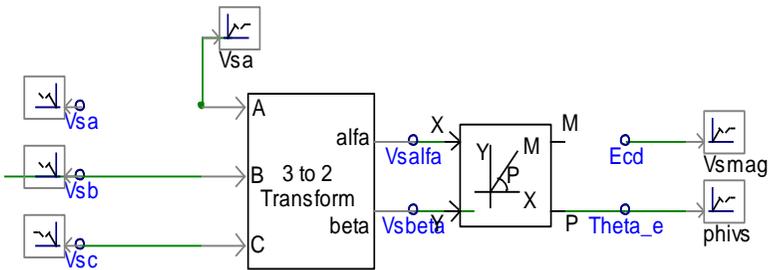
5.6 Simulación del esquema de control del DFIG en PSCAD

El software PSCAD/EMTDC es una herramienta útil en el estudio de transitorios electromagnéticos en sistemas eléctricos, además que su entorno es amigable al usuario. Dentro de la librería maestra de PSCAD existen modelos prediseñados que facilitan la elaboración de la estrategia de control, también incluye circuitos de electrónica de potencia para construir el convertidor BTB, así como modelos de máquinas rotatorias (máquina síncrona y de inducción), transformadores y otros elementos de sistemas de potencia. En caso de tener la necesidad de crear un nuevo componente, el usuario tiene la posibilidad de construir un elemento utilizando las

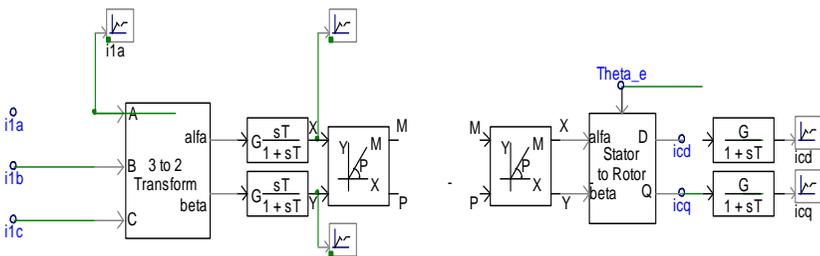
operaciones básicas y/o mediante programación en lenguaje Fortran. En las siguientes subsecciones se desarrolla a detalle la integración del esquema de control del convertidor BTB aplicado al DFIG.

5.6.1 Control del convertidor del lado de la red

Como se menciona en la sección 5.5.3 el esquema de control del convertidor del lado de la red requiere de las mediciones de voltaje en la red y de la corriente que ingresa directamente al convertidor. Por medio de las transformaciones $abc-\alpha\beta$ y $\alpha\beta$ -dq que se aplican a las señales de voltaje y corriente se determina el ángulo de referencia de voltaje θ_e en la red de CA y la generación de las corrientes i_{1cd} e i_{1cq} , respectivamente, Fig. 5.6. Las corrientes en el marco de rotación dq0 se utilizan directamente en el esquema de control, su comportamiento se muestra en la Fig. 5.7.

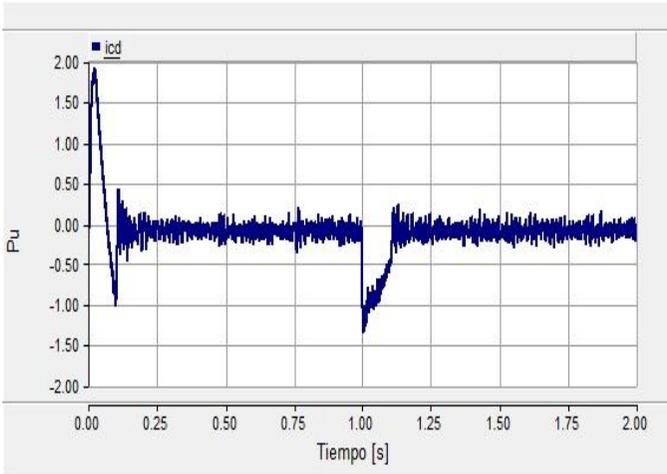


(a)

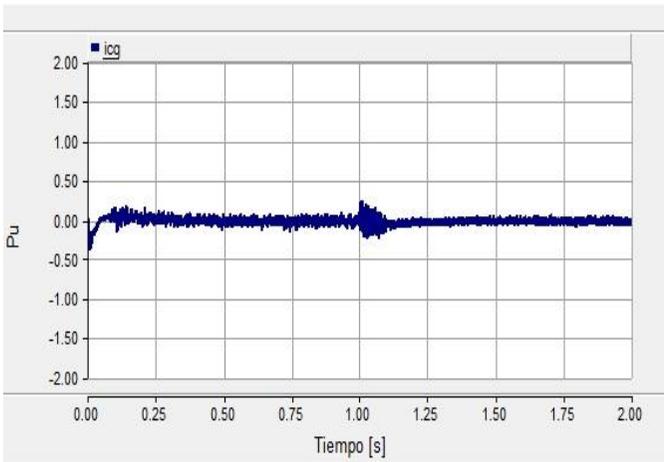


(b)

Fig. 5. 6. Cálculo de la ubicación del voltaje en el estator y corrientes para el esquema de control.



(a)



(b)

Fig. 5. 7. Corrientes de referencia en el marco dq: a) eje d; b) eje q.

En la Fig.5.8 se observa que el valor de V_{cdref} se controla por el error de tensión en el capacitor, mientras que V_{cqref} se manipula por el error de potencia reactiva del estator. Para generar los voltajes de referencia para la técnica PWM del convertidor del lado de la red se emplean las transformaciones $dq - \alpha\beta$ y $\alpha\beta - abc$. La evolución de las señales de voltaje se muestra en la Fig. 5.9.

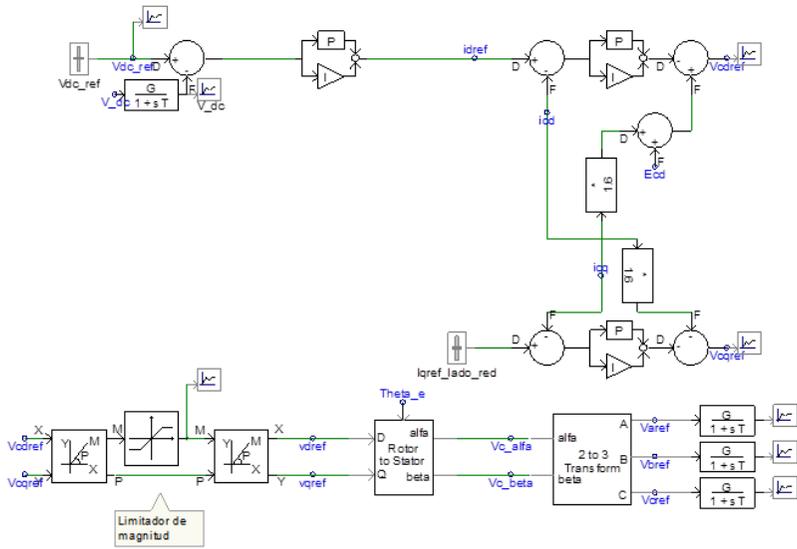


Fig. 5. 8. Esquema de control del convertidor del lado de la red en PSCAD.

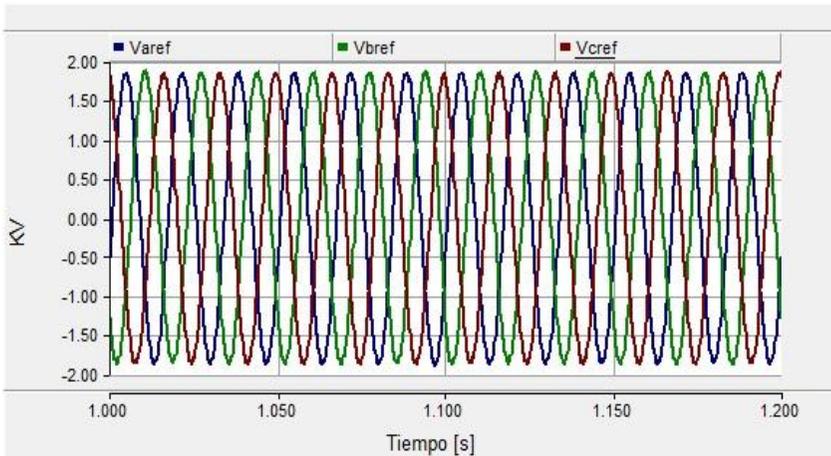


Fig. 5. 9. Voltajes de referencia en el marco abc.

El esquema de modulación por ancho de pulso sinusoidal se implementa con bloques prediseñados. Cada una de las fases de voltaje se compara con una onda triangular que opera a una frecuencia de **1260 Hz** lo que permite generar los pulsos que disparan a los interruptores, Fig. 5.10.

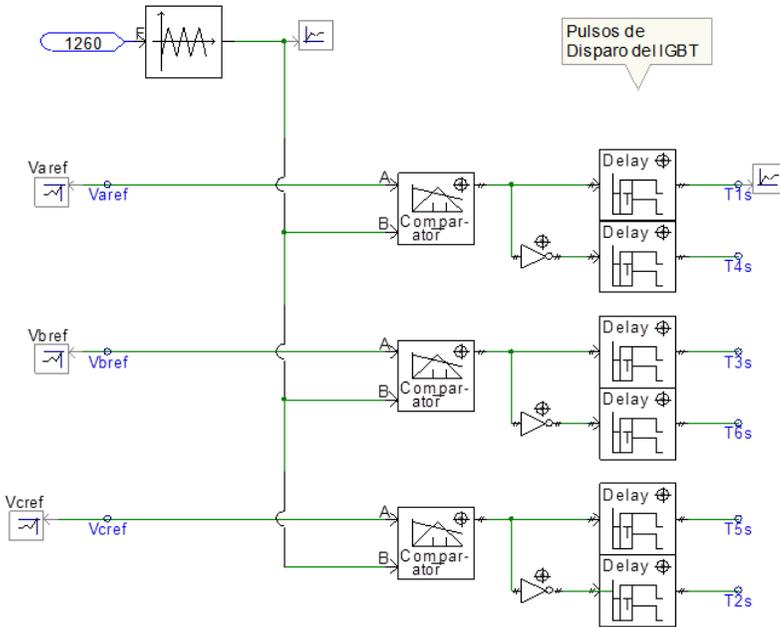


Fig. 5. 10. Voltajes de referencia en el marco abc.

5.6.2 Convertidor del lado del rotor

La implementación del esquema de control del convertidor del lado del rotor de la máquina de inducción en PSCAD es similar a la estructura de control que se presenta en la sección 5.5.4. Para realizar los cálculos correspondientes y llegar a las variables solicitadas por los controladores PI se requiere de la medición de la corriente y voltaje en el estator, así como la corriente y posición del rotor. En el desarrollo del esquema de la Fig. 5.5 es importante determinar la posición instantánea de rotación del flujo magnético para obtener el marco de referencia y simplificar el análisis. Por medio de la ecuación de voltajes en el estator (5.34) se calcula el flujo en la fase a , donde la derivada de los enlaces de flujo del estator es igual a la diferencia entre v_{sa} el voltaje en el estator y el producto de $i_{sa}R_{sa}$ que representa las pérdidas en la resistencia del estator; para la fase b y c se emplea la misma expresión sólo se sustituyen los voltajes y corrientes respectivos.

$$v_{sa} - i_{sa}R_{sa} = \frac{d\psi_{sa}}{dt} \quad (5.34)$$

Realizando la transformación $abc - \alpha\beta$ los voltajes de fase del estator se convierten en $v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$. La transformación está dada por,

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Integrando $v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$ se calculan las componentes del flujo del estator $\psi_{s\alpha}$ y $\psi_{s\beta}$, posteriormente, se convierten a forma polar,

$$\begin{aligned} |\psi_s| &= \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta_s &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \end{aligned} \quad (5.36)$$

Con las expresiones (5.34)-(5.36) se determina la ubicación θ_s de la rotación del flujo. En circuitos de control prácticos se requiere un filtro para eliminar cualquier componente de CD residual introducida en el proceso de integración para obtener $\psi_{s\alpha}$ y $\psi_{s\beta}$. Finalmente, para obtener la posición se realiza la conversión de estas variables de coordenadas cartesianas a polares, dando como resultado el ángulo θ_s (con la etiqueta "Theta_s") que da la ubicación instantánea del flujo magnético del estator. El rotor está girando y se encuentra instantáneamente en el ángulo θ_r (con la etiqueta "Theta_r"). Por lo tanto, con un marco de rotación fijado al rotor el vector de campo magnético del estator está en la posición $\theta_s - \theta_r$, lo que resulta en el ángulo de deslizamiento θ_{slip} (con la etiqueta "Theta_slip"), Fig. 5.11.

Ubicación actual del flujo de rotación del estator

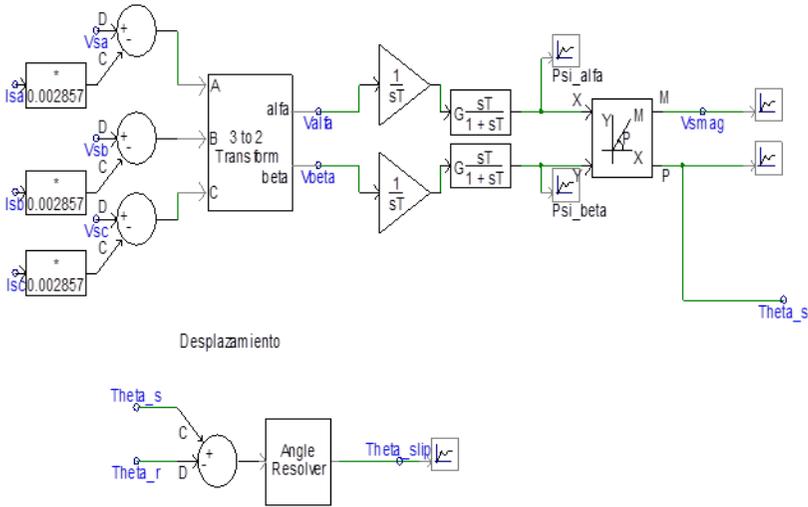


Fig. 5. 11. Estructura para calcular la ubicación del flujo magnético del estator.

En la Fig. 5.12 se muestra el diagrama a bloques del esquema de control del convertidor del lado del rotor desarrollado en PSCAD. La corriente de referencia del rotor en el eje q i_{rq}^* se obtiene a partir de un lazo de control de velocidad, mientras el otro controlador PI produce la señal i_{rd}^* , con esta componente se regula la potencia reactiva requerida por el generador. Cada componente de corriente de referencia se compara con la corriente instantánea que fluye hacia el rotor, posteriormente, la señal de error ingresa a un segundo controlador. En la salida de cada controlador PI se añaden términos de compensación para una mejor respuesta del esquema de control [15-16]. Sin embargo, para su cálculo en el simulador se presentó una problemática debido a que ambos términos de compensación son multiplicados por la velocidad de deslizamiento (ω_{slip}), que es igual a la diferencia entre velocidad en la red (ω_s) y en el rotor (ω_r) como se aprecia en Fig. 5.5. La variable ω_r se obtiene por medio del modelo propuesto en PSCAD para la máquina de inducción, mientras que para calcular ω_s se requiere derivar la posición de los enlaces de flujo del estator θ_s , y precisamente en este punto es donde se tiene un resultado incorrecto debido a las características de ésta última señal el valor de la derivada es igual a infinito. Por lo tanto, es necesario realizar un acondicionamiento a θ_s por medio de programación para proceder al cálculo de ω_s . Por ésta problemática se emplea el esquema de control propuesto en [31]

Fig. 5.13, que es muy similar al desarrollado en Fig. 5.12, la diferencia es la eliminación de los lazos de control donde se añaden los términos de compensación, por lo tanto, el esquema se reduce a un lazo de control tanto para la potencia reactiva y la velocidad en la máquina. Finalmente, se generan los valores instantáneos de las corrientes de referencia para el rotor, que se obtienen realizando la transformación dq0 inversa respecto al ángulo de deslizamiento θ_{slip} .

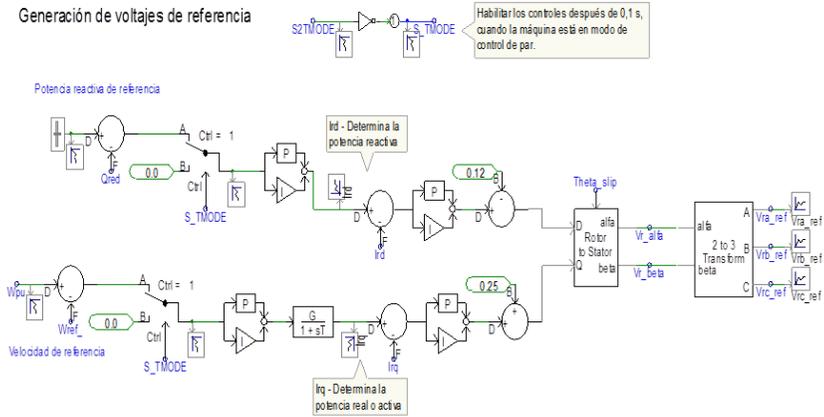


Fig. 5.12. Esquema de control para generación de voltajes de referencia.

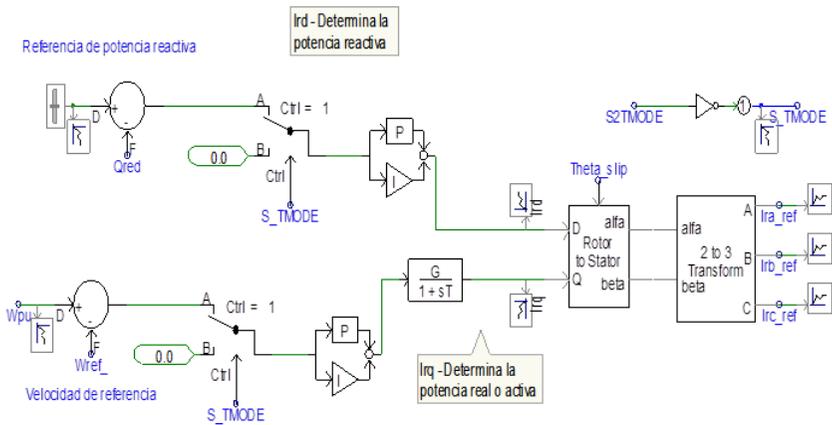


Fig. 5.13. Esquema de control para generación de corrientes de referencia.

Una vez que se calculan las corrientes de referencia, Fig. 5.14, por medio de la técnica de modulación por ancho de pulso de corrientes de referencia (CRPWM, por sus siglas en inglés), Fig. 5.15, se obtiene la serie de pulsos para disparar los interruptores de la VSC, como en [31].

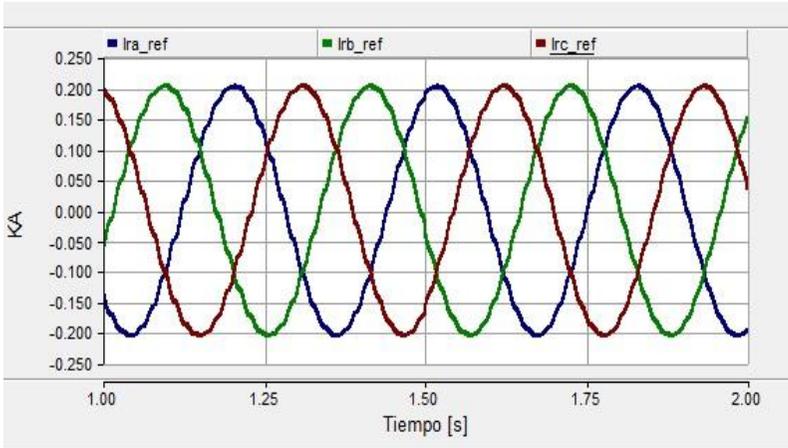


Fig. 5. 14. Corrientes de referencia para el convertidor del lado del rotor.

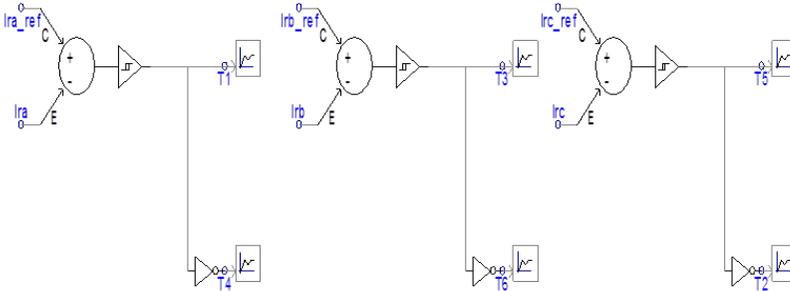


Fig. 5. 15. Modulación por corrientes de referencia.

Hasta este momento se ha explicado la integración del esquema de control de cada VSC en una configuración BTB aplicado a un DFIG. En la Fig. 5.16 se visualiza el sistema de generación eólico simulado en el entorno de programación. Analizando el diagrama de derecha a izquierda se observa el bloque que representa la turbina eólica, siguiendo con la máquina de inducción, el convertidor con su esquema de control. La representación del sistema es por medio del modelo máquina bus infinito, donde la red se representa por una fuente de magnitud y frecuencia constante de 20 kV a 60 Hz.

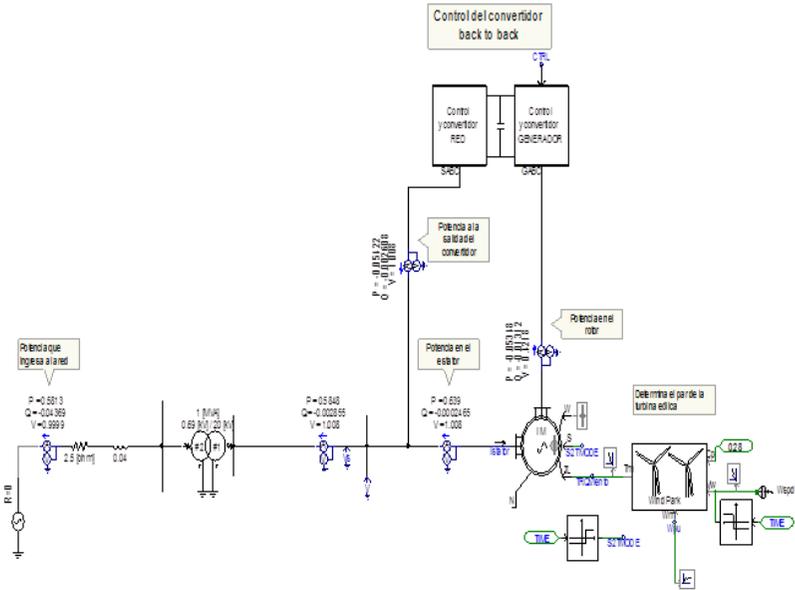


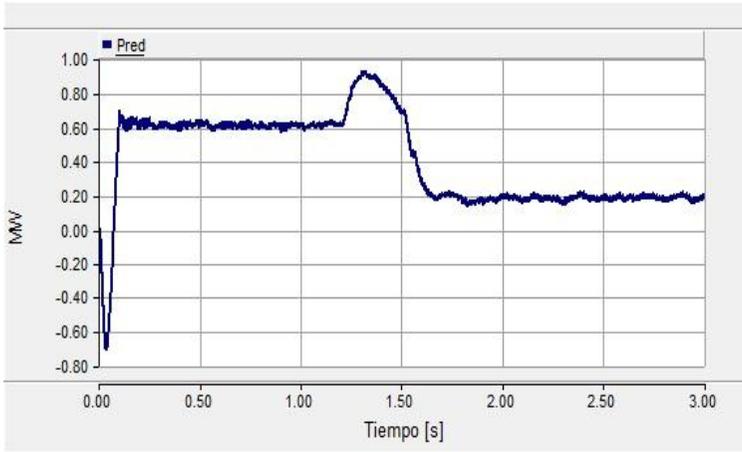
Fig. 5. 16. Generador de inducción doblemente alimentado en PSCAD.

5.7 Simulación del esquema de control del DFIG en PSCAD

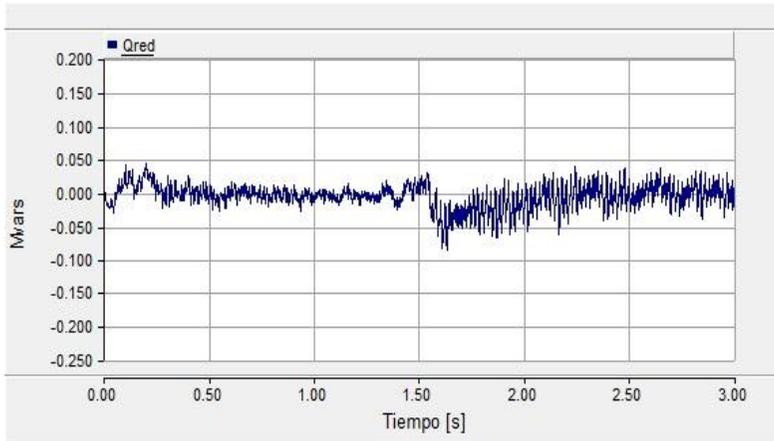
Para validar los resultados se analizan dos casos de estudio: A) se aplica una disminución de 4 m/s en la velocidad de entrada en $t = 1.2 \text{ s}$; B) se aplica al sistema una falla trifásica en el punto de conexión con la red en $t = 1 \text{ s}$.

Caso A

En este análisis se aplica un cambio súbito de magnitud en la velocidad del viento en $t = 1.2 \text{ s}$. En la Fig. 5.17a se aprecia que la potencia activa disminuye su valor considerablemente, manteniendo al sistema estable. Para el caso de la potencia reactiva el transitorio tiene una duración similar y alcanza su valor en estado estacionario alrededor del valor de referencia, Fig. 5.17b. El transitorio inicial es debido a la puesta en operación del sistema considerando una velocidad de viento constante.



(a)

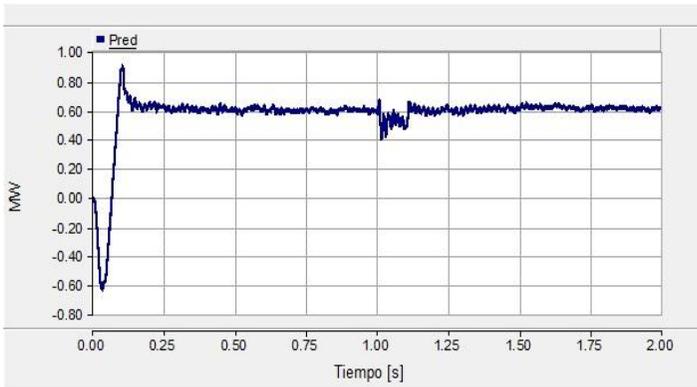


(b)

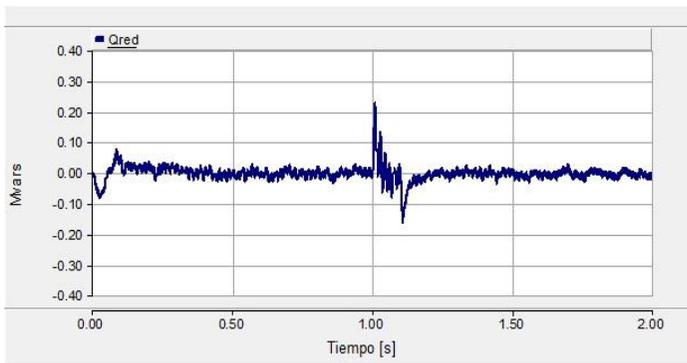
Fig. 5. 17. Potencia de salida del sistema eólico: a) activa; b) reactiva, caso A.

Caso B

En las Fig's. 5.18a y 5.18b se exhibe el desempeño de la potencia activa y reactiva que aporta el sistema eólico a la red. El controlador empleado permite mantener la potencia reactiva en cero y la activa con características transitorias adecuadas. El esquema de control que se utiliza en los dos convertidores se basa en un regulador PI que establece los valores de referencia y el disparo de los interruptores a partir de la técnica SPWM.



(a)



(b)

Fig. 5. 18. Potencia de salida del sistema eólico: a) activa; b) reactiva, caso B.

La respuesta del voltaje en el bus de CD exhibe un transitorio cuando se presenta la falla trifásica manteniendo su magnitud en estado estacionario cercano al valor de referencia, Fig. 5.19.

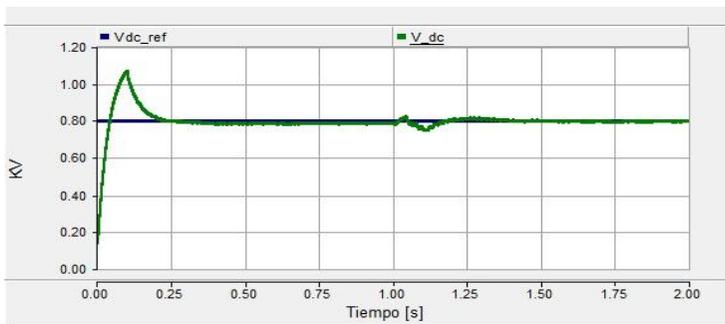
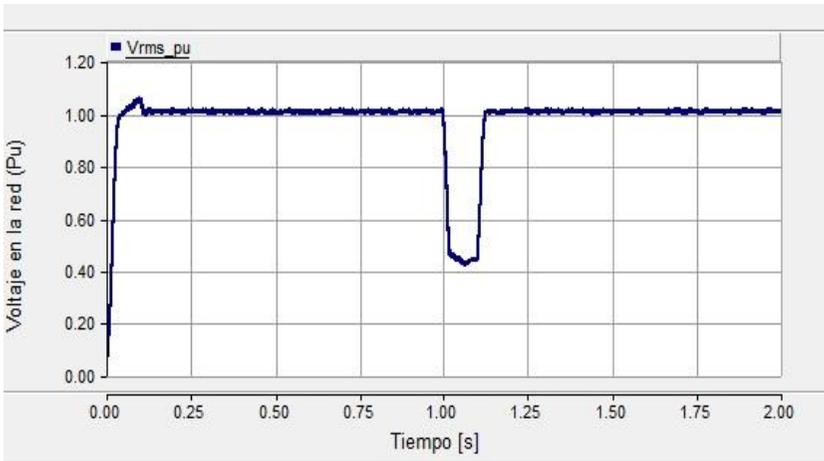
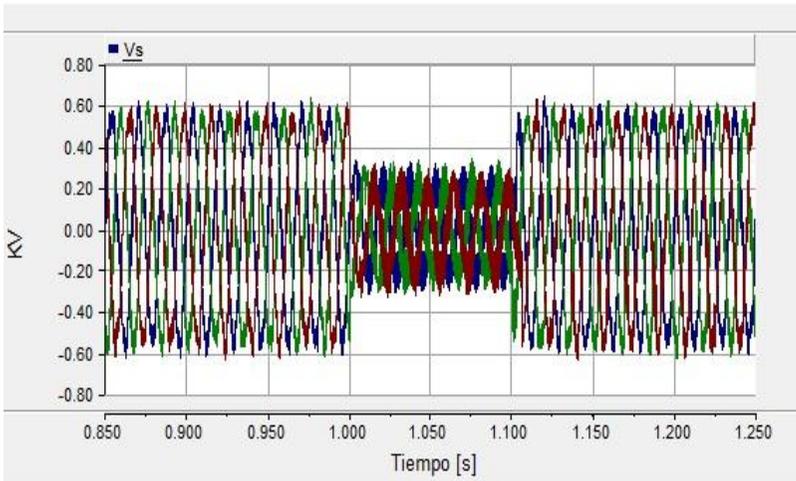


Fig. 5. 19. Voltaje en el bus de CD, caso B.

La falla de corto circuito se aplica en terminales de la máquina de inducción, el voltaje en la red es una variable que se ve afectada directamente. Se observa que en $t=1\text{s}$, tiempo en que se aplica la falla, la magnitud del voltaje se reduce aproximadamente un 60% y en $t=1.09\text{ s}$ cuando la falla se libera el sistema tiende a estabilizarse rápidamente y retoma su valor en estado estacionario, Figs. 5.20a y 5.20b.



(a)



(b)

Fig. 5. 20. Voltaje en terminales de la máquina de inducción: a) valor RMS; b) trifásico.

Conclusiones

El DFIG está dentro de los sistemas de generación que tienen la capacidad de operar a velocidad variable por lo que su análisis se puede desarrollar tomando como entrada un par variable y/o constante. Para su integración a la red se requiere de un sistema de conversión que permita obtener señales con características similares a las que operan los sistemas convencionales. Con estudios y análisis en simulación se puede conocer el comportamiento del sistema ante cambios de velocidad y perturbaciones propias de la red. En los resultados de simulación se observa que la estrategia de control tiene una respuesta adecuada, debido a que el sistema tiene la capacidad de tomar otro punto de operación ante cambios en la velocidad del viento y seguir generando energía eléctrica. Asimismo, tiene la capacidad de hacer frente a fallas que se puedan presentar en la red manteniendo al sistema en condiciones de estabilidad. Con el desarrollo del modelo en el software de simulación se pueden ampliar los estudios para diferentes velocidades de viento y cambios paramétricos en la red eléctrica.

Referencias

- [1] Adrià Junyent-Ferré, Oriol Gomis-Bellmunt, Andreas Sumper, Marc Sala, Montserrat Mata, "Modeling and Control of the Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 18, No. 9, pp. 1365-1381, 2010.
- [2] S. Muller, M. Deicke, Rik W., De Doncker, "Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines," *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 8, No. 3, pp. 26-33, 2002.
- [3] G.O. Cimuca, C. Saudemont, B. Robyns, and M.M. Radulescu, "Control and performance evaluation of a flywheel energy-storage system associated to a variable-speed wind generator," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, No. 4, pp. 1074-1085, 2006.
- [4] S. Niu, K.T. Chau, J.Z. Jiang, and C. Liu, "Design and control of a new double-stator cup-rotor permanent-magnet machine for wind power generation," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 43, No. 6, pp. 2501-2503, 2007.
- [5] C. Yu, K.T. Chau and J. Z. Jiang, "A flux-mnemonic permanent magnet brushless machine for wind power generation," *Journal of Applied Physics*, vol. 105, No. 7, pp.1-3, 2009.
- [6] D.A. Torrey, "Switched reluctance generators and their control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, No. 1, pp. 3-14, 2002.
- [7] F. Valenciaga and P.F. Puleston, "Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, No.2, pp. 398-405, 2005.
- [8] Q. Wang and L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine system," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, No. 5, pp. 1242-1249, 2004.

- [9] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, No. 2, pp. 486-494, 2006.
- [10] Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu, Nicolaos Antonio Cutululis, Emil Ceanga, "Optimal Control of Wind Energy Systems," Springer, cap. 2, 2008.
- [11] José Roberto Rosas Reyes, "Diseño de controladores no lineales robustos de modos deslizantes aplicados al sistema de conversión de energía eólica," Tesis de Maestría, Cinvestav del IPN unidad Guadalajara, 2009.
- [12] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, "Power conversion and control of wind energy systems," IEEE Press, cap. 2, 2011.
- [13] A. F. Zobaa, R.C. Bansal., "Handbook of renewable energy technology," Worldscientific Publishing, 2011.
- [14] Gonzalo Abad, Jesús López, Miguel A. Rodríguez, Luis Marroyo, Grzegorz Iwanski, "Doubly Fed Induction Machine," IEEE Press, 2011.
- [15] R. Pena, J.C.J.C Clare, G.M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 143, No. 3, pp. 231-241, 1996.
- [16] Jatin Nath Wani and Artie W. Ng., "Paths to sustainable energy," Intechopen, cap. 14, 2010.
- [17] S.G. Han, I.K. Yu, M. Park., "PSCAD/EMTDC-based simulation of wind power generation system," *Renewable Energy*, vol. 32, pp. 105-117, 2007.
- [18] H. K. Davijani, A. Sheikholeslami, and M. K. Davijani., "Fuzzy logic control of doubly fed induction generator wind turbine," *World Applied Sciences Journal*, vol.6, pp. 499-508, 2009.
- [19] F. Poitiers, T. Bouaouiche, M. Machmoum, "Advanced control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 1085-1096, 2009.
- [20] Orlando Soares, Henrique Goncalves, António Martins, Adriano Carvalho, "Nonlinear control of the doubly – fed induction generator in wind power systems," *Renewable Energy*, vol. 35, pp. 1662-1670, 2010.
- [21] D. Zhi, L. Xu, and B.W. Williams., "Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators," *IEEE Trans. on Power electronics*, vol. 25, No. 2, pp. 341-351, 2010.
- [22] IIE, "Investigación, desarrollo e innovación tecnológica de sistemas de control de aerogeneradores," Boletín de divulgación, Abril-Junio 2012.
- [23] M. Kayikci and Jovica V. Milanovic., "Reactive power control strategies for DFIG-based plants," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 22, No. 2, pp. 389-396, 2010.
- [24] Thomas Ackermann "Wind Power in Power Systems," John Wiley & Sons, 2005.
- [25] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," Ed. Wiley-IEEE Press, cap. 4, 2002.
- [26] Chad Abbey, Géza Joós, "A Systematic approach to design and operation of a doubly fed induction generator," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 399-408, 2008.

- [27] Zhinix Miao, Lingling Fan, “The art of modeling and simulation of induction generator in wind generation applications using high-order model,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 16, pp. 1239-1253, 2008.
- [28] Dong-dong Li and Lu Wang, “A simulation study of space vector pwm rectifier based on PSCAD,” *Advanced Electrical and Electronics Engineering*, LNEE vol. 87, pp. 129-137, 2011.
- [29] Muyeen, S.M., Mannan, M.A., Ali, M.H.: “Simulation technique & Application of Space-Vector PWM method in PSCAD/EMTDC,” *In: International Conference on Information and Communication Technology*, ICICT (2007).
- [30] Janeth A. Alcalá Rodríguez, “Estudio del convertidor back to back,” Tesis de Doctorado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2011.
- [31] Soporte PSCAD/EMTDC, <https://pscad.com>, support@pscad.com

CAPÍTULO 6

Análisis y Simulación de un Sistema de Generación Eólico Basado en un Generador Síncrono de Imanes Permanentes

Omar Aguilar Mejía, Rubén Tapia Olvera, y Antonio Valderrabano González

6.1 Introducción

La fuerza producida por las corrientes de aire que circulan sobre la superficie terrestre proporciona una fuente importante de energía renovable, la cual si es aprovechada de forma correcta permite obtener energía mecánica para su uso en molinos, bombeo de agua, generación de energía eléctrica y poder electrificar regiones lejanas o inyectar potencia a la red eléctrica convencional. La energía cinética obtenida del viento como fuente para la generación de electricidad ha tenido un auge importante en los últimos años, al grado que hoy en día es la fuente renovable de mayor crecimiento [1]. De forma paralela el desarrollo de la tecnología ha permitido que el aprovechamiento del recurso eólico disponible tenga el potencial para sustituir paulatinamente la generación de energía eléctrica basada en combustibles fósiles o energía nuclear como es el caso de las nucleoelectricas.

La potencia disponible del viento es limpia, inagotable y está disponible para su uso en diferentes regiones del mundo. La turbina eólica es el dispositivo utilizado para convertir la energía cinética que se encuentra en el viento en energía mecánica, la cual es posteriormente convertida a energía eléctrica por medio de un generador eléctrico [1]. El estudio de los sistemas eólicos de generación de energía eléctrica que operan de manera autónoma,

conectados a la red o de sistemas híbridos, requieren de un estudio del comportamiento de la velocidad del viento, especialmente en los casos de desarrollo de soluciones de control óptimo [2].

En este capítulo del libro se presenta un análisis del comportamiento de la velocidad del viento considerándola como la suma de cuatro componentes, describiendo cada una de ellas. Se especifican los parámetros que las caracterizan para obtener diferentes estimaciones por medio de la programación del modelo matemático en Matlab®. Se define el modelo matemático de la turbina eólica basada en un generador síncrono de imanes permanentes, para realizar su simulación y conocer su desempeño durante diferentes condiciones de operación en estado estable como en estado transitorio.

6.1 Velocidad del viento

Al momento de realizar un proyecto donde el viento se utiliza como principal recurso para la generación de energía eléctrica, se debe de analizar su disponibilidad en la región donde se instalará el sistema. La estimación de la velocidad del viento utilizando modelos matemáticos [2] se emplea para conocer el comportamiento, la disponibilidad, etc., que presenta el viento en la región de estudio, por lo cual se requiere de un modelo detallado que describa el comportamiento de la velocidad, pero debido a las variaciones que presenta el modelo genera una aproximación dinámica.

La ventaja de utilizar modelos matemáticos para aproximar el comportamiento de la velocidad del viento es la posibilidad de obtener diferentes estimaciones, debido a que los parámetros que involucra el modelo matemático son manipulados y definidos por el diseñador, para obtener secuencias con características deseadas o aproximaciones de los perfiles presentes en la región de estudio. Los parámetros que caracterizan a la velocidad del viento se detallan posteriormente.

Existen diferentes modelos matemáticos para la aproximación de la velocidad del viento, en general consideran al viento como la suma de diferentes componentes. El modelo empleado en este trabajo considera la suma de cuatro componentes [3-6]:

- Valor promedio,
- Componente rampa,
- Componente ráfaga,
- Componente de turbulencia.

La representación general de la velocidad del viento y sus componentes es:

$$v_w(t) = v_{wa} + v_{wr}(t) + v_{wg}(t) + v_{wt}(t) \quad (6.1)$$

donde $v_w(t)$ es la velocidad del viento; v_{wa} es el valor promedio de velocidad; $v_{wr}(t)$ es la componente en rampa; $v_{wg}(t)$ es la componente ráfaga y $v_{wt}(t)$ es la componente de turbulencia. La velocidad y cada una de sus componentes tienen unidades en m/s .

6.2 Velocidad promedio del viento

El valor promedio de la velocidad del viento v_{wa} es un valor constante como su nombre lo indica, proporciona el valor promedio de velocidad presente en la región de estudio. Se obtiene a partir de la sumatoria de los valores de velocidad del viento multiplicados por la probabilidad que se presenten. El valor de v_{wa} está definido como [3, 7]:

$$v_{wa} = \int_0^{\infty} v f(v) dv \quad (6.2)$$

donde $f(v)$ es una función de densidad de probabilidad y v es la velocidad del viento (m/s). La función de densidad proporciona la probabilidad que cierta velocidad del viento se presente, la función de densidad utilizada es la función de Weibull definida como sigue [3, 7]:

$$f(v) = \begin{cases} \frac{k}{c^k} (v^{k-1}) e^{\left[-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right]} & v \geq 0 \\ 0 & v < 0 \end{cases} \quad (6.3)$$

donde c es el parámetro de escala y k es el parámetro de forma. Existen diferentes métodos para el cálculo de los parámetros de la función de densidad de probabilidad de Weibull (6.3) entre ellos se encuentran el método de los percentiles, de máxima verosimilitud, de regresión lineal, etc. El método de regresión lineal se emplea debido a que solo son necesarias algunas técnicas de estadística para su aplicación. Para poder utilizar el método seleccionado es necesario el uso de la función de confiabilidad de Weibull (6.4) y la función de distribución acumulativa de Weibull (6.5):

$$R(v) = \int_0^v f(s) ds = e^{\left[-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right]} \quad (6.4)$$

$$F(v) = 1 - R(v) = 1 - e^{\left[-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right]} \quad (6.5)$$

donde $f(s)$ es la función de Weibull con un cambio de variable; c es el parámetro de escala el cual tiene unidades iguales a la variable aleatoria, que

para este caso es v . El método hace uso de una transformación logarítmica de la función acumulativa (6.5) para convertirla en una ecuación lineal de regresión. A partir de la función acumulativa se despeja el término con la exponencial dando como resultado:

$$e^{(v/c)^k} = \frac{1}{1 - F(v)} \quad (6.6)$$

aplicando logaritmo natural en ambos lados a la expresión anterior se anula la exponencial resultando:

$$(v/c)^k = \ln\left(\frac{1}{1 - F(v)}\right) \quad (6.7)$$

aplicando nuevamente logaritmo natural a (6.7) en ambos lados y con algunas propiedades de los logaritmos se tiene la siguiente expresión:

$$k \ln v - k \ln c = \ln\left(\ln\left(\frac{1}{1 - F(v)}\right)\right) \quad (6.8)$$

Si se compara la ecuación (6.8) con la ecuación de la recta de la forma $y = mx + b$, se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$x = \ln v \quad (6.9)$$

$$y = \ln\left(\ln\left(\frac{1}{1 - F(v)}\right)\right) \quad (6.10)$$

$$b = -k \ln c \quad (6.11)$$

La expresión de la variable dependiente y en (6.10) involucra el valor de la función acumulativa de Weibull. Debido a que este valor es desconocido y no es posible calcularlo al no tener los parámetros, se debe hacer uso de un estimador. El estimador usado es el de rango de mediana, que es no paramétrico y está definido por:

$$F(v) = \frac{i - 0.3}{n + 0.4} \quad (6.12)$$

donde i es el orden de la velocidad del viento y n es el número total de datos. Debido a que el estimador se basa en el orden de las muestras los datos deben de ser ordenados de menor a mayor. Otra de las relaciones importantes que se obtienen de la comparación con (6.8) es la pendiente, que es igual al parámetro de forma k . La pendiente de la recta es posible obtenerla a partir de la correlación y las desviaciones típicas como:

$$k = m = \frac{r s_y}{s_x} \quad (6.13)$$

donde r es el coeficiente de correlación; s_y y s_x son las desviaciones típicas de x y y respectivamente. Estos valores se calculan mediante:

$$r = \frac{\sum xy - (\sum x)(\sum y)/n}{\sqrt{\sum x^2 - (\sum x)^2/n} \sqrt{\sum y^2 - (\sum y)^2/n}} \quad (6.14)$$

$$s_x = \sqrt{\frac{\sum x^2 - (\sum x)^2/n}{n-1}} \quad (6.15)$$

$$s_y = \sqrt{\frac{\sum y^2 - (\sum y)^2/n}{n-1}} \quad (6.16)$$

donde x y y son obtenidos de (6.9-6.10) respectivamente y n es el número total de muestras. El cálculo del parámetro de escala c , se obtiene de la ecuación de la ordenada al origen (6.11) de la siguiente forma:

$$c = e^{-b/k} \quad (6.17)$$

El método de la recta de regresión descrito en esta sección para el cálculo de los parámetros de la función de Weibull permite obtener los parámetros a partir de muestras de la velocidad del viento o de un vector de valores propuesto.

La importancia de hacer un correcto cálculo de los parámetros c y k de la función de Weibull, es vital para la estimación de la velocidad del viento, por que proporcionan información sobre el comportamiento que tiene la velocidad del viento en la región de estudio. El parámetro de escala c indica que tan fuertes son los vientos en la región, esto es, a un valor mayor de c la probabilidad de que velocidades altas del viento se presenten aumenta y por el contrario si c es de un valor pequeño, los vientos predominantes en la región de estudio son de velocidades bajas.

Por su parte, el parámetro de forma k indica que tan variable es la velocidad del viento, ya que a un valor mayor de k la probabilidad de que se tenga gran variación en la velocidad disminuye, por lo tanto, las velocidades serán cercanas al promedio. Por el contrario si el valor de k es pequeño las variaciones de velocidad aumentan y el modelo arroja velocidades cambiantes de manera regular. Si el valor del factor de forma es $k = 2$, se obtiene la función de densidad de probabilidad de Rayleigh que es un caso particular de la función de Weibull [3]:

$$f(v) = \begin{cases} \frac{2v}{c^2} e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^2} & v \geq 0 \\ 0 & v < 0 \end{cases} \quad (6.18)$$

Para obtener la velocidad promedio del viento se utilizará la función de densidad de probabilidad de Weibull, porque se obtiene una mejor caracterización del recurso eólico en la región de estudio.

6.3 Componente rampa del viento

La componente rampa $v_{wr}(t)$ representa un incremento o decremento estable de la velocidad, significa, un comportamiento lineal de las variaciones. Está definida por tres parámetros: amplitud, tiempo inicial y tiempo final. La expresión matemática de la componente rampa es [6]:

$$v_{wr}(t) = \begin{cases} t < T_{sr}, & \text{para } v_{wr} = 0 \\ T_{sr} \leq t \leq T_{er}, & \text{para } v_{wr} = \hat{A}_r \frac{(t - T_{sr})}{(T_{er} - T_{sr})} \\ T_{er} < t, & \text{para } v_{wr} = \hat{A}_r \end{cases} \quad (6.19)$$

donde t es el tiempo en segundos; \hat{A}_r es la amplitud que tiene la rampa en m/s ; T_{sr} es el tiempo en el que inicia la rampa en segundos y T_{er} es el tiempo en el que termina la rampa en segundos.

6.3.1 Componente ráfaga del viento

La componente ráfaga $v_{wg}(t)$ representa los cambios importantes de la velocidad del viento; proporciona un incremento rápido con variación significativa entre el pico y la parte estable de la curva representativa de la ráfaga. La ráfaga solo se presenta durante un periodo determinado de tiempo. Esta componente, al igual que la rampa, se caracteriza por tres parámetros, la amplitud, tiempo inicial y tiempo final. La siguiente ecuación describe la componente ráfaga de la velocidad del viento [6]:

$$v_{wg}(t) = \begin{cases} t < T_{sg}, & \text{para } v_{wg} = 0 \\ T_{sg} \leq t \leq T_{eg}, & \text{para } v_{wg} = \hat{A}_g \left\{ 1 - \cos \left[2\pi \left(\frac{(t - T_{sg})}{(T_{eg} - T_{sg})} \right) \right] \right\} \\ T_{eg} < t, & \text{para } v_{wg} = 0 \end{cases} \quad (6.20)$$

donde t es el tiempo en segundos; \widehat{A}_g es la amplitud de la ráfaga en m/s ; T_{sg} es el tiempo de inicio de la ráfaga en segundos y T_{eg} es el tiempo final de la ráfaga en segundos.

6.3.2 Turbulencia del viento

La turbulencia del viento $v_{wt}(t)$ es la función más compleja de las cuatro componentes por que presenta un comportamiento aleatorio en los cambios de velocidad. El comportamiento de $v_{wt}(t)$ depende de diferentes factores como son: intensidad de turbulencia, características del terreno y el espectro de frecuencia.

6.3.2.1 Intensidad de turbulencia

La intensidad de turbulencia es la medida del nivel global de turbulencia; depende principalmente de las características del terreno o rugosidad de la superficie, la altura a la que se está realizando el estudio, definida como [1]:

$$I_t = \frac{\sigma}{v_{wa}} \quad (6.21)$$

donde σ es la desviación estándar y v_{wa} es la velocidad promedio del viento en m/s . La intensidad se puede obtener bajo distintos estándares internacionales, algunos de ellos son: *Danish Standard 472* (DS 472), *International Electrotechnical Commission 61400-1* (IEC 61400-1), *Eurocode 1: Bases de Proyecto y Acciones en Estructuras – Parte 2-4: Acciones en estructuras – Acciones del Viento*, entre otros. El estándar DS 472 considera un valor de intensidad de turbulencia que depende solo de la altura y de la rugosidad de la superficie. Bajo este estándar la velocidad del viento no modifica el valor de intensidad, esto es, para un valor dado de rugosidad de superficie y a una altura determinada la intensidad se mantiene constante. La intensidad de turbulencia definida por el estándar DS471 se puede determinar cómo [1, 8]:

$$I_t = \frac{1}{\ln\left(\frac{h}{z_o}\right)} \quad (6.22)$$

donde h es la altura a la cual se realiza el estudio en metros y z_o es la rugosidad de la superficie en metros. La Tabla 6.1 muestra los valores típicos de z_o para diferentes tipos de terrenos [8].

Tabla 6.1 Valores típicos de z_0 para diferentes tipos de terreno.

Tipo de Terreno	Rugosidad de la Superficie z_0 (m)
Ciudades, Bosques	0.7
Suburbios, Campos arbolado	0.3
Pueblos, Campos con árboles y cercas	0.1
Campos de siembra abiertos, pocos arboles y construcciones	0.03
Llanuras	0.01
Desierto, Próximo al mar	0.001

6.3.2.2 Espectro de turbulencia

El espectro de turbulencia, describe el contenido de frecuencias de las variaciones de la velocidad del viento. De acuerdo a la ley de Kolmogorov el espectro debe de aproximarse al límite asintótico proporcional a $f^{-5/3}$ a altas frecuencias (donde f es la frecuencia en Hertz). Las expresiones comúnmente usadas para el espectro de turbulencia tienden al límite asintótico de la ley de Kolmogorov. El modelo espectral de Kaimal y de Von Karman se presentan a continuación [1, 4]:

$$\frac{fS_{wt}(f)}{\sigma^2} = \frac{4fL_t/v_{wa}}{(1 + 6fL_t/v_{wa})^{5/3}} \quad (6.23)$$

$$\frac{fS_{wt}(f)}{\sigma^2} = \frac{4fL_t/v_{wa}}{(1 + 70.8(fL_t/v_{wa})^2)^{5/6}} \quad (6.24)$$

donde $S_{wt}(f)$ es la densidad del espectro de potencia; f es la frecuencia en Hertz; v_{wa} es la velocidad promedio del viento en m/s ; σ^2 es la varianza y L_t es la longitud de turbulencia en metros, que proporciona a la turbulencia las propiedades dinámicas. L_t se encuentra definida en el estándar DS 472 [1]:

$$L_t = \begin{cases} 150 \text{ m}, & \text{si } h \geq 30 \text{ m} \\ 5h \text{ m}, & \text{si } h < 30 \text{ m} \end{cases} \quad (6.25)$$

donde h es la altura desde el suelo hasta donde la velocidad del viento es estudiada. El espectro de Von Karman proporciona una descripción de la turbulencia en túneles de viento y tiene un comportamiento para representar turbulencias sobre 150 m, pero presenta deficiencias a alturas menores; por su parte el espectro de Kaimal es más conveniente para

observaciones de turbulencia atmosférica.

6.3.2.3 Turbulencia en el dominio del tiempo

Para una serie en el dominio del tiempo de la turbulencia basados en la densidad espectral de potencia, requiere realizar la suma de funciones sinusoidales en diferentes frecuencias y amplitudes como se muestra en la siguiente expresión [1-2]:

$$v_{wt}(t) = \sum_{i=1}^n \sqrt{S_{wt}(f)} \Delta f * \cos(2\pi f t + \phi_i + \Delta\phi) \quad (6.26)$$

donde $S_{wt}(f)$ es la densidad espectral de potencia; f es la frecuencia en Hertz; ϕ_i es el ángulo de fase; Δf es el incremento de frecuencia con rangos entre 0.1 y 0.3 Hz; $\Delta\phi$ es el incremento en el ángulo de fase; n es el número de componentes a sumar ($n \geq 50$). La densidad espectral de potencia $S_{wt}(f)$ solo contiene la información sobre la amplitud de cada una de las funciones sinusoidales necesarias para obtener la turbulencia, pero no sobre el ángulo de fase de cada una de estas; ya que en el dominio del tiempo las funciones sinusoidales están definidas por una amplitud y un ángulo de fase [1].

El algoritmo para determinar la densidad espectral de potencia de la turbulencia requiere conocer el ángulo de las componentes sinusoidales. Un método, es generarlo aleatoriamente con una distribución normal en un rango de $[-\pi, \pi]$ [2], por lo tanto, (6.26) se convierte en una función aleatoria.

6.4 Simulación de la velocidad del viento

A continuación realiza la implementación en software del modelo matemático para obtener diferentes estimaciones del viento. El algoritmo requiere un vector con valores de velocidades del viento de mediciones reales o de valores con características deseadas. Es necesario determinar el rango y conocer los tiempos inicial, final y parámetros de la función rampa y ráfaga, la altura y rugosidad de la superficie.

Para construir las señales que se muestran en las Figs. 6.2(e), 6.4(e) y 6.5(e), se empleó un vector v entre 0.01 m/s y 18 m/s. Se utilizaron tres tiempos diferentes de simulación de 10 s, 60 s y 4000 s; con el fin de conocer el comportamiento del viento y analizar el comportamiento de la turbulencia, que es afectada por las componentes de frecuencias más bajas conforme aumenta el tiempo. Los valores para cada una de las simulaciones se muestran en la Tabla 6.2. Los tres casos utilizan el mismo vector de velocidades v , altura y rugosidad de la superficie.

Tabla 6.2 Parámetros para los tres casos de simulación del viento.

Tiempos Datos	Caso 1 10 s	Caso 260 s	Caso 34000 s
\hat{A}_r	1 m/s	4 m/s	4 m/s
T_{sr}	4 s	30 s	2000 s
T_{er}	7 s	50 s	3200 s
\hat{A}_g	0.5 m/s	2 m/s	2 m/s
T_{sg}	2 s	10 s	690 s
T_{eg}	5 s	20 s	1500 s
h	20 m	20 m	20 m
z_o	0.03 m	0.03 m	0.03 m

6.4.1 (Caso 1) Tiempo de simulación de 10 s

Del análisis que entregó la implementación del modelo aproximado de la velocidad del viento que se desarrolló en las secciones anteriores, se encuentra en la Tabla 6.3.

Tabla 6.3 Valores de la simulación del viento (Caso 1).

Parámetro	Valores obtenidos (Caso 1)
Velocidad promedio del viento, v_{wg}	9.9095 m/s
Parámetro de escala, c	10.562 m/s
Parámetro de forma, k	1.2123
Intensidad de turbulencia, I_t	15.3792 %

Los parámetros de la función de densidad de probabilidad de Weibull proporcionan información de las características del viento. Del análisis realizado al vector de velocidades del viento \mathbf{v} , arroja que existe probabilidad de que se presenten velocidades altas del viento debido a que el valor del parámetro c es alto; pero ya que el valor de k es bajo comparado con el valor del parámetro c , las variaciones que se presentan alrededor del valor promedio serán significativas.

La Fig. 6.1 muestra la distribución de densidad de probabilidad de Weibull con los parámetros que se indican en la Tabla 6.3 del Caso 1, donde se puede apreciar que existe cierta probabilidad de que se presenten velocidades altas, pero debido al valor bajo del parámetro de forma k , las probabilidades de las diferentes velocidades se encuentran dispersas del valor promedio de velocidad obtenido del análisis. La velocidad del viento

se muestra en la Fig. 6.2. Las Fig's. 6.2(a)-6.2(d) muestran cada una de las componentes de la velocidad del viento, en la Fig. 6.2(e) se observa la velocidad total obtenida por la sumatoria de todas las componentes.

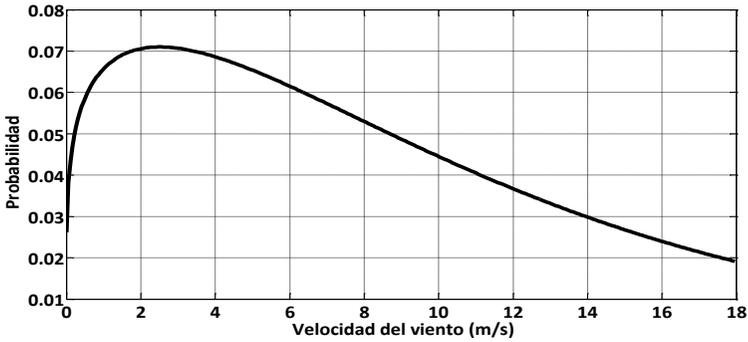


Fig. 6.1 Función de densidad de probabilidad de Weibull con $c = 10.562$ y $k = 1.2133$.

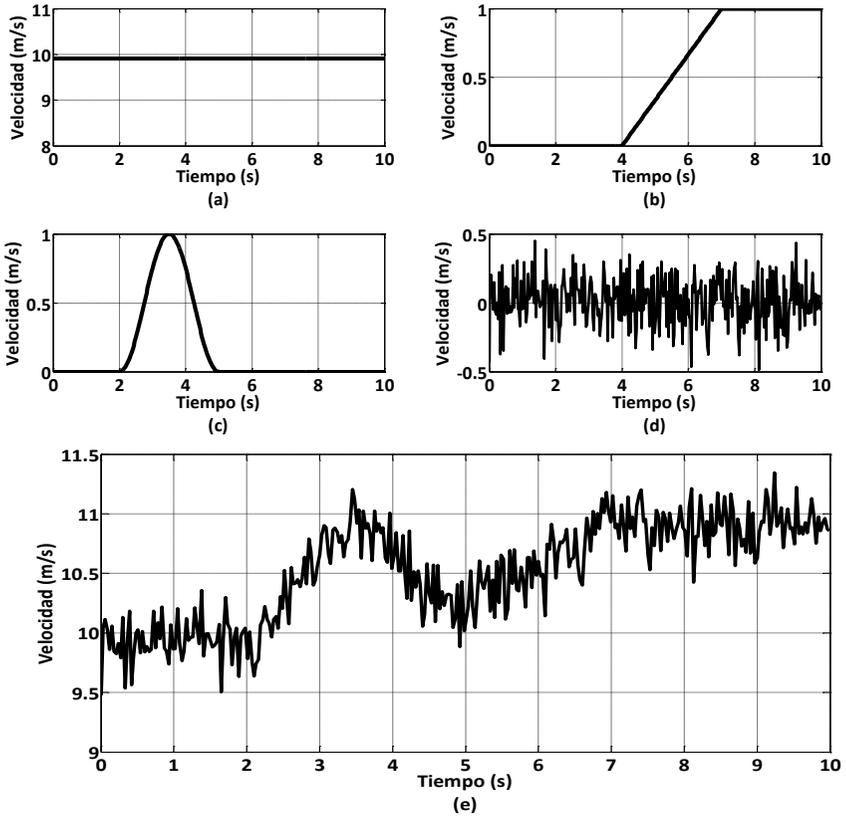


Fig. 6.2 Velocidad del viento y sus componentes (Caso 1). a) Valor promedio, b) Rampa, c) Ráfaga, d) Turbulencia, e) Velocidad del viento.

La componente de turbulencia para el Caso 1 se consideró un tiempo corto de simulación con un nivel de amplitud pequeño. En diferentes estudios se puede encontrar que la potencia del viento se encuentra principalmente distribuida entre las componentes de baja frecuencia (valor promedio, ráfaga y rampa), mientras que en la turbulencia se tiene un menor contenido de potencia [1]. Para poder comprender mejor, en la Fig. 6.3 se observa la función espectral de Kaimal donde la mayor cantidad de potencia se encuentra en las componentes de baja frecuencia y conforme la frecuencia aumenta la cantidad de potencia disminuye.

Si se desea simular un tiempo relativamente corto (Caso 1) en la componente turbulencia no se considera el efecto que tienen las componentes de bajas frecuencia [1], por lo tanto, la potencia que aporta a la señal total del viento es baja. Las componentes de baja y alta frecuencia pueden ser identificadas en el modelo de Van der Hoven's [1] la cual sugiere que para determinados casos de estudio en los que se tiene tiempos cortos de simulación la velocidad del viento puede ser considerada como constante.

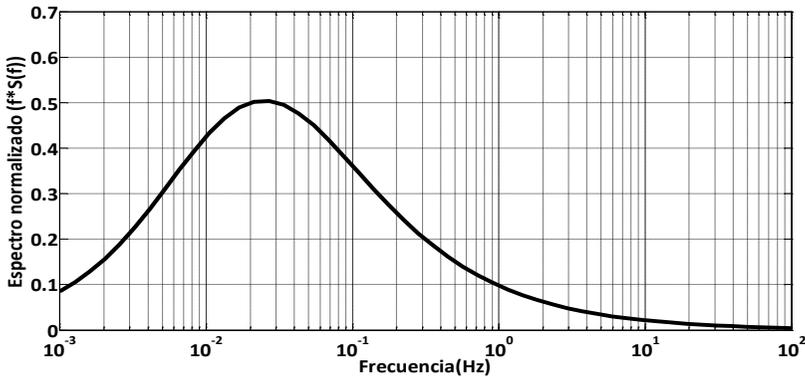


Fig. 6.3 Función espectral de Kaimal con $v_{wa} = 9.9095 \text{ m/s}$, $h = 20 \text{ m}$ y $z_o = 0.03 \text{ m}$.

6.4.2 (Caso 2) Tiempo de simulación de 60 s

En este caso se hace uso del vector de velocidad del viento v utilizado en el Caso 1, por lo cual los valores que se obtienen del análisis de la función de Weibull y el valor promedio no presentan cambios y son iguales a los presentados en la Tabla 6.3, de igual forma, la función de Weibull no es afectada y tiene el mismo comportamiento que el mostrado en la Fig. 6.1. Lo interesante del estudio es observar el comportamiento de la turbulencia para un periodo de simulación mayor, ya que al aumentar el periodo de simulación se consideran los efectos de las componentes de frecuencias más

bajas. En la Fig. 6.4 se presentan las componentes y la velocidad del viento total para el caso 2.

En las Figs. 6.4(a)-6.4(d) se observan las componentes de velocidad del viento, en la Fig. 6.4(d) se puede apreciar una amplitud de turbulencia mayor comparada con la obtenida en el Caso 1, por que se incluyen las componentes de baja frecuencia ocasionado por utilizar un mayor tiempo de simulación. En la Fig. 6.4(e) se observa la velocidad resultante de la sumatoria de las cuatro componentes.

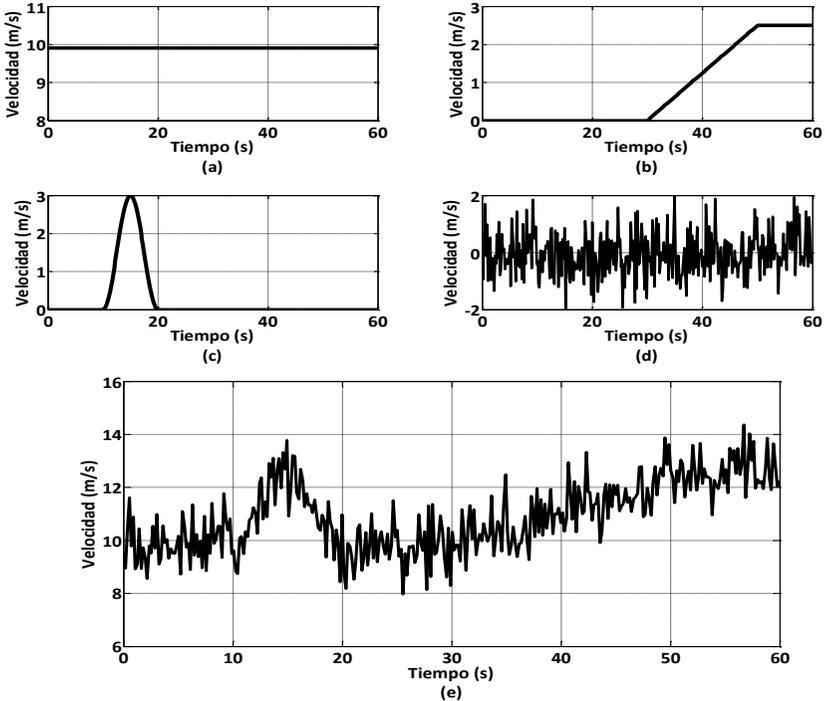


Fig. 6.4 Velocidad del viento y sus componentes (Caso 2). a) Valor promedio, b) Rampa, c) Ráfaga, d) Turbulencia, e) Velocidad del viento.

6.4.3 (Caso 3) Tiempo de simulación de 4000 s

Para este caso los valores del vector de velocidades de viento v no cambian, por lo tanto, los resultados del análisis y la función de densidad de probabilidad de Weibull se encuentran en la Tabla 6.3 y la Fig. 6.1 respectivamente. Las Fig's. 6.5(a)-6.5d muestran cada una de las componentes que conforman la velocidad del viento, la Fig. 6.5(e) muestra la secuencia del viento resultante de la sumatoria de las señales.

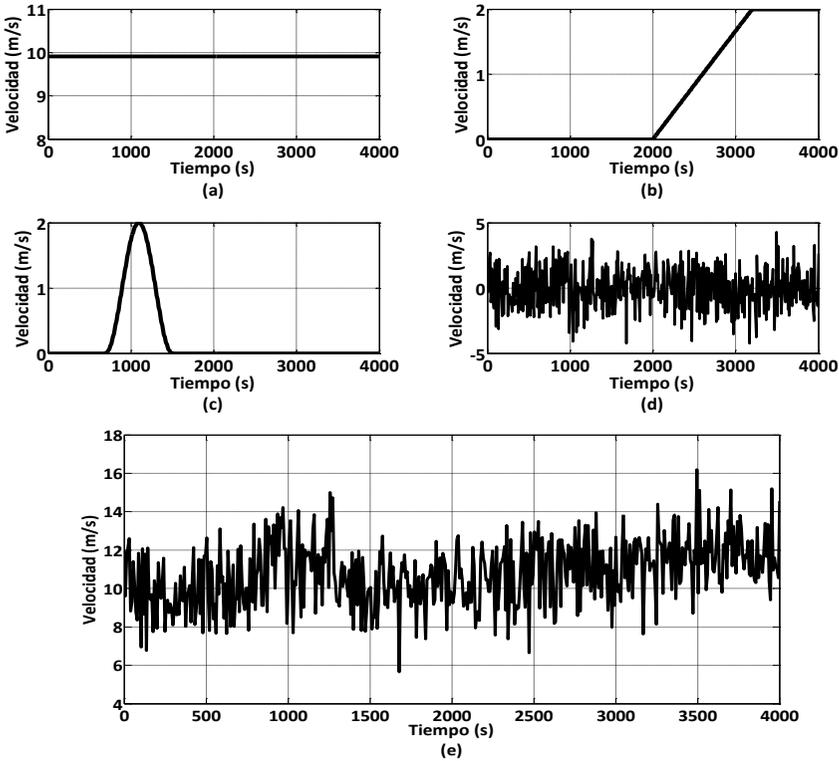


Fig. 6.5 Velocidad del viento y sus componentes (Caso 3). a) Valor promedio, b) Rampa, c) Ráfaga, d) Turbulencia, e) Velocidad del viento.

Los resultados de las estimaciones presentan un comportamiento esperado en la amplitud de la turbulencia, debido al tiempo de simulación mayor. Adicionalmente a esto, no es posible identificar las componentes rampa, ráfaga y el perfil del viento claramente, porque estas componentes se consideran de baja frecuencia y el algoritmo considera su efecto dentro de la turbulencia, obteniendo una señal que aporta una amplitud similar al resto de las componentes.

6.5 Modelo dinámico del GSIP

Existen diversos tipos de generadores eléctricos que pueden ser acoplados a turbinas eólicas. En este trabajo se elige un generador síncrono de imanes permanentes porque es una excelente opción en sistemas de generación de baja escala, tiene alta eficiencia, se puede utilizar sin caja de engranes, es libre de mantenimiento y el acoplamiento a la red eléctrica es fácil y económico [9]. El modelo matemático del Generador Síncrono de Imanes Permanetes en el marco de referenciadq0es [1]:

$$v_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \omega_s \quad (6.27)$$

$$v_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_d i_d \omega_s + \Psi_m \omega_s \quad (6.28)$$

$$v_0 = -R_s i_0 - L_l \frac{di_0}{dt} \quad (6.29)$$

donde R_s es la resistencia del estator en ohms; L_d y L_q son las inductancias del eje d y el eje q respectivamente en Henrios; Ψ_m es el flujo constante de los imanes permanentes en Webers y ω_s es la velocidad angular del estator en rad/s , la cual es proporcional a la velocidad angular del rotor del generador (ω_h) y el número de pares de polos del generador (p), está dada por:

$$\omega_s = p * \omega_h \quad (6.30)$$

La representación de (6.27-6.28) en un circuito eléctrico se muestra en la Fig. 6.6. Para que el GSIP proporcione una corriente eléctrica se conecta una carga resistiva R_l en las terminales del generador, por lo cual los circuitos equivalentes en eje d y eje q quedan como se muestra en la Fig. 6.7.

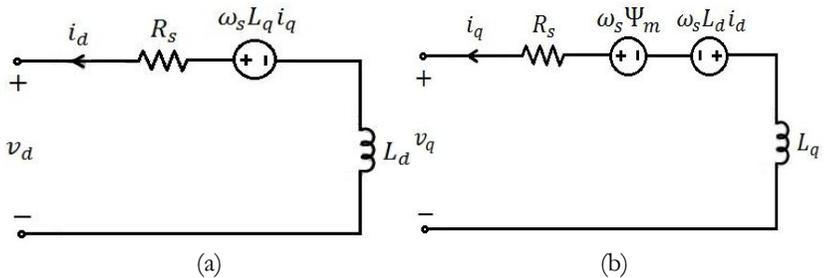


Fig. 6.6 Circuitos equivalentes del GSIP en los ejes $dq0$. a) en eje d , b) en eje q .

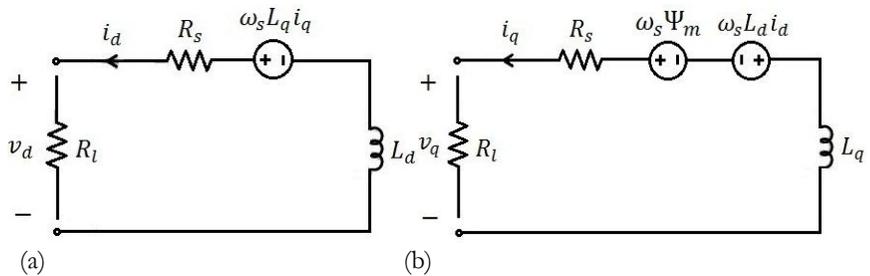


Fig. 6.7 Circuitos equivalentes del GSIP con carga resistiva R_l . a) Eje d , b) Eje q .

La carga resistiva que se conecta al generador permite obtener el voltaje de los circuitos equivalentes por medio de las siguientes expresiones:

$$v_d = R_l i_d \quad (6.31)$$

$$v_q = R_l i_q \quad (6.32)$$

igualando (6.27) y (6.31) en (6.28) y (6.32) respectivamente, el sistema de ecuaciones se puede reescribir como sigue:

$$R_l i_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \omega_s \quad (6.33)$$

$$R_l i_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_d i_d \omega_s + \Psi_M \omega_s \quad (6.34)$$

Por su parte la máquina se caracteriza por otro parámetro importante, la potencia eléctrica P , en el marco de referencia dq se calcula como [1]:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (6.35)$$

6.5.1 Dinámica de la velocidad del rotor

La ecuación mecánica para determinar la dinámica de la velocidad del rotor del GSIP involucra el efecto del tren de engranes. En este trabajo se considera un tren de engranes rígido que consiste en un multiplicador de velocidad para acoplar el rotor de las aspas de la turbina eólica con velocidad ω_l y el rotor del generador eléctrico con velocidad ω_h . El multiplicador es una relación fija i y tiene una eficiencia η , por lo tanto, el generador experimenta una reducción del par aplicado en i veces, con un incremento i veces de la velocidad [1].

$$\omega_h = i * \omega_l \quad (6.36)$$

La siguiente expresión rige la dinámica de la velocidad del rotor, para conocer el comportamiento dinámico del tren de engranes rígido y la velocidad angular del GSIP.

$$J_{eq} \frac{d\omega_h}{dt} = \frac{\eta}{i} \Gamma_{wt}(\omega_l, v) - \Gamma_G(\omega_h) \quad (6.37)$$

donde Γ_{wt} es el par generado por el viento (Nm); Γ_G es el par electromagnético (Nm) y J_{eq} es la inercia rotacional equivalente del

generador ($k_g m^2$) expresada como:

$$J_{eq} = J_g + \frac{J_{wt}}{i} \quad (6.38)$$

donde J_g es la inercia del generador y J_{wt} es la inercia de la turbina.

6.6 Aerodinámica de la turbina eólica

Una turbina eólica es un dispositivo utilizado para extraer la potencia del viento, su comportamiento se caracteriza principalmente por las variaciones de potencia que presenta de acuerdo a las variaciones aleatorias de la velocidad del viento. Otro parámetro que influye en el comportamiento de la turbina es la velocidad punta, la cual proporciona la relación de la velocidad en la punta de las aspas respecto a la velocidad del viento [1], y está dada por:

$$\lambda = \frac{R\omega_l}{v} \quad (6.39)$$

donde R es el largo de las aspas en metros y ω_l es la velocidad angular del rotor (velocidad baja, en rad/s). La velocidad punta caracteriza la eficiencia en la conversión de potencia de la turbina eólica. La potencia mecánica que proporciona el viento se calcula como [3]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (6.40)$$

donde P_w es la potencia mecánica disponible en el viento en Watts; ρ es la densidad del aire en kg/m^3 y A es el área de barrido en m^2 . La ecuación (6.40) proporciona la potencia disponible en el viento, no el valor de la potencia que la turbina eólica aprovecha realmente [1, 11]. El valor de potencia mecánica que la turbina eólica extrae del viento se obtiene de la expresión:

$$P_{wt} = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 C_p(\lambda) \quad (6.41)$$

donde $C_p(\lambda)$ es el coeficiente de potencia que describe la eficiencia de la extracción de potencia de la turbina eólica, la cual alcanza un valor máximo de $C_p(\lambda) = 0.593$ según el límite de Betz [1, 8], por lo tanto, la potencia que extrae la turbina eólica del viento es menor del 59.3% de la potencia disponible, debido a diversos factores como son: el número y la forma de

las aspas, la altura, etc. La ecuación 6.42 muestra el coeficiente de potencia como una relación de la potencia disponible del viento y la potencia extraída por la turbina.

$$C_p(\lambda) = \frac{P_{wt}}{P_w} \quad (6.42)$$

a partir de $C_p(\lambda)$ se puede calcular otro parámetro importante, el coeficiente de par de la turbina eólica dado por:

$$C_\Gamma(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (6.43)$$

Otra forma alternativa de poder expresar $C_\Gamma(\lambda)$ es a través de un polinomio en función de la velocidad punta (λ) [1], es de la forma:

$$C_\Gamma(\lambda) = a_6\lambda^6 + a_5\lambda^5 + a_4\lambda^4 + a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0 \quad (6.44)$$

donde los parámetros a_i , $i = 0 \dots 6$, se determinan en una tabla que representa características del par experimental determinado por mínimos cuadrados. Para propósitos de diseño de un controlador no es necesario usar una expresión compleja de $C_\Gamma(\lambda)$, se puede utilizar la aproximación con un polinomio de segundo orden, el cual proporciona una descripción adecuada del comportamiento de C_Γ cerca del régimen óptimo [1]. La ecuación (6.44) se reduce como:

$$C_\Gamma(\lambda) = a_0 + a_1\lambda + a_2\lambda^2 \quad (6.45)$$

Después de observar las características de la turbina y su caracterización en términos de potencia, es necesario calcular el par de entrada del generador para la producción de energía eléctrica. El par que genera la turbina está dado por la relación de la potencia extraída y la velocidad angular del rotor de la turbina [1]. La siguiente ecuación muestra la relación, de la potencia P_{wt} , el coeficiente de par $C_\Gamma(\lambda)$ y la velocidad punta λ :

$$\Gamma_{wt} = \frac{P_{wt}}{\omega_l} = \frac{1}{2} \pi \rho v^2 R^3 C_\Gamma(\lambda) \quad (6.46)$$

donde ω_l es la velocidad angular del rotor de la turbina (velocidad de las aspas de la turbina antes del acople al generador por medio de la caja de engranes. El par producido por el viento se obtiene sustituyendo (6.39) y (6.45) en (6.46), obteniendo:

$$\Gamma_{wt} = d_1 v_w^2 + d_2 v_w \omega_l + d_3 \omega_l^2 \quad (6.47)$$

donde:

$$d_1 = \frac{1}{2} \pi \rho R^3 a_0 \quad (6.48)$$

$$d_2 = \frac{1}{2} \pi \rho R^4 a_1 \quad (6.49)$$

$$d_3 = \frac{1}{2} \pi \rho R^5 a_2 \quad (6.50)$$

El par electromagnético que requiere (6.37) está dado por:

$$\Gamma_G = p [\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (6.51)$$

Si los imanes permanentes están montados en la superficie del rotor, se tiene que $L_d = L_q$, por lo tanto la expresión del par electromagnético se puede expresar como [1]:

$$\Gamma_G = p \Psi_m i_q \quad (6.52)$$

6.7 Análisis del GSIP en estado estacionario

El análisis en estado estacionario es una herramienta útil para conocer el comportamiento del generador. Considerando que las corrientes del estator, i_d e i_q , han alcanzado su valor en estado estable, las derivadas de las ecuaciones (6.33) y (6.34) se hacen cero [12], por lo cual las ecuaciones que describen el comportamiento del GSIP en estado estacionario son:

$$v_d = -R_s i_d + L_q i_q \omega_s \quad (6.53)$$

$$v_q = -R_s i_q - L_d i_d \omega_s + \Psi_M \omega_s \quad (6.54)$$

Por lo cual los circuitos equivalentes del GSIP en el marco de referencia dq correspondientes a las ecuaciones (6.53-6.54), se muestran en la Fig. 6.8

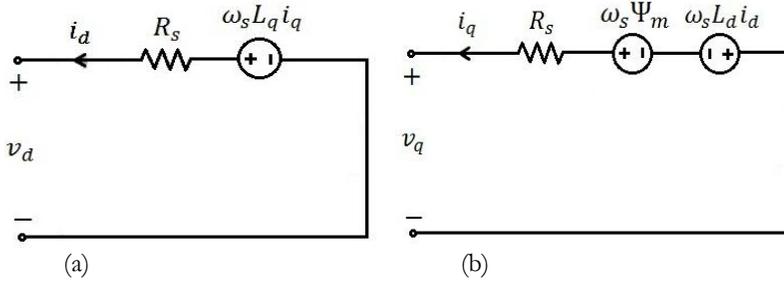


Fig. 6.8 Circuitos equivalentes del GSIP en estado estacionario. a) Eje d, b) Eje q.

Para hacer un análisis del GSIP en estado estacionario se hace la conexión de una resistencia de carga en las terminales del generador, Fig. 6.9.

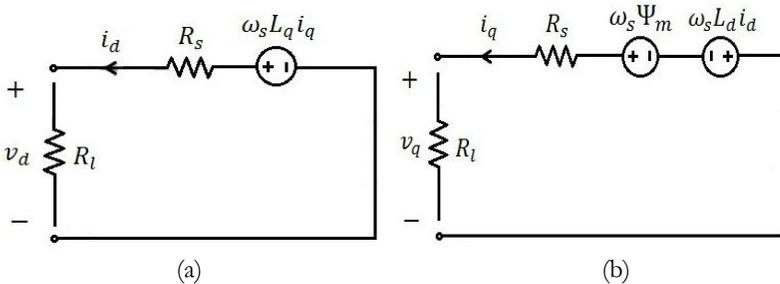


Fig. 6.9 Circuitos equivalentes del GSIP en estado estacionario con carga resistiva R_l . a) Eje d, b) Eje q.

Con la carga resistiva en terminales del generador las ecuaciones (6.53) y (6.54) se pueden reescribir como:

$$R_l i_d = -R_s i_d + L_q i_q \omega_s \quad (6.55)$$

$$R_l i_q = -R_s i_q - L_d i_d \omega_s + \Psi_m \omega_s \quad (6.56)$$

Para calcular la corriente del eje d se despeja de (6.55):

$$i_d = \frac{L_q \omega_s}{R_l + R_s} i_q \quad (6.57)$$

La corriente del eje q en estado estacionario se calcula sustituyendo (6.57) en (6.56) y despejando i_q :

$$i_q = \frac{(R_l + R_s) \Psi_m \omega_s}{L_d L_q \omega_s^2 + (R_l + R_s)^2} \quad (6.58)$$

El valor en estado estacionario solo se puede calcular cuando el GSIP se

encuentra trabajando a velocidad constante, es decir, cuando la turbina eólica se considera que se encuentra bajo una velocidad de viento constante.

6.8 Simulación de la turbina eólica

La solución de las ecuaciones dinámicas del GSIP, turbina eólica y la estimación de la velocidad del viento se implementa en Simulink®. La implementación de las ecuaciones anteriores se muestra en las Fig. 6.10 y Fig. 6.11, la expresión de la dinámica de la velocidad del rotor del GSIP con engranes rígidos (6.37), se muestra en la Fig. 6.12.

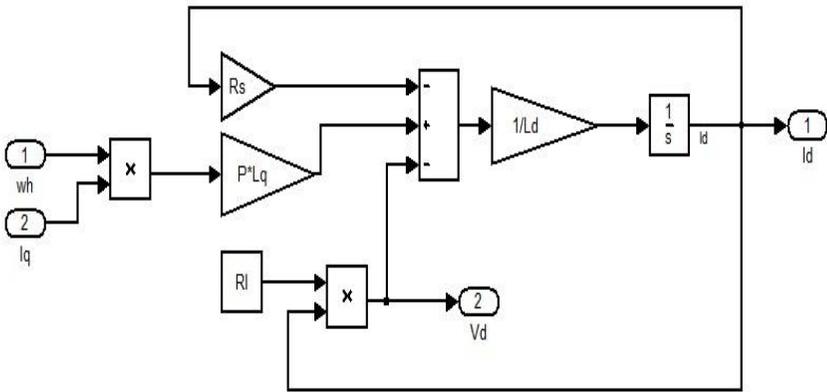


Fig. 6.10 Implementación de (6.27) en Simulink®.

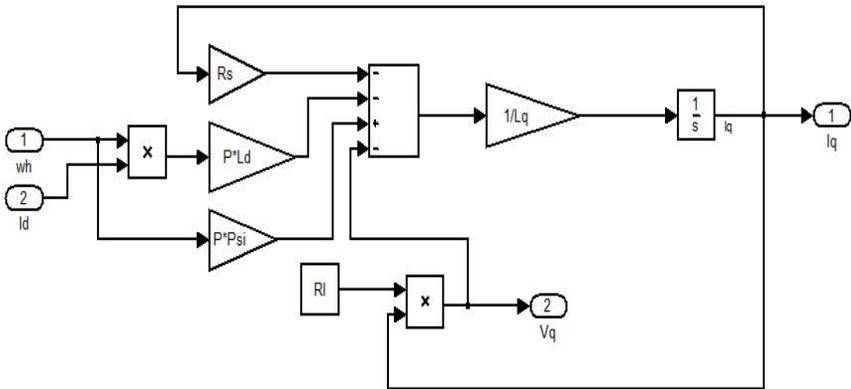


Fig. 6.11 Implementación de (6.28) en Simulink®.

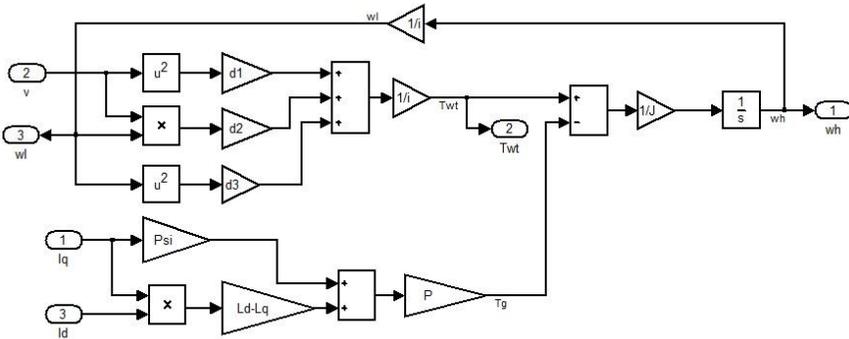


Fig. 6.12 Implementación de (6.37) en Simulink®.

Los parámetros utilizados para la simulación de la turbina eólica se muestran en la Tabla 6.4, el GSIP tiene una potencia de 3 kW y un voltaje nominal de $V_s = 380 \text{ v}$.

Tabla 6.4 Parámetros para la simulación de una turbina eólica

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
ρ	1.25 kg/m ³	L_d	41.56 mH
R	2.5 m	L_q	41.56 mH
J_{eq}	0.0552 kg m ²	Ψ_m	0.4382 Wb
i	7	R_l	80 Ω
η	1	a_0	0.1253
R_s	3.3 Ω	a_1	-0.0047
p	3	a_2	-0.0005

Para conocer el comportamiento de las variables dinámicas del GSIP se realizan dos simulaciones diferentes, el primer caso con velocidad del viento constante y el segundo caso con velocidad del viento con turbulencia como se muestra en la Fig. 6.2(e).

6.8.1 Simulación del GSIP con velocidad del viento constante $v_w = 10\text{m/s}$

Para el caso de la velocidad constante, la solución de las corrientes y voltajes en el marco de referencia $dq0$ se muestran en las Fig's. 6.13-6.14. Para realizar la simulación se consideran todas las condiciones iniciales igual a cero.

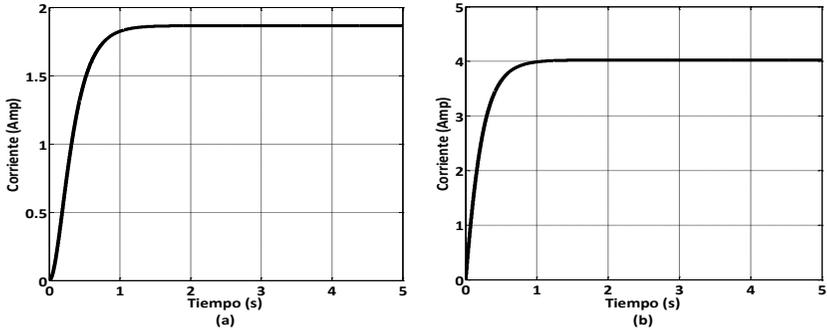


Fig. 6.13 Corriente del GSIP a velocidad constante y carga resistiva. a) Corriente i_d , b) Corriente i_q .

La Fig. 6.13(a) muestra el comportamiento de la corriente i_d , se puede apreciar que se estabiliza en aproximadamente 1.85 amperes después de 1.3 segundos, mientras que la corriente i_q alcanza su valor en estado estacionario en 1 segundo aproximadamente manteniendo su valor constante en 4 amperes, Fig. 6.13(b). En la Fig. 6.14(a) se observa el voltaje en eje d con un valor en estado estable de aproximadamente 150 volts, mientras que el voltaje en eje q tiene un valor de aproximadamente 320 volts, Fig. 6.14(b). Los voltajes se estabilizan cerca de los 1.4 segundos.

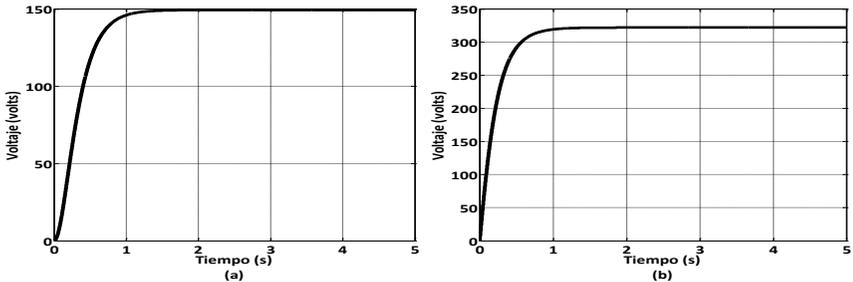


Fig. 6.14 Voltaje del GSIP a velocidad constante y carga resistiva. a) Voltaje V_d , b) Voltaje V_q .

La velocidad angular del generador (ω_h), se presenta en la Fig. 6.15(a) manteniéndose fija en aproximadamente 310 rad/s después de 1.4 segundos. La potencia generada por la máquina eléctrica se muestra en la Fig. 6.15(b), cuyo valor en estado estable es cercano a los 2400 watts.

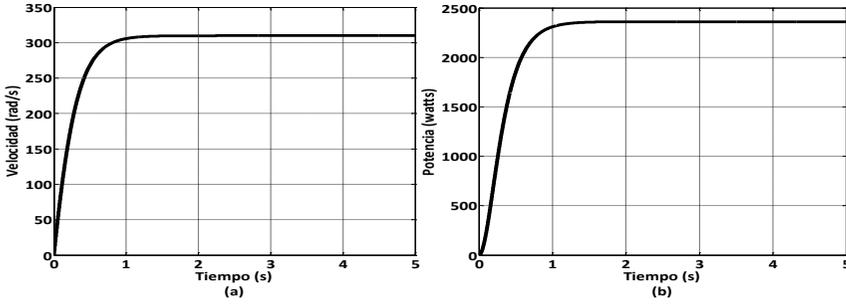


Fig. 6.15 Velocidad angular ω_h y potencia activa P del GSIP a velocidad constante.
 a) Velocidad angular, b) Potencia activa.

Debido a que se considera una velocidad del viento constante para este caso es posible hacer un análisis en estado estacionario para determinar las corrientes y voltajes que entrega la máquina. Utilizando los parámetros de la Tabla 6.4 y tomando el valor en estado estable de la Fig. 6.15(a) para ω_h , se resuelven (6.30-3.32) y (6.57-6.58), con las cuales se obtienen los valores de voltajes y corrientes en estado estacionario del GSIP mostrados en la Tabla 6.5.

Las corrientes y los voltajes en el marco de referencia *abc*, se obtienen utilizando la componentes *dq* de las señales y la transformada inversa de Park, como se muestra en la Fig. 6.16. Las señales de voltaje y corriente en *abc* se muestran en la Fig. 6.17. En la Fig. 6.17(a) se observa el voltaje trifásico en la parte estable con un valor de más de 300 volts de voltaje pico; la Fig. 6.17(b) muestra las corrientes que entrega el generador a una carga resistiva balanceada, con un valor de aproximadamente 4.5 amperes. La frecuencia de la señal de salida de voltaje y corriente del GSIP se obtiene, a partir de la frecuencia rotacional de la máquina; la Fig. 6.18 muestra la frecuencia a la cual se encuentra cada una de las fases de voltaje o corriente que entrega el GSIP cuando la turbina se encuentra bajo una velocidad del viento constante, la cual tiene un valor de aproximadamente 50 Hz.

Tabla 6.5 Valores en estado estable de las corrientes y voltajes del GSIP.

Parámetro	Valor
i_d	1.867 A
i_q	4.025 A
v_d	149.428 V
v_q	322.047 V

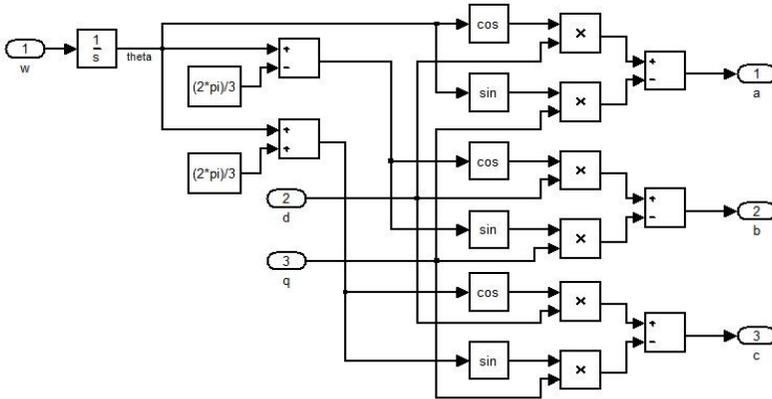


Fig. 6.16 Implementación de la transformación de Park.

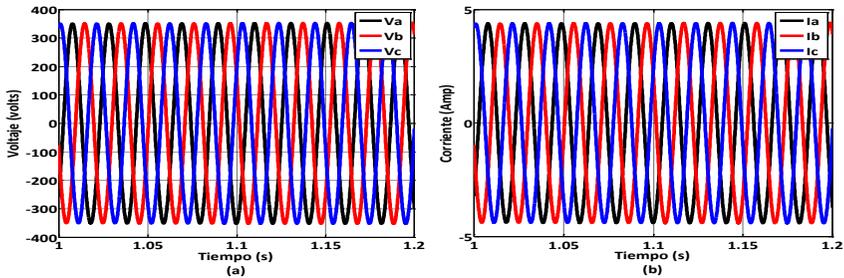


Fig. 6.17 Señales de salida del GSIP en **abc** a velocidad constante. a) Voltaje, b) Corriente.

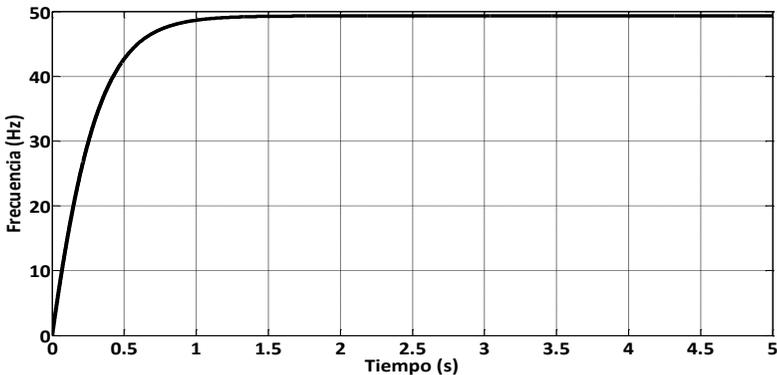


Fig. 6.18 Frecuencia de la señal de salida del GSIP a velocidad constante

6.8.2 Simulación del GSIP con velocidad del viento y turbulencia.

Como se observa en la Fig. 6.2(e) la velocidad del viento tiene un

comportamiento estocástico, por lo tanto al resolver las ecuaciones dinámicas del sistema de generación eólico, las corrientes y voltajes presentan variaciones que se pueden comparar con el perfil de comportamiento del viento. En la Fig. 6.19 se muestra que las corrientes que entrega el GSIP, presentan variaciones igual al perfil del viento, las corrientes no tienen un valor estable y presentan un valor máximo en aproximadamente 3.7 segundos, siendo este valor de corriente para el eje d de 2.2 amperes y del eje q de 4.2 amperes aproximadamente. Algo similar ocurre con los voltajes de la máquina de la Fig. 6.20, en donde se pueden observar que alcanzan un valor de amplitud máximo en el voltaje del eje d de 175 volts y del eje q de 340 volts en un tiempo cercano a los 3.7 segundos.

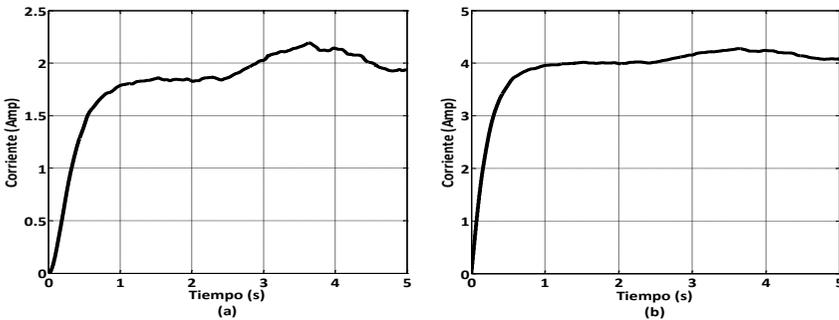


Fig. 6.19 Corriente del GSIP a velocidad variable y carga resistiva. a) Corriente i_d , b) Corriente i_q

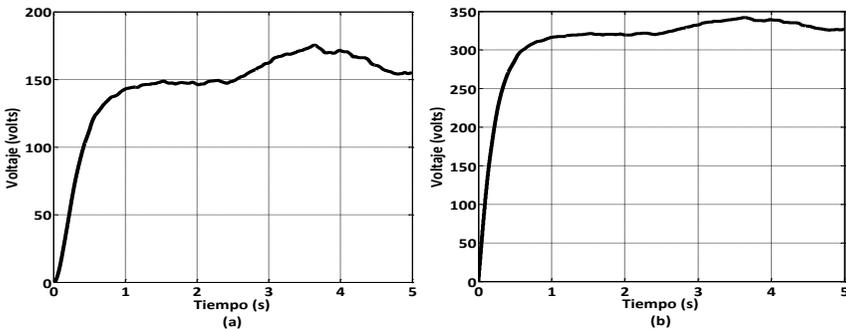


Fig. 6.20 Voltaje del GSIP a velocidad variable y carga resistiva. a) Voltaje V_d , b) Voltaje V_q

La velocidad angular del generador (ω_h), se presenta en la Fig. 6.21(a) y como era esperado presenta variaciones conforme el perfil del viento, caso similar ocurre en la potencia del generador la cual también presenta variaciones y no permanece en un valor estable como se muestra en la Fig.

6.21(b). En la Fig. 6.22 se puede observar las corrientes y voltajes trifásicos que el generador entrega a una carga resistiva, pero no es posible apreciar el cambio de amplitud que se presenta debido a las variaciones en la velocidad del viento, ya que solo se presenta una pequeña parte de la señal generada. En la Fig. 6.23 se aprecia como el cambio en la velocidad el viento afecta la amplitud del voltaje de la fase *a* que entrega el generador de la turbina eólica, los cambios que presenta la amplitud son de acuerdo a los cambios en el perfil de la velocidad del viento, también se puede apreciar un cambio en la frecuencia de la señal de salida.

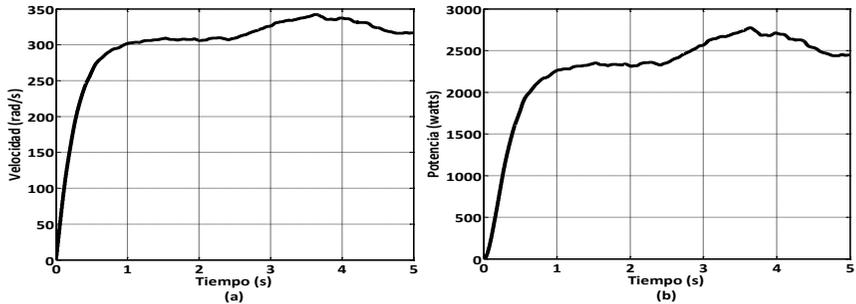


Fig. 6.21 Velocidad angular ω_h y potencia activa P del GSIP a velocidad variable.
a) Velocidad angular, b) Potencia activa.

En la Fig. 6.24 se observa el cambio de la frecuencia de la señal de salida de voltaje, donde las variaciones presentan un cambio similar al perfil de la velocidad del viento. Como se mencionó anteriormente, la turbulencia tiene un mayor efecto en la velocidad del viento si se consideran tiempos de estudio mayores, mientras que en tiempos de estudio cortos. Por lo tanto diferentes autores recomiendan utilizar la velocidad constante o tomar solo en cuenta la componente rampa, ráfaga y promedio, para estos casos el análisis del GSIP en estado estacionario, y de esta forma conocer los voltajes y corrientes de salida de la máquina.

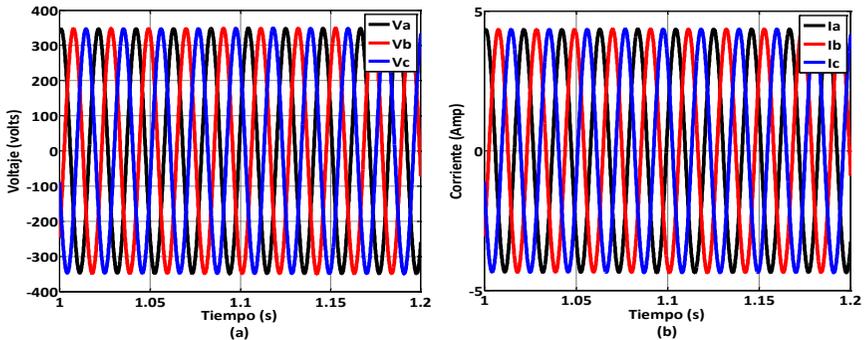


Fig. 6.22 Señales de salida del GSIP en *abc* a velocidad variable. a) Voltaje, b) Corriente.

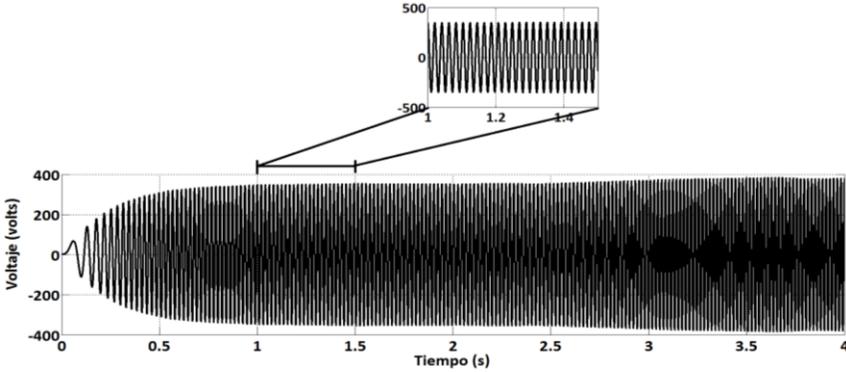


Fig. 6.23 Voltaje en la fase **a** con velocidad del viento variable.

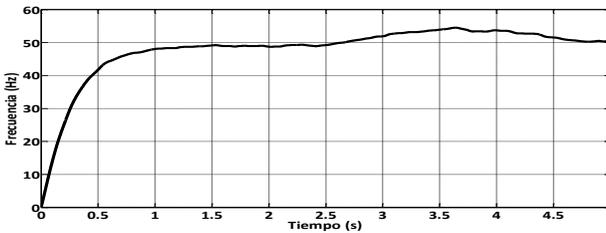


Fig. 6.24 Frecuencia de la señal de salida del GSIP a velocidad variable.

Conclusiones

En este capítulo se presenta el estudio del modelo matemático aproximado de la velocidad del viento considerando cuatro componentes para generar diferentes estimaciones del viento. Se estudia el perfil y la probabilidad de que ciertas velocidades se presenten. Los resultados obtenidos de la implementación en Matlab® muestran el efecto aleatorio que la turbulencia agrega al perfil del viento. Se observa como los parámetros que caracterizan la función del viento modifican los perfiles de velocidad, permitiendo obtener una aproximación del comportamiento del viento a diferentes condiciones, facilitando el análisis a diversas condiciones climáticas de los sistemas que utilizan el viento como entrada, como el caso de las turbinas eólicas.

De la misma forma se realizó un análisis detallado del generador síncrono de imanes permanentes, presentando su modelo en el marco de referencia *abc* y su transformación al marco de referencia *dq0*, para el análisis en estado estacionario y la implementación en software. Los resultados de la simulación, presentan variaciones en las señales de salida del generador síncrono con velocidad variable del viento, porque se utiliza una transmisión de engranes rígida y el perfil de velocidad utilizado no presenta cambios significativos. El análisis en estado estacionario es útil para

aproximar el desempeño de la máquina en periodos cortos o cuando se somete a condiciones de velocidad constante.

En los resultados también se aprecia que la frecuencia del voltaje y la corriente que se obtiene del generador con velocidad variable, no mantienen un valor constante, por lo tanto, no puede ser utilizada en las actividades cotidianas y requiere de una etapa de acondicionamiento.

Referencias

- [1]. Munteanu, A. I. Bratcu, N. A. Cutululis and E. Ceanga. “*Optimal Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Springer, London, UK, 2008.
- [2]. C. Nichita, D. Luca, B. Dakyo and E. Ceanga, “Large Band Simulation of the Wind Speed for Real Time Wind Turbine Simulators”, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 4, December 2002.
- [3]. G. M. Master, “*Renewable and Efficient Electric Power Systems*”, Ed. Wiley-Interscience, New Jersey, USA, 2004.
- [4]. J. Martínez and A. Medina, “A State Space Model for the Dynamic Operation Representation of Small-Scale Wind-Photovoltaic Hybrid Systems”, *Renewable Energy*, Vol. 35, Issue 6, June 2010.
- [5]. F. González-Longatt, “Comportamiento de Turbinas de Viento a Velocidad Constante accionando Generador de Inducción de Rotor Tipo Jaula de Ardilla”, *I Exposición Industrial Internacional sobre Energía Eólica*, Mayo 2008.
- [6]. T. Ackermann, “*Wind Power in Power Systems*”, Ed. Wiley, London, UK, 2005.
- [7]. F. D. Bianchi, H. de Battista and R. J. Mantz, “*Wind Turbine Control Systems. Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*”, Ed. Springer, London, UK, 2007.
- [8]. T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins and E. Bossanyi. “*Wind Energy Handbook*”. Ed. Wiley, New York, USA, 2001.
- [9]. S. Mathew, “*Wind Energy, Fundamentals, Resource Analysis and Economics*”, Ed. Springer, The Netherlands, 2006.
- [10]. B. Wu, Y. Lang, N. Zargari and S. Kouro, “*Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Wiley, New Jersey, USA, 2011.
- [11]. J. Martínez and A. Medina, “A State Space Model for the Dynamic Operation Representation of Small-Scale Wind-Photovoltaic Hybrid Systems”, *Renewable Energy*, Vol. 35, Issue 6, Junio 2010.
- [12]. B. Wu, Y. Lang, N. Zargari and S. Kouro, “*Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Wiley, New Jersey, USA, 2011.

CAPÍTULO 7

Celdas de Combustible

Luis Alberto Zamora Campos, Francisco Marroquín Gutiérrez, y Eucario Gonzalo Pérez Pérez.

7.1 Introducción

Las celdas de combustible aprovechan la energía química y calorífica del hidrógeno para producir energía eléctrica sin ruido, eficiente, confiable y amigable con el medio ambiente. La primera celda fue desarrollada en 1839 por Sir William Grove, un juez y científico galés que demostró que la combinación de hidrógeno y oxígeno generaba energía eléctrica, agua y calor. Sin embargo, pasarían varias décadas antes que hubiera un verdadero interés en ellas. En la década de 1960's el programa espacial de los Estados Unidos utilizó las celdas de combustible para proporcionar suministro eléctrico y agua en los viajes espaciales de sus naves *Gemini* y *Apollo*, poniendo de relieve sus beneficios [1]. Aunque su nombre hace referencia a una combustión, ésta no se produce, ya que la generación de energía eléctrica se lleva a cabo por medios electroquímicos al hacer reaccionar un combustible y un oxidante y no mediante la quema de sustancia alguna. Estas celdas también llamadas de hidrógeno se presentan como una alternativa limpia respecto de las fuentes de generación de energía por medios convencionales.



Figura 7.1. Ejemplo de sistema de suministro de potencia eléctrica basado en celdas de combustible

De acuerdo con el electrolito que emplean se clasifican en: alcalinas (AFC), de electrolito polimérico (PEMFC), de metanol directo (DMFC), de ácido fosfórico (PAFC), de carbonatos fundidos (MCFC) y de óxidos sólidos (SOFC). Según la potencia que suministran encuentran aplicación ya sea en sistemas de transporte, sistemas móviles o estacionarios, dando cobertura en diversas áreas tecnológicas. Por ejemplo, la empresa *Ballard Power Systems, Inc* ha desarrollado algunos sistemas basados en PEMFC para autobuses, sistemas de telecomunicaciones, sistemas de manejo de materiales y de generación de energía eléctrica. La empresa *Fuel Cell Energy, Inc* ha desarrollado sistemas estacionarios basados en MCFC para suministrar energía eléctrica a universidades, hospitales, plantas de tratamiento de residuos y empresas de manufactura, entre otros. La empresa *Bloom Energy* ha desarrollado sistemas estacionarios basados en SOFC para el suministro de energía eléctrica a diversas empresas de manufactura.

Esto último demuestra el gran interés que se tiene en el uso de las celdas de combustible. Sin embargo, no es el único ámbito en el cual se tiene interés en ellas, puesto que en muchos centros de investigación y universidades se trabaja con ellas en aspectos tales como: búsqueda de nuevos materiales para fabricación y construcción de componentes, modelado de comportamiento, obtención de topologías eficientes de sistemas de control y potencia, desarrollo e implementación de simuladores y emuladores,

desarrollo de sistemas de cogeneración de energía eléctrica, etc. En las siguientes secciones se describe el principio de funcionamiento, los componentes, el comportamiento y los tipos de celdas disponibles, que hacen de las celdas de combustible una gran alternativa en la generación de energía eléctrica.

7.2 Objetivo

Valorar la tecnología de celdas de combustible como fuente de energía no convencional y su inclusión en sistemas de generación de energía eléctrica estacionaria y no estacionaria, a través del estudio y análisis de sus propiedades y comportamiento interno

7.3 Celdas de Combustible

Una celda de combustible es un dispositivo electroquímico, que transforma la energía de una reacción química en energía eléctrica y ya que el suministro de combustible es continuo, la potencia generada también lo es [2].

Las celdas de combustible generan energía eléctrica como producto y agua y calor como subproductos a partir de los reactivos suministrados (hidrógeno puro o hidrógeno contenido en los combustibles, además de oxígeno). Debido a que dichos reactivos son convertidos electroquímicamente en producto y subproductos, las celdas presentan diversas ventajas respecto a los motores térmicos, tales como: alta eficiencia, operación silenciosa, confiabilidad y energía amigable con el medio ambiente.

La primera demostración de su funcionamiento la realizó William Grove empleando un par de electrodos y un electrolito ácido [3]. En sus experimentos logró electrolizar agua mediante la aplicación de una corriente eléctrica, separándola así en hidrógeno y oxígeno (Figura 7.2a). Además de producir una corriente eléctrica cuando el hidrógeno y el oxígeno eran recombinados (Figura 7.2b).

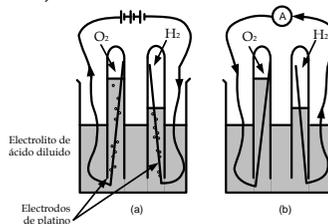


Figura 7.2 (a) El agua es separada en hidrógeno y oxígeno mediante la aplicación de una corriente eléctrica. (b) El hidrógeno y oxígeno son recombinados generando una pequeña corriente eléctrica. (Larminie 2003).

De acuerdo con Cook [2] la operación de la celda fue descubierta accidentalmente por W. Grove durante un experimento de electrólisis en 1839. Cuando Grove desconectó la fuente de energía del electrólizador y conectó juntos los dos electrodos logró observar que el flujo de corriente circulaba en dirección opuesta, consumiendo los gases previamente producidos. A este dispositivo le dio por nombre: *Batería de Gas*. Su *batería* estaba conformada por dos electrodos de platino colocados dentro de tubos de ensayo con hidrógeno y oxígeno respectivamente e inmersos en un baño de ácido sulfúrico diluido, generando potenciales cercanos a un volt (Figura 7.1a).

Años más tarde, en 1842, Grove conectó un cierto número de baterías de gas en serie formando una *cadena de gas* (Figura 7.3). El potencial producido por esta *cadena* fue suministrado a un electrólizador produciendo hidrógeno y oxígeno. Sin embargo, debido a los problemas de corrosión de los electrodos y la inestabilidad de los materiales, la celda de Grove no fue práctica, dando como resultado una investigación posterior casi nula.

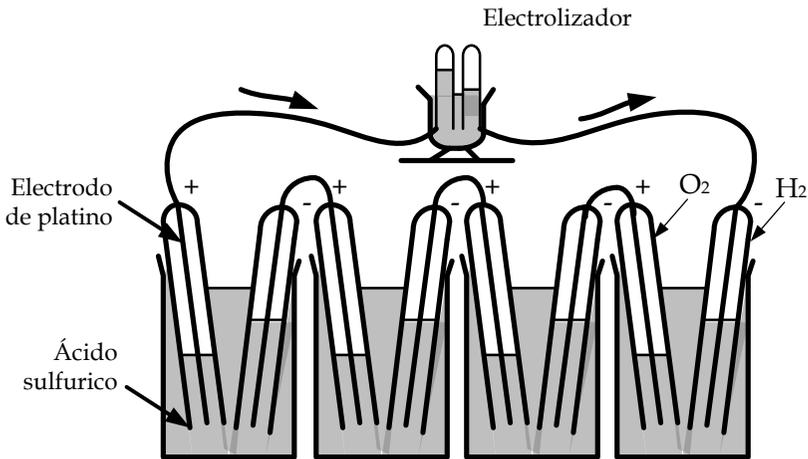


Figura 7.3 La batería de gas de William Grove.

No fue sino hasta la década de 1950's que un ingeniero químico de la Universidad de Cambridge llamado Francis Bacon produjo satisfactoriamente la primera celda de combustible con aplicación práctica (Figura 7.4). Dicha celda utilizaba un electrolito alcalino en lugar del ácido sulfúrico diluido, además, los electrodos fueron hechos de un material poroso (polvo de níquel sinterizado) que permitía la difusión de los reactivos para tener un mejor contacto con el electrolito. Este hecho aumentó el área de contacto entre los electrodos, los reactivos y el electrolito, incrementando a su vez la densidad de potencia generada.

Además, por el hecho de utilizar níquel en lugar de platino, los costos de su fabricación fueron mucho menores.



Figura 7.4. Francis Bacon desarrolló la primera celda de combustible con aplicación práctica

Las patentes de Bacon fueron empleadas por la NASA en la década de 1960's a través del desarrollo de la empresa *International Fuel Cell*, el cual consistió de una planta de energía basada en celdas alcalinas. Planta que fue empleada en su programa aeroespacial *Apollo* y permitió disponer de agua potable y electricidad en las 18 misiones espaciales efectuadas (Figura 7.4). Las celdas utilizadas suministraban 1.5kW de potencia eléctrica continua y su desempeño fue ejemplar, puesto que logró acumular cerca de 10,000 horas de funcionamiento, sin ningún incidente en vuelo.

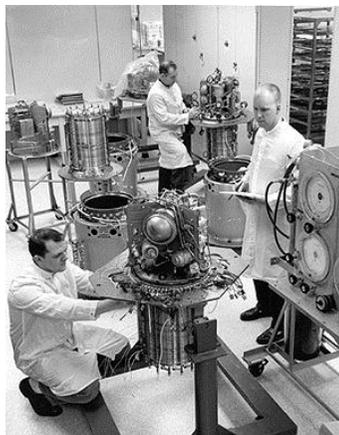


Figura 7.5 Celda alcalina empleada en el programa *Apollo* de la NASA

Casi de forma paralela la empresa General Electric desarrolló una planta de energía basada en celdas de combustible de membrana de polímero electrolítico de 1kW de potencia, que fue empleada por la NASA en el transbordador espacial *Gemini* en sus misiones 6 a 12.

Más tarde, en la década de 1970's de nueva cuenta la empresa *International Fuel Cell* desarrolló para la NASA una planta de energía con mayor capacidad. En tal ocasión la planta constó de tres módulos basados en celdas alcalinas, cada módulo era capaz de suministrar una potencia de 12kW continuos y hasta 16 kW por cortos periodos de tiempo (Figura 7.5). Esta planta fue empleada en un transbordador espacial, produciendo casi diez veces más potencia que las utilizadas en el programa *Apollo* y con 82,000 horas acumuladas de funcionamiento en 106 misiones.

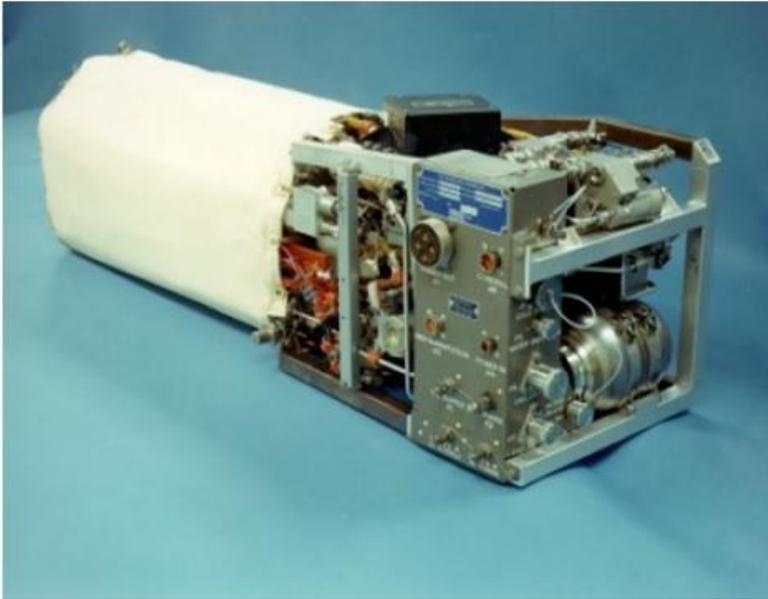


Figura 7.6 Planta de energía basada en celdas alcalinas empleada en transbordadores espaciales

En la actualidad la empresa *International Fuel Cell* bajo el nombre de *United Technologies Company (UTC)* continúa desarrollando sistemas basados en celdas de combustible para aplicaciones estacionarias y de transporte. Empresa que en conjunto con algunas otras como: *Ballard Power Systems, Inc.*, *Horizon Fuel Cell*, *Clear Edge Power*, *FuelCell Energy* y *Bloom Energy*, entre otras, realizan diversas investigaciones para la obtención de sistemas más eficientes y baratos.

7.4 Aplicaciones de las Celdas de Combustible

Además de ser empleadas en transbordadores espaciales, las celdas de combustible encuentran aplicación en sistemas estacionarios de generación de energía eléctrica, sistemas de transporte, sistemas militares de comunicación, sistemas portátiles (electrónica de consumo), sistemas de respaldo, y por supuesto en sistemas educativos y didácticos.

Sistemas que cubren gran parte de las necesidades energéticas actuales y no contribuyen a la emisión de gases de efecto invernadero (GHG).

7.4.1 Transporte

En las grandes ciudades el mayor porcentaje de gases GHG emitidos al ambiente se debe a los vehículos automotores (motocicletas, vehículos de pasajeros, camiones y autobuses). De acuerdo con el Instituto Nacional de Ecología y Cambio Climático (INECC), generalmente, las emisiones de una sola unidad son muy bajas comparadas con las emisiones de un vertedero industrial. Sin embargo, debido a la cantidad de vehículos en circulación la magnitud de contaminantes es considerable. Por tanto, conducir un vehículo de pasajeros privado es quizá la actividad diaria más contaminante que el ciudadano común realiza.

Dichos vehículos al ser propulsados por motores de combustión interna producen, en general, tres tipos de emisiones de gases contaminantes: 1) emisiones evaporativas y 2) emisiones por el tubo de escape, así como 3) emisiones de partículas por el desgaste tanto de los frenos como de los neumáticos (Figura 7.7), todo esto aunado a la baja eficiencia de conversión de la energía.

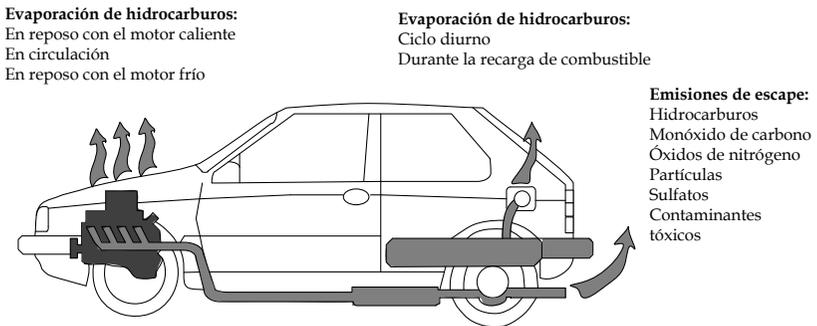


Figura 7.7 Proceso de emisión de contaminantes en vehículos automotores

Fuente: INE-SEMARNAT

Según estadísticas de la Secretaría del Medio Ambiente (SMA) tan sólo en la Zona Metropolitana y el Valle de México (ZMVM) se generaron 51.5 millones de toneladas de CO₂ equivalentes en el año 2008, de los cuales el 44% se debió a los vehículos automotores, frente al 29% del sector industrial (Figura 7.8).



Figura 7.8. Estadística de emisiones de CO₂ equivalentes en la ZMVM.

Fuente: Secretaría del Medio Ambiente

No sólo en México puede apreciarse tal situación, sino que prácticamente en todas las grandes ciudades del mundo es una preocupante realidad. Por ejemplo, el gobierno de Estados Unidos en conjunto con los líderes del G8 declaró en 2009 que las emisiones al ambiente de CO₂ deben ser reducidas para el año 2050 al menos un 80%, respecto de los niveles alcanzados en 1990. Por tanto, el arduo trabajo para alcanzar este objetivo requiere el uso de sistemas más eficientes en el aprovechamiento de la energía.

Desde finales del año 2003 y hasta la fecha las celdas de combustible han sido empleadas en los sistemas de transporte de algunos países como Canadá, Estados Unidos, Japón, Alemania, China, Inglaterra y Brasil, como alternativa para disminuir las emisiones de gases GHG al ambiente. Esto mediante los vehículos conocidos como Vehículos de Emisiones Cero (ZEV).



Figura 7.9 Vehículo de emisiones cero: autobús de la ciudad de Londres, basado en celdas.

De acuerdo con Decicco [3a] los vehículos ZEV basados en celdas de combustible (FCEV) han sido desarrollados como una alternativa al cumplimiento de los requerimientos del mercado automotriz. Mercado que se ha vuelto más exigente en términos ambientales, debido a los nuevos retos que presenta el calentamiento global.

Los FCEV emplean motores eléctricos los cuales permiten tener un funcionamiento silencioso, con control preciso y alta eficiencia en el sistema de propulsión y accesorios. Esto mediante la integración de sistemas de suministro de reactivos, celdas de combustible, instrumentación, sistemas de control, sistemas de potencia, sistemas de baterías, entre otros (Figura 7.10).

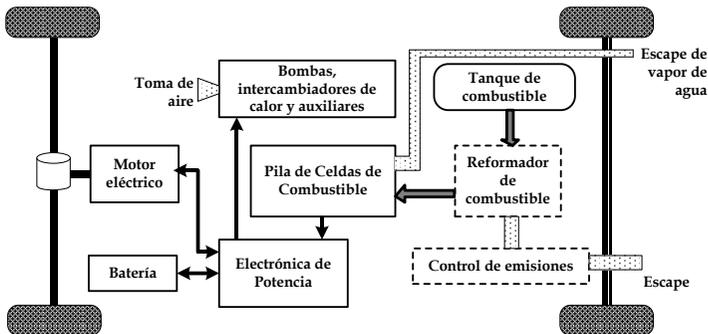


Figura 7.10 Componentes principales de un Vehículo FCEV

Aunque no son la única alternativa existente, su tecnología es prometedora y diversas compañías automotrices han desarrollado vehículos ZEV basados en celdas. Por ejemplo:

- *Honda Motor Co.* El primer fabricante en liberar un vehículo FCEV para su venta al público, su modelo FCX Clarity está a la venta en Japón y Estados Unidos desde el año 2008 (Figura 7.11).



Figura 7.11 Modelo FCEV de la marca Honda

- *Nissan Motor Corporation.* Con su modelo TeRRa SUV 2012 está presente en el mercado de los vehículos FCEV. Vehículo libre de emisiones, silencioso y con un diseño sofisticado y moderno (Figura 7.12).



Figura 7.12 Modelo FCEV de la marca Nissan

- *Toyota Motor Corporation.* Con su modelo FCV 2014 está presente en el mercado de los vehículos libres de emisiones (Figura 7.13).



Figura 7.13 Modelo FCEV de la marca Toyota

- Además se tienen modelos de diversos fabricantes, entre los que se encuentran: Hyundai Tucson-ix35 FCEV (2010); BMW 1 series-fuel cell hybrid (2010); Mercedes-Benz-F800-(2010); Mazda 5Hydrogen RE Hybrid (2009); Fiat Panda-HyTRAN (2009); Audi Q5-FCEV (2009); Volkswagen Caddy-Maxi HyMotion (2009) y Mercedes-Benz B-Class-F-Cell (2009)

Aunque los vehículos ZEV se encuentran a la venta, en general, sus costos actuales hacen de ellos un producto difícil de adquirir. Además la obtención y el almacenamiento del hidrógeno supera los costos de los combustibles fósiles de tres a cuatro veces [4], y los pocos centros de distribución de hidrógeno se concentran en Europa, Asia y Estados Unidos.

Sin embargo, se prevé que en las próximas décadas esta situación cambie y los costos sean más competitivos, de tal manera que la tecnología del hidrógeno sea accesible para gran parte de la población. Además de esto se pueda cumplir con el objetivo de disminuir las emisiones de gases GHG al ambiente (Figura 7.14).

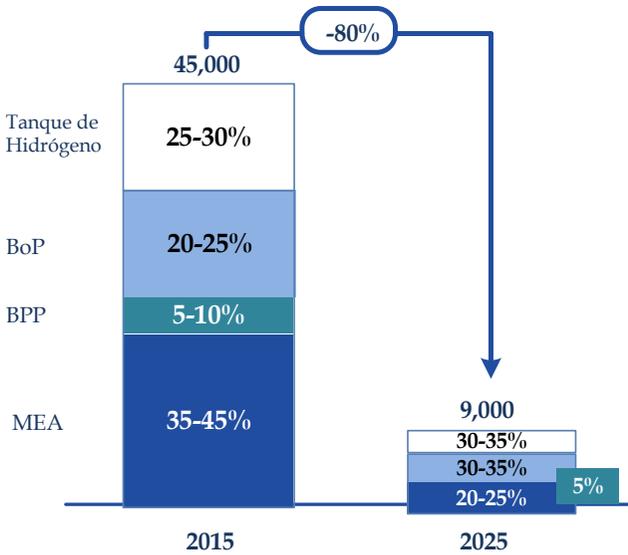


Figura 7.14 Estimación de la reducción de costos en la fabricación de vehículos ZEV

7.4.2 Sistemas estacionarios de potencia

El desarrollo de plantas de energía basadas en celdas de combustible capaces de proporcionar potencias de kW y MW para el suministro de energía eléctrica a instalaciones comerciales y residenciales es posible gracias a los diversos tipos de celdas existentes.

Las pequeñas plantas de varios cientos de kW hasta 1 o 2 MW denominadas sistemas combinados de calor y potencia (CHP), pueden situarse en las mismas instalaciones del usuario y realizar operaciones de cogeneración, es decir, proporcionar energía eléctrica y suministrar energía térmica (vapor, agua caliente y agua fría) en beneficio de los usuarios.

La figura 7.15 presenta un esquema de sistema CHP que emplea una pila o *stack* de celdas de combustible alimentado por hidrógeno, combustible que es obtenido a partir de gas natural. Nótese que el gas antes de ser suministrado a la celda es reformado por un sistema de procesamiento, de tal manera que el hidrógeno tiene las condiciones necesarias para producir energía eléctrica y térmica.



Figura 7.15. Sistema combinado de calor y potencia (CHP) para aplicaciones estacionarias

Por su parte, las plantas más grandes que van de 1 a 10MW denominadas sistemas de generación distribuida (DG), generalmente se sitúan fuera de las instalaciones de los usuarios y por supuesto que son empleadas en tareas de generación distribuida [5].

Estos sistemas permiten trabajar en conjunto con otros sistemas de generación de energía eléctrica para dar suministro a instalaciones residenciales o comerciales. Pueden exportar energía a la red de distribución eléctrica o bien dar suministro de forma independiente (figura 7.16).

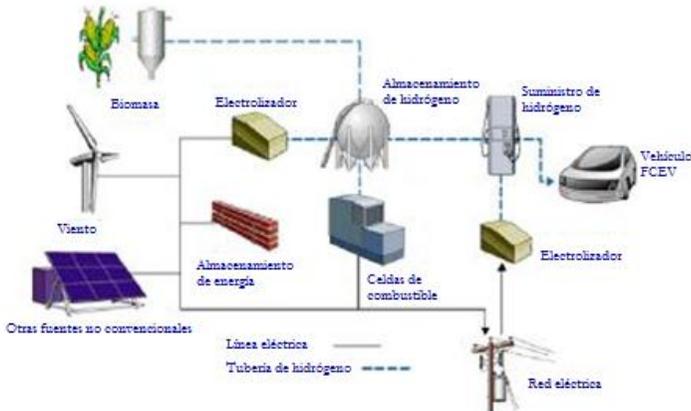


Figura 7.16 Sistema de generación distribuida (DG) para aplicaciones estacionarias

De acuerdo con el estudio realizado por Fuel Cell Today [13] tres compañías han dominado el mercado los últimos años, éstas son: *Fuel Cell Energy*, *Bloom Energy* y *ClearEdge Power*. Estados Unidos y Corea encabezan a sus clientes.

Sin embargo, hay más fabricantes como por ejemplo: la compañía canadiense Ballard Power Systems. Empresa que se especializa en celdas de combustible de electrolito polimérico para aplicaciones estacionarias, de transporte, sistemas de comunicaciones y sistemas de manejo de materiales. Específicamente, en el ámbito de aplicaciones estacionarias ha desarrollado un sistema de 1MW de potencia para requerimientos de energía de la empresa Toyota USA (Figura 7.17).



Figura 7.17. Sistema estacionario de potencia de la Compañía Ballard.

7.4.3 Sistemas portátiles

Los requerimientos de energía de los diversos equipos portátiles pueden ser cubiertos con celdas de combustible, puesto que los consumos van desde unos cuantos watts hasta varios kW [2a]. Los equipos portátiles que son susceptibles al uso de celdas de combustible van desde electrónica de consumo, hasta sistemas remotos de comunicación y manejo de materiales (Figura 7.18).



Figura 7.18. Principales aplicaciones portátiles de las celdas de combustible.

De acuerdo con Narayan y Valdez dichos requerimientos van en aumento debido a las necesidades de comunicación, nuevas tecnologías y uso masivo de dispositivos electrónicos [6] por parte de la población civil y militar.

Muchos ejemplos de dispositivos portátiles basados en celdas se pueden encontrar a la venta actualmente, por mencionar algunos se tienen:

- *BOC Hymera*, que es un generador de potencia eléctrica para aplicaciones mayores a los 150W, como pueden ser: cámaras de seguridad, sistemas de control y monitoreo ambiental, iluminación, sistemas de comunicaciones y sistemas de respaldo (Figura 7.19).



Figura 7.19. Sistema portátil de potencia de la Compañía BOC.

- *Hydromax*, que es un sistema de generación de energía eléctrica con una potencia nominal de 180W, útil también para aplicaciones de

cámaras de seguridad, sistemas de comunicaciones, sistemas de control y monitoreo ambiental (Figura 7.20).



Figura 7.20. Sistema portátil de potencia de la Compañía Horizon Fuel Cell.

7.5 Tipos de Celdas de Combustible

Las celdas de combustible (FC) encuentran diferentes aplicaciones en: transporte, aplicaciones móviles, generación de energía estacionaria y vehículos espaciales (como se ha descrito en secciones previas) y requieren distintos niveles de potencia para efectuar sus tareas. Por tanto, es necesario conocer los diferentes tipos de celdas, sus características y prestaciones, de tal manera que pueda determinarse su utilidad para posibles futuras aplicaciones.

Los tipos de celdas se clasifican preferentemente en función del electrolito utilizado y aunque se caracterizan por un rango de temperatura de operación distinto, en general, presentan la misma reacción básica de oxidación del hidrógeno.

7.5.1 Celdas de Combustible Alcalinas (AFC)

Las celdas AFC como se ha descrito (sección 7.2), fueron desarrolladas por el ingeniero químico Francis Bacon y empleadas en el viaje espacial *Apollo*. Éstas utilizan un electrolito que conduce iones hidroxilo (OH^-) del cátodo al ánodo (en contraste con otras celdas que conducen los iones del ánodo al cátodo). Comúnmente el electrolito se compone de una mezcla de alcalinos fundidos, tal como el hidróxido de potasio (KOH) y puede o no ser móvil (Figura 7.21).

Las celdas de electrolito móvil usan un electrolito líquido que circula continuamente entre los electrodos y aunque el agua producida y el calor generado diluyen y calientan el electrolito líquido, estos son removidos de la celda a medida que el electrolito se hace circular. Las celdas de electrolito inmóvil usan un electrolito que consta de una pasta de gran espesor, retenida por las fuerzas capilares presentes dentro de una matriz porosa, tal como el asbesto (la pasta por si sola proporciona un buen sellado de los gases reactantes). El agua producida se evapora y se integra al flujo del gas hidrógeno suministrado al ánodo, donde es condensada, el calor por su parte es removido por la circulación de un refrigerante [8].

En la figura 7.21 se muestra un esquema de la celda alcalina y las reacciones producidas en los electrodos.

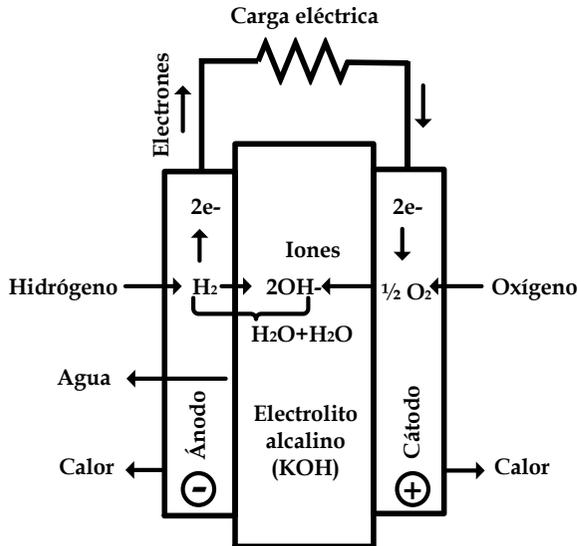
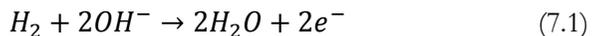


Figura 7.21 Celda de combustible alcalina

La reacción química que toma lugar en el ánodo es:



Los electrones liberados en esta reacción pasan a través de un circuito externo de carga, una vez que llegan al cátodo, reaccionan y forman nuevos iones OH^-



Las celdas AFC operan en un intervalo de temperatura que va de los 65 a los 220 °C, con una presión de 1 bar. Una sola celda es capaz de producir entre 1.1 y 1.2 VDC.

Estas celdas tienen como ventajas principales que: (1) operan a baja temperatura; (2) mantienen tiempos de arranque rápidos; (3) presentan alta eficiencia; (4) requieren muy poco catalizador de platino; (5) presentan mínima corrosión; (6) su operación es relativamente fácil y (7) tienen bajo peso y volumen.

Sin embargo, entre sus principales desventajas se encuentra que: (1) son extremadamente intolerantes al dióxido de carbono; (2) si se tiene electrolito líquido, se introducen problemas relacionados a su manejo; (3) la administración del agua es complicada y (4) tienen un tiempo de vida corto.

7.5.2 Celdas de Combustible de Membrana de Electrolito Polimérico (PEMFC)

Las celdas de membrana de electrolito polimérico también llamadas de membrana de intercambio protónico utilizan un electrolito que conduce iones hidrógeno (H^+) del ánodo al cátodo. El electrolito se conforma por una película de polímero sólido que consiste de un Teflón acidificado (Figura 7.22).

En la figura 7.22 se muestra un esquema de la celda de membrana de electrolito polimérico (o membrana de intercambio de protones) y las reacciones que se producen en cada uno de los electrodos.

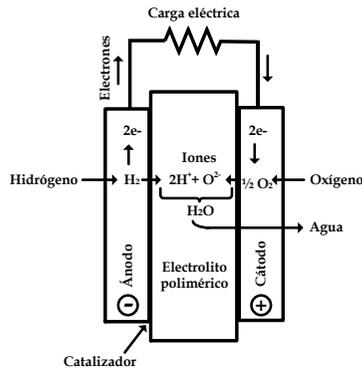
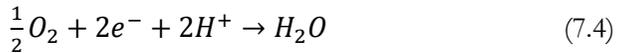


Figura 7.22 Celda de combustible de membrana de electrolito polimérico

Al suministrar el hidrógeno en el ánodo y con la presencia de un catalizador de platino se produce la reacción que separa los electrones y los iones hidrógeno (protones).



Los protones fluyen a través del electrolito desde el ánodo hasta el cátodo, mientras que los electrones fluyen a través de un circuito externo de carga. El oxígeno suministrado reacciona con los protones y electrones en el cátodo, produciendo agua (que debe ser removida continuamente para no impedir las reacciones) y generando calor.



Estas celdas operan en un intervalo de temperatura que va de los 30 a los 90 °C, con una presión entre 1 y 2 bar. Una sola celda es capaz de producir hasta 1.1VDC.

Como ventajas principales se tiene que: (1) son tolerantes al dióxido de carbono; (2) operan a bajas temperaturas; (3) utiliza un electrolito sólido y seco; (4) usa un electrolito no-corrosivo; (5) genera altas densidades de potencia; (6) operan a baja presión, incrementando con ello la seguridad; (7) buena tolerancia a presiones diferenciales de los reactantes; (8) son compactas; (9) tienen un diseño mecánico relativamente simple y (10) usan materiales estables en su construcción.

Sin embargo, entre sus principales desventajas se encuentra que: (1) pueden tolerar pequeñas cantidades de monóxido de carbono; (2) pueden tolerar pequeñas cantidades de compuestos de azufre; (3) requieren la humidificación de los gases reactantes, incrementando la complejidad del sistema; (4) emplean catalizadores de platino muy caros y (5) usan una membrana de alto costo.

7.5.3 Celdas de Combustible de Metanol Directo

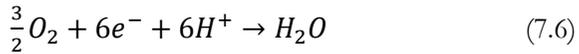
Las celdas de metanol directo básicamente son celdas PEMFC, la diferencia es el empleo de metanol directo como combustible en lugar de hidrógeno. Aunque la energía producida durante la reacción es menor que cuando se emplea un hidrógeno de alta pureza, el sistema de almacenamiento de combustible es mucho más simple.

En este tipo de celda se suministra una mezcla líquida de metanol y agua en

el ánodo, al tiempo que en el cátodo se suministra aire circundante. A 130 °C un catalizador noble descompone el metanol de acuerdo con la siguiente reacción:



En el cátodo el oxígeno proveniente del aire circundante se ioniza y reacciona con el hidrógeno para formar agua:



Combinando las reacciones que tomar lugar en el ánodo y cátodo, la reacción total de la celda da como resultado agua pura y dióxido de carbono. Este tipo de celdas aún se encuentra en sus etapas iniciales, sin embargo, se visualiza como una promesa para el futuro.

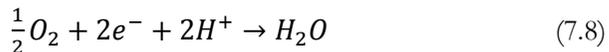
7.5.4 Celdas de Combustible de Ácido Fosfórico (PAFC)

Las celdas de ácido fosfórico emplean un electrolito que conduce iones hidrógeno del ánodo al cátodo. Como su nombre lo indica, el electrolito está compuesto por un ácido fosfórico dentro de un material de silicio. Algunas celdas usan electrolito de ácido sulfúrico en su operación.

Al suministrar el hidrógeno en el ánodo se produce la reacción que separa los electrones y los iones hidrógeno (protones).



Los protones fluyen a través del electrolito desde el ánodo hasta el cátodo, mientras que los electrones fluyen a través de un circuito externo de carga. El oxígeno suministrado reacciona con los protones y electrones en el cátodo, produciendo agua (que debe ser removida continuamente para no impedir las reacciones).



En la figura 7.23 se muestra un esquema de la celda de ácido fosfórico y las reacciones que toman lugar en cada uno de los electrodos.

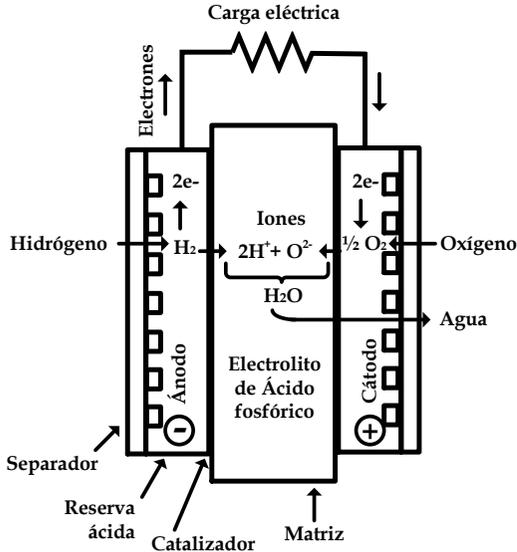


Figura 7.23 Celda de combustible de ácido fosfórico

Estas celdas operan en un intervalo de temperatura que va de los 150 a los 220 °C, con una presión de 1 bar. Una sola celda es capaz de producir hasta 1.1VDC.

Como ventajas principales se tiene que: (1) son tolerantes al dióxido de carbono; (2) operan a baja temperatura y (3) tienen un electrolito estable con baja volatilidad incluso a los 220 °C.

Sin embargo, entre sus principales desventajas se encuentra que: (1) pueden tolerar pequeñas cantidades de monóxido de carbono; (2) pueden tolerar cerca de 50 ppm del total de compuestos sulfúricos; (3) usan un electrolito líquido corrosivo, por lo cual, la administración de los líquidos se hace complicada; (4) el electrolito se evapora lentamente con el paso del tiempo; (5) el agua puede diluir al electrolito; (6) son grandes y pesadas; (7) requiere un calentamiento antes de iniciar su operación y se debe mantener durante toda su operación.

7.5.5 Celdas de Combustible de Carbonato Fundido (MCFC)

Las celdas de carbonato fundido utilizan un electrolito que conduce iones carbonato

CO_3^{2-} del cátodo al ánodo (en contraste con otras celdas que conducen iones del ánodo al cátodo). El electrolito está compuesto de una mezcla fundida de carbonato de litio y potasio. Esta mezcla es retenida por fuerzas

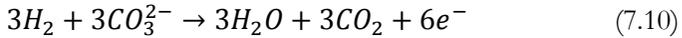
capilares dentro de una matriz cerámica de aluminato de litio. El electrolito consta de una pasta de gran espesor que asegura el correcto sellado de la celda.

Estas celdas pueden usar hidrógeno de alta pureza o bien hidrocarburos ligeros. Cuando un hidrocarburo, tal como el metano se introduce en el ánodo en presencia de agua, ésta absorbe el calor y se convierte en vapor reformado, según la reacción:

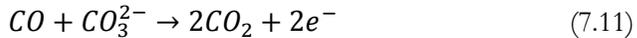


Cuando se emplea otro hidrocarburo, el número de moléculas de hidrógeno y monóxido de carbono puede cambiar, sin embargo, en general se obtiene el mismo resultado.

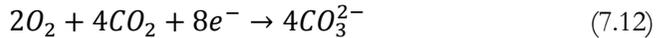
Si se suministra hidrógeno, la reacción que toma lugar en el ánodo es:



En el caso de suministrar monóxido de carbono, la reacción que toma lugar en el ánodo es:



En tanto que la reacción presente en el cátodo es:



En la figura 7.24 se muestra un esquema de la celda de carbonato fundido y sus reacciones.

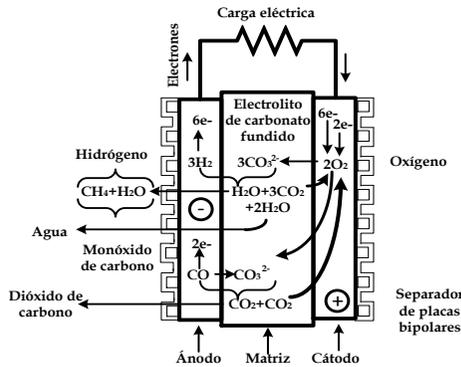


Figura 7.24 Celda de combustible de carbonato fundido

Las celdas de carbonato fundido operan a una temperatura de 650 °C, con una presión que va de 1 hasta 10 bar. Una sola celda es capaz de producir entre 0.7 y 1.0 VDC.

Como ventajas principales se tiene que: (1) soporta el reformado interno de hidrocarburos ligeros; (2) genera una gran cantidad de calor; (3) tiene rápida cinética de reacción; (4) alta eficiencia y (5) no requiere catalizadores metálicos.

Sin embargo, entre sus principales desventajas se encuentra que: (1) requiere materiales que sean resistentes a la corrosión y estables; (2) alta intolerancia a los sulfuros; (3) al tener un electrolito líquido se complica el manejo de los líquidos y (4) requiere un periodo considerable de precalentado.

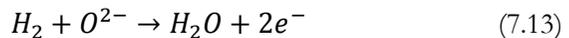
7.5.6 Celdas de Combustible de Óxido Sólido (SOFC)

Las celdas de óxido sólido utilizan un electrolito que conduce iones óxido del cátodo al ánodo (en contraste con otras celdas que conducen iones del ánodo al cátodo). El electrolito es un compuesto de un óxido sólido, generalmente circonia (estabilizado con una tierra rara tal como el itrio) y toma la forma de un cerámico.

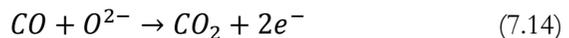
Este tipo de celdas se construyen mediante la deposición secuencial de varias capas de material. Las configuraciones más comunes incluyen diseños tubulares y planares, los cuales difieren en el grado de pérdidas disipativas internas que presentan (en el sellado entre canales de combustible y oxidante, y en la forma en que se interconectan las celdas en una pila). Estas celdas emplean electrodos de metal, tales como: níquel y cobalto.

Estas celdas pueden usar hidrógeno de alta pureza o bien hidrocarburos (tal como las celdas de carbonato fundido), la diferencia radica en la presencia o ausencia del monóxido de carbono.

Si se suministra hidrógeno, la reacción que toma lugar en el ánodo es:



En el caso de suministrar monóxido de carbono, la reacción que toma lugar en el ánodo es:



En tanto que la reacción presente en el cátodo es:



En la figura 7.25 se muestra un esquema de la celda de óxido sólido y las reacciones que toman lugar en cada uno de los electrodos.

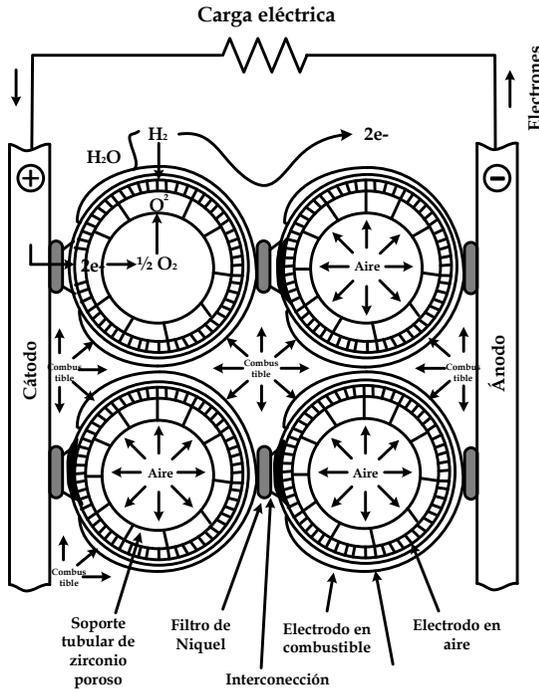


Figura 7.25 Celda de combustible de óxido sólido

Las celdas de carbonato fundido operan a una temperatura hasta de 1000 °C, con una presión que va de 1 hasta 10 bar. Una sola celda es capaz de producir entre 0.8 y 1.0 VDC.

Como ventajas principales se tiene que: (1) soporta el reformado interno de hidrocarburos; (2) opera de la misma manera con combustibles secos o húmedos; (3) genera una gran cantidad de calor; (4) tiene rápida cinética de reacción; (5) alta eficiencia; (6) al tener un electrolito sólido, los problemas de manejo de líquidos están ausentes; (7) pueden ser fabricados en diversas formas y configuraciones y (8) no necesitan catalizadores metálicos.

Sin embargo, entre sus principales desventajas se encuentra que: (1) requieren el desarrollo de materiales que mantengan la conductividad a altas temperaturas, se mantengan sólidos, químicamente sean compatibles con los otros componentes de las celdas y estables; (2) tiene una intolerancia moderada a los sulfuros; (3) no se cuenta con procesos de fabricación

prácticos; y (4) la tecnología no está madurada aún. La tabla 7.1 incluye datos importantes sobre celdas disponibles.

Tabla 7.1 Tipos de celdas. Fuente Larminie & Dicks [3]

Tipo de Celda	Ion Móvil	Temperatura de operación	Eficiencia	Aplicaciones
Alcalina (AFC)	OH^-	65 – 200 °C	70%	Utilizada en vehículos espaciales.
Membrana de electrolito polimérico (PEMFC)	H^+	30 – 90 °C	$\approx 40\%$	Transporte, aplicaciones móviles y sistemas CHP de baja potencia.
Metanol directo (DMFC)	H^+	20 – 130 °C	$\approx 40\%$	Transporte, aplicaciones móviles y sistemas CHP de baja potencia.
Ácido fosfórico (PAFC)	H^+	~ 220 °C	$> 40\%$	Sistemas CHP de 200kW de potencia
Carbonato fundido (MCFC)	CO_3^{2-}	~ 650 °C	$> 60\%$	Adecuada para sistemas CHP de media y alta potencia (MW)
Óxido sólido (SOFC)	O^{2-}	500 – 1000 °C	$> 70\%$	Adecuada para todos los niveles de potencia (baja, media y alta)

7.6 Potencial de una Celda de Combustible

Las celdas de combustible se encuentran clasificadas dentro de las celdas galvánicas. Y al igual que en éstas, es necesario un par de electrodos para medir la fuerza electromotriz (fem) o potencial eléctrico que se genera, cuando se produce una reacción química.

Teóricamente en las celdas de combustible, al igual que en otros dispositivos con electrodos, es posible describir muchas de sus propiedades con ayuda de la teoría termodinámica. Esto, siempre y cuando operen de forma reversible. Es decir, que trabajen sin ninguna pérdida de energía, ocasionada por alguna oposición o restricción.

En la práctica, es extremadamente difícil lograr que una celda de combustible opere reversiblemente. Esto se debe, a que internamente, la corriente encuentra varias restricciones o “resistencias” a su paso. Estas resistencias le producen pérdidas o irreversibilidades al potencial de salida, por lo tanto, es necesario analizar las causas que las originan [14].

7.6.1. Potencial Reversible o de Nernst

Existen procesos químicos que de forma natural o espontánea se desplazan hacia una condición de equilibrio (aunque lo pueden hacer con demasiada lentitud). En esta condición, la velocidad de reacción en ambos sentidos es la misma.

El aumento de entropía en estos procesos indica que el proceso avanza o tiende hacia el equilibrio. Esto, de acuerdo con lo establecido por la segunda ley de la termodinámica.

Si a temperatura y presión constantes, un proceso espontáneo se desplaza hacia un estado en el cual la energía de Gibbs (ΔG) disminuye, este proceso puede tratarse de la formación de un compuesto, a partir de sus elementos en condiciones estándar o STP (*Standard Temperture and Pressure*). Entonces la energía de Gibbs que acompaña la formación del compuesto se denomina *energía estándar de Gibbs de formación* ($\Delta_f G^\circ$).

Para calcular el cambio de la energía estándar de Gibbs, de cualquier reacción o formación de un compuesto ($\Delta_f G^\circ$), se deben sumar las energías de formación de todos los productos y restar la suma de las energías de Gibbs de formación de todos los reactivos. Es decir:

$$\Delta_f G^\circ = \sum \Delta_f G^\circ(\text{productos}) - \sum \Delta_f G^\circ(\text{reactivos}) \quad (7.16)$$

Con ayuda de la ecuación (7.16) es posible determinar la energía estándar de Gibbs de un compuesto. Sin embargo, ya que muchos compuestos han sido analizados a lo largo de numerosos años de investigación, es posible hallar tablas o listas de valores de ésta y otras propiedades termodinámicas en textos y manuales. Por ejemplo: Berger [9], Chang [8], Yaws [10] y Laidler & Meiser [12] entre otros, presentan listas detalladas de propiedades de diversas reacciones o compuestos ampliamente utilizados.

Debido a que tal reacción implica el paso de electrones a través de un circuito externo de carga, entonces, el trabajo eléctrico (condiciones STP) W_{el}° asociado, es igual a la disminución en la energía de Gibbs [13]. Es decir:

$$W_{el}^\circ = -\Delta_f G^\circ \quad (7.17)$$

Este trabajo eléctrico es el que se realiza al mover z electrones desde un electrodo, hasta otro. Y está asociado con la constante F de Faraday y el potencial E de la celda. Por lo tanto:

$$W_{el}^{\circ} = zFE^{\circ} \quad (7.18)$$

Al sustituir la ecuación (7.18) en (7.17), se obtiene una relación entre el trabajo eléctrico realizado y la energía de Gibbs que acompaña la reacción. Entonces:

$$zFE^{\circ} = -\Delta_f G^{\circ} \quad (7.19)$$

A partir de deducciones hechas con base en los argumentos termodinámicos propuestos por Van't Hoff. Se establece que para una reacción química de la forma:



El cambio en la energía de Gibbs por a moles del reactivo A que reaccionan con b moles del reactivo B , y que producen m moles de M [2], se puede expresar como:

$$\Delta_f G = \Delta_f G^{\circ} - RT \ln \left[\frac{a_A^a \cdot a_B^b}{a_M^m} \right] \quad (7.21)$$

En donde a_A , a_B y a_M representan las actividades de los reactivos y del producto, respectivamente, R representa la constante universal de los gases, T representa la temperatura de la celda.

Por ejemplo en el caso de una celda PEMFC, debido a que los reactivos se encuentran en fase gaseosa, y que se puede suponer un comportamiento ideal, las actividades a se pueden relacionar con sus presiones parciales p^* ($a = p^*/P$), donde P representa la presión estándar [12]. Por lo tanto, el cambio de energía de Gibbs se puede denotar como:

$$\Delta_f G = \Delta_f G^{\circ} - RT \ln \left[\frac{p_{H_2}^* \cdot p_{O_2}^{*\frac{1}{2}}}{p_{H_2O}^*} \right] \quad (7.22)$$

En donde: $p_{H_2}^*$, $p_{O_2}^*$ y $p_{H_2O}^*$, representan las presiones parciales del combustible, oxidante y producto, respectivamente.

Debido a que nuestro interés se centra en el potencial de la celda E , solo basta con reacomodar términos y sustituir la ecuación (7.18) en la ecuación

(7.22). De esta forma se obtiene que:

$$E_{Nernst} = E^{\circ} + \frac{RT}{zF} \ln \left[\frac{p_{H_2}^* \cdot p_{O_2}^{*\frac{1}{2}}}{p_{H_2O}^*} \right] \quad (7.23)$$

En donde: E° representa al potencial de celda en condiciones STP. El cual, también es conocido como *potencial estándar de electrodo*.

La ecuación (7.23) es conocida como *Ecuación de Nernst* y al potencial de celda, también se le denomina *Potencial de Nernst*, y se escribe como:

E_{Nernst} .

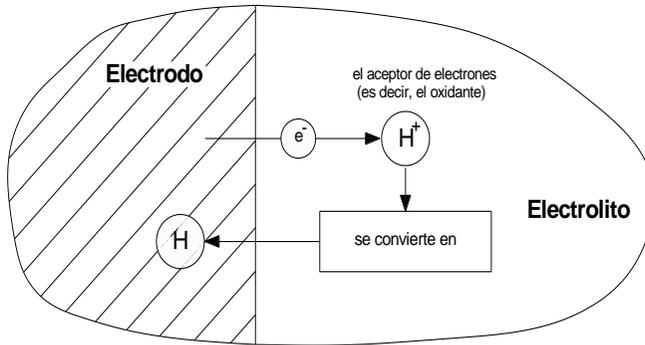
El potencial de *Nernst* también es conocido como potencial reversible o potencial de circuito abierto, esto se debe a que la celda en estas condiciones no suministra potencial alguna a cargas externas. Sin embargo, una vez que la carga externa es conectada, se producen pérdidas o sobrepotenciales que afectan la magnitud de dicho potencial.

7.6.2 Sobrepotencial de Activación

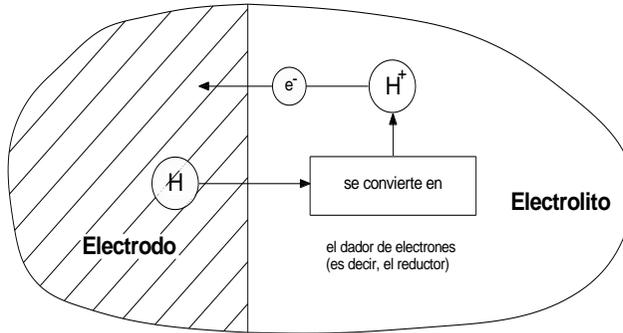
Los electrodos de una celda de combustible están separados entre sí por medio de un electrolito sólido. A la unión o contacto que se forma entre cada electrodo y electrolito, se le conoce como *interface electrodo-electrolito*.

Una celda contiene dos electrodos y un mismo número de interfaces (electrodo-electrolito y electrolito-electrodo). Las reacciones que se producen, implican la transferencia de electrones entre la superficie del electrodo y las partículas situadas en el lado del electrolito. Este proceso es conocido como: *transferencia de carga* [16]. Por ejemplo, si suponemos que las partículas son iones y estos aceptan o ceden electrones al electrodo en la reacción, este intercambio modifica su valencia (estado de oxidación). Y se produce un flujo de corriente.

Si un ión cede su electrón al electrodo, es decir, si se produce una transferencia de electrones, entonces, su estado de valencia aumenta en uno, es decir, el ión se oxida -o *deselectrónica*- (Figura 7.26b). Si por el contrario, el ión acepta un electrón del electrodo, entonces su estado de valencia disminuye en uno, es decir el ión se reduce -o *electrónica*- (Figura 7.26a).



(a) Electronización o reducción



(b) Deselectronización u oxidación

Figura 7.26 Ejemplo de transferencia de carga en una interface

La transformación química de unas especies en otras está asociada a la transferencia de electrones a través de una interface. El mecanismo de transferencia es aquel en el cual, un electrón puede saltar entre el electrodo y una partícula en el electrolito. O bien, el electrón puede esperar a que la partícula (protón) se mueva a través de la interface, antes de saltar.

Note, que si un electrón se mueve desde la superficie del electrodo hacia las partículas del lado del electrolito, o si un protón se mueve desde las partículas del electrolito hasta el electrodo, la corriente que se produce fluye en el mismo sentido.

En este movimiento, si un protón (ión positivo) se desplaza desde el lado del electrolito y pasa a través de la doble capa, hasta llegar a la superficie del

electrodo, entonces, en algún punto de su recorrido se produce la transferencia de carga.

En dicho trayecto, el avance de la carga que se desplaza puede representarse mediante un gráfico (Figura 7.27). En él, se observa que a medida que se mueve el ión, cambia su energía potencial. Por lo tanto, el ión debe recibir una determinada cantidad de energía de activación para que pueda realizarse la transferencia de carga.

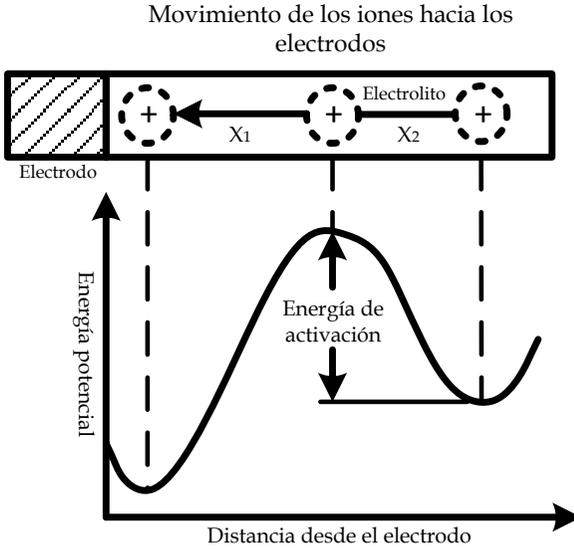


Figura 7.27 Perfil energía potencial – distancia.

El punto específico (situado entre un estado inicial y uno final) a lo largo de la trayectoria, en donde ocurre la transferencia de carga, se denomina *coeficiente de transferencia de carga* y se denota mediante α .

De acuerdo con lo establecido por Butler & Volmer, el flujo de corriente asociado a la transferencia de carga [9]. Se puede expresar como:

$$\vec{j} = zFA\bar{k}_R e^{-(1-\alpha)zF\Delta\phi/RT} \quad (7.34)$$

$$\vec{j} = zFA\bar{k}_p e^{\alpha zF\Delta\phi/RT} \quad (7.35)$$

En donde: \vec{j} representa la corriente de electronización a lo largo de toda el área superficial del electrodo, también denominada corriente de

electrolización; \vec{j} representa la corriente de deselextrización; z representa el número de electrones implicados en la reacción; F representa la constante de Faraday; A representa el área superficial del electrodo; \vec{k} representa una constante de velocidad asociada al mecanismo de transferencia, es decir, indica la frecuencia de salto de aquellos iones que logran remontar la cresta de activación y consiguen rebasar esa especie de barrera o resistencia; c_R y c_P representan las concentraciones de las especies involucradas en la reacción; α representa el coeficiente de transferencia de carga; $\Delta\phi$ representa un potencial asociado a la energía de activación.

En condiciones de equilibrio, las reacciones de electronización y deselextrización se producen a la misma velocidad. Y debido a que las corrientes asociadas a ellas son de igual magnitud, no existe corriente resultante alguna. Es decir:

$$\vec{j} = \vec{j} \quad (7.36)$$

Por tanto, en las condiciones de equilibrio:

$$\vec{j} = zFA\vec{k}c_R e^{-(1-\alpha)zF\Delta\phi_e/RT} \quad (7.37)$$

$$\vec{j} = zFA\vec{k}c_P e^{\alpha zF\Delta\phi_e/RT} \quad (7.38)$$

En donde: $\Delta\phi_e$ representa el potencial de equilibrio en la interface.

Tal y como lo sugirió Butler. En condiciones de equilibrio, la corriente de electronización y deselextrización producidas pueden representarse mediante el mismo término o parámetro. Este parámetro se denomina: densidad de corriente de intercambio j_0 .

A partir de esto, se tiene que:

$$j_0 = \vec{j} = \vec{j} \quad (7.39)$$

Esta densidad de corriente j_0 , refleja propiedades de mecanismo y velocidad de reacción (cinética) en las interfaces. Por lo tanto, varía de una reacción a otra y de un material de electrodo a otro (en varios órdenes de magnitud).

Esta densidad de corriente j_0 , refleja propiedades de mecanismo y

velocidad de reacción (cinética) en las interfaces. Por lo tanto, varía de una reacción a otra y de un material de electrodo a otro (en varios órdenes de magnitud).

Observe que este parámetro j_0 no puede ser medido, porque los instrumentos de precisión para medir corrientes se basan en los efectos producidos por un flujo neto de electrones. Y en condiciones de equilibrio, no existe tal flujo resultante. Sin embargo, es posible determinarlo mediante algún método apropiado.

Hasta este momento, solo se ha analizado el comportamiento de las interfaces cuando se encuentran en condiciones de equilibrio. Pero, el interés en una celda de combustible se centra en la posibilidad de obtener una corriente adecuada, para poder desarrollar trabajo sobre un circuito externo de carga (o simplemente carga). Entonces, es necesario analizar ahora el comportamiento de las interfaces cuando se produce una densidad de corriente resultante que pueda suministrarse a la carga.

Si se aplica una carga entre los electrodos de la celda, se produce un flujo de electrones a través de ella. Esta densidad de corriente es el resultado de las transformaciones químicas producidas y de un desequilibrio en las interfaces.

Esta densidad de corriente resultante j , está dada por la diferencia provocada entre la corriente de deselectronización \vec{j} y la corriente de electronización \vec{j} , en condiciones fuera del equilibrio. Es decir:

$$j = \vec{j} - \vec{j} \quad (7.40)$$

En estas condiciones, al sustituir las ecuaciones (7.34) y (7.35) en la ecuación (7.40) se tiene que:

$$j = zFA\bar{k}_c e^{\alpha zF\Delta\phi/RT} - zFA\bar{k}_R e^{-(1-\alpha)zF\Delta\phi/RT} \quad (7.41)$$

En la que $\Delta\phi$ es el potencial en condiciones de no equilibrio a través de la interface ($\Delta\phi \neq \Delta\phi_e$), correspondiente a la densidad de corriente j . Por lo tanto, se puede decir que, cuando una interface se aleja del equilibrio, existe una diferencia entre $\Delta\phi$ y $\Delta\phi_e$ que puede expresarse como:

$$\eta = \Delta\phi - \Delta\phi_e \quad (7.42)$$

En donde: η representa la desviación del potencial a partir de condiciones de equilibrio. Por tanto, se tiene que:

$$j = j_0 \left[e^{\alpha z F \eta / RT} - e^{-(1-\alpha) z F \eta / RT} \right] \quad (7.43)$$

La ecuación obtenida, es una ecuación fundamental en electródica. Se le denomina Ecuación de Butler-Volmer, por ser estos autores quienes la plantearon con sus trabajos.

La ecuación (7.43) está compuesta por dos términos, uno que corresponde a la corriente de deselectronización \vec{j} y otro a la corriente de electronización \vec{j} . Al aumentar la magnitud del sobrepotencial η , la densidad de corriente de electronización disminuye y la densidad de corriente de deselectronización aumenta.

A medida que el sobrepotencial η se hace lo suficientemente grande, $\vec{j} \gg \vec{j}$ y la densidad de corriente \vec{j} se hace muy pequeña, entonces se puede desprestigiar de esta relación. De esta forma, la aproximación para la ecuación (7.45) a sobrepotenciales altos se puede expresar como:

$$j = j_0 e^{\alpha z F \eta / RT} \quad (7.44)$$

Que es válida cuando el sobrepotencial η es mayor a 0.12V. Reacomodando términos se tiene que:

$$\eta_{act} = \frac{2.3RT}{\alpha z F} \log \left(\frac{j}{j_0} \right) \quad (7.45)$$

Esta ecuación es conocida como: *Ecuación de Tafel*, ya que este autor la determinó de manera experimental, años antes de que Butler & Volmer la hallaran de manera analítica.

El sobrepotencial descrito por la ecuación (7.45) indica que, para que se lleve a cabo la activación, se requiere una energía asociada con el proceso de transferencia de carga. Ya que el potencial asociado se toma de la misma celda, entonces, se resta del potencial reversible. Es decir, este sobrepotencial le produce pérdidas al potencial de Nernst.

7.6.3 Sobrepotencial Óhmico

Los electrodos de las celdas al no ser conductores perfectos presentan cierta oposición al flujo de electrones, en tanto que el electrolito además presenta una oposición al flujo de iones o protones, provocando con esto pérdidas al

potencial de Nernst. Dichas pérdidas o caída de potencial son proporcionales a la corriente, es decir:

$$\eta_{ohm} = j \cdot R_T \quad (7.46)$$

Como: $R_T = r_{electrolito} + r_{electrodos} \quad (7.47)$

Donde: η_{ohm} representa el sobrepotencial debido a las resistencias óhmicas,

7.6.4. Sobrepotencial de concentración

Dentro de la celda de combustible, se presentan también fenómenos de transferencia o transporte de masa. El gas reactante debe ser difundido a través del sistema poroso hasta alcanzar la superficie (que se encuentra en contacto con el electrolito). Ahí es consumido al generarse la reacción y se crea un gradiente de concentración, es decir, la concentración superficial es menor que en el volumen del suministro. Esta disminución afecta la velocidad de reacción y el potencial necesario para producir una corriente requerida.

En el estudio de la difusión por transporte de masa se puede aplicar la primera Ley de Fick [13], la cual establece que:

$$\dot{n}_i = -D_i \nabla c_i \quad (7.48)$$

En donde \dot{n}_i representa el flujo de especies, D_i representa la difusividad o coeficiente de difusión y ∇c_i representa el gradiente de concentración.

El tratamiento preciso de los efectos por transporte de masa a veces resulta complicado, sin embargo en muchos trabajos sobre celdas de combustible se aplican diversas aproximaciones y simplificaciones que son lo suficientemente adecuadas, para su empleo.

Una aproximación muy utilizada es aquella que aplica el concepto de “película inactiva” de Nernst. La cual asume que la superficie del electrodo está cubierta por una capa fronteriza que se comporta como una película inactiva uniforme. En esta película, no existe transferencia por movimiento volumétrico convectivo interno, mientras que en el exterior la convección es suficientemente adecuada para mantener una concentración uniforme. Esta situación se ilustra en la figura 7.28.

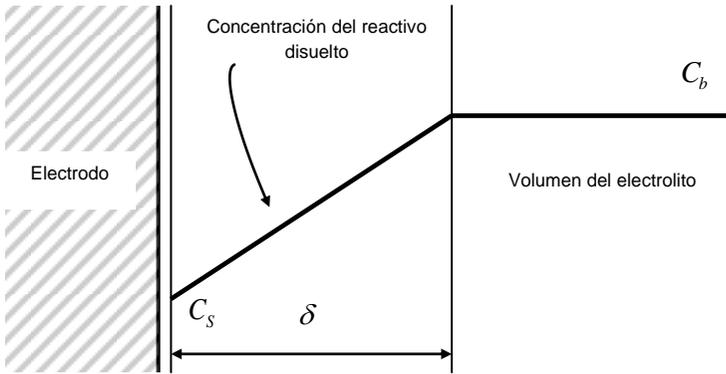


Figura 7.28 Capa de difusión sobre la superficie del electrodo

De acuerdo con los trabajos de investigación de Berger [9], Amphlett [18], Larminie & Dicks [3], Balkin [14], Corrêa et al. [29] y Corrêa et al. [20], es posible asumir la difusión en dirección normal a la superficie de reacción.

En estas condiciones, se puede considerar que la caída de la concentración de los reactivos es lineal. Por lo tanto, se puede simplificar la ecuación (2.40), como sigue:

$$\dot{n} = D \frac{(c_b - c_s)}{\delta} \quad (7.49)$$

En donde: \dot{n} representa el flujo del reactivo, c_b representa la concentración en el volumen del electrolito, c_s representa la concentración del reactivo en la superficie del electrodo, δ representa el espesor de la capa de difusión Nernstiana, D representa el coeficiente de difusión.

Al producirse una densidad de corriente, la conducción de protones a través de la membrana y el flujo de electrones en los electrodos son de igual magnitud. Por lo tanto:

$$\dot{n} = \frac{j}{zF} \quad (7.50)$$

En donde: j representa la densidad de corriente producida, z representa el número de electrones implicados en la reacción y F representa la constante de Faraday.

Al sustituir la ecuación (7.50) en (7.49) y reacomodando términos, se obtiene que:

$$j = zFD \frac{(c_b - c_s)}{\delta} \quad (7.51)$$

Cuando una celda de combustible se encuentra en operación, se puede llegar a presentar una densidad de corriente máxima; la cual es alcanzada a medida que la reacción en la superficie sobrepasa en rapidez a la transferencia de masa, haciendo que la concentración en la superficie del electrodo descienda a cero.

En otras palabras, la densidad de corriente producida por la reacción no puede ser mantenida, ya que la concentración del reactivo es insuficiente. Debido a esto, se le denomina densidad de corriente máxima o límite. Esta se puede expresar de la siguiente manera:

$$j_{\max} = zFD \frac{c_b}{\delta} \quad (7.52)$$

De acuerdo con Gottesfeld [21], el potencial en el volumen del electrolito se puede expresar como:

$$E = E^0 - \frac{RT}{zF} \ln(c_b) \quad (7.53)$$

Mientras que el potencial en la superficie del electrodo se expresa como sigue:

$$E_s = E^0 - \frac{RT}{zF} \ln(c_s) \quad (7.54)$$

Estos potenciales permiten determinar el sobrepotencial que se produce en una interfase, cuando existe un gradiente de concentración de reactivos. Este sobrepotencial resulta de la diferencia producida entre la concentración en el volumen y en la superficie. Es decir:

$$\eta_{con} = -(E - E_s) \quad (7.55a)$$

Una vez realizadas las operaciones algebraicas pertinentes se obtiene que:

$$\eta_{con} = -\frac{RT}{zF} \ln\left(\frac{c_S}{c_0}\right) \quad (7.57)$$

Al reacomodar la ecuación (2.43) en función de las concentraciones, se tiene lo siguiente:

$$\frac{c_S}{c_0} = 1 - \frac{j\delta}{zFDc_0} \quad (7.58)$$

Al sustituir la ecuación (2.49) en la ecuación (2.48). La expresión resultante queda en función de la densidad de corriente. Es decir:

$$\eta_{con} = -\frac{RT}{zF} \ln\left(1 - \frac{j\delta}{zFDc_0}\right) \quad (7.59)$$

Finalmente al sustituir la ecuación (7.53) en la ecuación (7.59), todo queda en función de la densidad de corriente máxima. Por lo tanto:

$$\eta_{con} = -\frac{RT}{zF} \ln\left(1 - \frac{j}{j_{max}}\right) \quad (7.60)$$

Esta última ecuación permite describir el sobrepotencial generado por un gradiente de concentración en los reactivos, producido por el fenómeno de transporte de masa. Este sobrepotencial al igual que los anteriores, le produce pérdidas al potencial reversible.

7.6.5. Cruce de combustible y corriente internas

Teóricamente la membrana polimérica (utilizada como electrolito en una celda tipo PEM), evita la combinación de los gases reactantes y solo permite la conducción o transporte de protones. Sin embargo, en la práctica, dependiendo de las propiedades del material que constituye la membrana, ésta es capaz de soportar una pequeña cantidad de conducción de electrones, generándose lo que se conoce como *corrientes internas*.

De la misma forma, la membrana puede dejar que una parte del hidrógeno

suministrado (no disociado en el ánodo) se difunda desde el ánodo, a través de la membrana, hasta llegar al cátodo. Esta pequeña cantidad de hidrógeno que logra pasar, reacciona en el cátodo, directamente con el oxígeno por la presencia del catalizador. Se produce entonces una corriente que no es aprovechable en la celda, porque pasa a través de la membrana y no por el circuito externo. A este fenómeno se le denomina: cruce de combustible, y su efecto es totalmente equivalente al de la conducción de electrones (o fenómeno de corriente interna).

A la corriente por unidad de área que se produce o llega a la membrana, y que se debe a los fenómenos de conducción de electrones y de cruce de combustible, se le denomina: densidad corriente interna j_n . Debido a que el flujo de combustible y de electrones a través de la membrana son pequeños, su magnitud típicamente es equivalente a unos cuantos $mA \cdot cm^2$.

Esta corriente influye en todas las irreversibilidades descritas previamente, según Larminie & Dicks [3] y Balkin [14]. Es decir, esta densidad de corriente interna j_n , se suma a la densidad de corriente j que fluye a través de una carga externa. Modificando el sobrepotencial de activación, óhmico y de concentración, como sigue:

Sobrepotencial de activación:

$$\eta_{act} = \frac{2.3RT}{\alpha z F} \log \left(\frac{j + j_n}{j_0} \right) \quad (7.61)$$

Sobrepotencial óhmico

$$\eta_{ohmic} = (j + j_n) \cdot R_T \quad (7.62)$$

Sobrepotencial de activación

$$\eta_{con} = -B \cdot \ln \left(1 - \frac{(j + j_n)}{j_{max}} \right) \quad (7.63)$$

7.6.6. Potencial de la celda

El potencial entre los terminales de una celda es el resultado de los diversos fenómenos que ocurren al interior (formación de compuestos, transferencia de carga, resistencias óhmicas, resistencias iónicas transporte de masa, corrientes internas, etc.), los cuales permiten la generación de la energía

eléctrica útil para la realización de un trabajo externo. Dicho potencial puede ser descrito mediante:

$$V_{FC} = E_{Nernst} - \eta_{act} - \eta_{ohmic} - \eta_{con} \quad (7.64)$$

Donde V_{FC} representa el potencial de una celda de combustible individual. Potencial que puede escalar mediante un arreglo modular denominado pila o *stack* de celdas.

El potencial de la celda preferentemente es representado por medio de la curva de polarización, puesto que permite analizar parte de los fenómenos internos e incluso estimar información asociada a la calidad de algunos de sus componentes.

7.7 Curva de polarización

La curva de polarización es un gráfico que muestra el comportamiento del potencial de la celda de combustible, a medida que es demandada una corriente mediante la aplicación de una carga externa (Figura 7.29). Esta curva muestra el potencial reversible o de Nernst y los sobrepotenciales que le restan potencial a la celda (Ecuación 7.64).

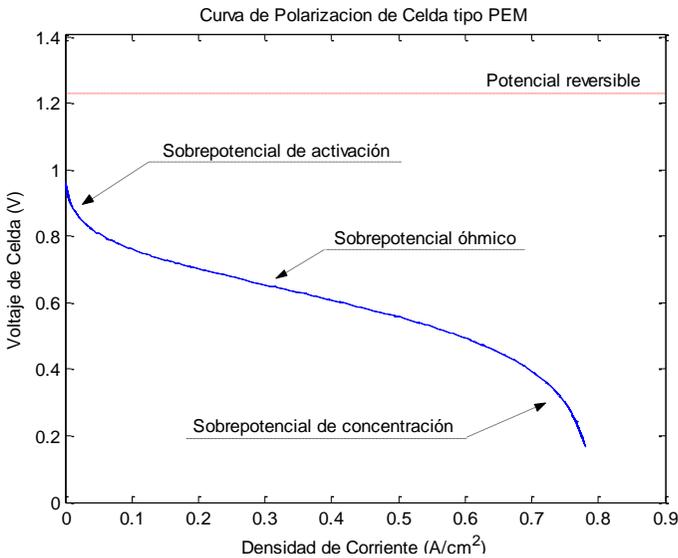


Figura 7.29 Curva de polarización típica de una celda de combustible

La figura 7.29 muestra una curva no lineal en cuyas regiones tienen una mayor influencia ciertos sobrepotenciales, respecto de otros.

Particularmente, la región más lineal se debe al sobrepotencial óhmico, situación que es aprovechada por los sistemas externos a la celda para operar de una manera más simple.

Es necesario destacar que en general una celda de combustible tiene un potencial reversible o de circuito abierto cercano a 1V. Sin embargo, un potencial aprovechable se considera alrededor de 0.7V, el cual como se muestra en la figura 7.29 está en la región más lineal de la curva.

En la curva de polarización se hace evidente que a mayor demanda de corriente menor potencial entre terminales. Para evitar que el potencial descienda a cero en la operación con una carga externa, debe mantenerse un equilibrio entre corriente y potencial. La figura 7.30 incluye un gráfico que indica el punto máximo de potencia suministrado por la celda, el cual puede ser aprovechado de manera efectiva para realizar un trabajo externo.

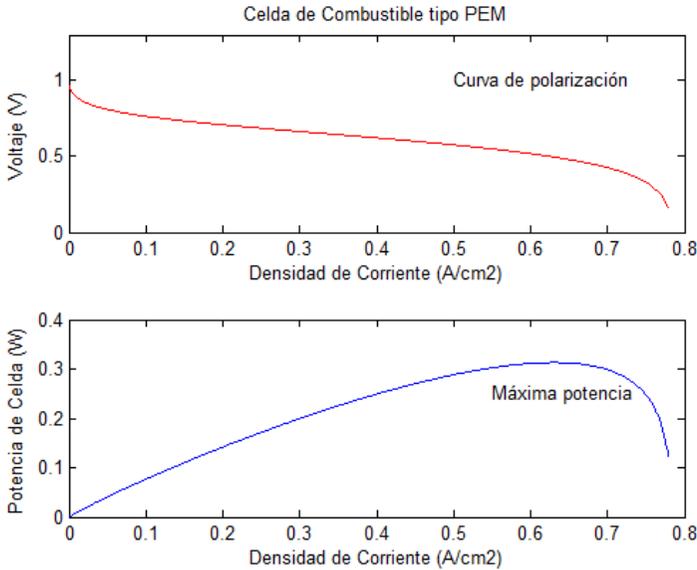


Figura 7.30 Curva de polarización y de potencia de una celda de combustible

En el ejemplo de la figura 7.30 se puede apreciar que la densidad de potencia de una celda tiene una magnitud importante, esto las hace muy atractivas. Por ejemplo en la celda de la figura se tiene una PEMFC individual de apenas unos 25cm² de área que puede proveer hasta 16A de corriente máxima. Es otras palabras una pila de PEMFC de apenas el tamaño de una caja de zapatos puede proporcionar hasta 1kW de potencia.

Una vez que se ha localizado el punto de máxima potencia en una celda, es

posible aprovechar sus recursos de manera efectiva. Sin embargo, es necesario destacar que si una celda de combustible durante su funcionamiento tiene una demanda de corriente entre dos niveles distintos (perturbación), esta tarda un tiempo de establecimiento al momento de presentarse dicho cambio. La figura 7.31 muestra el ejemplo de comportamiento de una celda de combustible de electrolito polimérico cuando se presenta un escalón de corriente hacia arriba y hacia abajo.

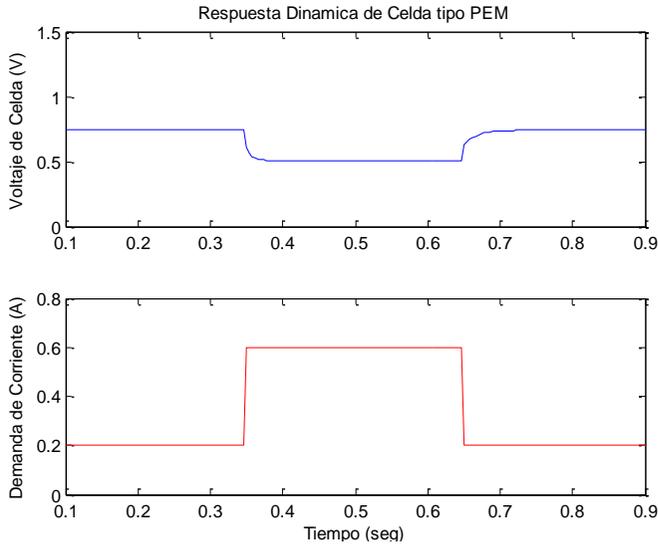


Figura 7.31 Respuesta de una celda ante perturbación en corriente de demanda

Esto se debe al fenómeno conocido como doble capa de carga o capacitancia de doble capa, que ocurre en cada interface electrodo-electrolito de la celda.

7.7.1 Doble capa de carga o capacitancia de doble capa

Se ha comentado previamente (sección 7.5.2) que, una interface está formada por dos fases de diferente composición química en íntimo contacto. Esto hace que exista una separación de cargas positivas y negativas en ambos lados de la interface, las cuales, se ordenan en dirección normal al límite o frontera de cada fase.

De acuerdo con Greef et al. [22], dichas cargas pueden estar asociadas en forma de moléculas bipolares o átomos polarizados; o también pueden estar libres, en forma de electrones o protones. La separación de cargas puede ocurrir mediante la adsorción de iones sobre la interface, ya sean positivos o

negativos; o mediante la transferencia de carga a través de una interface.

La teoría de la doble capa está relacionada con la distribución de carga y con los potenciales eléctricos que surgen como consecuencia de la separación de cargas.

Según Castellan [13], si una de las fases es un metal y la otra es un electrolito, existen varias posibilidades de distribución de cargas, las cuales corresponden a diferentes valores de potencial. Dichas posibilidades fueron propuestas por Helmholtz; Gouy & Chapman; Stern y Grahame. Este último modelo ha sido muy utilizado en la interpretación de los fenómenos de una interfase (ver fig. 7.32).

En la interface representada por la figura 7.30, el metal está constituido por iones de la red cristalina y electrones libres. Cuando el electrodo (metal) se carga con un exceso de electrones, la “primera fila” del lado del electrolito es ocupada en gran parte por moléculas de agua [16].

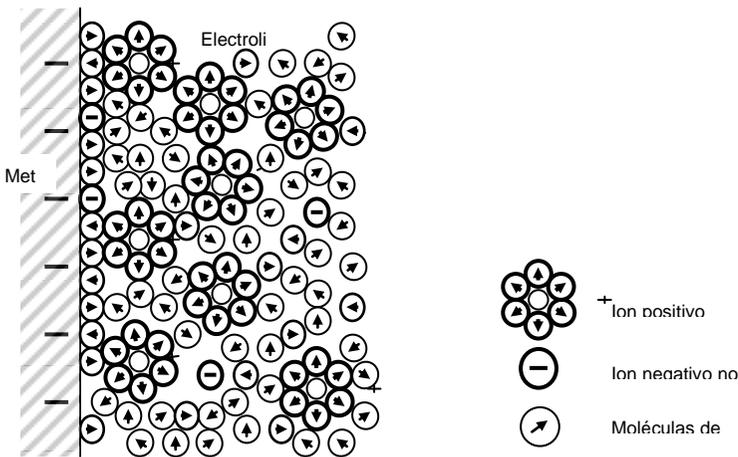


Figura 7.32 Representación esquemática de la estructura de la doble capa

El exceso de carga presente en el electrodo produce una orientación preferente de las moléculas de agua. Esta sección se denomina capa de hidratación del electrodo. En la cual, la orientación neta de los dipolos varía con la carga existente sobre el electrodo.

La “segunda fila” está reservada, en su mayor parte, para los iones solvatados. El lugar geométrico de los centros de estos iones recibe el nombre de plano exterior de Helmholtz (OHP).

Por encima de la primera fila de moléculas de agua y entre los iones solvatados, se encuentran otras moléculas de agua, débilmente enlazadas al electrodo, que forman una especie de capa de hidratación secundaria.

Cuando el exceso de carga en el OHP (debido a los iones solvatados), es igual y de signo opuesto al exceso de electrones en el electrolito, entonces se tienen dos capas cargadas. De ahí el término doble capa de carga (fenómeno similar al hallado en un capacitor eléctrico).

7.8 Pila o *Stack* de Celdas de Combustible

El voltaje obtenido entre las terminales de una sola celda de combustible es muy pequeño, sin embargo, si se interconecta un número adecuado de celdas, el voltaje y por lo tanto la potencia del conjunto, puede incrementarse hasta alcanzar una magnitud considerable. Existen algunos arreglos de interconexión entre celdas individuales (monoceldas) empleados para obtener la potencia deseada, entre los que destacan: pila de placas bipolares y pila de celdas tubulares [5].

7.8.1 Pila de Placas Bipolares

Es el diseño de pila más común. En esta interconexión se emplean placas colectoras que contienen un canal maquinado en cada lado de su área superficial (área activa), por un lado fluye el combustible y por otro fluye el oxidante, es decir, una cara de la placa sirve como ánodo de una celda y la otra cara sirve como cátodo de la siguiente (de ahí el nombre). Esto contribuye a la reducción del peso y las dimensiones de la pila.

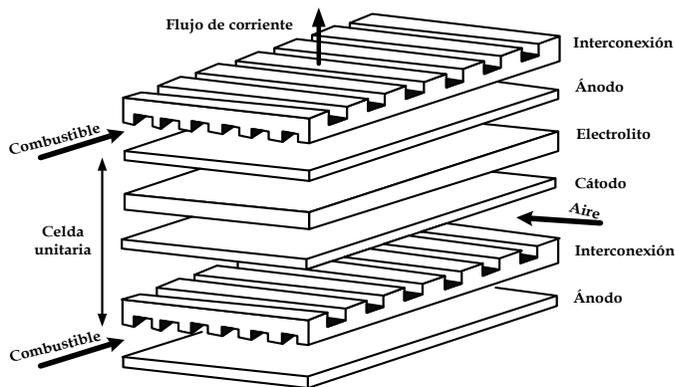


Figura 7.33 Pila de placas bipolares

La construcción de una pila de celdas no es tarea fácil, ya que la manufactura o el maquinado de las placas bipolares representa altos costos, además, como se desea minimizar el peso y las dimensiones del conjunto, se busca que las placas sean lo más delgadas posibles (lo cual reduce también su resistencia electrónica), haciéndolas con esto más frágiles y requiriendo un trato más cuidadoso.

Sumado a lo anterior, el ensamble de todos los componentes de una pila de celdas debe tener una disposición física que asegure un contacto eléctrico óptimo entre los electrodos y el área activa de los canales, además debe haber un aislamiento total entre placas para evitar corto circuito.

7.8.2 Pila de Celdas Tubulares

Este diseño es utilizado especialmente con celdas de altas temperaturas. Las celdas tubulares tienen ventajas significativas respecto de las planares en el sellado de la cámara anódica y catódica, además de mantener su integridad estructural. Sin embargo, presentan un reto geométrico especial en el manejo de altas densidades de potencia, porque las densidades producidas son inversamente proporcionales al diámetro del tubo y por tanto se debe tener cuidado en su diseño y construcción [7].

La interconexión de los tubos se lleva a cabo en arreglos rectangulares (Figura 7.34) y la corriente puede ser conducida de manera tangencial o bien de manera axial, según el diseño. Los arreglos de celdas pueden conectarse en serie o en paralelo, de acuerdo con el manejo de potencia requerida.



Figura 7.34 Pila de celdas tubulares

7.9 Sistema de Generación de Energía Basado en Celdas de Combustible

Para realizar trabajo externo sobre una carga, es necesario mantener condiciones de operación óptimas en la pila y asegurar el acondicionamiento de la energía eléctrica que se obtiene entre sus terminales. Por lo tanto, se requiere también de cierta instrumentación, y de etapas de acondicionamiento de potencia y de control que le permitan alcanzarlo.

La integración de todos estos elementos o subsistemas conforma un sistema de generación de energía basado en celdas de combustible (figura 7.35).

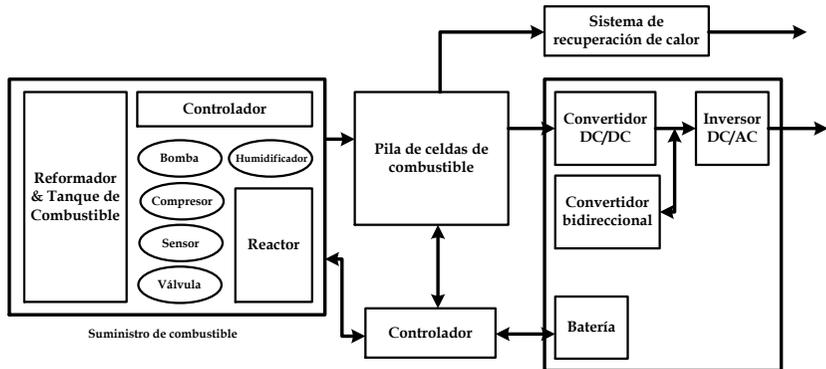


Figura 7.35 Diagrama a bloques de un sistema de generación de energía

En este sistema de generación, cada subsistema debe cumplir su función apropiadamente, por lo cual, su estudio puede llegar a ser bastante extenso y complejo. Sin embargo, una vez puesto en marcha el sistema, es posible abastecer de energía eléctrica un sinnúmero de aplicaciones. En las siguientes secciones se da una descripción general de cada subsistema.

7.9.1 Pila de celdas

La pila de celdas debe proporcionar la alimentación requerida a toda la instrumentación, la circuitería de control y la carga externa. Por lo tanto, su diseño y construcción debe incluir el número apropiado de celdas, que sea capaz de suministrar la potencia eléctrica necesaria para ello.

7.9.2 Sistema de suministro de combustible

El combustible suministrado al sistema puede ser hidrógeno (almacenado en cilindros de alta presión en forma gaseosa o en forma de hidruros metálicos), gas natural reformado o bien un combustible fósil reformado. Este suministro requiere por lo tanto, de bomba, válvulas reductoras de presión, tubería herméticamente sellada y sensores asociados a las variables a controlar.

7.9.3 Sistema de suministro de oxidante

El oxidante suministrado al sistema puede ser oxígeno almacenado en cilindros de alta presión, o puede ser aire circundante suministrado por un compresor con filtros en la entrada.

En diversas aplicaciones se desea que el aire sea el oxidante suministrado al cátodo de la pila. Por lo tanto, se incluye un compresor que inyecta el flujo de aire requerido, para mantener una corriente adecuada sobre la carga, y el flujo apropiado de la purga o drenado de agua, así como el del vapor de agua.

7.9.4 Sistema de enfriamiento/calentamiento para suministro de reactivos

El sistema de enfriamiento puede estar conformado por un sistema de convección, es decir, se puede inyectar aire por medio de ventiladores o por medio de intercambiadores de calor. El sistema de calentamiento puede estar conformado por intercambiadores de calor.

7.9.5 Sistema de acondicionamiento de potencia

Este sistema considera el uso de electrónica digital y electrónica de potencia para la regulación y conversión del voltaje generado por la pila de celdas. Incluye el diseño, construcción y empleo de convertidores e inversores que proporcionen la energía eléctrica a la carga externa (127 Vac, 60Hz) y el uso de un regulador de corriente directa para alimentar al sistema de control, instrumentación, actuadores y recarga del banco de baterías.

7.9.6 Sistema de baterías

Este sistema consiste de un banco de baterías y/o supercapacitores que proporcionan voltaje de corriente directa para la alimentación eléctrica del sistema de control, instrumentación y actuadores durante la etapa de

arranque del sistema. Adicionalmente, cuenta con los componentes necesarios para recargarse a partir del voltaje generado por la pila. Este sistema se utiliza durante la etapa de arranque y paro del sistema, y cuando la carga externa demanda altas potencias en instantes cortos de tiempo.

7.9.7 Sistema de control

Este sistema contempla el uso de microcontroladores y electrónica digital para realizar las funciones de diagnóstico, supervisión y operación de todo el sistema durante el arranque, funcionamiento y paro del mismo.

Conclusiones

La tecnología de celdas de combustible es una tecnología que se presenta como una alternativa más para generar energía eléctrica, sin ruido, eficiente y amigable con el medio ambiente. A partir de su uso por parte de la NASA en sus viajes *Apollo* y *Gemini* se despertó un gran interés por utilizar esta fuente en la generación de energía estacionaria, portátil y de transporte.

Existen diversos tipos de celdas de combustible y su uso depende de la potencia requerida para cada aplicación, sin embargo, su principio de funcionamiento es el mismo: convertir la energía de una reacción química en energía eléctrica sin combustión. El hidrógeno empleado como combustible se obtiene a partir de la electrolisis del agua o bien del procesamiento de combustibles ricos en hidrógeno, por ejemplo, del gas natural.

El uso generalizado de las celdas de combustible actualmente está limitado debido a sus costos e incipiente apoyo por parte de gobiernos. Sin embargo, se realizan grandes esfuerzos por disminuir sus costos con la ayuda de nuevos materiales y componentes, mejorando la tecnología asociada a la obtención y distribución del hidrógeno y sensibilizando a los gobiernos para reformar sus leyes e incrementar sus apoyos en la utilización de esta tecnología.

Referencias

- [1] Cano Castillo. *Las celdas de combustible: verdades sobre la generación de electricidad limpia y eficiente, vía electroquímica*. Boletín IIE. Septiembre/Octubre 1999.
- [2] Cook, B. *An Introduction to Fuel Cells and Hydrogen Technology*. Heliocentris. Vancouver, Canada. 2001.
- [3] Larminie, Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. Second Edition. John Wiley & Sons Ltd. Chichester, England. 2003.
- [4] Decicco, J.M. Fuel Cell Vehicles. *Encyclopedia of Energy*, Volume 2. 2004. Elsevier, Inc. pp. 759-770.
- [5] EG&G Technical Services, Inc. *Fuel Cell Handbook*. Seventh Edition. U.S. Department of Energy. Office of Fossil Energy. National Energy Technology Laboratory. 2004.
- [4] Lora, E. *Red de Pilas de Combustible del CSIC*. Ministerio de Ciencia y Tecnología, Madrid, España, 119 p., 2002.
- [6] Narayan, S.R., Valdez, T.I., *High-Energy Portable Fuel Cell Power Sources*. The Electrochemical Society Interface. pp.40-45. 2008.
- [7] Campana, R. et al. *SOFC mini-tubulares basadas en YSZ*. Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio. 2008.
- [8] Ballard. *Fuel Cell Technology*. College of the Desert. 2001.
- [9] Berger, C., *Handbook of Fuel Cell Technology*, Prentice-Hall, Inc. / Englewood Cliffs, N.J., New York, 1968.
- [10] Chang, R., *Química. Edición Breve*, Mc. Graw Hill, 1997.
- [11] Yaws, C.L., *Chemical Properties Handbook*, Mc. Graw Hill. 1999.
- [12] Laidler, K.J., Meiser, J.H., *Fisicoquímica*, Compañía Editorial Continental, Quinta reimpresión, 2003.
- [13] Castellan, G. W. *Fisicoquímica*, Pearson / Addison Wesley Longman, edición en español, México, D.F., 1998.
- [14] Balkin, A.R., *Modelling a 500W Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells*, Thesis, Faculty of Engineering, University of Technology, Sydney, Australia, 2002.
- [15] Zamora, L.A., Escobedo, E. *Modelado Dinámico de Celdas de Combustible*. Tesis de Maestría. CENIDET, 2006.
- [16] Bockris, J.O'M., Reddy, A.K.N., *Electroquímica Moderna*, Editorial Reverté, S.A., edición en español, Valencia, España, 1980.
- [17] Fuel Cell Today. *The Fuel Cell Industry Review*. 2013
- [18] Amphlett, J., Baumert, R., Mann, R., Peppley, B. and Roberge, P., Performance Modeling of the Ballard Mark IV Solid Polymer Electrolyte Fuel Cell, *Journal of The Electrochemical Society*, 142, 1, pp. 1-8, 1995.
- [19] Corrêa, J., Farret, F., Canha, L., An Analysis of the Dynamic Performance of Proton Exchange Membrane Fuel Cells Using an

- Electrochemical Model, *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 141-146. 2001.
- [20] Corrêa, J., Farret, F., Canha, L., Simões, M.G., *An Electrochemical-Based Fuel Cell Model Suitable for Electrical Engineering Automation Approach*, pp. 1-18, 2002 (inédito).
- [21] Gottesfeld, S., *The Polymer Electrolyte Fuel Cell: Materials Issues in a Hydrogen Fueled Power Source*, Materials Science and Technology Division. Los Alamos National Laboratory, USA, pp. 1-27, 2001 (inédito).
- [22] Greef, R., Peat, R., Peter, L.M., Pletcher, D., Robinson, J., *Instrumental Methods in Electrochemistry*, Southampton Electrochemistry Group, Ellis Horwood Series, Chichester, England, 1990.

CAPÍTULO 8

Fabricación de Películas Delgadas de Silicio Polimorfo Depositadas por Plasma

K.Y. Vizcaíno, Mario Moreno Moreno, Jairo Plaza Castillo, Alfonso Torres Jacome, Pedro Rosales Quintero, y A. Itzmojol

Las películas de silicio polimorfo (pm-Si:H) se caracterizan por ser películas de silicio amorfo hidrogenado (a-Si:H) con nanocristales de silicio, de tamaños nanométricos, embebidos en el material amorfo. La presencia de nanocristales en la matriz amorfa resulta en una película con una menor densidad de estados en la banda prohibida y en consecuencia mejores propiedades de transporte y con mayor estabilidad que los materiales amorfos. Debido a sus propiedades ópticas y eléctricas, el pm-Si:H es un excelente material para la fabricación de dispositivos optoelectrónicos, sensores infrarrojos y celdas solares. Así pues, en este trabajo se depositaron, estudiaron y caracterizaron películas delgadas de pm-Si:H obtenidas mediante la técnica de Depósito Químico en Fase Vapor Asistido por Plasma (PECVD) a baja frecuencia, temperatura del sustrato de 200 °C y a diferentes valores de presión y flujos de gases. La caracterización de la morfología de la superficie de las películas se realizó mediante la técnica de Microscopía de Fuerza Atómica (AFM), mientras que el análisis de la sección transversal de las películas se realizó mediante Microscopía de Transmisión Electrónica (TEM), Así mismo, se realizó la caracterización por medio de elipsometría UV-Visible para obtener la banda prohibida, el espesor y la razón de depósito.

8.1 Introducción

Los materiales amorfos han atraído mucha la atención por su potencial aplicación en la industria como un adecuado material para la fabricación de dispositivos semiconductores [1]. Uno de estos es el silicio amorfo hidrogenado (a-Si:H) que es un material que tiene red aleatoria con enlaces covalente de Si-Si y Si-H, donde la incorporación de hidrógeno satura los enlaces incompletos mejorando la calidad del material [2]. El a-Si:H suele ser fabricado en forma de película delgada mediante muchas técnicas como: Evaporación, pulverización catódica, Depósito Químico en fase Vapor (CVD: Chemical Vapor Deposition), entre otras. Típicamente la más utilizada en la industria microelectrónica y fotovoltaica es el Depósito Químico en fase vapor asistido por plasma (PECVD), la cual es una de las variantes de la técnica CVD, donde se utiliza el plasma como una fuente para disociar las moléculas de los gases. Las especies reactivas resultantes se depositan en forma de películas a temperaturas por debajo de 300 °C.

En este trabajo se depositaron películas delgadas de a-Si:H mediante la técnica PECVD a baja frecuencia, con diferentes razones de flujos de gases y presiones en la cámara para observar la formación de nanocristales dentro de la película amorfa y obtener así, películas de silicio polimorfo (pm-Si:H).

Básicamente el pm-Si:H es silicio amorfo hidrogenado con nanocristales dentro de la matriz amorfa, donde la densidad de los nanocristales depende de las condiciones de depósito. Las ventajas de este material en comparación con el a-Si:H es que tiene mayor estabilidad, mejores propiedades de transporte y exhibe una densidad más baja de estados localizados en la banda prohibida (defectos) [3,4]. Estas películas fueron obtenidas en el Laboratorio de Microelectrónica del INAOE con el sistema PECVD a baja Frecuencia (110 kHz) “Applied Materials” modelo AMP 3300.

8.2. Marco Teórico

El a-Si:H es un material con red aleatoria que no exhibe un orden estructural de largo alcance. Sin embargo, existe una configuración atómica de corto alcance en donde los átomos de silicio podrían tener enlaces covalentes con cuatro átomos vecinos de silicio.

Los defectos que presenta el a-Si:H son defectos de coordinación y pueden ser de dos tipos: El primero es la triple coordinación en la que tres átomos de silicios están enlazados covalentemente y tiene un electrón no apareado, resultando un enlace incompleto “dangling bond”. Estos enlaces son los

defectos dominantes en el a-Si:H. El segundo defecto es la quintuple coordinación el cual se forma al enlazarse un átomo de silicio con cinco átomos vecinos, resultando un enlace flotante “floating bond”.

El modelo estándar de la densidad de estados del a-Si:H se muestra en la figura 8.1, en ella se observan los estados extendidos de la banda de valencia y los de la banda de conducción. Éstas bandas están separadas por la banda prohibida, la cual se denota en términos de la banda de movilidad con un valor típico de 1.7 - 1.8 eV [5].

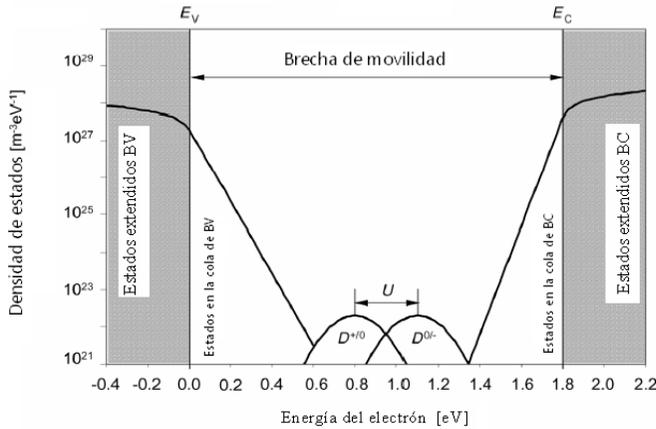


Figura 8.1. Modelo estándar de la densidad de estado del a-Si:H [5].

A partir de la modificación en las condiciones de depósito de a-Si:H es posible obtener pm-Si:H (a-Si:H con nanocristales), en donde la densidad de los nanocristales depende de las condiciones de depósito. Las ventajas de este material en comparación con el a-Si:H es que tiene mayor estabilidad, mejores propiedades de transporte y exhibe una densidad más baja de estados localizados en la banda prohibida (defectos) [3,4].

La técnica más utilizada en la industria microelectrónica y fotovoltaica para la fabricación de pm-Si:H es el PECVD o método de descarga luminiscente, este es un proceso de depósito por plasma del tipo CVD en el cual el silano (a menudo diluido con hidrógeno o argón) es descompuesto por medio de una descarga luminiscente formando un plasma, y a la vez, es depositado como una película de silicio amorfo sobre un sustrato a una temperatura comprendida entre 150 y 300 °C [6].

El principal atractivo de la técnica de PECVD es su capacidad de formar depósitos a temperaturas significativamente menores que los sistemas LPCVD y CVD. Los procesos PECVD se realizan generalmente a una temperatura de sustrato de 150 a 300 °C, mientras que las temperaturas típicas del proceso CVD térmico oscilan entre 600 y 800 °C [7]. Las

ventajas de esta técnica es que se pueden realizar depósitos en sustratos susceptibles de sufrir daños en sus estructuras a temperaturas elevadas. La velocidad de depósito obtenida es más elevada que la de las reacciones térmicas y tiene un mayor número de parámetros variables que la controlan [8].

8.3. Metodología

Se depositaron dos series de películas delgadas de pm-Si:H en el sistema PECVD a baja frecuencia (110 KHz) “Applied Materials” modelo AMP 3300, con una mezcla de gases de SiH₄ y H₂. Las películas fueron depositadas sobre vidrio (Corning Glass 2974 y 1737). Las condiciones de depósito para las series 1 y 2 son: potencia de 300 W, densidad de potencia de 90 mW/cm², temperatura de 200 °C y duración de los depósitos de 30 minutos. La presión de la cámara y los flujos de gas de SiH₄ y H₂ se variaron en cada serie y se muestran en las tablas 1 y 2 respectivamente.

Tabla 8. 1. Parámetros de depósito de las películas de la serie 1.

PROCESO	PRESIÓN (mTorr)	FLUJO DE H ₂ (sccm)	FLUJO DE SiH ₄ (sccm)
893	600	1000	50
894	1000	1000	50
868	1500	1000	50
869	2000	1000	50
870	2500	1000	50

Tabla 8. 2. Parámetros de depósito de las películas de la serie 2.

PROCESO	PRESIÓN (mTorr)	FLUJO DE H ₂ (sccm)	FLUJO DE SiH ₄ (sccm)
871	725	4000	200
872	1000	4000	200
873	1500	4000	200
874	2000	4000	200
875	2500	4000	200

La formación de nanoclusters de silicio en las superficies de las películas se obtiene recurriendo a la técnica de Microscopía de Fuerza Atómica (AFM), pues ésta permite analizar la morfología de la superficie del material, la presencia de nanoclusters en dicha superficie está relacionada con la formación de nanocristales dentro de la película amorfa. Las mediciones se hicieron en la película depositada sobre corning glass 2974 y se utilizó un

microscopio de AFM “easyScan DFM system” operado en modo contacto y a temperatura ambiente. La imagen se visualizó en vista superficial.

Los valores de la banda prohibida, los espesores de las películas y la razón de depósito (V_d) se obtuvieron con la técnica de elipsometría UV – Visible mediante el uso de un elipsómetro “Jobin Yvon ellipsometer – MWR UVISEL UV/Vis”, Para tales mediciones, las películas se depositaron sobre sustrato de corning glass 1737. Finalmente mediante Microscopía de Transmisión Electrónica (TEM) se corroboró la formación de nanocristales embebidos en la matriz amorfa de a-Si:H. Tales mediciones se realizaron mediante TEM modelo JEM – 2200FS en películas depositadas sobre corning glass 2974.

8.4. Análisis de Resultados.

En la figura 8.2 se muestran imágenes obtenidas por medio del AFM de la morfología de la superficie de diferentes películas de pm-Si:H. Las películas de esta serie fueron depositadas con flujos de $\text{SiH}_4 = 50$ sccm y $\text{H}_2 = 1000$ sccm. En las imágenes se observa que a una menor presión de depósito no hay evidencia de nanoclusters y a medida que aumenta la presión aumenta la densidad. En las películas depositadas a 1500 mTorr y 2500 mTorr se evidencia una mayor densidad de dichos nanoclusters, también se puede observar que a una mayor presión su tamaño disminuye. Este mismo comportamiento se observa en las películas depositadas con un mayor flujo de $\text{H}_2 = 4000$ sccm y $\text{SiH}_4 = 200$ sccm (ver figura 3).

Estas imágenes fueron tomadas en una superficie de rango de $8 \times 8 \mu\text{m}^2$, con vista superficial.

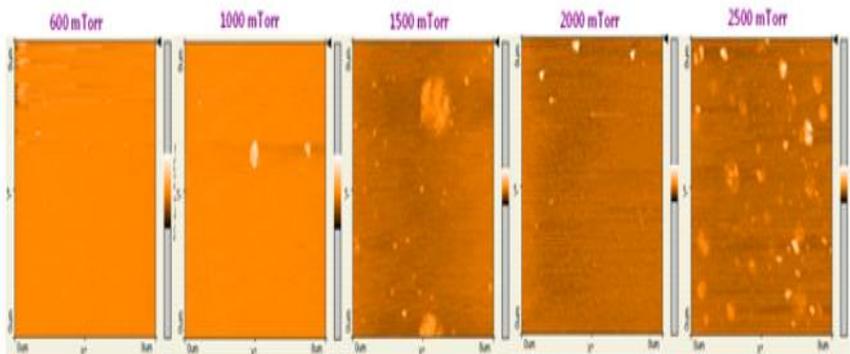


Figura 8.2. Imágenes de la superficie de películas de pm-Si:H depositada sobre vidrio con flujos de $\text{H}_2 = 1000$ sccm y $\text{SiH}_4 = 50$ sccm.

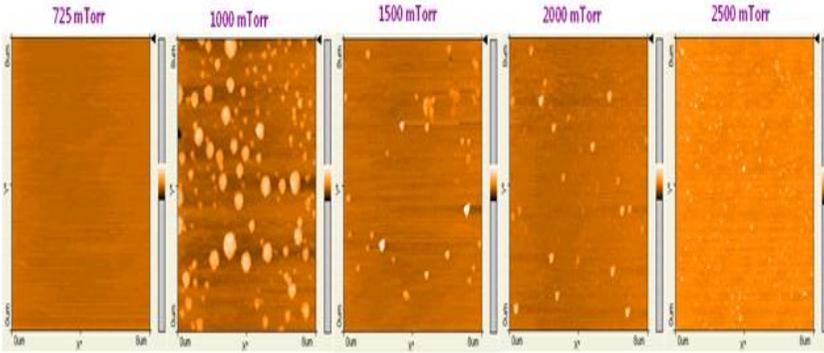


Figura 8.3. Imágenes de la superficie de películas de pm-Si:H depositadas sobre vidrio con flujos de $H_2 = 4000$ sccm y $SiH_4 = 200$ sccm.

A partir de la caracterización por medio de elipsometría se obtuvieron los espesores de las diferentes películas de las serie 1 y 2. En la tabla 3 se observa que el mayor espesor de las películas, en ambas series, se obtiene con una presión de 1500 mTorr (proceso 868, espesor 995.1 Å y proceso 873, espesor 1408.0 Å) y las películas que tuvieron el menor espesor en ambas series fueron las que se depositaron a la mayor presión (2500 mTorr). También se observa que a mayor flujo de gases mayor es el espesor de las películas.

Tabla 8. 3. Parámetros de las series 1 y 2 determinados con Elipsometría.

PROCESO	PRESIÓN (mTorr)	ESPESOR (Å)	FLUJO DE SiH_4 (eV)
893	600	583,6	1,97
894	1000	414,0	1,98
868	1500	995,1	1,96
869	2000	680,5	1,90
870	2500	105,1	2,03
871	725	1037,7	1,83
872	1000	1118,6	1,90
873	1500	1408,0	1,91
874	2000	1073,6	1,90
875	2500	132,3	1,95

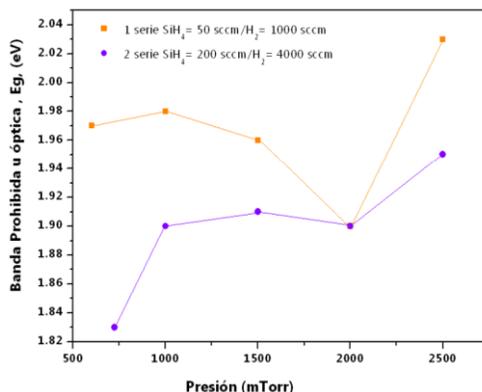


Figura 8.4. Variación de la banda prohibida de las películas de pm-Si:H

En la figura 8.4 se muestra la variación de la banda prohibida óptica en función de la presión, en ella se observa que las películas depositadas con flujos menores ($\text{SiH}_4 = 50 \text{ sccm} / \text{H}_2 = 1000 \text{ sccm}$) tiene un mayor gap con respecto a las que fueron depositadas a mayores flujos de gas. También se nota un punto de coincidencia del gap para ambas series a una presión de 2500 mTorr .

En la figura 8.5 se muestra la velocidad de depósito de las series, ambas presentan un máximo a una presión de 1500 mTorr ; este máximo se debe a que el flujo de hidrógeno atómico se mantiene constante y a partir de la presión de 2000 mTorr esta razón empieza a disminuir hasta casi cero a la presión de 2500 mTorr ; esto porque las especies reactivas se acumulan en la cámara de depósito y no contribuyen al depósito [9,10].

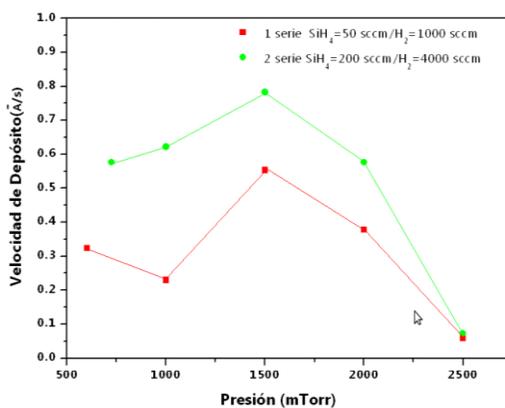


Figura 8.5. Velocidad de depósito de las películas de pm-Si:H depositadas a diferentes presiones.

En la figura 6 se muestra la vista transversal de la película de pm-Si:H depositada sobre vidrio, en ella se observa la formación de los nanocristales dentro de la matriz y las nanoregiones donde el material presenta una simetría.

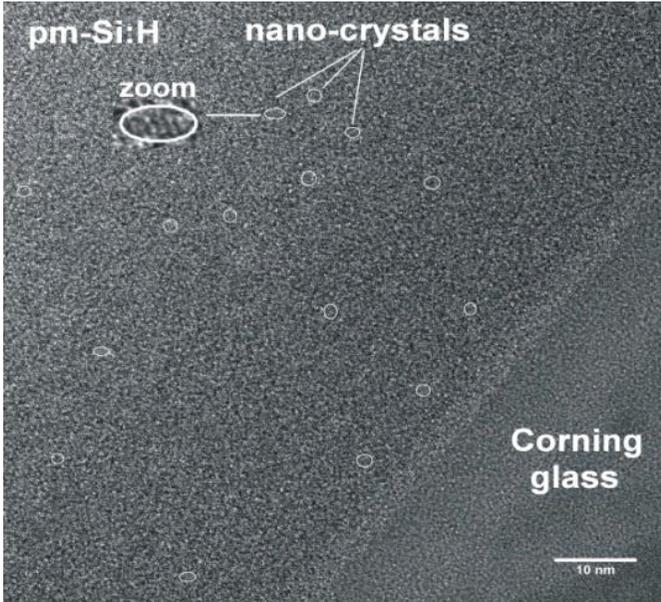


Figura 6. Vista Transversal de la película pm-Si:H depositada sobre vidrio.

Conclusiones

Se corrobora así, que mediante la técnica de PECVD se obtiene películas de silicio polimorfo, bajo las condiciones de depósito resumidas en las tablas 1, 2 y 3.

Mediante el AFM se encontró que a bajas presiones no hay evidencia de nanoclusters y a medida que se aumenta la presión hay una gran formación de cluster. Más aún, se encontró que a presiones altas (2500 mTorr) se afecta la formación de clusters de silicio formados en las superficies de las películas pues se disminuye su tamaño. Esta formación de clusters de silicio en la superficie, está relacionada con la formación de nanocristales de silicio dentro de las películas de silicio amorfo como se observa en la vista transversal de la película tomada por TEM.

Agradecimientos:

Agradecemos a la universidad del Atlántico por el apoyo brindado para realizar la pasantía en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica de México, quien nos facilitó las instalaciones del laboratorio de Microelectrónica para la fabricación de las películas. Al Laboratorio

Nacional de Nanotecnologías CIMAV de México y al Magister Carlos Elias Ornelas quien hizo la caracterización en el TEM.

Referencias

- [1] Jai Singh and Koichi Shimakawa, *Advances in amorphous Semiconductors*, Taylor & Francis Group, primera edición 2003.
- [2] Stuart R Wenham, Martin A Green, Muriel E Walts y Richard Corkish, *Applied Photovoltaics*, Primera edición 2007.
- [3] P.Roca i Cabarrocas, S.Hamma, S. N Shama, J. Cortis, E. Bertran, *J. Noncryst. Solids* 227 – 2230 (1998) 871.
- [4] P. Roca i Cabarrocas, A. Fontcuberta i Morral, Y. Possant. “Growth and optoelectronic properties of polymorphous silicon thin films”. *Thin solid films* 403 – 404 (2002), pp 39 – 46.
- [5] Jef Poortmans and Vladimir Arkhipov, *Thin Films Sollar Cells Fabrication, Characterization and Applications*, Jhon Wiley & Sons, Ltda. Cap 5, 2006.
- [6] K. Tanaka, E. Maruyama, T. Shimada, H. Okamoto, *Amorphous silicon*, Jhon Wiley & sons, primera edición 1999.
- [7] W. C Dautremont – Smith, R. A Gottscho y R. J Schutz, *Semiconductor Materials and Process Techonology Handbook for VLSI nd ULSI*, New Jersey: Noyes Publications, 1998.
- [8] Ali Benmenssaoud. “Caracterización de subóxido de silicio obtenidos por la técnica PECVD”. Tesis doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona, 2001.
- [9] P. Roca i Cabarrocas. *J. Non – Cryst. Solids* 266 – 269, 31 (2000).
- [10] P. Roca I Cabarrocas, Anna Fontcuberta i Morral, Sara Lebib y Yves Poissant. Plasma production of nanocrystalline silicon particles and polymorphous silicon thin films for large – area electronic device. *Pure Apple. Chem*, Vol. 74, N^o 3, pp. 359 – 367, 2002.

CAPÍTULO 9

Conclusiones

La creación de nuevas fuentes de energías es una carrera tecnológica a nivel mundial, ya que se ha demostrado que en las próximas décadas la energía convencional no será suficiente para el mundo entero, y más aún los efectos negativos que ésta provoca inciden principalmente en el calentamiento global, y de ahí la necesidad de crear nuevas fuentes de energías alternas, tales como la energía fotovoltaica, eólica, etc. La red temática de fuentes de energías alternas surge en el año 2012 en el estado de Hidalgo, con la colaboración de los cuerpos académicos de Electrónica y Control (UAEH-CA-11) de la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, los cuerpos académicos de Robótica y Electrónica Avanzada (UPPACH-CA-10) y el de Semiconductores y Dispositivos Electrónicos para el Diseño de Sistemas Mecatrónicos (UPPACH-CA-08) la de Universidad Politécnica de Pachuca y el cuerpo académico de Control e Instrumentación (UPTUL-CA-01) de la Universidad Politécnica de Tulancingo.

En esta obra se plasman los principales desarrollos tecnológicos y las investigaciones en las áreas de fuentes de energías alternas, que se han desarrollado dentro de la red temática, así como también se muestra la interacción de los investigadores participantes. La formación y consolidación de la red temática se llevó a cabo mediante la colaboración científica de los integrantes, dando como resultados la solución a problemas científicos de la región y del País.

