



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

**“CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR
DE CD ALIMENTADO POR UN PANEL SOLAR
CON ENFOQUE ADRC”**

TESIS
PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN ELECTRÓNICA,
OPCIÓN: SISTEMAS INTELIGENTES APLICADOS

PRESENTA:
ING. ALBERTO MARTÍNEZ BARBOSA

DIRECTOR DE TESIS:
DR. ESTEBAN OSVALDO GUERRERO RAMÍREZ

CODIRECTOR DE TESIS:
DR. MARCO ANTONIO CONTRERAS ORDAZ

HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA; NOVIEMBRE DE 2018

Tesis presentada en noviembre de 2018 ante los sinodales:

Dr. Edgardo Yescas Mendoza

Dr. Hugo Fermín Ramírez Leyva

Dr. Jorge Luis Barahona Ávalos

Dr. Jesús Linares Flores

Director de Tesis:

Dr. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez

Codirector de Tesis:

Dr. Marco Antonio Contreras Ordáz

*Este trabajo está dedicado con todo mi cariño a mis padres;
Alma Delia Barbosa Cervantes y Gilberto Martínez Victoria...
...en verdad, gracias por todo.*

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi enorme familia, por todo el apoyo y afecto que me han brindado, me pone feliz nada más de recordar todos los momentos que he disfrutado con ustedes. Un reconocimiento especial a mi hermana Yaki y a mi “compañera de fórmula” Yare, porque qué sería de mí sin ustedes.

A mis directores de tesis; Dr. Esteban Osvaldo Guerrero, Dr. Marco Antonio Contreras y M. E. Heriberto Ildefonso Hernández, por todo el apoyo que me han brindado durante el desarrollo de este trabajo, así como mi estancia en la UTM. Que las futuras generaciones sepan que son amigos confiables que siempre están dispuestos a apoyar.

A los sinodales; Dr. Jesús Linares, Dr. Jorge Luis Barahona, Dr. Hugo Ramírez y Dr. Edgardo Yescas, por sus comentarios, sugerencias y aportes, y aunque haya tardado un poquito más en terminar, agradezco el salto de calidad del trabajo final. De igual manera, un agradecimiento a todos mis profesores, que aunque no lo parezca, hay veces en que la memoria no se resetea bien cada semestre ☺.

A mis amigos de la maestría, los *mv*: Samuel, Boris, Martín, Gonza y Borre, ya que con ustedes aprendí el verdadero significado de las carnitas asadas jaja. Ha sido un gusto coincidir con ustedes y siempre tendrán mis mejores deseos en sus proyectos de vida.

Índice General

Dedicatoria	v
Agradecimientos.....	vii
Índice General.....	ix
Índice de Figuras.....	xiii
Índice de Tablas	xix
Resumen.....	xxi
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del problema	3
1.3 Justificación.....	5
1.3.1 Limitaciones de la investigación	6
1.4 Hipótesis	7
1.5 Objetivos	7
1.5.1 Objetivo general.....	7
1.5.2 Objetivos específicos	7
1.6 Metodología de desarrollo.....	8
1.6.1 Herramientas hardware y software	9
1.7 Contenido del documento de tesis.....	10
Capítulo 2. Estado del arte	11
2.1 Aprovechamiento de la energía solar.....	11
2.1.1 Técnicas MPPT.....	11
2.1.2 Uso de la energía solar con sistemas híbridos y micro-redes	13
2.2 Convertidor CD/CD tipo SEPIC	16
2.3 Motor de CD de excitación independiente	18

2.4 Trabajos sobre regulación de velocidad del motor de CD accionado mediante el convertidor CD/CD tipo reductor.....	21
2.5 Trabajos sobre el enfoque ADRC	22
2.6 Trabajos en la UTM sobre regulación de velocidad de motores de CD y del aprovechamiento de la energía solar.....	24
2.7 Trabajos sobre regulación de velocidad de motores alimentados por paneles solares	27
Capítulo 3. Diseño de la plataforma experimental	29
3.1 Especificaciones de diseño	29
3.2 Partición y refinamiento del hardware y software.....	31
3.3 Diseño detallado del hardware	34
3.3.1 Elementos, valores y parámetros del sistema	34
3.3.2 Dinamómetro, sensores y circuitos acondicionadores de señal.....	37
3.3.3 Acondicionamiento de las señales PWM y red snubber	38
3.3.4 Diseño completo de la parte hardware del sistema.....	39
3.4 Pruebas a lazo abierto.....	42
Capítulo 4. Diseño del algoritmo <i>Perturb and Observe</i> y del controlador de velocidad con enfoque ADRC.....	47
4.1 Diseño del algoritmo <i>Perturb and Observe</i>	47
4.2 Diseño del controlador de velocidad del motor de CD con enfoque ADRC	52
4.2.1 Modelado del sistema.....	52
4.2.2 Salida plana y parametrización diferencial.....	54
4.2.3 Diseño de los observadores GPI.....	56
4.2.4 Diseño del controlador lineal	60
4.2.5 Discretización mediante el enfoque de Euler recursivo	63
4.2.6 Modelado en la herramienta <i>System Generator</i>	64
4.3 Resultados de simulación.....	67

4.4 Integración de las partes hardware y software	75
4.4.1 Diseño de la interfaz SPI para el ADC.....	75
4.4.2 Diseño de la interfaz SPI para el DAC.....	78
4.4.3 Diseño de la etapa de PWM	80
4.4.4 Integración final del sistema.....	81
Capítulo 5. Resultados experimentales	87
5.1 Punto de máxima potencia del panel solar	87
5.2 Efectos de la conexión del motor de CD sobre el MPP del panel solar.....	92
5.3 Regulación de la velocidad del motor de CD.....	96
5.3.1 Prueba en vacío.....	96
5.3.2 Prueba con un par de carga externo aplicado	101
5.3.3 Efectos del nivel de irradiancia en la velocidad del motor de CD	107
5.3.4 Prueba con una velocidad de referencia de 50 <i>rad/s</i>	111
5.4 Comparativa entre los resultados de simulación y los experimentales	114
Capítulo 6. Conclusiones	119
Referencias	123

Índice de Figuras

Figura 1.1. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, bajo diferentes temperaturas de operación pero con una irradiancia constante $Irr = 1000 W \cdot m^{-2}$	4
Figura 1.2. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, bajo diferentes irradiancias incidentes pero con una temperatura constante $T = 25 ^\circ C$	4
Figura 1.3. Sistema propuesto para situar al panel solar en el MPP y controlar la velocidad del motor de CD.....	5
Figura 1.4. Metodología de desarrollo para sistemas empotrados. Fuente: [2].	9
Figura 2.1. Condición de sombreado parcial.....	12
Figura 2.2. Efectos del sombreado parcial en la curva voltaje contra potencia.	13
Figura 2.3. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo SEPIC.	16
Figura 2.4. Circuito equivalente del convertidor tipo SEPIC con el interruptor cerrado..	17
Figura 2.5. Circuito equivalente del convertidor tipo SEPIC con el interruptor abierto. .	17
Figura 2.6. Diagrama eléctrico del motor de CD de excitación independiente.....	19
Figura 3.1. Refinamiento de la parte software del sistema.....	33
Figura 3.2. Refinamiento de la parte hardware del sistema.....	34
Figura 3.3. Conexiones del panel solar.	40
Figura 3.4. Conexiones del convertidor CD/CD tipo SEPIC.....	40
Figura 3.5. Conexiones del convertidor CD/CD tipo reductor y el motor de CD.....	40
Figura 3.6. Conexiones para el acondicionamiento de las señales PWM.....	41
Figura 3.7. Conexiones para el FPGA, ADCs y DACs.....	42
Figura 3.8. Voltajes de salida en el panel solar y en los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor en prueba a lazo abierto.	43
Figura 3.9. Corriente en el panel solar en prueba a lazo abierto.....	44
Figura 3.10. Potencia del panel solar en prueba a lazo abierto.	44
Figura 3.11. Velocidad del motor de CD en prueba a lazo abierto.....	45

Figura 3.12. Corriente de armadura del motor de CD en prueba a lazo abierto.....	45
Figura 4.1. Curva voltaje contra potencia y el principio de funcionamiento del algoritmo P&O.....	48
Figura 4.2. Diagrama de flujo del algoritmo P&O para el convertidor CD/CD SEPIC.....	49
Figura 4.3. Algoritmo P&O en la herramienta <i>System Generator</i>	51
Figura 4.4. Diagrama eléctrico del sistema a utilizar.....	53
Figura 4.5. Observador GPI para estimar el par de carga, en la herramienta <i>System Generator</i>	65
Figura 4.6. Observador GPI que estima el término de perturbación, en la herramienta <i>System Generator</i>	66
Figura 4.7. Controlador auxiliar, en la herramienta <i>System Generator</i>	66
Figura 4.8. Ley de control ADRC, en la herramienta <i>System Generator</i>	66
Figura 4.9. Simulación del sistema en Matlab/Simulink – <i>System Generator</i>	68
Figura 4.10. Comportamiento de la irradiancia para la simulación.....	69
Figura 4.11. Señal de control promedio del algoritmo P&O en simulación.....	69
Figura 4.12. Corriente en el panel solar en simulación.....	70
Figura 4.13. Voltaje del panel solar y de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC en simulación.....	70
Figura 4.14. Potencia de los paneles solares en simulación.....	70
Figura 4.15. Velocidad del motor de CD en simulación.....	72
Figura 4.16. Error de velocidad en simulación.....	72
Figura 4.17. Señal de control promedio del enfoque ADRC en simulación.....	73
Figura 4.18. Estimación del término de perturbación φ en simulación.....	73
Figura 4.19. Par externo aplicado y su estimación en simulación.....	73
Figura 4.20. Velocidad del motor de CD y la estimación de los dos observadores en simulación.....	74

Figura 4.21. Voltaje en las terminales del motor de CD en simulación..... 74

Figura 4.22. Corriente del devanado de armadura del motor de CD en simulación. 74

Figura 4.23. Diagrama de tiempos de la interfaz SPI para el ADC..... 76

Figura 4.24. Diagrama de tiempos de la interfaz SPI para el DAC..... 78

Figura 4.25. Etapa de PWM en la herramienta *System Generator*. 80

Figura 4.26. Síntesis del hardware utilizado por el FPGA Artix-7..... 82

Figura 4.27. Ubicación del panel solar utilizado. 83

Figura 4.28. Conexiones del sistema. 84

Figura 4.29. Conexiones del motor de CD acoplado con el dinamómetro. 84

Figura 4.30. Conexiones de la plataforma experimental. 85

Figura 5.1. Comportamiento de la irradiancia a diferentes días y horas. 87

Figura 5.2. Señal de control del algoritmo P&O a diferentes niveles de irradiancia. 88

Figura 5.3. V_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia..... 89

Figura 5.4. I_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia. 89

Figura 5.5. V_{SEPIC} a diferentes niveles de irradiancia..... 89

Figura 5.6. P_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia..... 90

Figura 5.7. Comportamiento de la señal de control del algoritmo P&O en función de la irradiancia incidente. 91

Figura 5.8. Comportamiento del V_{mpp} en función de la irradiancia incidente. 91

Figura 5.9. Comportamiento del V_{SEPIC} en función de la irradiancia incidente. 91

Figura 5.10. Comportamiento de la I_{mpp} en función de la irradiancia incidente. 92

Figura 5.11. Comportamiento de la P_{mpp} en función de la irradiancia incidente. 92

Figura 5.12. Efectos de la conexión del motor de CD en $u_{P\&O}$ y u_{ADRC} 94

Figura 5.13. Efectos de la conexión del motor de CD en ω 95

Figura 5.14. Efectos de la conexión del motor de CD en V_{pv} , V_{SEPIC} y V_t 95

Figura 5.15. Efectos de la conexión del motor de CD en I_{pv} .	95
Figura 5.16. Efectos de la conexión del motor de CD en P_{pv} .	96
Figura 5.17. u_{ADRC} , prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	98
Figura 5.18. ω , prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	98
Figura 5.19. $e_{\omega^*-\omega}$, prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	98
Figura 5.20. \hat{t}_L , prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	99
Figura 5.21. $\hat{\omega}$ y ω , prueba en vacío con $Irr = 1219 W \cdot m^{-2}$.	99
Figura 5.22. $e_{\omega-\hat{\omega}}$, prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	99
Figura 5.23. Histograma del error de estimación del observador GPI del par de carga.	100
Figura 5.24. V_t , prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	100
Figura 5.25. i_a , prueba en vacío con $Irr = 1,219 W \cdot m^{-2}$.	101
Figura 5.26. u_{ADRC} , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	103
Figura 5.27. ω , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	103
Figura 5.28. $e_{\omega^*-\omega}$, prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	104
Figura 5.29. IEA del error de velocidad con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	104
Figura 5.30. ω , comparativa de la prueba en vacío y la prueba con carga.	104
Figura 5.31. $\hat{\phi}$, prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	105
Figura 5.32. $\hat{\omega}$ y ω , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	105
Figura 5.33. $e_{\omega-\hat{\omega}}$, prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	105
Figura 5.34. Histograma del error de estimación del observador GPI del término de perturbación.	106
Figura 5.35. \hat{t}_L , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	106
Figura 5.36. V_t , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	107
Figura 5.37. i_a , prueba con $Irr = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.	107

Figura 5.38. V_{SEPIC} a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 N \cdot m$ 109

Figura 5.39. u_{ADRC} a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 N \cdot m$ 109

Figura 5.40. ω a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 N \cdot m$ 110

Figura 5.41. V_{SEPIC} y V_t ante un cambio en el nivel de irradiancia con $\tau_L = 0.3 N \cdot m$ 110

Figura 5.42. ω ante un cambio en el nivel de irradiancia con $\tau_L = 0.3 N \cdot m$ 110

Figura 5.43. u_{ADRC} , prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 112

Figura 5.44. ω , prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 112

Figura 5.45. $e_{\omega^*-\omega}$, prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 112

Figura 5.46. $\hat{\tau}_L$, prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 113

Figura 5.47. V_{SEPIC} y V_t , prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 113

Figura 5.48. i_a , prueba con $\omega^* = 50 rad/s$ e $Irr = 1,214 W \cdot m^{-2}$ 113

Figura 5.49. $u_{p\&o}$, comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 115

Figura 5.50. V_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 116

Figura 5.51. I_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 116

Figura 5.52. P_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 116

Figura 5.53. V_{SEPIC} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental..... 117

Figura 5.54. u_{ADRC} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 117

Figura 5.55. ω , comparativa de la prueba en simulación y la experimental. 117

Figura 5.56. V_t , comparativa de la prueba en simulación y la experimental..... 118

Figura 5.57. i_a , comparativa de la prueba en simulación y la experimental..... 118

Índice de Tablas

Tabla 3.1. Características del motor de CD marca <i>Baldor</i> modelo CD3425.....	29
Tabla 3.2. Parámetros del motor de CD.....	29
Tabla 3.3. Parámetros del panel solar marca <i>Eco Green Energy</i> modelo EGE-260P-60. ..	30
Tabla 3.4. Características del dinamómetro de la marca <i>Baldor</i> modelo 8960.	37
Tabla 3.5. Voltajes de salida de los convertidores CD/CD.....	42
Tabla 4.1. Ecuaciones requeridas por el enfoque ADRC.	63
Tabla 4.2. Ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar.....	71
Tabla 4.3. Principales recursos utilizados por el FPGA Artix-7.....	83
Tabla 5.1. Medidas estadísticas del error de estimación del observador GPI del par de carga.	100
Tabla 5.2. Medidas estadísticas del error de estimación del observador GPI del término de perturbación.	106

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un sistema que controla la velocidad del motor de CD de la marca *Baldor* modelo CD3425 que tiene una potencia nominal de 1/4 HP, alimentado por un panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60 situado en el punto de máxima potencia. Para cumplir los objetivos, este sistema contempla la interconexión en cascada de un convertidor CD/CD tipo SEPIC con un convertidor CD/CD tipo reductor.

Para situar al panel solar en el punto de máxima potencia se emplea el algoritmo *Perturb and Observe*, ya que el panel solar no es una fuente de alimentación que proporcione un voltaje y/o corriente constante, sino que su comportamiento es no lineal y depende principalmente del nivel de irradiancia incidente. Los resultados muestran que la energía suministrada por el panel solar situado en el punto de máxima potencia es entre siete y diez veces mayor que cuando no lo está, donde la máxima potencia obtenida experimentalmente fue de 233 W con un nivel de irradiancia máximo de $1,263\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

Para regular la velocidad del motor de CD se utiliza el controlador por rechazo activo de perturbaciones basado en un observador GPI y en la propiedad de planitud diferencial. Los resultados indican que este controlador mantiene la velocidad deseada de 145 rad/s cuando el motor opera hasta con un 83.1% de su potencia nominal, a pesar de que en el sistema no se mantienen las mismas condiciones ya que son consideradas como perturbaciones que se cancelan mediante su estimación.

Debido a que ambos controladores trabajan de manera independiente, el software se implementa en la tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7 100T*, ya que se utilizaron operaciones concurrentes, la principal ventaja de un FPGA frente a los demás dispositivos digitales. En el diseño e implementación del sistema se sigue la metodología para sistemas empotrados propuesta por A. S. Berger, ya que esta metodología es la que mejor se adapta al sistema porque considera aspectos de diseño, implementación e integración del hardware y software que componen este sistema de aplicación específica.

Capítulo 1. Introducción

1.1 Antecedentes

Este trabajo toma como base la tesis intitulada: “Diseño e implementación de un sistema MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50” [1]. En dicho trabajo se presenta el diseño e implementación de un sistema que realiza el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*) para aprovechar al máximo la transformación de la energía solar en energía eléctrica del panel solar Sunmodule SW50. Además, debido a que el voltaje de salida no es regulado, el sistema cuenta con una etapa para regularlo de manera robusta frente a cambios internos y externos del sistema.

Para realizar esas tareas se utilizaron dos etapas de convertidores CD/CD en cascada: a) un convertidor tipo elevador que se emplea para buscar el punto de máxima potencia (MPP, *Maximum Power Point*) del panel solar Sunmodule SW50, y b) un convertidor tipo reductor que regula el voltaje de salida.

En la búsqueda del MPP se utilizan dos técnicas con la intención de conocer cuál de ellas presenta el mejor desempeño: el algoritmo *Perturb and Observe* (P&O) y el algoritmo *Incremental Conductance* (IncCond). Para mantener un voltaje de salida constante se utiliza el control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC, *Active Disturbance Rejection Control*) basado en un observador GPI y en la propiedad de planitud diferencial.

Tanto los algoritmos de seguimiento de máxima potencia, como el controlador de regulación de voltaje, se implementaron en la tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7 100T*. Se seleccionó un FPGA debido a que los algoritmos y el controlador son independientes entre sí, por lo que se emplean operaciones concurrentes, la principal característica de un FPGA frente a los demás dispositivos digitales.

En el diseño e implementación del sistema se sigue la metodología para sistemas empotrados propuesta por Arnold S. Berger [2], la cual es la que mejor se adaptó al sistema porque se enfoca en sistemas de aplicación específica, considerando aspectos de diseño, implementación y de integración de sus partes hardware y software. Los principales resultados se enlistan a continuación:

- Con el diseño e implementación de los algoritmos P&O e IncCond se logró obtener la máxima transferencia de energía solar a energía eléctrica, mientras que con el control por rechazo activo de perturbaciones se reguló el voltaje de salida a una referencia deseada.
- Las señales de voltaje y corriente del convertidor CD/CD tipo elevador no son constantes debido a que ambos algoritmos buscan situarse en el MPP, por lo que modificaban estas señales en tiempo real en función de las variables independientes: irradiancia y temperatura del panel solar.
- Se utilizaron dos técnicas MPPT para la misma causa, sin embargo, no se realiza una comparación precisa entre ellas debido a que la máxima potencia extraída del panel solar depende de las variables independientes, y al no tener control sobre ellas no fue posible someter a los algoritmos P&O e IncCond a la misma prueba bajo las mismas condiciones. Aun así, se seleccionó al algoritmo P&O como la técnica con mejor desempeño porque realiza una menor cantidad de operaciones, reduciendo la complejidad del sistema y obteniendo resultados parecidos.
- El voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo reductor se regula de manera robusta mediante el enfoque ADRC, las principales características que lo destacan son: a) buena respuesta dinámica, b) se basa en la propiedad de planitud diferencial, c) implementación medianamente compleja, pero sobre todo que, d) rechaza de manera activa las perturbaciones internas y externas del sistema, por lo que mantiene una respuesta robusta a pesar de cambios en los parámetros del sistema, variaciones en el voltaje de entrada del convertidor CD/CD tipo reductor y cambios en la resistencia de carga.
- Debido a que: a) el voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo reductor es siempre menor al de entrada, b) los convertidores CD/CD están conectados en cascada, y c) con el convertidor CD/CD tipo elevador se busca el MPP modificando las señales de voltaje y corriente (comentadas en un punto previo), se necesitan ciertas condiciones ambientales para poder regular el voltaje de salida a una referencia; en este caso la referencia de 22 V requería que con las condiciones ambientales se tuviera una irradiancia de al menos $1050 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ con una temperatura máxima en el panel solar de $60 \text{ }^\circ\text{C}$.
- Durante la experimentación se obtuvo una irradiancia en el panel entre $1300 - 1500 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ entre las 11:30 y 16:30 horas, este valor puede cambiar debido

a diversos factores como: a) las condiciones ambientales varían durante el mes y la estación, b) la orientación del panel solar, y c) la masa del aire relacionada con el ángulo de incidencia de los rayos de sol.

- Durante la experimentación, la potencia extraída en el panel solar fue inclusive mayor a la especificada por el fabricante bajo condiciones de prueba estándar (STC, *Standard Test Conditions*). Aun así, si se desea que el sistema no dependa de las variables independientes, una de las soluciones comúnmente utilizadas es la conexión de un arreglo de paneles solares.

El desarrollo del trabajo descrito, junto con los resultados presentados, motivaron a continuar dentro de la misma línea de investigación y buscar problemáticas relacionadas, una de ellas es la que se presenta a continuación.

1.2 Planteamiento del problema

En el presente trabajo se busca controlar la velocidad de un motor de CD alimentado por un panel solar. Sin embargo, éste no es una fuente de alimentación que proporcione un voltaje y/o corriente constante, ya que su comportamiento es no lineal y depende de las variables independientes: irradiancia y temperatura del panel [1], [3], [4]. En la Figura 1.1 se observa el comportamiento de las curvas características a) *voltaje contra corriente* y b) *voltaje contra potencia* de un panel solar considerando una irradiancia incidente fija de $1,000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ bajo diferentes temperaturas de operación, mientras que en la Figura 1.2 se muestran las mismas curvas considerando una temperatura del panel solar constante de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ bajo diferentes niveles de irradiancia. En ambas figuras se observa que el MPP varía ante los cambios de las variables independientes y nunca se mantiene fijo si las condiciones no son siempre las mismas.

Situarse en el MPP se vuelve indispensable al utilizar un panel solar, ya que de no realizarlo se desaprovecha la transformación de energía solar en energía eléctrica, lo que disminuye la eficiencia y funcionalidad del sistema. Por tal motivo, para utilizar el panel solar como fuente de alimentación es necesario incluir una etapa de un convertidor CD/CD para situar al panel solar en el MPP.

Sin embargo, al situarse en el MPP ocasiona que las variables dependientes (voltaje y corriente) se modifiquen en tiempo real para que la potencia sea la máxima posible. Esto a su vez implica que el voltaje de alimentación del motor de CD no es constante y como consecuencia se obtiene una velocidad no regulada. Por lo tanto, se necesita un enfoque de control adecuado que contrarreste los efectos de estas variaciones en la fuente de entrada, así como de las perturbaciones al sistema como cambios en los parámetros o que se aplique algún par externo al eje del motor, que son aspectos a los que generalmente se somete un motor de este tipo.

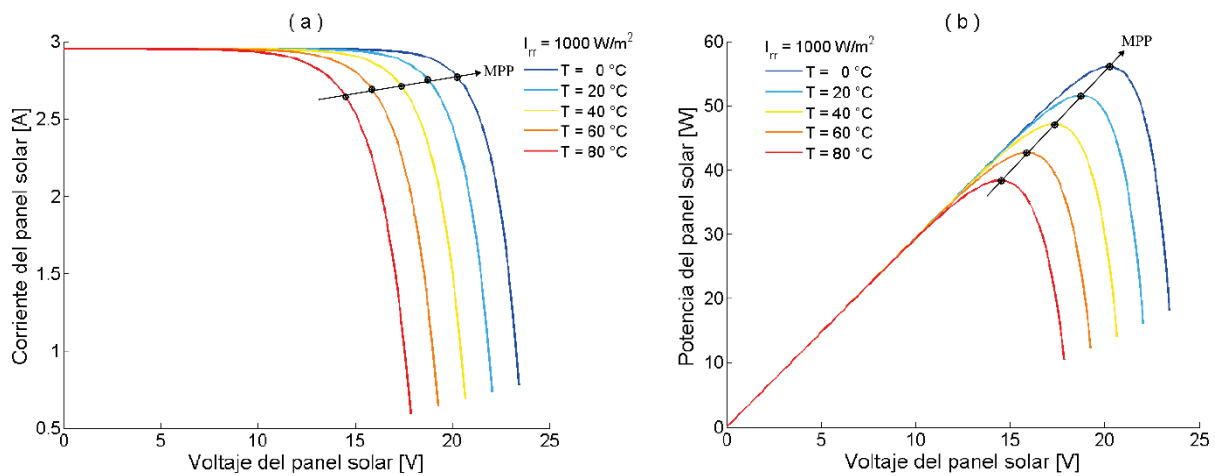


Figura 1.1. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, bajo diferentes temperaturas de operación pero con una irradiancia constante $I_{rr} = 1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

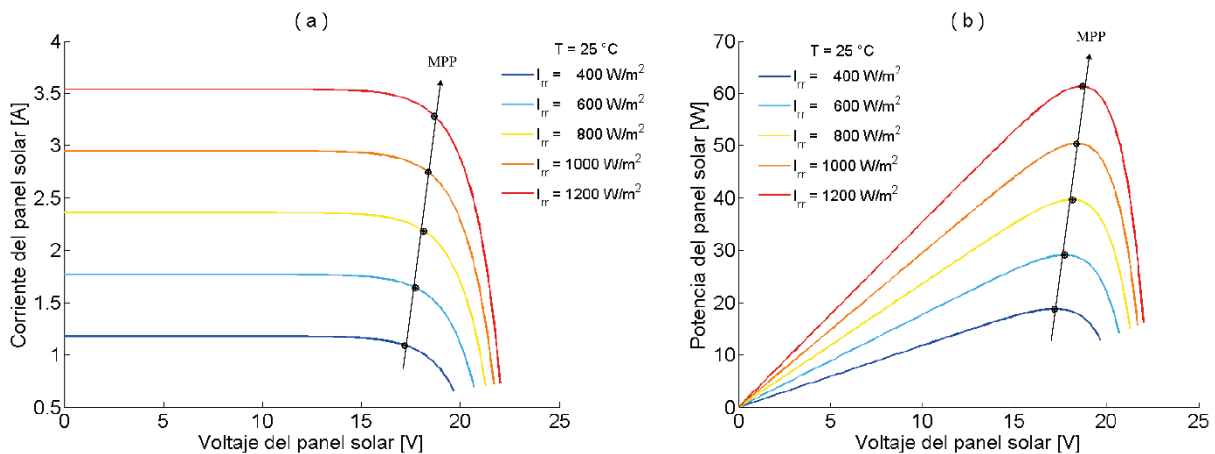


Figura 1.2. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, bajo diferentes irradiancias incidentes pero con una temperatura constante $T = 25^\circ\text{C}$.

Con base en lo anterior, en la Figura 1.3 se muestra un esquema del sistema propuesto para situar al panel solar en el MPP y controlar la velocidad del motor de CD. Este sistema consta de dos convertidores CD/CD en cascada, el primero es un convertidor tipo SEPIC que se utiliza para situarse en el MPP mediante el algoritmo P&O, mientras que con el convertidor tipo reductor se regula la velocidad del motor de CD utilizando el enfoque del control por rechazo activo de perturbaciones. Cabe mencionar que en un FPGA se implementan ambos controladores con la intención de reducir costos y optimizar el diseño, además de aprovechar que este dispositivo digital trabaja de manera concurrente y su procesamiento no depende de un sólo hilo.

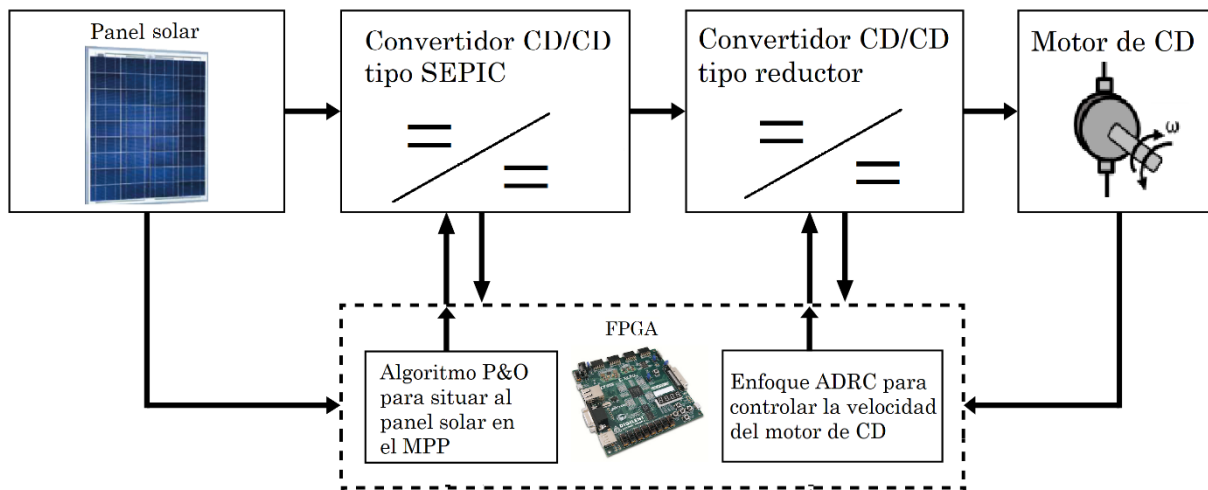


Figura 1.3. Sistema propuesto para situar al panel solar en el MPP y controlar la velocidad del motor de CD.

Lo anterior lleva a la siguiente pregunta de investigación: ¿Con el sistema propuesto es posible controlar la velocidad del motor de CD a pesar de someterse a diferentes tipos de perturbaciones y de alimentarse por un panel solar situado en el MPP?

1.3 Justificación

En México, las principales fuentes de generación de energía eléctrica son: gas natural con el 57%, energía hidroeléctrica con el 12.9%, y el carbón con el 11.1%. Desafortunadamente, las energías renovables producen solamente el 3% de la electricidad del país, de ese porcentaje la energía eólica produce el 2.1%, la biomasa el 0.4%, mientras que la energía solar produce únicamente el 0.1% [5].

El gobierno mexicano busca revertir esta situación, por ello ha decretado una ley para el aprovechamiento de energías renovables y el financiamiento de la transición energética [6]. Esta ley tiene como meta una participación del 35% de las energías renovables en la generación de energía eléctrica para el año 2024, del 40% para el 2035 y del 50% para el 2050, buscando reducir los problemas de contaminación ambiental y generar sustentabilidad en los servicios energéticos [6], [7].

En la actualidad, la energía renovable que más ha llamado la atención a nivel mundial es la energía solar debido principalmente a que se encuentra en todas partes de manera constante [8]. Además, México se encuentra en una de las zonas geográficas con mayor intensidad solar en el mundo con un nivel de radiación solar de aproximadamente $5.35 \text{ kW}\cdot\text{h}\cdot\text{m}^{-2}$, siendo los estados de Chihuahua, Sonora, Tamaulipas y Veracruz los que presentan mayores niveles de radiación solar, aunque en todo el país es viable producir energía eléctrica mediante la energía solar. De hecho, si se aprovechara este tipo de energía, se podrían generar hasta $16,351 \text{ GW}\cdot\text{h}$ por año, en lugar de los $62 \text{ GW}\cdot\text{h}$ producidos actualmente por año [5], [9].

Lo anterior justifica el desarrollo de este trabajo de tesis, ya que además de los mecanismos para desplegar y fomentar el uso de las energías renovables, también se necesitan trabajos de investigación y desarrollo que hagan uso de este tipo de energías. En este caso se utiliza la energía solar para controlar la velocidad de un motor de CD, tarea importante debido a que se necesita mantener una velocidad constante a pesar de sufrir perturbaciones. Algunos ejemplos de aplicaciones industriales son: fábricas de papel, laminadores, bobinadoras de minas, polipastos, prensas de impresión, tracción, molinos textiles, excavadores y grúas, entre otros.

1.3.1 Limitaciones de la investigación

Generalmente se plantea un sistema lo más eficiente posible, sin embargo, esto incrementaría el costo del mismo. Por lo tanto, en este trabajo se utilizan, en la medida de lo posible, los componentes hardware que presenten las mejores características para obtener un sistema robusto con pocas pérdidas, alta eficiencia y un costo razonable. De igual forma, debido al costo inicial que representaría comprar un panel solar y un motor de CD de tipo industrial, se utiliza el panel solar y el motor de CD propiedad de la Universidad Tecnológica de la Mixteca.

Por último, en este trabajo no hay interconexión de ningún tipo con la red eléctrica, ya que la conexión entre el panel solar, los convertidores CD/CD y el motor de CD se realiza de forma aislada (o modo isla), y se propone esta interconexión como una micro-red como futura línea de investigación.

1.4 Hipótesis

Con el control por rechazo activo de perturbaciones es posible controlar la velocidad de un motor de CD, mientras que utilizando el algoritmo *Perturb and Observe* se podrá situar al panel solar en el punto de máxima potencia.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo general

Controlar la velocidad de un motor de CD alimentado por un panel solar situado en el punto de máxima potencia, mediante el control por rechazo activo de perturbaciones y el algoritmo *Perturb and Observe*, respectivamente.

1.5.2 Objetivos específicos

Para cumplir con el objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Determinar las partes hardware y software del sistema.
- Simular en computadora el comportamiento del sistema para evitar errores y/o daños del mismo.
- Realizar pruebas de funcionamiento de la parte hardware.
- Implementar el algoritmo P&O y el enfoque ADRC en el FPGA.
- Verificar el comportamiento del sistema frente a cambios en las variables independientes, así como de perturbaciones en la carga.

1.6 Metodología de desarrollo

En el presente trabajo se utiliza la metodología de desarrollo para sistemas empotrados propuesta por Arnold S. Berger [2], la cual consta de las siguientes siete fases (véase Figura 1.4):

Fase 1. Especificaciones de diseño. En esta primera fase se establecen las especificaciones, herramientas y requerimientos necesarios para diseñar e implementar el sistema propuesto. En este caso se busca cumplir con las tareas de situar al panel solar en el MPP y de regular la velocidad del motor de CD planteados en la pregunta de investigación del subcapítulo 1.2.

Fase 2. Partición hardware y software. Esta fase es una “vista rápida” de cómo resolver el problema, comenzar a diferenciar qué parte del sistema se podría implementar con hardware y cuál con software, todo ello a partir de ver al sistema como una “caja negra”.

Fase 3. Iteraciones para refinar la partición. En esta fase cada parte hardware y software de la fase anterior son vistas como cajas negras, por lo que se realizan iteraciones para detallar las tareas a realizar hasta conseguir elementos base hardware y software de fácil implementación (estrategia *top-down*).

Fase 4. Diseño detallado del hardware y software. En esta fase se realizan las tareas de cada parte hardware y software en las que se dividió el sistema en las fases previas. Se realizan pruebas de funcionamiento de la parte hardware y simulaciones de los controladores en la parte software. Ambas partes son independientes, por lo que se desarrollan en paralelo.

Fase 5. Integración hardware y software. Durante esta fase se integran todas las partes en un sólo sistema, se espera tener el sistema completo para realizar pruebas de funcionamiento.

Fase 6. Pruebas. En esta fase se realizan todas las pruebas al sistema para validar el cumplimiento de las especificaciones iniciales, con ello se acepta o rechaza la hipótesis propuesta y se describen las conclusiones finales.

Fase 7. Mantenimiento y actualización. Esta fase define un seguimiento de mejora continua del producto obtenido. Dado que el objetivo de esta investigación se cumple al finalizar la fase 6, se propone esta fase como línea futura de investigación.

Cabe mencionar que en realidad la metodología de desarrollo propuesta por Arnold S. Berger no es lineal como parece, sino que puede presentar retroalimentaciones. Por lo tanto, a pesar de que este trabajo de tesis utilice todas las fases de la metodología de desarrollo, también puede ser visto como una continuación de la tesis en que se basa este trabajo [1] descrito en el subcapítulo 1.1.

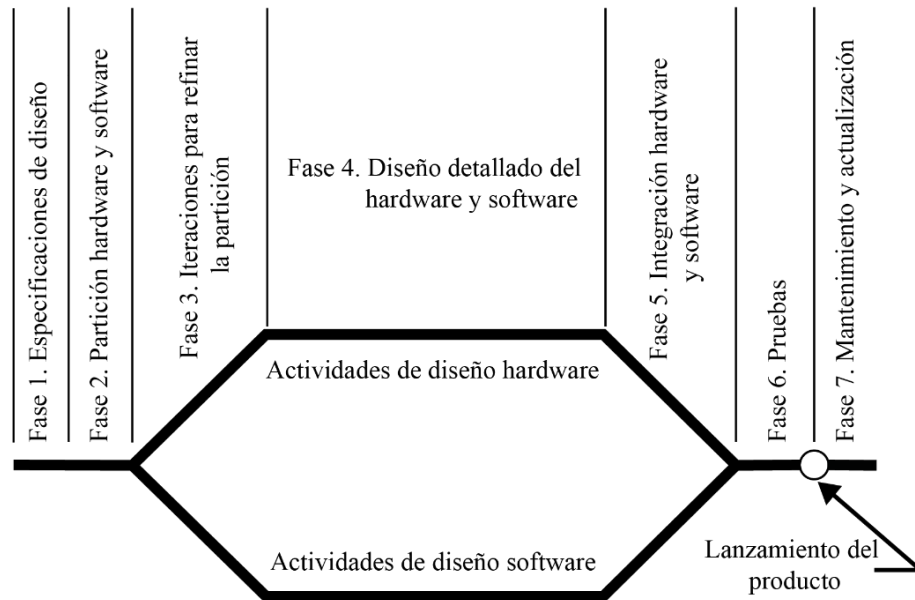


Figura 1.4. Metodología de desarrollo para sistemas empujados. Fuente: [2].

1.6.1 Herramientas hardware y software

Para llevar a cabo esta investigación, los requerimientos hardware son los siguientes:

- Panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60 de 260 W.
- Elementos y circuitos para implementar los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor.
- Motor de CD de la marca *Baldor* modelo CD3425.
- Tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7 100T* para programar el software de los controladores.
- Dinamómetro de la marca *Baldor* modelo 8960 para retroalimentar la velocidad del motor de CD y aplicar un par externo.

- Sensores de corriente para retroalimentar la corriente del panel solar y la corriente de armadura del motor de CD.
- Solarímetro *Solar Power Meter* modelo SM-206 para medir la irradiancia incidente instantánea en el panel solar.
- Convertidores analógico-digital (ADCs) para manipular datos de manera digital con el FPGA y convertidores digital-analógico (DACs) para visualizar datos de interés de la parte software en el osciloscopio.

Los requerimientos software son los siguientes:

- Matlab/Simulink, para simular el comportamiento del sistema.
- *ISE Design Suite* 14.5 de Xilinx, herramienta para programar la tarjeta *Nexys 4* empleando la herramienta *System Generator* en Matlab/Simulink.

1.7 Contenido del documento de tesis

El contenido del documento de tesis es el siguiente:

El primer capítulo describe los antecedentes, el planteamiento del problema, la justificación, los objetivos, la hipótesis y la metodología de desarrollo para llevar a cabo el trabajo.

El Capítulo 2 muestra el estado del arte, presentando una revisión bibliográfica del estado actual del uso de los paneles solares y sus aplicaciones con convertidores y motores.

El Capítulo 3 abarca las tres primeras fases de la metodología de desarrollo y el diseño detallado del hardware, con ello se tiene el sistema listo para diseñar su contraparte software.

El Capítulo 4 presenta el diseño detallado tanto del algoritmo P&O para situar al panel solar en el MPP como el enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD, así como las simulaciones del sistema y la integración de las partes hardware y software.

El Capítulo 5 presenta las diferentes pruebas realizadas al sistema y se describen los resultados obtenidos mediante gráficas.

Por último, el Capítulo 6 presenta la discusión del trabajo, en el que se analizan los resultados obtenidos y se presentan las conclusiones del análisis.

Capítulo 2. Estado del arte

2.1 Aprovechamiento de la energía solar

2.1.1 Técnicas MPPT

Las técnicas MPPT se utilizan para aprovechar la máxima conversión de energía solar en energía eléctrica, su objetivo es situarse en el MPP de la curva *voltaje contra potencia* ante los diferentes cambios de irradiancia y temperatura del panel solar como se observa en las Figuras 1.1 y 1.2.

Hasta hace unos años, la principal preocupación de tales técnicas era conocer cuál de ellas presenta el mejor desempeño en términos de: número de variables medidas, velocidad de respuesta, oscilaciones en estado estable, complejidad de implementación, recursos utilizados y costo del sistema [10]. Trabajos recientes como el de H. Bounechba y colaboradores [11], o el de M. Farthat y colaboradores [12], demuestran que en la técnica MPPT más efectiva se utiliza la teoría de control por lógica difusa. Sin embargo, el algoritmo P&O sigue siendo el más utilizado para esta tarea debido a su simplicidad y fácil diseño, inclusive, hay trabajos recientes como el de J. Ahmed y Z. Salam [13], A. Harrag y S. Messalti [14], o el de V. Kota y M. Bhukya [15], en los que presentan modificaciones para solventar los problemas asociados a este algoritmo, por ejemplo: oscilaciones en estado estable y una lenta velocidad de respuesta ante cambios en las variables independientes. El principal problema de cualquiera de estas propuestas es que la implementación resulta ser mucho más compleja que el algoritmo P&O original, lo que no vale la pena respecto a la mejora obtenida.

Ahora bien, debido al gran interés por la energía solar, se han simulado, analizado y construido granjas solares con gran capacidad energética para interconectarlas a la red eléctrica [16], [17]. Lo anterior trajo una nueva preocupación para situarse en el MPP, ya que cuando se utilizan uno o dos paneles solares, prácticamente van a tener las mismas condiciones de irradiancia y temperatura, no así cuando ya es una gran cantidad de paneles solares interconectados, pudiéndose tener diferentes niveles de irradiancia en ellos, lo que ocasiona un comportamiento totalmente diferente, a esto se le conoce como condición de sombreado parcial [10], [18].

En la Figura 2.1 se muestra la condición de sombreado parcial y en la Figura 2.2 sus efectos en la curva *voltaje contra potencia*. Como se observa, cuando se trabaja bajo una cierta irradiancia constante se tiene sólo un MPP, en el caso de la condición de sombreado parcial existen varios MPP locales pero solamente un MPP global, esto ocasiona problemas a las técnicas MPPT convencionales ya que buscan solamente el MPP, por lo que pueden situarse erróneamente en un MPP local y no en el MPP global, lo que reduce enormemente la eficiencia del sistema. Por tal motivo, diferentes trabajos de reseñas de las técnicas MPPT como el de S. Lyden y M. Haque [10], N. Kamarzaman y C. Tan [18], M. Ramli y colaboradores [19] clasifican a las técnicas MPPT en dos grupos:

- Técnicas convencionales: Todas aquellas que se utilizan para el MPPT pero que no funcionan adecuadamente bajo condiciones de sombreado parcial. Algunos ejemplos son: algoritmo P&O y sus variantes, algoritmo IncCond y sus variantes, *Hill-Climbing*, voltaje constante, corriente constante, barrido de corriente y *DC-Link Capacitor*, principalmente.
- Técnicas estocásticas: Estas técnicas fueron diseñadas para encontrar el MPP global, con base en métodos estocásticos y de inteligencia artificial. Ejemplos de este tipo de técnicas son: redes neuronales artificiales, control por lógica difusa, algoritmos genéticos, optimización del enjambre de partículas, evolución diferencial, búsqueda caótica y *Simulated Annealing*.

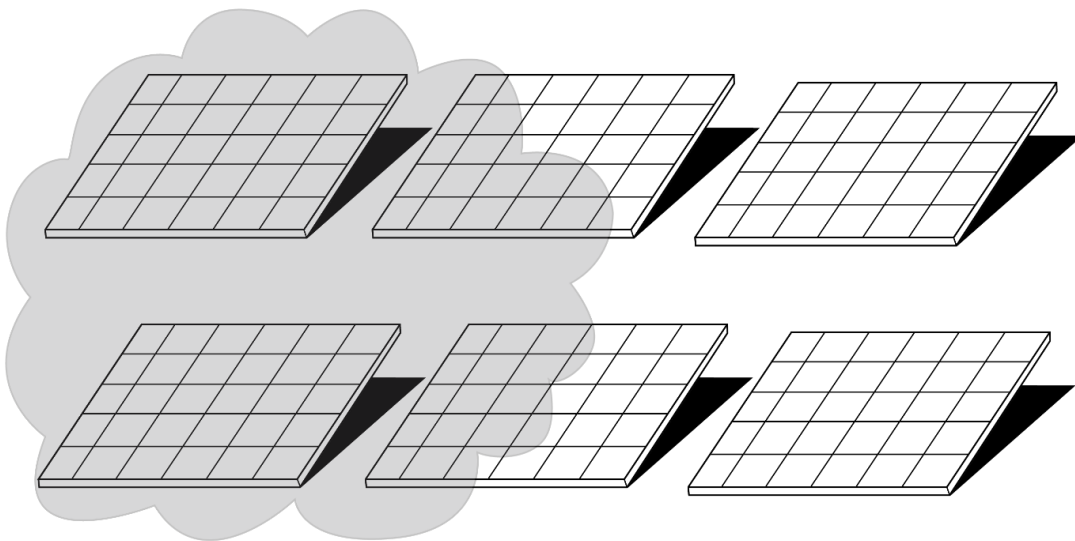


Figura 2.1. Condición de sombreado parcial.

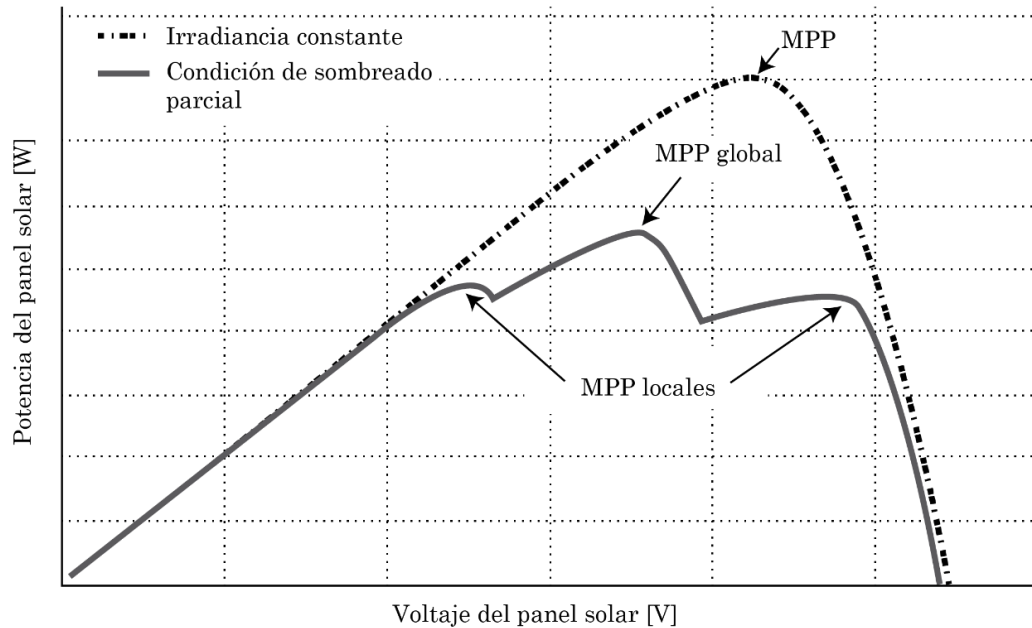


Figura 2.2. Efectos del sombreado parcial en la curva voltaje contra potencia.

Como en este trabajo de tesis solamente se utiliza un panel solar, basta con el algoritmo P&O para situarse en el MPP ya que es muy poco probable que la condición de sombreado parcial se presente, aunque habrá que tenerla en cuenta en caso de trabajar con una mayor cantidad de paneles solares en trabajos futuros.

2.1.2 Uso de la energía solar con sistemas híbridos y micro-redes

Un sistema de generación de energía eléctrica con una sola fuente de energía renovable, en este caso el panel solar, no suministra la energía necesaria para solventar las necesidades del consumo humano [20]. Por lo tanto, surgen sistemas que buscan combinar la conversión fotovoltaica de los paneles solares con otro tipo de energía, por ejemplo: A. Al-Waeli y colaboradores presentan una revisión de los sistemas fotovoltaicos/térmicos, estos sistemas híbridos surgen debido a que la eficiencia de conversión de energía solar en energía eléctrica disminuye cuando se tiene una mayor temperatura en el panel solar, así que buscan disminuir la temperatura a través de algún líquido para enfriarlo, el cual además se utiliza en alguna otra aplicación. Con ello, se incrementa la eficiencia de todo el sistema aproximadamente en un 17–20% porque el

panel solar utiliza la luz visible mientras que el sistema térmico utiliza la luz infrarroja del espectro electromagnético [21].

Sin embargo, los sistemas que resuelven el problema de la demanda energética son los que combinan: a) energías renovables, b) una etapa de almacenamiento de energía y c) otra etapa más para transformar corriente directa a corriente alterna. A este tipo de sistemas se le conoce como micro-red. Con el uso de las micro-redes surgen tres tópicos de interés: a) gestión de la micro-red para la toma de decisiones, b) tipo de uso de la micro-red, y c) nuevas topologías de convertidores.

La gestión de la micro-red implica la toma de decisiones sobre qué o cuáles tipos de energía se utilizan de manera prioritaria, ya que las fuentes de energía renovables no están disponibles al mismo tiempo. En el caso de Zaheeruddin y M. Manas, proponen un sistema compuesto por las siguientes fuentes de energía: eólica, solar, biomasa y una batería [22]. En este caso, la gestión de la micro-red es en base a la carga, primero se verifica si la suma de la energía generada por las fuentes solar y eólica satisfacen los requerimientos de la carga, de ser así entonces se observa si la capacidad de la batería es menor al 80% con la intención de destinar parte de la energía generada por las fuentes renovables para cargar la batería; en caso de que la energía generada por las fuentes solar y eólica no satisfagan los requerimientos de la carga, entonces hay que utilizar la energía de la biomasa, pero si esto tampoco es suficiente entonces también se utiliza la energía de la batería revisando que tenga al menos el 20% de su capacidad total.

En el caso de J. Hernández y F. Sánchez, presentan en [23] una propuesta de una estación de carga de vehículos eléctricos donde utilizan la energía solar y el frenado regenerativo como energías renovables, además de una batería y un supercapacitor como sistema de almacenamiento de energía. En este caso, la gestión de la micro-red es más sencilla, ya que la energía no se requiere de manera constante sino hasta que llega un vehículo al que se le suministrará energía, por lo tanto, toma como principal fuente de alimentación la energía solar, seguida del frenado regenerativo; en tercer lugar utiliza la energía del supercapacitor, dejando en último lugar a la energía de la batería.

El tipo de uso de la micro-red se refiere a si se va a interconectar a la red eléctrica o el sistema trabajará de manera aislada. En ambos casos; el sistema debe reducir el contenido armónico y buscar un factor de potencia cercano a la unidad, además, en el caso

de la interconexión a la red también se debe sincronizar a la frecuencia y al voltaje de la red eléctrica [24], [25]. En cualquiera de los dos casos, se busca que el sistema tenga pocas pérdidas, por lo que surgen diferentes topologías de convertidores para transformar la energía de corriente directa en energía de corriente alterna.

En [26], Y. Hu y colaboradores proponen una topología de tres convertidores en cascada que funcionan para conectar paneles solares a la red eléctrica, este sistema está compuesto por un convertidor CD/CD tipo elevador con aislamiento, un convertidor CD/CD de tres niveles y un inversor de tipo puente completo conmutado a la frecuencia de la red eléctrica; utilizan un controlador por histéresis multietapa, lo que reduce la frecuencia de conmutación de los interruptores en el convertidor multinivel y presenta una mejor respuesta para la corriente de salida. Sin embargo, T. Zhou y W. Sun [27], J. Bossa y colaboradores [28], y en especial N. Zhang, D. Sutanto y K. Muttaqi [29], muestran que la topología de convertidores CD/CD de tres puertos son los que se están utilizando mayormente con energías renovables, en especial con paneles solares, ya que esta topología tiene una entrada que se conecta a dichos paneles, un puerto bidireccional que está dedicado a cargar la batería o para suministrar energía de la misma, y una salida que se utiliza en un bus de CD o para transformar la energía en CA mediante un inversor.

Teniendo en cuenta que este trabajo de tesis busca situar al panel solar en el MPP, también es necesario una topología adecuada para esta tarea, aunque no se utilice una micro-red en el proceso. Para determinar la topología que mejor se adapta, G. Dileep presenta un estudio comparativo de las principales topologías de convertidores CD/CD sin aislamiento [30]: tipo reductor, tipo elevador, tipo reductor-elevador, Cuk, SEPIC y Zeta. En dicho trabajo se mencionan las principales características de cada convertidor, así como ventajas y desventajas para situarse en el MPP, señalando que el convertidor CD/CD tipo SEPIC es el más adecuado para esta tarea, motivo por el cual se seleccionó esta topología de convertidor para situar al panel solar en el MPP; las principales características de esta topología de convertidor son las siguientes:

- Presenta un pequeño rizo en la corriente de entrada.
- El voltaje de salida mantiene la misma polaridad que el voltaje de entrada.
- El interruptor electrónico está referenciado a tierra.
- Se utilizan tanto inductores como capacitores para transferir energía a la carga.

- Sigue el MPP de manera eficiente en toda la curva de *voltaje contra potencia* del panel solar.
- Tiene el mejor desempeño en cualquier condición atmosférica, irradiancia y/o temperatura del panel solar.

2.2 Convertidor CD/CD tipo SEPIC

En la Figura 2.3 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo SEPIC (*Single-Ended Primary Inductor Converter*), el cual es una topología de convertidor capaz de disminuir o elevar el voltaje de salida. Esto es una ventaja frente a los convertidores CD/CD tradicionales, ya que permite reducir el voltaje como el caso del tipo reductor, elevarlo como en el tipo elevador, mientras mantiene el voltaje de salida con la misma polaridad que el voltaje de entrada a diferencia del convertidor tipo reductor–elevador y del convertidor Cuk [31]. El convertidor CD/CD tipo SEPIC funciona abriendo y cerrando periódicamente un interruptor electrónico:

- Cuando el interruptor se cierra (véase Figura 2.4), la fuente de entrada V_g suministra energía al inductor L_1 , además, ya que el diodo se polariza inversamente, el capacitor C_1 suministra energía al inductor L_2 mientras el capacitor C_2 suministra energía a la carga.
- Cuando el interruptor se abre (véase Figura 2.5), el inductor L_1 carga al capacitor C_1 y suministra energía a la carga, además, también el inductor L_2 provee energía a la carga mientras el capacitor C_2 se carga.

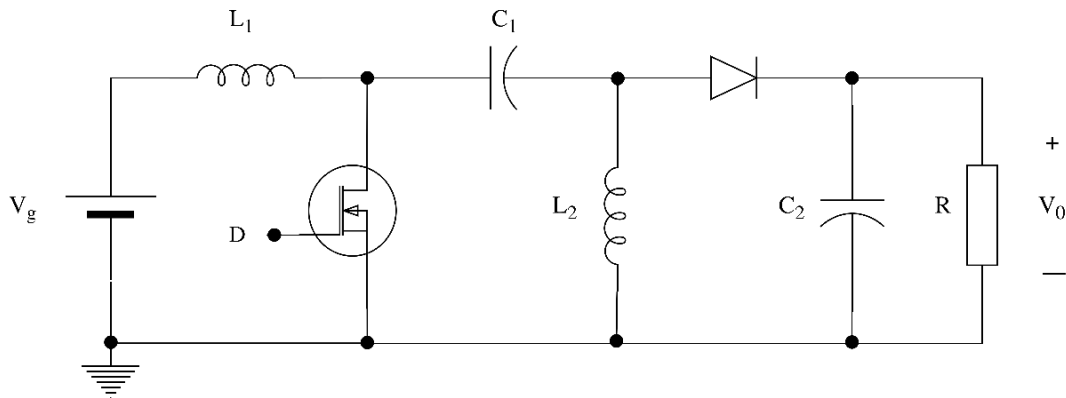


Figura 2.3. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo SEPIC.

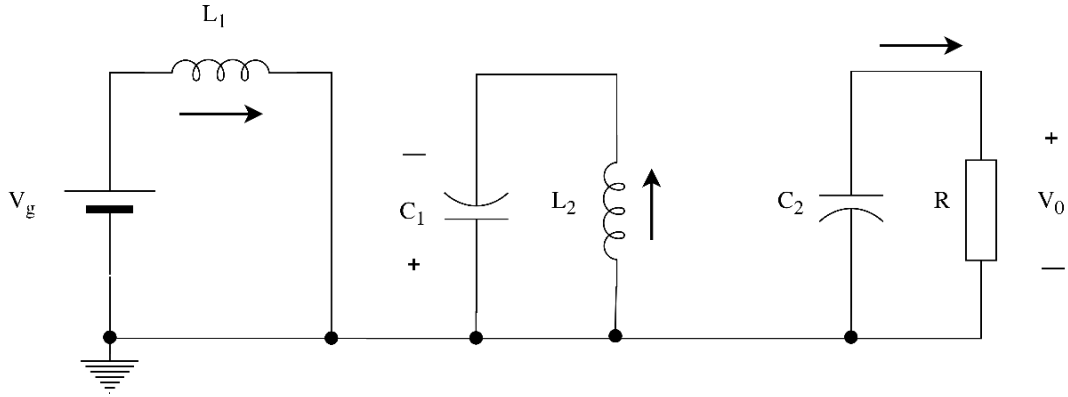


Figura 2.4. Circuito equivalente del convertidor tipo SEPIC con el interruptor cerrado.

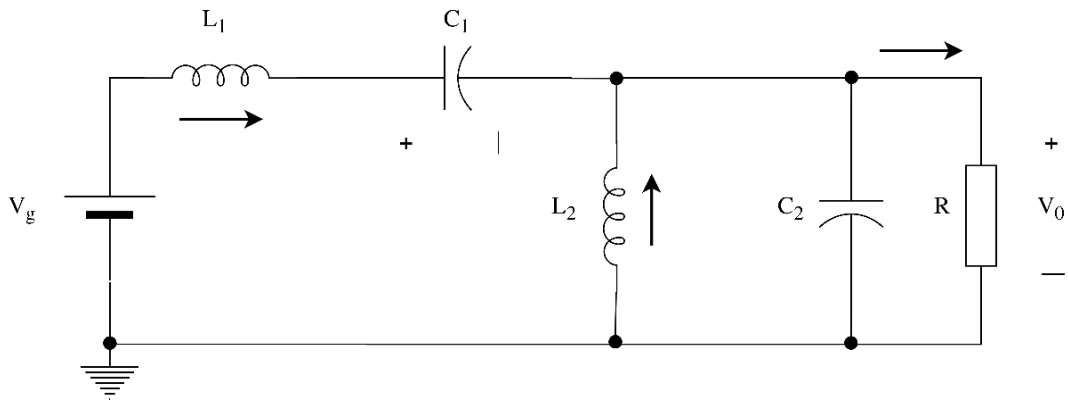


Figura 2.5. Circuito equivalente del convertidor tipo SEPIC con el interruptor abierto.

La ecuación 2.1 muestra la relación entre el voltaje de salida V_0 y el voltaje de entrada V_g , el cual depende del ciclo de trabajo $D \in [0,1]$ controlado mediante modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse-Width Modulation*). De esta ecuación se observa que:

- Si $D > 0.5$ entonces el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada.
- Si $D = 0.5$ entonces el voltaje de salida es el mismo que el voltaje de entrada.
- Si $D < 0.5$ entonces el voltaje de salida es menor que el voltaje de entrada.

$$V_0 = \frac{D}{1-D} V_g \quad (2.1)$$

La ecuación anterior es válida si y sólo si el convertidor trabaja en modo de conducción continuo (m.c.c.), esto implica que la corriente que circula por los inductores L_1 y L_2 siempre es mayor a cero, y que la energía almacenada nunca llega a descargarse totalmente. Por lo tanto, hay que asegurar que el convertidor CD/CD tipo SEPIC esté

trabajando dentro del m.c.c. Para ello, según [32] lo anterior se consigue cuando los valores de ambas inductancias satisfacen la condición del conjunto de ecuaciones 2.2, en donde f_s es la frecuencia de conmutación del interruptor electrónico y R es la resistencia de carga, generalmente estos valores son parámetros de diseño del convertidor.

$$\begin{aligned} L_1 &> \frac{(1-D)^2}{2Df_s} R \\ L_2 &> \frac{(1-D)}{2f_s} R \end{aligned} \tag{2.2}$$

La salida de voltaje de este convertidor presenta un rizo ΔV_0 , el cual depende de la carga, el valor del capacitor C_2 , la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo de conmutación. El rizo de voltaje está dado por la ecuación 2.3 en forma de una fracción del voltaje de salida [32].

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RC_2f_s} \tag{2.3}$$

Por último, en la ecuación 2.4 se muestra la relación de la impedancia reflejada a la entrada del convertidor Z_{in} , la cual depende de la eficiencia del convertidor η , la impedancia de salida Z_0 , pero principalmente del ciclo de trabajo del interruptor electrónico. Éste es el motivo principal de que al modificar únicamente el ciclo de trabajo del convertidor se varía el voltaje y la corriente del panel solar, ya que con el ciclo de trabajo cambia la impedancia de entrada para situarse en el MPP.

$$Z_{in} = \left(\frac{1-D}{D}\right)^2 \frac{Z_0}{\eta} \tag{2.4}$$

2.3 Motor de CD de excitación independiente

El motor de CD de excitación independiente ha sido utilizado ampliamente en el ámbito industrial, algunos ejemplos de aplicaciones son: torno y taladrado de materiales, ventilación de hornos, laminadoras de acero, grúas eléctricas y manipuladores robóticos. Los principales motivos para ser el principal medio de tracción eléctrica son: a) proporciona un alto par de arranque, b) permite regular su velocidad dentro de márgenes amplios y c) precisas, simples y continuas características de control continuo [33].

En la Figura 2.6 se muestra el diagrama eléctrico del motor de CD de excitación independiente. Se observa que en esta configuración se tienen dos circuitos, ya que la alimentación del estator (devanado de campo) y del rotor (devanado de armadura) son alimentados mediante fuentes independientes, de ahí el nombre de “excitación independiente”. En donde, V_F , I_F , R_F y L_F son el voltaje, corriente, resistencia y la inductancia de campo, respectivamente; además, V_t es el voltaje en las terminales del motor, i_a , R_a y L_a son la corriente, resistencia e inductancia de armadura, respectivamente, V_a es la fuerza electromotriz de la máquina, la cual está dada por la ecuación 2.5 [33].

$$V_a = KI_F\omega \quad (2.5)$$

donde K es una constante de relación de enlace magnético entre el estator y el rotor, y ω es la velocidad angular.

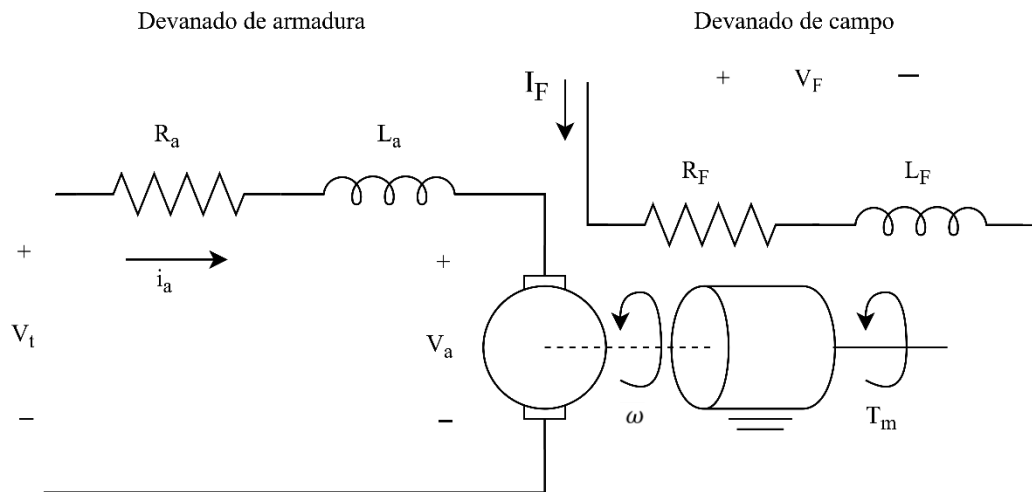


Figura 2.6. Diagrama eléctrico del motor de CD de excitación independiente.

Además, el par del motor está dado por:

$$T_m = KI_F I_a \quad (2.6)$$

A partir de las ecuaciones 2.5, y 2.6, analizando el circuito del devanado de armadura de la Figura 2.6 mediante la Ley de Voltajes de Kirchhoff en estado estable, se obtiene en la ecuación 2.7 una expresión para la velocidad del motor de CD.

$$\omega = \frac{V_t - R_a i_a}{K I_F} \quad (2.7)$$

Alimentar de manera independiente y constante al devanado de campo implica que la corriente I_F que circula por él excite el flujo de campo también constante, haciendo que la velocidad no se vea afectada por esta variable. Cabe mencionar que desde el primer instante de la puesta en marcha del motor de CD el devanado de campo debe de estar alimentado, de no ser así dará lugar a un embalamiento del motor, limitado únicamente por el magnetismo remanente de los polos [33].

Existen tres maneras de controlar la velocidad del motor de CD de excitación independiente de acuerdo a la ecuación 2.7 [34]:

- Ajustando la resistencia de campo R_F , que a su vez regula el flujo de campo del motor mediante I_F .
- Introduciendo una resistencia en serie con el circuito del devanado de armadura.
- Ajustando el voltaje en las terminales del motor.

En el primer caso, al modificar el valor de la resistencia de campo R_F también se modifica el valor de I_F y a su vez la velocidad del motor de CD; si se incrementa R_F entonces menor es la corriente I_F y por lo tanto la velocidad incrementará; a la inversa, si disminuye R_F entonces la corriente I_F será mayor y la velocidad disminuirá. Modificar el valor de la resistencia presenta un inconveniente, ya que si el motor está operando en sus valores nominales de voltaje en terminales, potencia y corriente de campo, estará girando a su velocidad nominal, por lo que al modificar la resistencia de campo se podrán conseguir una velocidad por encima de la nominal pero no velocidades menores a ella, ya que se requeriría una corriente de campo excesiva y esto puede provocar que se dañen los devanados del motor de CD [34].

En el caso de introducir una resistencia en serie con el circuito del devanado de armadura, se producirá una caída de voltaje en la resistencia añadida, por lo que se suministra un menor voltaje al motor que lo hará operar a una menor velocidad. Sin embargo, esta resistencia provoca pérdidas en el sistema, además de que solamente se podría disminuir y no incrementar la velocidad del motor. Por lo tanto, esta medida

solamente se utiliza en aplicaciones baratas en las que no interesan las pérdidas provocadas [33], [34].

Una de las maneras más efectivas de controlar la velocidad es ajustando el voltaje en las terminales del motor, para ello, se utiliza un convertidor electrónico de potencia CD/CD como interfaz entre la fuente de potencia y el motor de CD. El convertidor CD/CD permite regular la velocidad variando el ciclo de trabajo del convertidor, que es una forma sencilla y que no provoca daños al motor, caso contrario si se variara directamente la alimentación del motor de CD.

2.4 Trabajos sobre regulación de velocidad del motor de CD accionado mediante el convertidor CD/CD tipo reductor

Una de las topologías de convertidores CD/CD que se utiliza como interfaz entre la fuente de alimentación y el motor de CD es el convertidor tipo reductor. Este convertidor entrega un voltaje de salida menor al de la entrada, pero suministra una mayor cantidad de corriente a la carga [32]. Algunos de los trabajos en donde se utiliza este convertidor para regular la velocidad del motor de CD son los siguientes:

- En [35], P Itankar, K. Porate y S. Singh presentan un trabajo de simulación donde comparan un arranque sin control utilizando un arreglo de resistencias en serie contra un controlador clásico PI. Los resultados muestran que el comportamiento transitorio es mucho mejor con un controlador, aunque la corriente de armadura pico es del 200% de su valor en estado estable.
- En [36], S. Marian, I. Raj y G. Praveenraj presentan un trabajo de simulación en donde utilizan un doble lazo de control para la corriente y otro para el voltaje mediante el control por modos deslizantes y un controlador clásico PI, respectivamente. El primer lazo de control genera el perfil del voltaje de alimentación, mientras que el segundo lazo de control regula la velocidad del motor de CD.
- En [37], J. Linares, A. Antonio y A. Orantes presentan el diseño e implementación de un controlador de velocidad basado en el concepto de planitud diferencial que sigue una trayectoria de referencia deseada. La ley de control propuesta busca:
a) arrancar el motor de CD de forma suave para que no se produzcan picos súbitos

de voltaje y de corriente en el devanado de armadura, y b) que la velocidad del motor de CD se mantenga constante aún en presencia de perturbaciones externas desconocidas del par de carga.

- En [38], R. Silva y colaboradores presentan el diseño e implementación de un sistema que utiliza un doble lazo de control para: a) regular la velocidad de salida del motor de CD y b) para generar el perfil del voltaje de salida del convertidor tipo reductor (tal como en [36]). Ambos lazos de control se diseñaron con base en la propiedad de planitud diferencial, obteniendo un sistema donde la velocidad del motor de CD sigue una trayectoria deseada pese a cambios en sus parámetros y bajo perturbaciones en el par de carga.
- En [39], H. Sira y M. Oliver presentan un trabajo de simulación donde utilizan el control por rechazo activo de perturbaciones y la propiedad de planitud diferencial para seguir una trayectoria de velocidad del motor de CD. En este sistema se estiman las perturbaciones del mismo (como el par externo aplicado) mediante un observador GPI para cancelarlas en la ley de control. Como resultado, se tiene una velocidad de salida que sigue la trayectoria de velocidad deseada.

En los trabajos [37]–[39] se utilizan los conceptos de planitud diferencial y de control por rechazo activo de perturbaciones, esto se debe a que en los últimos años el enfoque ADRC ha venido utilizándose en diversas aplicaciones y sistemas, los cuales se describen a continuación.

2.5 Trabajos sobre el enfoque ADRC

Con el enfoque del control por rechazo activo de perturbaciones, basado en un observador GPI y en la propiedad de planitud diferencial, se estiman las perturbaciones internas y externas del sistema, las cuales se cancelan en la ley de control antes de que influyan en el desempeño del mismo [40], [41]. Por lo tanto, este enfoque sirve para sistemas en ambientes perturbados, de gran incertidumbre paramétrica, e inclusive para sistemas que no cuentan con un modelo matemático exacto. Algunos de los trabajos más recientes que han demostrado la efectividad del enfoque ADRC en convertidores CD/CD son los siguientes:

- En [42], H. Sira y D. Rosales presentan un trabajo de simulación de dos convertidores CD/CD tipo elevador conectados en paralelo, en donde el enfoque ADRC considera los efectos de la interconexión como perturbaciones externas no estructuradas, las cuales se estiman y cancelan desde cada una de las dinámicas de los modelos de cada convertidor individual facilitando el modelo de interconexión.
- En [43], I. González presenta el convertidor CD/CD reductor–paralelo; mediante el enfoque ADRC regula el voltaje de salida del sistema y equilibra las corrientes de dos convertidores CD/CD tipo reductor conectados en paralelo. La intención de equilibrar las corrientes es evitar que un convertidor tenga un mayor esfuerzo de corriente que el otro, con ello se evitan daños al sistema y un deterioro del mismo.
- En [44], E. Guerrero y colaboradores presentan un trabajo de simulación para el convertidor CD/CD reductor paralelo–cascada, el cual está formado de dos convertidores tipo reductores en paralelo que se conectan en cascada a otros dos convertidores tipo reductor en cascada, con el enfoque ADRC equilibra las corrientes de los cuatro convertidores mientras regula el voltaje de salida.
- En [45] R. Ortigoza presenta un controlador de velocidad bidireccional del motor de CD alimentado a partir de un convertidor CD/CD tipo reductor y un inversor de puente completo, en donde utiliza un controlador a partir de la propiedad de planitud diferencial.

Además, este enfoque no solamente se utiliza en el control de convertidores, por ejemplo; en [46], M. Ramírez y colaboradores presentan un control con enfoque ADRC para seguir trayectorias en el péndulo *furuta* linealizado sin retroalimentación; en [47], P. Teppa y G. García presentan un control con este enfoque para nivelar la cantidad de líquido en un sistema de tanques; de igual manera, C. Garzón, G. Cortés y E. Tello [48] utilizan este enfoque para controlar la intensidad de la luz en un cultivo tipo *batch*, con el fin de incrementar la biomasa producida. Los anteriores trabajos eligieron el enfoque ADRC porque no requiere una descripción matemática detallada del sistema, lo que les facilita el diseño de los controladores.

2.6 Trabajos en la UTM sobre regulación de velocidad de motores de CD y del aprovechamiento de la energía solar

Una de las líneas de investigación con mayor desarrollo dentro la Universidad Tecnológica de la Mixteca es la de control de sistemas electromecánicos, dentro de esta línea se encuentran los trabajos relacionados con el control de velocidad del motor de CD accionado mediante alguna topología de convertidores CD/CD. A continuación se describen los trabajos más recientes:

- En [49], E. Yescas presenta el modelado, análisis, diseño e implementación de dos sistemas que buscan controlar la velocidad del motor de CD de imanes permanentes: en el primer sistema se diseñó un rectificador CA/CD tipo elevador que alimentaba al motor de CD, la técnica de control utilizada fue retroalimentación de la salida pasiva del error, en donde estimaba el par de carga aplicado al eje del motor mediante un observador de orden reducido y también con un estimador algebraico en línea. De acuerdo a los resultados, se logró poner en fase la corriente y el voltaje a la entrada del rectificador durante la regulación de velocidad, lo que permitió elevar el factor de potencia a un valor cercano a la unidad y disminuir la distorsión armónica total en la corriente de entrada del convertidor, que eran los objetivos específicos para este sistema. En el segundo sistema se utilizó un convertidor CD/CD tipo reductor para alimentar al motor de CD, para este caso seleccionó un controlador de arranque suave basado en el enfoque *backstepping*, el cual adapta el parámetro de par de carga dentro de sus variables de referencia. Se consiguió arrancar el motor en forma suave con presencia de carga, reduciendo de forma sustancial los picos súbitos de los transitorios eléctricos en la armadura. Sin embargo, ambos sistemas se ven limitados debido a que los controladores se implementaron en una computadora utilizando Matlab/Simulink-*Toolbox Real Time*, debido al gran número de operaciones que realiza utilizó tarjetas de adquisición de datos externas, lo que incrementa sustancialmente el costo del sistema y la portabilidad del mismo.
- En [50], C. Silva presenta el modelado, diseño y construcción de un prototipo experimental para controlar la velocidad angular de un motor de CD en conexión en serie. Este prototipo experimental está compuesto por una fuente de

alimentación que suministra energía al motor de CD a través de un Puente H. Para regular la velocidad se eligió el control por rechazo activo de perturbaciones basado en un observador de estado extendido, este controlador obtuvo buen desempeño en estado transitorio y en estado estable, ya que presenta un error de velocidad alrededor del 1%, además de asegurar la robustez ante cambios repentinos de par, evitando sobreimpulsos de voltaje y corriente en los devanados del motor. No obstante, para implementar el controlador utiliza la tarjeta dSPACE DS1104 junto con una computadora, lo que incrementa el costo del sistema y dificulta que el trabajo sea replicable.

- En [51], E. Guerrero presenta el diseño, simulación e implementación de un impulsor de motor de CD compuesto por la conexión de dos convertidores CD/CD tipo reductor en paralelo que alimentan a un motor de CD de excitación independiente. Este trabajo utiliza el control por rechazo activo de perturbaciones basado en un observador GPI y en la propiedad de planitud diferencial, con este controlador se busca regular la velocidad del motor de CD y equilibrar las corrientes de los convertidores para compartir la demanda de energía del motor de CD. Ambos objetivos se cumplieron ya que los resultados muestran que se tiene un arranque suave, se alcanza la velocidad deseada con un mínimo de error de estado estable y siempre se divide a la mitad la corriente del devanado de armadura del motor a cada convertidor, aun cuando el motor de CD es sometido a demandas de corriente producidas por un par de carga externo. Además, destaca las siguientes ventajas de implementar el controlador en un FPGA: utiliza operaciones concurrentes por lo que incrementa la velocidad de operación, disminuye el costo del sistema ya que no requiere otros dispositivos digitales, y obtiene un sistema portable y adaptable a sistemas similares

Por otra parte, en la UTM son escasos los trabajos relacionados a las energías renovables, ya que únicamente son tres los trabajos donde se utilizan los paneles solares como fuente de alimentación, uno de ellos se describió en el subcapítulo 1.1 y los otros dos son los siguientes:

- En [52], E. Cuevas presenta un controlador de velocidad del motor de CD a través de un arreglo en cascada de convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo puente completo, todo el sistema fue alimentado por paneles solares. La ley de control por

retroalimentación pasiva del error exacto regula el voltaje de salida del convertidor SEPIC a un valor nominal y controla la velocidad del motor de CD en ambos sentidos de giro. Este trabajo utiliza el convertidor CD/CD tipo SEPIC para regular el voltaje a un valor mayor al que entregan los paneles solares y no para situarse en el MPP, en consecuencia, se empleó una mayor cantidad de paneles solares a los necesarios para satisfacer la demanda de potencia. Para solventar este problema, propuso como futuro trabajo desarrollar una plataforma para un seguimiento mecánico del MPP.

- En [53], R. Lescas presenta el diseño e implementación de un sistema de control de velocidad de un motor de inducción trifásico accionado mediante un inversor, conectado en cascada a un convertidor CD/CD tipo elevador alimentado por paneles solares. Para el control de la velocidad del motor de inducción trifásico utiliza la retroalimentación de la salida pasiva del error exacto, mientras que para situar a los paneles solares en el MPP utiliza la técnica del voltaje constante combinada con el modelo matemático de la planta. Esta técnica consiste en comparar el voltaje del panel solar con el voltaje de máxima potencia que se da a cierta irradiancia y temperatura del panel solar, siendo una técnica sencilla de implementar pero con el inconveniente de que el voltaje y corriente de referencia (voltaje y corriente del MPP) cambian bajo otras condiciones de irradiancia y temperatura del panel solar, por lo que sino se mantienen las mismas condiciones de irradiancia y temperatura del panel solar, se estará desaprovechando una parte de la conversión de energía solar a energía eléctrica. Para la implementación de las técnicas de control utilizó dos dispositivos digitales: un DSP modelo TI F28335 para implementar la técnica MPPT, mientras que con el dSPACE modelo CLP1104 y una computadora implementó el controlador de velocidad del motor de CD, proponiendo como futuro trabajo la implementación de ambas técnicas en un DSP solamente.

Con base en los trabajos citados, se puede decir que el sistema propuesto es una combinación de todos ellos, ya que busca controlar de manera robusta la velocidad de un motor de CD alimentado por energías renovables, en este caso por un panel solar.

2.7 Trabajos sobre regulación de velocidad de motores alimentados por paneles solares

En los últimos años se han presentado pocos trabajos en los que se controle la velocidad del motor de CD alimentado por paneles solares, a continuación se describen estos trabajos:

- En [54], E. Ali presenta un trabajo de simulación en el que utiliza paneles solares como fuente constante de CD, mientras que aborda la regulación de velocidad como un problema de optimización que resuelve con el algoritmo *firefly*. Este trabajo utiliza solamente un convertidor CD/CD tipo reductor–elevador para regular la velocidad del motor debido a que no utiliza una etapa para situar a los paneles solares en el MPP. En consecuencia, al tener cambios de irradiancia y temperatura de los paneles solares, la potencia suministrada disminuye drásticamente, aun así, la potencia es suficiente para mantener la velocidad deseada.
- En [55], T. Vignesh y M. Seethamathavi presentan un trabajo de simulación utilizando el convertidor CD/CD tipo SEPIC para controlar la velocidad del motor de CD utilizando el enfoque de control por retroalimentación de la salida pasiva del error, donde eligieron esta técnica de control ya que no requiere retroalimentar la velocidad. Para situar en el MPP a los paneles solares utilizan el algoritmo IncCond, pero no muestran su implementación y no la consideran como parte del sistema, ya que se enfocan únicamente en el diseño del controlador de velocidad. Como resultado, se logra regular la velocidad del motor de CD pero no muestran cómo se comporta esta señal bajo cambios de irradiancia o de temperatura del panel solar.
- En [56], A. Oshaba, E. Ali y S. Elazim presentan un trabajo de simulación en el que utilizan dos etapas de convertidores CD/CD tipo reductor–elevador en cascada, uno para situarse en el MPP al panel solar y otro para regular la velocidad del motor de CD; utilizan dos controladores clásicos PI sintonizados mediante el algoritmo de redes neuronales llamado *artificial bee colony*. Los resultados indican que la velocidad del motor de CD se mantiene constante pese a cambios de irradiancia y de temperatura, y de aplicar un par externo al eje del motor. Además, muestra el comportamiento de la potencia del panel solar frente a

estas variaciones, mostrando la baja potencia que se obtendría si no se utilizara la primera etapa para situarlo en el MPP.

- En [57], B. Singh y R. Kumar presentan el diseño y emulación de un sistema de bombeo de agua. Este sistema está conformado por un emulador del comportamiento de paneles solares, un convertidor CD/CD tipo Landsman, un inversor de voltaje trifásico de puente completo y un motor de CD tipo *brushless*. Este trabajo no regula la velocidad del motor de CD, sino que utiliza toda la energía para bombear agua. Por lo tanto, es necesario extraer la máxima potencia de los paneles solares (o en este caso del emulador). Proponen al convertidor tipo Landsman porque es una topología con pocas pérdidas, no requiere filtrar las señales y amortigua las oscilaciones de corriente en los paneles solares. Además, para situar a los paneles solares en el MPP utilizan el algoritmo IncCond.

Por otra parte, han sido más los trabajos en donde se utilizan un motor de CA trifásico en lugar del motor de CD, ya que este tipo de sistemas tiene como aplicación el bombeo de agua [58] [59]. Por lo tanto, P. Periasamy, N. Jain e I. Singh [60]; V. Sontake y V. Kalamkar [61] y D. Muhsen, T. Khatib y F. Nagi [62], presentan trabajos con reseñas y estado del arte de estos sistemas, mencionando los métodos de diseño, tipos de estructura, estrategias de control, comportamiento y su rendimiento.

Capítulo 3. Diseño de la plataforma experimental

En este capítulo se abordan las tres primeras fases de la metodología de desarrollo para sistemas empotrados propuesta por A. Berger aplicadas al sistema propuesto de la Figura 1.3. Además de las tres fases, también se presenta el diseño detallado del hardware del sistema, obteniendo un sistema funcional y listo para cargar su contraparte software.

3.1 Especificaciones de diseño

El sistema utiliza el motor de CD de la marca *Baldor* modelo CD3425 propiedad de la UTM, en la Tabla 3.1 se muestran las principales características de este motor de acuerdo a su hoja de especificaciones [63].

Tabla 3.1. Características del motor de CD marca Baldor modelo CD3425.

Característica	Símbolo	Valor
Potencia máxima	P_M	0.25 HP
Voltaje del devanado de armadura	V_a	90 V
Corriente del devanado de armadura	I_a	3.0 A
Velocidad nominal	ω	1750 rpm
		183.26 rad/s
Voltaje del devanado de campo	V_F	50–100 V
Corriente del devanado de campo	I_F	0.3–0.6 A

En la Tabla 3.2 se presentan diversos parámetros de diseño del motor de CD que no se detallan en su hoja de especificaciones, pero se obtuvieron de manera experimental.

Tabla 3.2. Parámetros del motor de CD.

Parámetro	Símbolo	Valor
Resistencia de armadura	R_a	10 Ω
Inductancia de armadura	L_a	0.039 H
Resistencia de campo	R_F	280 Ω
Inductancia de campo	L_F	2.5 H
Constante de Fmm	k_m	0.35 N·m·A ⁻¹
Coefficiente de fricción viscosa	B	0.0025 N·m·s
Inercia	J	0.0022 Kg·m ²

Para satisfacer los requerimientos de potencia del motor de CD se utiliza un panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60 también propiedad de la UTM, este panel solar tiene una eficiencia del 15.98% y está formado por 60 celdas de tipo policristalinas, tiene una dimensión de 1640x992x40 mm y un peso de 18.8 Kg. En la Tabla 3.3 se presentan diversos parámetros bajo condiciones STC y NOCT de acuerdo a su hoja de especificaciones [64].

Tabla 3.3. Parámetros del panel solar marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60.

Parámetro	Símbolo	Características eléctricas bajo condiciones	
		STC*	NOCT**
Potencia	P_{pv}	260 W	192 W
Voltaje en el punto de máxima potencia	V_{mpp}	30.96 V	28.60 V
Corriente en el punto de máxima potencia	I_{mpp}	8.40 A	6.72 A
Voltaje en circuito abierto	V_{oc}	38.08 V	35.35 V
Corriente en circuito cerrado	I_{sc}	8.98 A	7.29 A

*STC–Condiciones de prueba estándar (por sus siglas en inglés: *Standard test conditions*): Irradiancia de $1,000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, temperatura del panel solar de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, masa del aire $AM = 1.5$.

**NOCT–Temperatura en condiciones normales de operación (por sus siglas en inglés: *Nominal operating cell temperature*): Irradiancia de $800 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, temperatura del panel solar de $20 \text{ }^\circ\text{C}$, masa del aire $AM = 1.5$, velocidad del viento de 1 m/s .

A partir del planteamiento del problema, a continuación se enlistan las especificaciones de diseño particulares para este sistema:

- El sistema debe regular la velocidad del motor de CD mediante un panel solar situado en el MPP, por tal motivo, el sistema utiliza dos etapas de convertidores CD/CD: a) tipo SEPIC para situar al panel solar en el MPP, b) tipo reductor para regular la velocidad del motor de CD.
- Debido a que ambas tareas son independientes entre sí, el dispositivo digital óptimo es un FPGA, ya que permite trabajar de manera concurrente. Para este caso se utiliza la tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7 100T*, debido a que se cuenta con esta tarjeta utilizada en el trabajo previo [1].
- El panel solar trabaja bajo un nivel de irradiancia uniforme bajo una sola orientación e inclinación. Lo anterior no implica que el sistema funcione bajo un único nivel de irradiancia, sino que las variaciones de ésta sean de manera uniforme para toda la superficie del panel solar.

- No se requiere que la circuitería sea alimentada por el panel solar, pudiendo utilizar una batería en una especie de micro-red.
- La potencia a la que debe operar el motor de CD debe ser de al menos del 70% de su valor nominal (véase Tabla 3.2), con la intención de emular el comportamiento de la máquina en un ambiente real.
- Se busca regular la velocidad del motor de CD a un nivel de referencia deseada, en este caso se fija en 145 rad/s , que corresponde a un 80% del valor nominal.
- La velocidad del motor de CD debe tener un sobreimpulso máximo del 10%, con un tiempo de establecimiento máximo de 30 segundos. Este tiempo se toma como límite porque al ser más inmune a las perturbaciones implica que la respuesta del sistema sea más lenta.
- Generalmente, durante el arranque este tipo de motores presentan picos de corriente de hasta diez veces su valor en estado estable en el devanado de armadura, por lo que en este sistema se busca que la amplitud del pico de corriente sea de máximo dos veces su valor en estado estable.
- El sistema no requiere interacción con alguna persona, por lo que no es necesario diseñar una interfaz para esta tarea. Sin embargo, para efectos de corroborar la funcionalidad del sistema es necesario observar algunas señales de interés, tanto de los controladores como de los convertidores CD/CD y del motor de CD.

3.2 Partición y refinamiento del hardware y software

A partir de las especificaciones de diseño anteriores y del sistema propuesto de la Figura 1.3, se tiene la siguiente partición hardware y software:

- La parte hardware:
 - ◆ Motor de CD de la marca *Baldor* modelo CD3425.
 - ◆ Panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60.
 - ◆ Convertidor CD/CD tipo SEPIC para obtener el punto de máxima potencia.
 - ◆ Convertidor CD/CD tipo reductor para regular la velocidad del motor de CD.
 - ◆ Tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7 100T*.
 - ◆ ADCs y DACs para manipular y visualizar distintas señales de interés.
 - ◆ Dinamómetro para medir la velocidad del motor de CD y aplicar un par de carga.

- La parte software:
 - ◆ Algoritmo P&O para situar al panel solar en el punto de máxima potencia.
 - ◆ Enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD.
 - ◆ Interfaz de comunicación para los ADCs y DACs con el FPGA.

Con base en lo anterior, ahora se subdivide cada parte hardware y software en otras que realicen el menor número de tareas posibles, lo que ayuda a que el diseño sea más simple y sencillo de implementar.

En la Figura 3.1 se muestra el refinamiento de la parte software, donde se tienen las siguientes consideraciones:

- Las señales de voltaje se digitalizan mediante ADCs para manipularlas, por lo que se debe diseñar la interfaz SPI con la que trabajan para transformar correctamente estas señales.
- Para visualizar señales de interés que se generen dentro del FPGA se utilizan DACs, así que también se debe diseñar su interfaz SPI para obtener el dato de manera correcta.
- Las dos señales de control que se dirigen a los convertidores CD/CD son de tipo PWM, la primera es del algoritmo P&O para el convertidor tipo SEPIC y la segunda corresponde a la del controlador de velocidad con enfoque ADRC para el convertidor tipo reductor.
- Debido a que el controlador de velocidad con enfoque ADRC es independiente a situar al panel solar en el MPP, se utiliza un habilitador externo para cada subsistema para manipularlos por separado, en caso de ser necesario.
- De acuerdo al punto anterior, al ser independientes ambos controladores deben ejecutarse de manera concurrente, que es la principal ventaja y la razón de optar por un FPGA frente a otros dispositivos digitales que trabajan de manera secuencial, tales como: DSP, dSPACE, micro-controlador y micro-procesador, entre otros.

Cabe mencionar que el diseño detallado e implementación de la parte software, que corresponde al controlador de velocidad con enfoque ADRC y del algoritmo P&O, se aborda en el siguiente capítulo, ya que en este capítulo se aborda el diseño detallado del hardware.

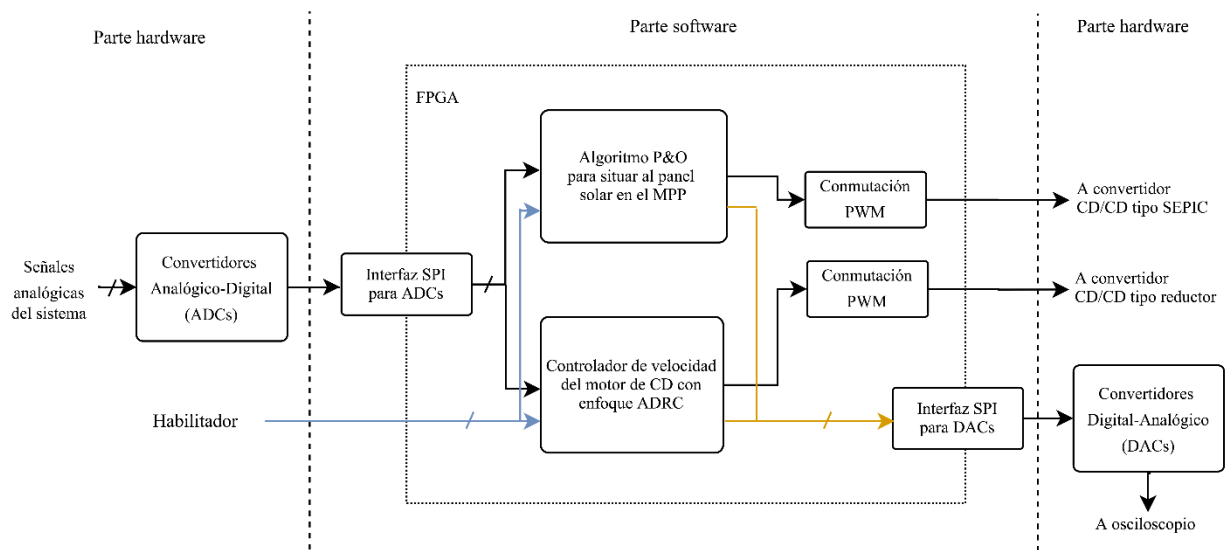


Figura 3.1. Refinamiento de la parte software del sistema.

En la Figura 3.2 se muestra el refinamiento de la parte hardware, teniendo las siguientes consideraciones:

- Es necesario medir el voltaje y corriente del panel solar, voltajes de salida en los convertidores CD/CD y en los devanados de armadura del motor de CD, con la intención de retroalimentarlos en los controladores o para observar su comportamiento. Por lo tanto, es necesario utilizar sensores o algún circuito acondicionador de señal (CAS) para estos propósitos.
- La velocidad del motor de CD se retroalimenta mediante el dinamómetro que está acoplado de manera mecánica a su eje.
- Las señales que utilizan los controladores se digitalizan mediante el ADC previamente a su procesamiento, mientras que para visualizar las señales del FPGA se utilizan DACs para observarlas en el osciloscopio.
- Las señales de control PWM no se conectan directamente a los convertidores CD/CD, sino que deben pasar por una etapa intermedia denominada “acondicionamiento de las señales PWM” para adecuarlas y proteger la tarjeta de desarrollo Nexys 4 de algún tipo de falla o corriente inversa que pueda dañarla.
- Por último, también es necesaria una etapa que ayude a la adecuada conmutación del convertidor y disminuya la carga de los interruptores electrónicos, por lo que se utiliza una *red snubber* para este propósito.

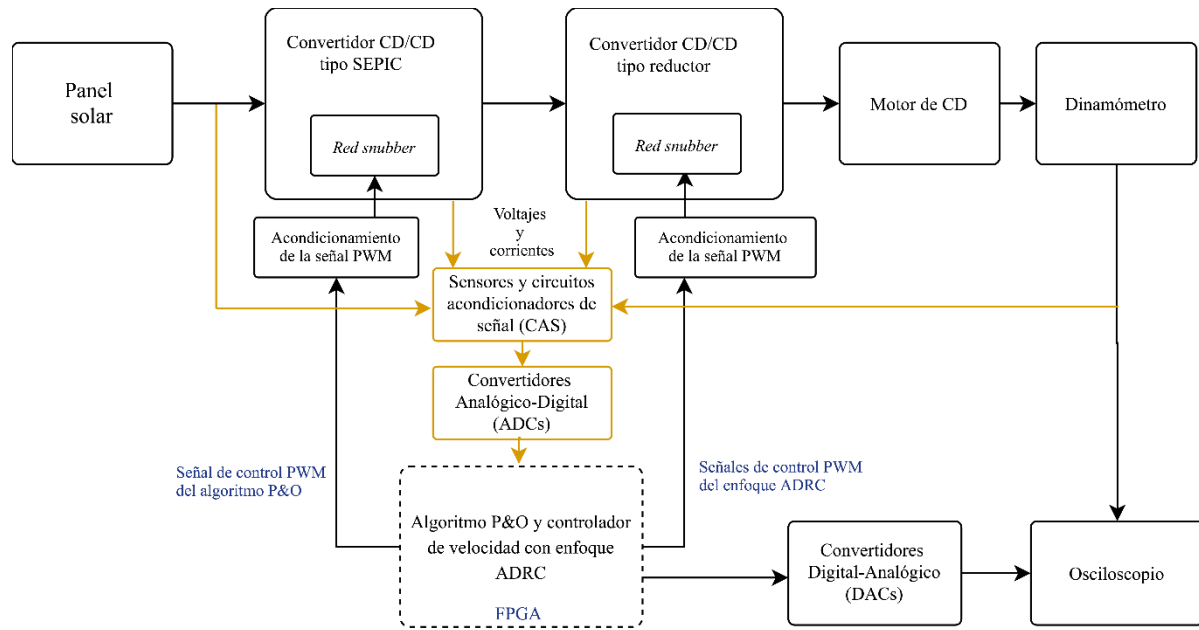


Figura 3.2. Refinamiento de la parte hardware del sistema.

Con base en lo anterior, ya se tiene una idea clara sobre el diseño completo del sistema, por lo que a continuación se describe el diseño detallado del refinamiento de la parte hardware del sistema.

3.3 Diseño detallado del hardware

3.3.1 Elementos, valores y parámetros del sistema

A continuación se enlistan las consideraciones del diseño detallado del hardware, las cuales se realizan con base en los requerimientos del sistema del subcapítulo 3.1.

- En el motor de CD se utilizan los parámetros de las Tablas 3.1 y 3.2. Sin embargo, debido a que los valores del devanado de campo no son específicos, se propone una corriente constante de $I_F = 0.36 A$ con una potencia de $27 W$ suministrada mediante una batería, por lo que este sistema es una especie de micro-red que combina este tipo de energía con la energía solar.
- Al alimentar al devanado de campo de manera constante, implica que el motor de CD opere como un motor de imán permanente.
- La circuitería se alimenta por una batería de $12 V/0.05 A$.

- Se utilizan los siguientes dispositivos semiconductores para los convertidores:
 - ♦ Diodo MOSPEC U15A40, ya que es un diodo de recuperación ultra rápida para aplicaciones de potencia, principalmente en: convertidores CD/CD, inversores y fuentes de alimentación. Este diodo se utiliza en ambos convertidores CD/CD.
 - ♦ Interruptor IRGP35B60PD para el convertidor tipo SEPIC, es un IGBT para aplicaciones con alta demanda de corriente ya que tiene pocas pérdidas por conmutación y conducción.
 - ♦ Interruptor IRF640 para el convertidor tipo reductor, es un MOSFET de potencia de canal N de rápida conmutación y baja impedancia, diseñado para aplicaciones de propósito general de bajo costo.
- Para la conmutación de los interruptores, se propone una frecuencia de conmutación $f_s = 50 \text{ kHz}$ en las señales PWM para ambos convertidores CD/CD. Entre mayor sea la frecuencia de conmutación, menor será el valor de los elementos pasivos, sin embargo, existen problemas asociados con una alta frecuencia de conmutación como el “efecto piel” en los inductores, que se debe tener en cuenta en el diseño de los mismos.
- Se utiliza una resistencia $R = 3.9 \text{ k}\Omega$ para la salida del convertidor CD/CD tipo reductor, la cual se conecta en paralelo con las terminales del devanado de armadura del motor de CD. Con esta resistencia se disipa la energía proveniente del capacitor y la proveniente del motor de CD, si es que se llegara a revertir el sentido de giro. Se utiliza una resistencia de alta impedancia (mayor a $1 \text{ k}\Omega$) para que la mayor parte de la energía del convertidor se transfiera al motor de CD y no se disipe en esta resistencia.
- Con base en los puntos anteriores se determinan los valores del inductor y del capacitor del convertidor CD/CD tipo reductor para asegurar el m.c.c., lo que implica que la corriente en el inductor será siempre mayor a cero. Es importante mencionar que el convertidor debe trabajar en este modo ya que el modelo dinámico del convertidor, que se mostrará más adelante, únicamente es válido bajo el m.c.c. Para calcular el valor del inductor se utiliza la ecuación 3.1, mientras que para el capacitor se utiliza la ecuación 3.2. En donde, L_{min} es el valor de la inductancia mínima, D_{crit} es el ciclo de trabajo que se utilizaría en el peor de los casos (en este caso es un valor cercano a cero), $f_s = 50 \text{ kHz}$ es la frecuencia de

conmutación de la señal PWM y $\frac{V_o}{\Delta V}$ es la relación entre el voltaje de salida y su rizado (entre mayor sea esta relación menor es el rizo), donde se propone un valor de $\frac{V_o}{\Delta V} = 800$ para simplificar los cálculos.

$$L_{min} = \frac{(1-D_{crit})}{2f_s} R_a = 100 \mu H \quad (3.1)$$

$$C = \frac{(1-D_{crit})}{8Lf_s^2} \frac{V_o}{\Delta V} = 400 \mu F \quad (3.2)$$

- De las ecuaciones se considera un inductor con un valor $L = 2 \text{ mH}$, el cual es veinte veces mayor a la inductancia mínima para disminuir el rizo de corriente que circula por el mismo, mientras que para el capacitor se elige el valor nominal más cercano, en este caso $C = 440 \mu F$.
- Para conocer los valores de L_1 , L_2 , C_1 , C_2 del convertidor CD/CD tipo SEPIC, se hace uso de las ecuaciones 2.2 a 2.4, teniendo las siguientes consideraciones:
 - ♦ Se propone una eficiencia del convertidor de $\eta = 0.9$, además, la impedancia de entrada se elige como la resistencia para situar a los paneles solares en el MPP (véase Tabla 3.3), es decir: $Z_{in} = R_{mpp,STC} = 3.686 \Omega$. Proponiendo un ciclo de trabajo de $D = 0.7$, de la ecuación 2.4 se obtiene un valor de $Z_0 = 18.061 \Omega$.
 - ♦ Con el dato anterior se calculan los valores de los inductores mediante el conjunto de ecuaciones 2.2, obteniendo que $L_1 > 23.23 \mu H$ y $L_2 > 54.42 \mu H$. Se consideran los valores $L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$ ya que, al igual que en caso anterior, con valores mayores de inductancia se disminuye el rizo de corriente en los mismos.
 - ♦ Para conocer el valor de los capacitores C_1 y C_2 , se utiliza el conjunto de ecuaciones 2.3, en donde se propone $\frac{V_o}{\Delta V} = 500$. Eligiendo los valores comerciales más cercanos se tiene que $C_1 = 220 \mu F$ y $C_2 = 440 \mu F$.
- Por último, para digitalizar las señales se utiliza el módulo PmodAD1 de la compañía *Digilent*, el cual contiene dos ADCs AD7476A de la compañía *Analog Devices*, mientras que para convertir las señales digitales en analógicas se utiliza el módulo PmodDA2 también de la compañía *Digilent*, que contiene dos DACs DAC121S101 de la compañía *Texas Instruments*. Se utilizan los módulos PmodDA1 y PmodDA2 en lugar de utilizar directamente los ADCs y DACs porque están optimizados para trabajar con las diferentes tarjetas de desarrollo que

tengan la interfaz de entrada/salida Pmod, como es el caso de la tarjeta *Nexys 4* utilizada en este trabajo.

Con los puntos anteriores se conocen los valores, parámetros y elementos del sistema, por lo que ahora falta definir cómo se miden las variables de interés, así como el acondicionamiento de señales entre el FPGA y los convertidores CD/CD.

3.3.2 *Dinamómetro, sensores y circuitos acondicionadores de señal*

Para medir y retroalimentar la velocidad angular del motor de CD se utiliza el dinamómetro de la marca *Baldor* modelo 8960, el cual está acoplado mediante una correa dentada entre las poleas del dinamómetro y del motor de CD. Además de medir la velocidad, el dinamómetro también funciona como una carga mecánica, la cual puede ser pre-establecida y variable con el tiempo, lo que permite aplicar perturbaciones (par externo) al sistema para corroborar el funcionamiento del controlador de velocidad con enfoque ADRC. En la Tabla 3.4 se muestran las principales características del dinamómetro utilizado.

Tabla 3.4. Características del dinamómetro de la marca *Baldor* modelo 8960.

Parámetro	Valor
Señal de salida de velocidad	500 rpm/V
Señal de salida de par	0.3 N·m/V
Potencia	250 W
Rango de velocidad (@ 1.5 N·m)	155–3000 rpm
Rango de velocidad (@ 3.0 N·m)	290–3000 rpm
Par magnético que puede ser aplicado	0–3 N·m
Control de carga	Manual/Voltaje externo
Entrada externa de control de carga	0–10 V

Además de medir la velocidad del motor de CD, también es necesario medir otras señales del sistema, ya sea porque lo requieren los controladores o simplemente para observar su comportamiento. Estas señales son las siguientes: la corriente y voltaje que proporciona el panel solar, el voltaje de salida de ambos convertidores CD/CD y la corriente de armadura del motor de CD.

Para medir la corriente se utiliza el sensor Lem HX-15-P, el cual presenta las siguientes características: permite medir hasta $\pm 15 A$, el principio de funcionamiento es el efecto Hall, cuenta con aislamiento galvánico entre su circuito primario (donde se conecta la parte de potencia) y el circuito secundario (corresponde a la parte electrónica). Por último, la señal de salida de corriente de este sensor es de $2.2 V$ cuando la corriente es nula, voltaje al que se le suma $0.25 V$ por cada ampere.

Respecto a la medición del voltaje del panel solar, se utiliza un circuito acondicionador de señal CAS, el cual consiste en: a) un arreglo de dos resistencias en serie con valores de $470 k\Omega$ y $56 k\Omega$, este arreglo se conecta en paralelo con el voltaje que se desea medir para utilizarlo como un divisor de voltaje y b) un OP-AMP configurado como seguidor de voltaje para que la impedancia de un circuito no afecte al otro.

3.3.3 Acondicionamiento de las señales PWM y red snubber

Las señales de control PWM generadas por el FPGA no se conectan directamente a los convertidores CD/CD, sino que pasan por una etapa denominada “acondicionamiento de las señales PWM” que consiste en un aislamiento y un *driver* de potencia. En la primera se aíslan las señales provenientes del FPGA de la etapa de potencia (convertidores CD/CD). Lo anterior sirve para proteger al FPGA en caso de un comportamiento erróneo. Además, se utiliza un *driver* de potencia para acondicionar las señales PWM para una correcta conmutación de estos interruptores; para esta tarea se utilizan el optoacoplador CI PC923 y el *driver* de potencia CI IRF2117; ambos circuitos integrados se configuran conforme a sus hojas de especificaciones.

Además de la etapa para adecuar las señales PWM, también se utiliza una etapa para una correcta conmutación de los interruptores, a esta etapa se le denomina “*red snubber*”. Esta red se utiliza para controlar la tasa de incremento de voltaje en el interruptor. Durante el apagado, la *red snubber* deriva la mayor parte de la corriente del interruptor y la potencia disipada se traslada a la red amortiguada. Lo anterior ayuda a incrementar la fiabilidad del interruptor, ya que la disipación de potencia pico se reduce, así como la interferencia electromagnética de alta frecuencia.

La *red snubber* consiste en un arreglo pasivo RCD (resistencia-capacitor-diodo), en donde el valor óptimo del capacitor y la resistencia se determinan mediante las ecuaciones

3.3 y 3.4, respectivamente. En estas ecuaciones I representa la corriente pico que circula en el interruptor, ΔV el voltaje entre el drenador/colector y la fuente del interruptor, Δt es el tiempo que se tarda en obtener ese voltaje (dado por la hoja de especificaciones) y f_s es la frecuencia de conmutación de la señal PWM.

$$C_s = \frac{I \Delta t}{\Delta V} \quad (3.3)$$

$$R_s = \frac{1}{20C_s f_s} \quad (3.4)$$

En este sistema se considera una *red snubber* diferente para cada convertidor CD/CD, en donde se tienen los parámetros: $I_{SEPIC} = 10 A$, $I_{red} = 5 A$, $\Delta V_{SEPIC} = 60 V$, $\Delta V_{red} = 5 V$, $\Delta t = 51 ns$ y $f_s = 50 kHz$. Con los anteriores parámetros se obtiene los valores comerciales: $C_{s,SEPIC} = 10 nF$, $R_{s,SEPIC} = 100 \Omega$, $C_{s,red} = 56 nF$, $R_{s,red} = 18 \Omega$.

3.3.4 Diseño completo de la parte hardware del sistema

Con base en las consideraciones anteriores, en las Figuras 3.3 a 3.7 se muestra el diseño detallado de toda la parte hardware del sistema, en donde:

- La Figura 3.3 muestra el panel solar utilizado con sus conexiones para medir la corriente y el voltaje del mismo mediante el sensor de corriente Lem HX15–P y un CAS, respectivamente. Además, se muestra que su salida es la entrada del convertidor CD/CD tipo SEPIC.
- La Figura 3.4 muestra las conexiones del convertidor CD/CD tipo SEPIC, en donde se incluye la *red snubber* en el interruptor con los valores calculados.
- La Figura 3.5 muestra las conexiones del convertidor CD/CD tipo reductor en cascada con el motor de CD. Al igual que en el punto anterior, este convertidor también cuenta con una *red snubber*. Cabe mencionar que el voltaje de salida del convertidor CD/CD, es el mismo que el voltaje en las terminales del motor de CD. Adicionalmente a las señales anteriores, también se mide la corriente que circula por el devanado de armadura mediante el sensor de corriente Lem HX15–P. Por último, también se observa que el dinamómetro está acoplado con el motor de CD, ya que tiene como propósito medir la velocidad angular, así como aplicar un par al sistema (que representan perturbaciones) que se debe contrarrestar.

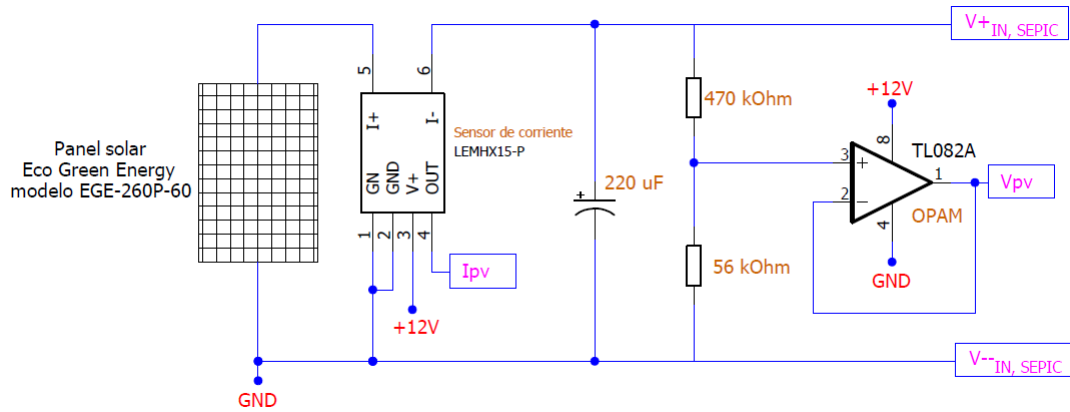


Figura 3.3. Conexiones del panel solar.

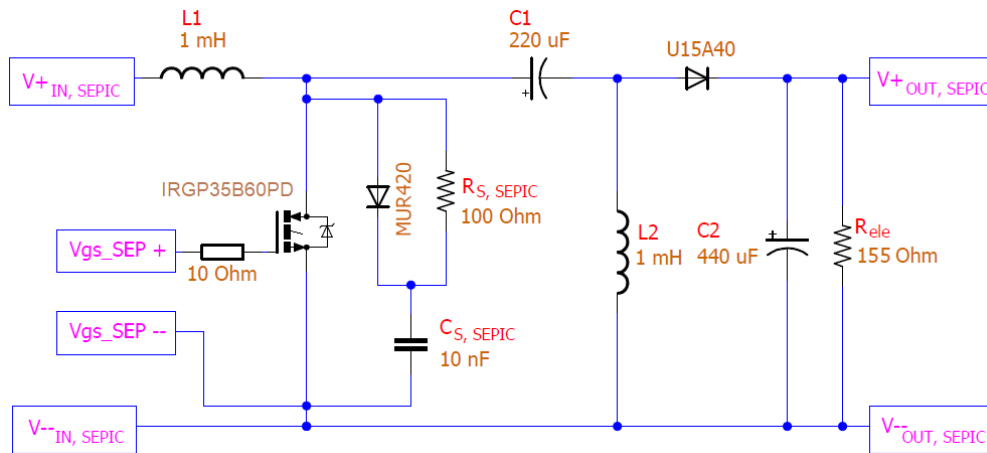


Figura 3.4. Conexiones del convertidor CD/CD tipo SEPIC.

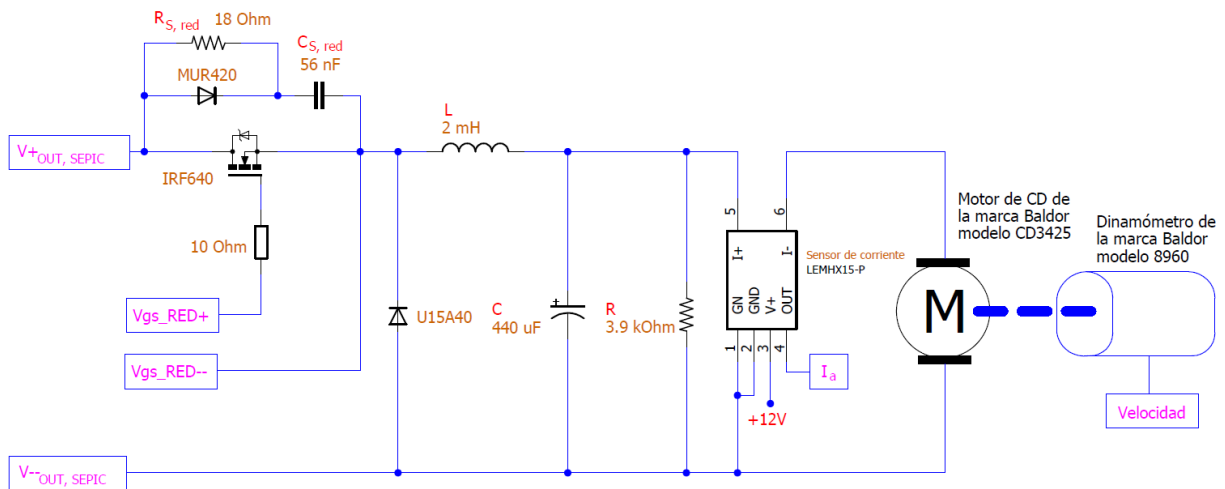


Figura 3.5. Conexiones del convertidor CD/CD tipo reductor y el motor de CD.

- La Figura 3.6 muestra las conexiones para la etapa del acondicionamiento de las señales PWM, formada por los CI PC923 e IRF2117 conectados de acuerdo a sus hojas de especificaciones. Como resultado, se tienen dos señales para cada interruptor; una a la compuerta y otro al emisor/fuente, de los convertidores CD/CD tipo SEPIC (véase Figura 3.4) y tipo reductor (véase Figura 3.5).
- Por último, en la Figura 3.7 se muestran las conexiones entre los ADCs (PmodAD1) y DACs (PmodDA2) con la tarjeta *Nexys 4* que tiene el FPGA *Artix-7*. Se observa que la figura tiene como entradas distintas señales medidas en el sistema, las cuales se conectan al PmodAD1 para ser utilizadas por la parte software. Además, las salidas son: a) señales de interés de la parte software que pasan por el PmodDA2 para convertirlas en señales analógicas fáciles de visualizar en un osciloscopio, y b) las señales PWM con las que se sitúan a los paneles solares en el MPP y se regula la velocidad del motor de CD, las cuales se acondicionan antes de conectarse a los convertidores CD/CD utilizados (véase Figura 3.6).

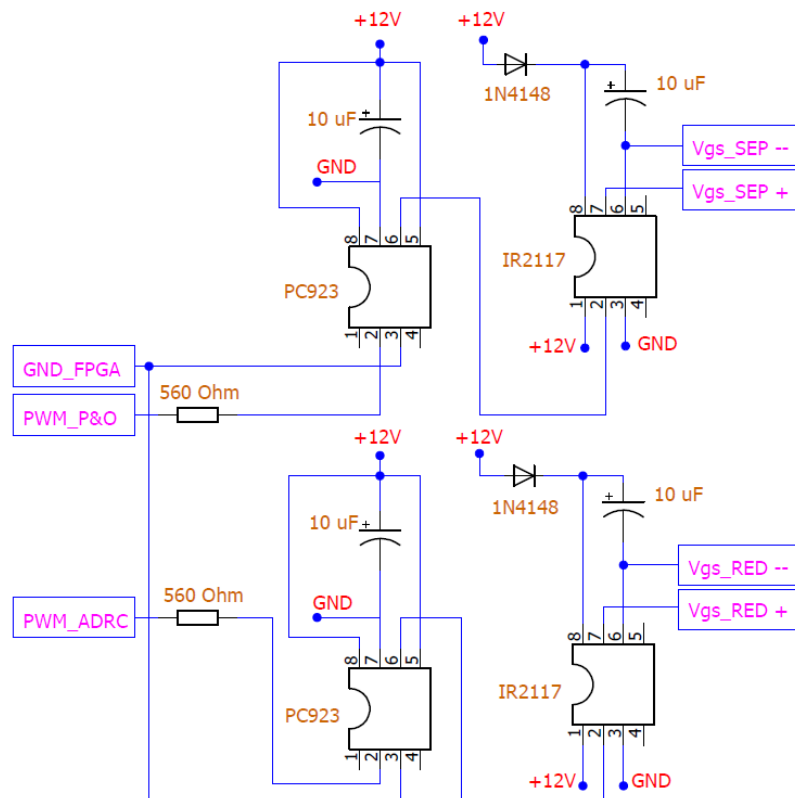


Figura 3.6. Conexiones para el acondicionamiento de las señales PWM.

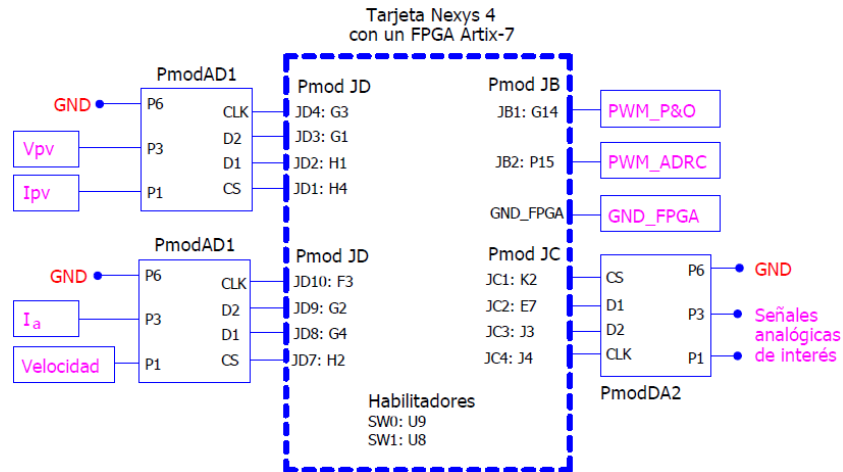


Figura 3.7. Conexiones para el FPGA, ADCs y DACs.

3.4 Pruebas a lazo abierto

Con el diseño e implementación de la parte hardware del sistema, se procede a efectuar pruebas de funcionamiento de la plataforma experimental. Para ello, primero se prueban los convertidores CD/CD por separado con: a) una carga resistiva de $5\ \Omega$, b) un voltaje de alimentación de $10\ \text{V}$, y c) diferentes ciclos de trabajo $D = \{0.4, 0.5, 0.6\}$. En la Tabla 3.5 se comparan los resultados teóricos y prácticos del funcionamiento de los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor, respectivamente; observando que se cumple con la tarea de elevar o reducir el voltaje de entrada.

Tabla 3.5. Voltajes de salida de los convertidores CD/CD.

Ciclo de trabajo	Convertidor CD/CD tipo SEPIC			Convertidor CD/CD tipo reductor		
	Teórico	Experim.	% error	Teórico	Experim.	% error
40%	6.66 V	5.55 V	16.66%	4.00 V	3.50 V	12.50%
50%	10.00 V	8.81 V	11.90%	5.00 V	4.20 V	16.00%
60%	15.00 V	13.20 V	12.00%	6.00 V	5.00 V	16.66%

Adicionalmente, también se calcula la eficiencia eléctrica η de cada convertidor mediante la ecuación 3.5. Entre mayor sea esta eficiencia (cercana al 100%), mayor es la transferencia de energía de la entrada a la salida teniendo pocas pérdidas provocadas por el convertidor CD/CD. En el caso del convertidor tipo SEPIC, se tiene una eficiencia

eléctrica del 89.90%, mientras que la del convertidor CD/CD tipo reductor es del 88.1%. Al multiplicar ambas eficiencias se obtiene la eficiencia de los convertidores conectados en cascada, la cual resulta ser del 79.2%.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \quad (3.5)$$

Una vez verificado el funcionamiento de los convertidores, se procede a realizar una prueba de todo el sistema, la cual se efectúa con un ciclo de trabajo $D = 0.65$ para ambos convertidores y una irradiancia incidente en el panel solar de $I_{rr} = 1105 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$. Este nivel de irradiancia se obtuvo a partir de las condiciones ambientales en ese momento, las cuales a pesar de que no mantenerse fijas, sus variaciones no son drásticas durante el tiempo de experimentación (varía aproximadamente $\pm 2 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ cada 5 segundos).

Como resultado, en la Figura 3.8 se muestra el voltaje del panel solar y el voltaje de salida de los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor, mientras que en la Figura 3.9 se muestra la corriente del panel solar. Con el voltaje y la corriente del panel solar se obtiene la potencia en el mismo, mostrando su comportamiento en la Figura 3.10, la cual tiene un valor en estado estable de $P_{pv} = 95 \text{ W}$. Al utilizar un ciclo de trabajo constante resaltan dos aspectos: a) se presentan picos de corriente y potencia que representan más del 40% de su valor en estado estable y b) la potencia del panel solar es bastante inferior a la que pudieran obtener si estuviera situado en el MPP.

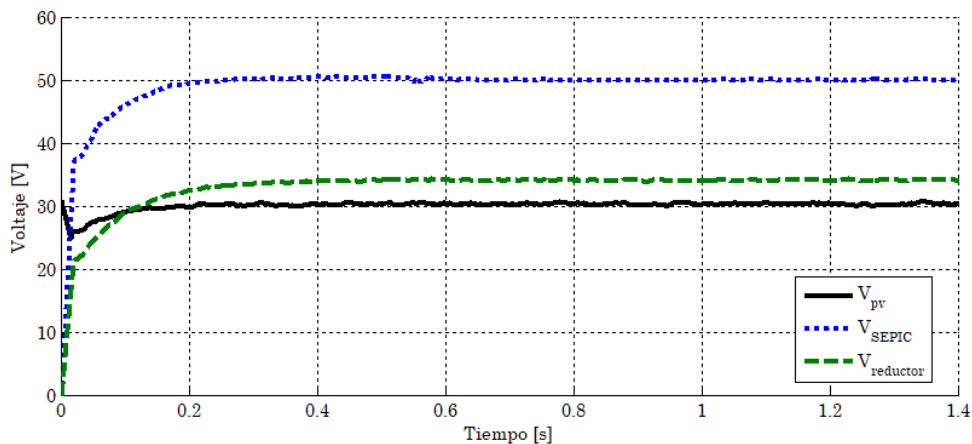


Figura 3.8. Voltajes de salida en el panel solar y en los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor en prueba a lazo abierto.

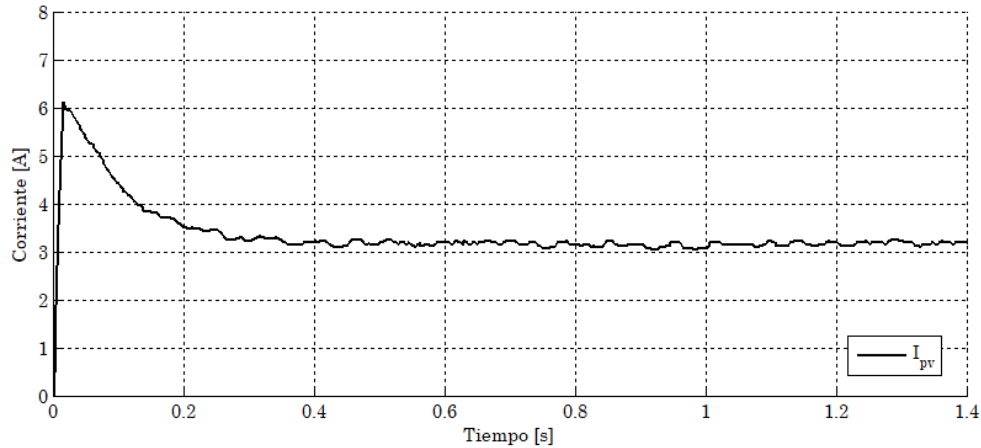


Figura 3.9. Corriente en el panel solar en prueba a lazo abierto.

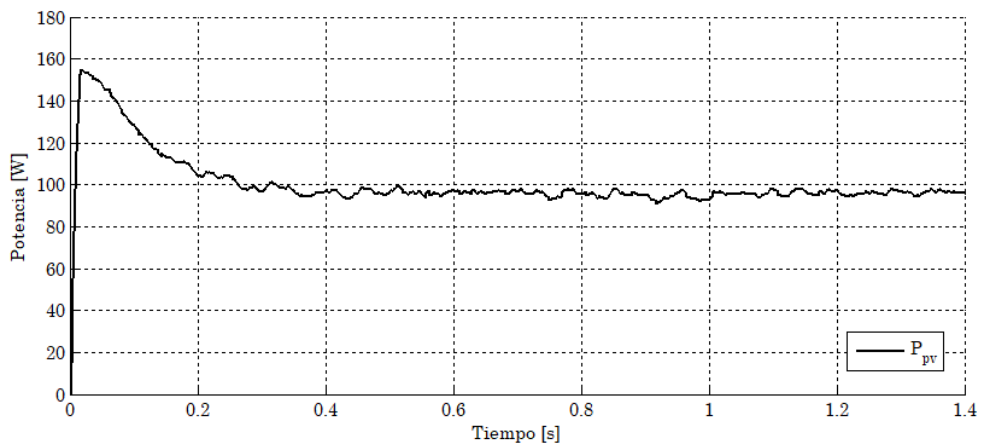


Figura 3.10. Potencia del panel solar en prueba a lazo abierto.

En la Figura 3.11 se muestra la velocidad del motor de CD, la cual tiene un comportamiento oscilatorio amortiguado hasta llegar a su valor en estado estable de $\omega = 67 \text{ rad/s}$. Además, en la Figura 3.12 se muestra la corriente de armadura del motor, la cual presenta un pico máximo de 4.5 A, que implica tres veces su valor en estado estable de 1.5 A. De nueva cuenta, la velocidad obtenida no es la deseada y se tiene un alto pico de corriente, ya que solamente se están efectuando pruebas del funcionamiento del sistema con el ciclo de trabajo constante para los convertidores CD/CD. Por lo tanto, con el enfoque ADRC se busca regular la velocidad del motor de CD y evitar que el pico de corriente disminuya de acuerdo a las especificaciones de diseño.

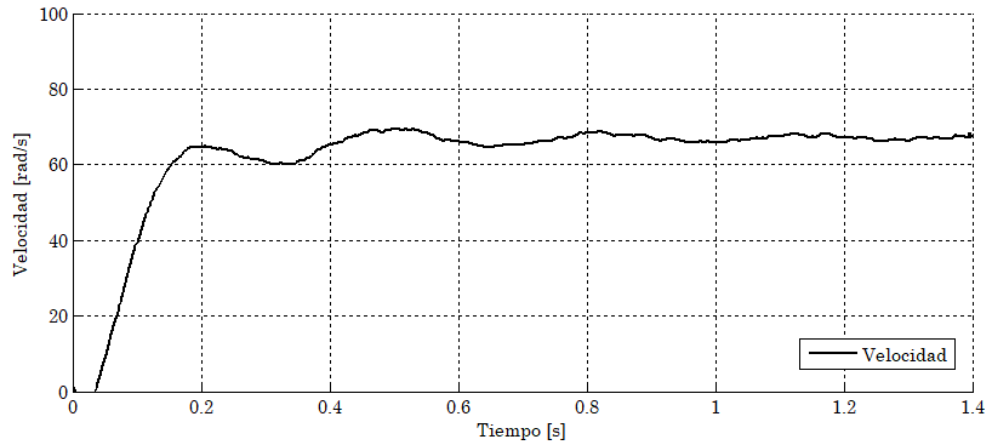


Figura 3.11. Velocidad del motor de CD en prueba a lazo abierto.

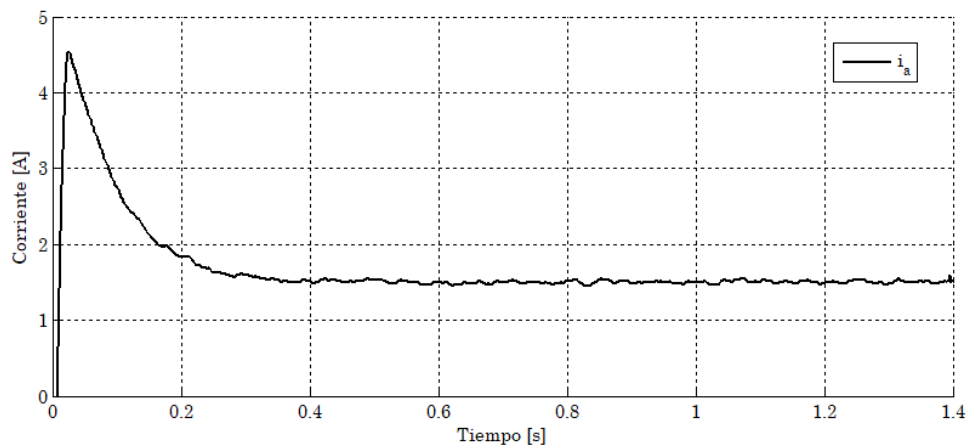


Figura 3.12. Corriente de armadura del motor de CD en prueba a lazo abierto.

Con los resultados de las pruebas anteriores, la parte hardware del sistema está completa, funcional y lista para la integración con su contraparte software. Sin embargo, aún no se conoce el diseño detallado del algoritmo P&O ni del controlador de velocidad con enfoque ADRC, que se describen en el siguiente capítulo.

Capítulo 4. Diseño del algoritmo *Perturb and Observe* y del controlador de velocidad con enfoque ADRC

Este capítulo aborda el diseño detallado de la parte software del sistema y su integración con la parte hardware. Por lo tanto, se obtiene la síntesis del algoritmo P&O y del controlador con enfoque ADRC para la tarjeta de desarrollo *Nexys 4* que tiene un FPGA de la familia *Artix-7*. La síntesis se desarrolla en una herramienta de alto nivel de abstracción como es *System Generator*, la cual está incluida en el ambiente *Xilinx ISE Design Suite* de la compañía Xilinx. Esta herramienta permite utilizar bloques similares a los del ambiente Matlab/Simulink, e inclusive, permite llevar a cabo simulaciones entre ambas herramientas en conjunto. Como resultado, se tiene un sistema completo y listo para efectuar las pruebas correspondientes.

4.1 Diseño del algoritmo *Perturb and Observe*

El algoritmo *Perturb and Observe* es una técnica desarrollada por la *General Electric Company* y la *NASA*, que mide el voltaje y la corriente del panel solar en tiempo real para obtener y comparar la potencia con la de la iteración anterior, con la intención de situar al panel solar en el MPP. En la Figura 4.1 se presenta el principio de funcionamiento básico de esta técnica en la curva *voltaje contra potencia* del panel solar, donde ΔP y ΔV son las diferencias de potencia y voltaje, respectivamente, entre dos iteraciones. A partir de la figura se observa que:

- Si $\Delta P > 0$ y $\Delta V > 0$, o $\Delta P < 0$ y $\Delta V < 0$; implica que el MPP se localiza a la derecha de la curva, por lo que debe modificar el ciclo de trabajo del convertidor para ir en esa dirección.
- Si $\Delta P > 0$ y $\Delta V < 0$, o $\Delta P < 0$ y $\Delta V > 0$; implica que el MPP se localiza a la izquierda de la curva, así que de nueva cuenta se modifica el ciclo de trabajo del convertidor para buscar el MPP.
- Si $\Delta P = 0$ implica que el panel solar se ubica en el MPP y no es necesario modificar el ciclo de trabajo del convertidor. Sin embargo, en la práctica esta condición generalmente no ocurre debido a diversos factores como: resolución del convertidor analógico-digital, variaciones mínimas de voltaje o corriente en los paneles solares

o en los sensores que miden estas variables, entre otras; provocando oscilaciones en estado estable, lo cual es una de las desventajas de este algoritmo.

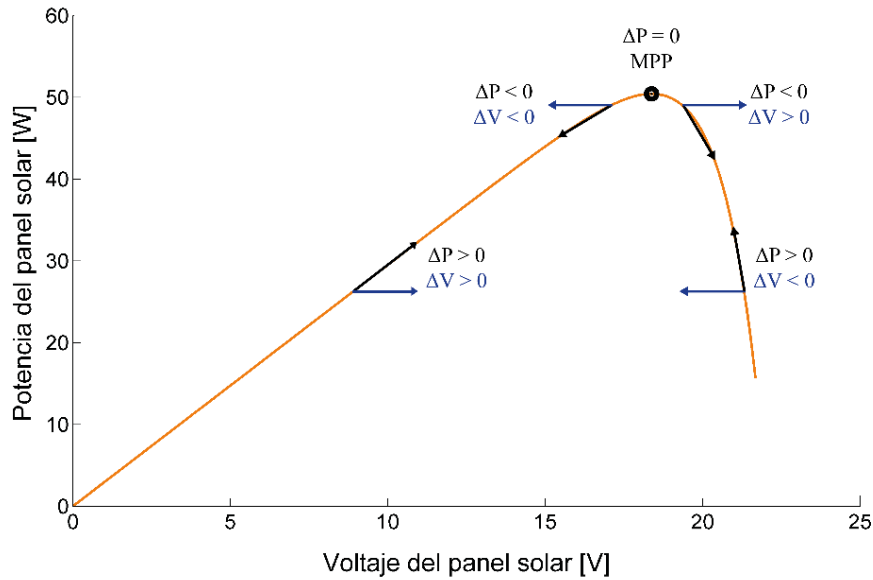


Figura 4.1. Curva voltaje contra potencia y el principio de funcionamiento del algoritmo P&O.

De acuerdo al principio de funcionamiento del algoritmo, en la Figura 4.2 se muestra el diagrama de flujo del funcionamiento del algoritmo P&O para el convertidor CD/CD tipo SEPIC, donde ΔP es la diferencia entre la potencia de la muestra actual $P_{pv}(k)$ y la potencia de la muestra anterior $P_{pv}(k-1)$, ΔV es la diferencia entre el voltaje de la muestra actual $V_{pv}(k)$ y de la muestra anterior $V_{pv}(k-1)$, I_{pv} es la corriente que proporcionan los paneles solares, D es el ciclo de trabajo promedio del convertidor y ΔD es el incremento fijo que se va sumar/restar para situar al panel solar en el MPP. El correcto funcionamiento del algoritmo P&O depende en gran medida del valor de ΔD , por lo que hay que seleccionarlo generalmente de manera heurística, ya que:

- Entre menor sea, el sistema tardará más en encontrar el MPP y pudiera no responder adecuadamente ante cambios repentinos en las variables independientes, en especial de la irradiancia.
- Entre mayor sea, el sistema presenta mayores oscilaciones alrededor del MPP, lo que a su vez disminuye la eficiencia del mismo.

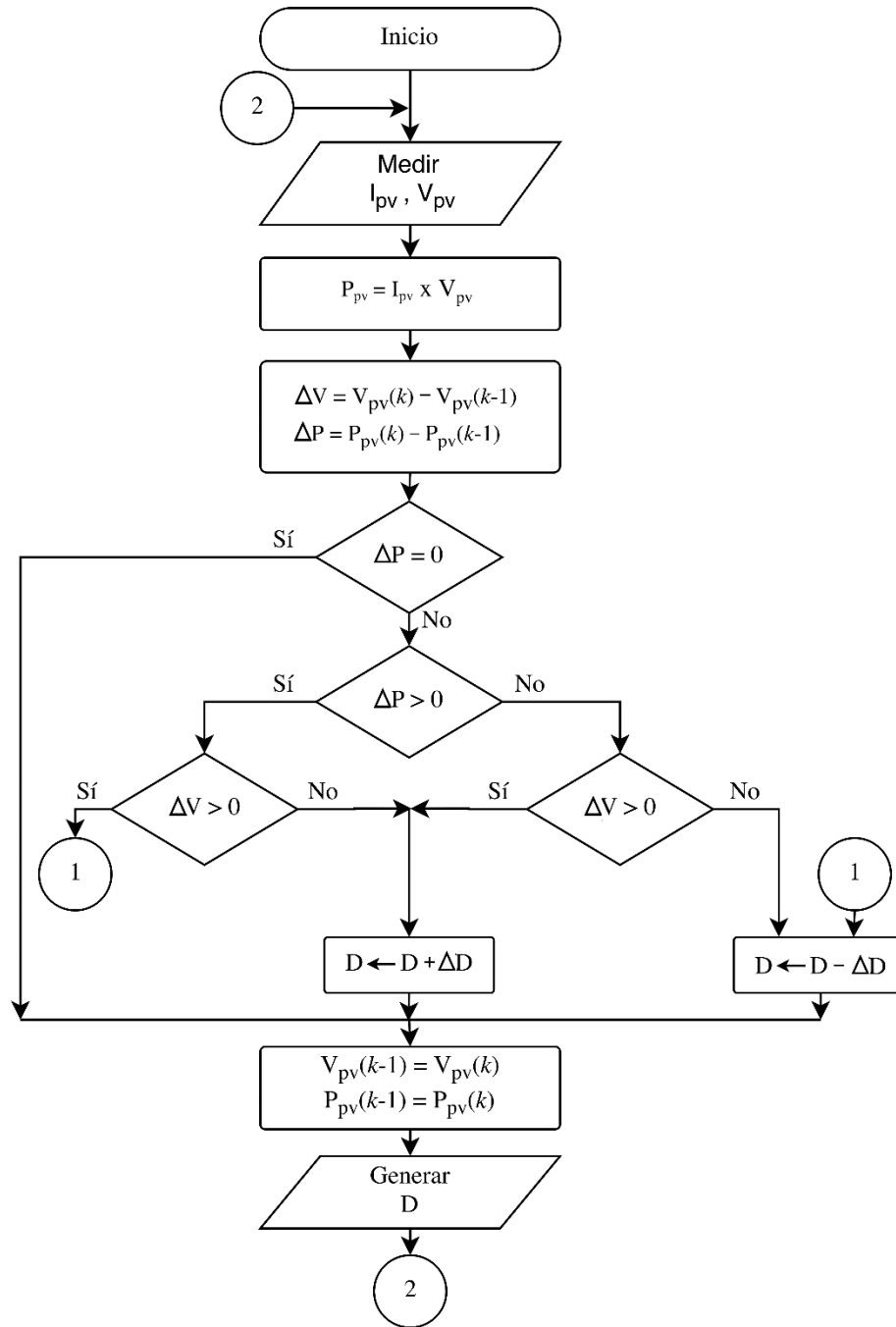


Figura 4.2. Diagrama de flujo del algoritmo P&O para el convertidor CD/CD SEPIC.

Con base en el diagrama de flujo, se procede a implementar el algoritmo P&O en la herramienta *System Generator* para generar la síntesis del hardware requerido en el FPGA Artix-7. Por lo tanto, en la Figura 4.3 se muestran los bloques que componen este algoritmo, teniendo la siguiente descripción:

- Se cuenta con tres señales de entrada: corriente y voltaje del panel solar, y una señal de habilitación “enable”. Las dos primeras son necesarias para realizar los cálculos del algoritmo, mientras que la señal de habilitación permite el funcionamiento del mismo puesto que los datos son retenidos por los bloques que representan latches si la señal de habilitación no tiene un “1 lógico”. Con la señal de habilitación se establece una frecuencia de operación, si esta señal siempre está activa, entonces la frecuencia de operación será la misma que la frecuencia de reloj del FPGA (de 1 MHz para el FPGA Artix-7). Sin embargo, la naturaleza del sistema para situar a los paneles solares en el MPP es relativamente lenta, por lo que se establece de manera heurística un periodo de operación de 1 ms que corresponde a una frecuencia de 1 kHz.
- Con los datos de la corriente y del voltaje de la muestra actual y de la muestra anterior, se calculan las potencias de la muestra actual y la anterior. Luego con estos datos se realizan las diferencias de potencia $\Delta P = P_{pv}(k) - P_{pv}(k - 1)$ y de voltaje $\Delta V = V_{pv}(k) - V_{pv}(k - 1)$.
- Para la toma de decisiones del algoritmo: ¿ $\Delta P = 0$?, ¿ $\Delta P > 0$? y ¿ $\Delta V > 0$? Se hace uso de tres multiplexores. Como resultado de la toma de decisiones, se va tener a la salida del último multiplexor uno de los tres valores fijos $\{-1, 0, 1\}$.
- Cualquiera de los tres valores $\{-1, 0, 1\}$ multiplica al valor constante “delta_D” ($\Delta D = 0.005$), donde $\{-1\}$ implica un valor ΔD negativo que decrementa el ciclo de trabajo, con un $\{0\}$ no se efectúa algún cambio en el ciclo de trabajo, y con $\{1\}$ se tiene un valor positivo que incrementa el ciclo de trabajo. Cabe mencionar que el valor de $\Delta D = 0.005$ fue seleccionado a partir de los posteriores trabajos de simulación y experimentación que presentaron mejores resultados.
- Con los últimos bloques se asigna el nuevo ciclo de trabajo del convertidor, el cual corresponde a la suma del ciclo de trabajo anterior más el valor de ΔD obtenido.

Como resultado, se tiene una señal promedio de ciclo de trabajo que pertenece al intervalo $D_{P\&O} \in [0,1]$, la cual se debe transformar posteriormente a una señal de tipo PWM para que el convertidor CD/CD tipo SEPIC funcione correctamente.

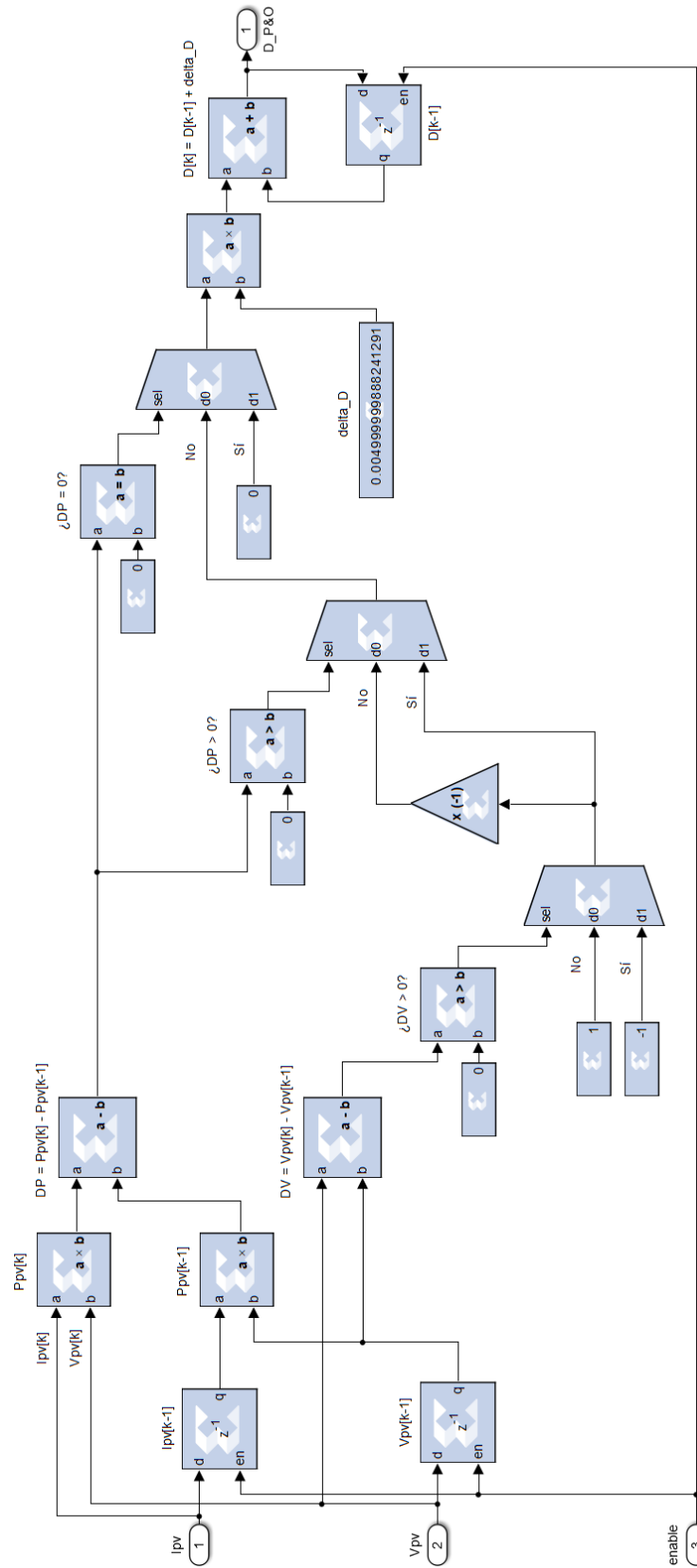


Figura 4.3. Algoritmo P&O en la herramienta System Generator.

4.2 Diseño del controlador de velocidad del motor de CD con enfoque ADRC

A continuación se presenta el diseño del enfoque ADRC para regular la velocidad de salida del motor de CD. La idea principal de esta técnica de control es realizar una estimación en tiempo real de las perturbaciones externas al sistema y de las dependientes del estado (internas) para su posterior cancelación en la ley de control. Dichas perturbaciones son desconocidas y variantes con el tiempo, por lo que se estiman mediante un observador GPI.

4.2.1 Modelado del sistema

Debido a que se considera que el devanado de campo es alimentado de manera constante, tanto el diagrama eléctrico de la Figura 4.4, como el modelo matemático del conjunto de ecuaciones 4.1, consideran que el motor de CD está operando específicamente como un motor de imán permanente. En donde:

- u es la señal de control.
- L , C y R son los valores de inductancia, capacitancia y resistencia, respectivamente, del convertidor CD/CD tipo reductor.
- i_L es la corriente que circula por el inductor L .
- V_C es el voltaje en el capacitor C . Cabe mencionar que este voltaje es el mismo que se aplica a las terminales del motor V_t .
- L_a y R_a son la inductancia y resistencia del devanado de armadura, respectivamente.
- i_a es la corriente que circula por el devanado de armadura.
- V_a es la fuerza electromotriz del motor de CD.
- J , B y k_m representan la inercia, el coeficiente de fricción viscosa y la constante de la fuerza electromotriz, respectivamente, del motor de CD.
- ω es la velocidad angular del eje del motor de CD.
- τ_L es el par externo aplicado al eje del motor.
- E es la fuente de alimentación que representa la dinámica del panel solar junto con la del convertidor CD/CD tipo SEPIC; en donde el valor de esta fuente depende de la irradiancia y temperatura del panel solar, pero se considera constante para

simplificar las ecuaciones que se muestran más adelante. Esta simplificación es válida debido a las ventajas del enfoque ADRC, ya que no requiere de los valores exactos de la planta y es robusto ante cambios en los parámetros del modelo, incluyendo las variaciones en la fuente de alimentación.

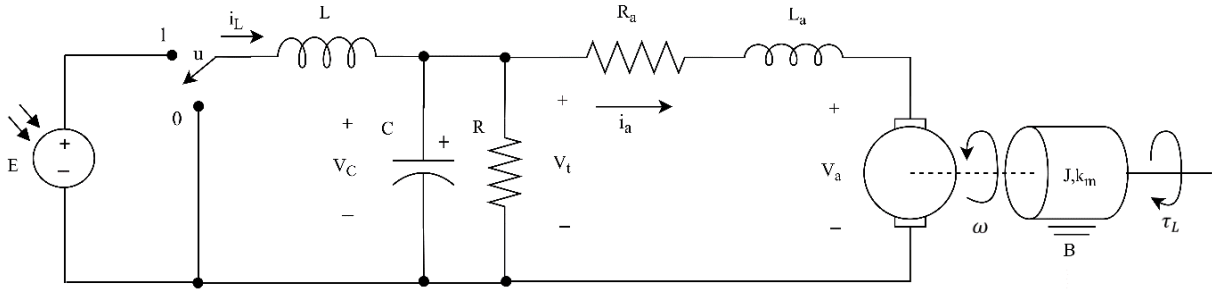


Figura 4.4. Diagrama eléctrico del sistema a utilizar.

El modelo matemático del sistema expresado en ecuaciones de espacio-estado se muestra en el conjunto de ecuaciones 4.1, con los estados $x_1 = i_L$, $x_2 = V_C$, $x_3 = i_a$, y $x_4 = \omega$, donde la entrada de control promedio es continua en el tiempo y pertenece al intervalo cerrado $u \in [0,1]$. Cabe mencionar que este modelo solamente es válido en el m.c.c. Además, se observa que es un sistema de cuarto orden $n = 4$, tiene una sola entrada y una sola salida (SISO), y que es lineal expresado en la forma típica $\dot{x} = Ax + Bu$.

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \frac{E}{L}u - \frac{1}{L}x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 - \frac{1}{C}x_3 \\
 \dot{x}_3 &= \frac{1}{L_a}x_2 - \frac{R_a}{L_a}x_3 - \frac{k_m}{L_a}x_4 \\
 \dot{x}_4 &= \frac{k_m}{J}x_3 - \frac{B}{J}x_4 - \frac{1}{J}\tau_L
 \end{aligned}
 \quad
 A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{k_m}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{k_m}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}
 \quad
 B = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \quad (4.1)$$

Los puntos de equilibrio están dados por el conjunto de ecuaciones 4.2, estas ecuaciones se obtuvieron a partir de las siguientes consideraciones:

- El pequeño rizado en torno al valor estacionario de una variable es suficientemente pequeño en comparación con su componente constante, cancelando este rizo en un periodo de conmutación tomando únicamente el valor constante.

- Si las variables son constantes en estado estacionario, implica que sus derivadas temporales son nulas, es decir: $Ax + Bu = 0$.
- ω^* es la velocidad deseada del motor de CD, la cual se eligió de 145 rad/s de acuerdo a las especificaciones de diseño del subcapítulo 3.1.

$$\begin{aligned}
\bar{u} &= \frac{BR_a + k_m^2}{Ek_m} \bar{x}_4 \\
\bar{x}_1 = \bar{i}_L &= \frac{B(R+R_a) + k_m^2}{Rk_m} \bar{x}_4 \\
\bar{x}_2 = \bar{V}_C &= \frac{BR_a + k_m^2}{k_m} \bar{x}_4 \\
\bar{x}_3 = \bar{i}_a &= \frac{B}{k_m} \bar{x}_4 \\
\bar{x}_4 &= \bar{\omega} = \omega^*
\end{aligned} \tag{4.2}$$

4.2.2 Salida plana y parametrización diferencial

Un sistema diferencialmente plano (o simplemente plano) trivializa las tareas de regulación y seguimiento de trayectorias, ya que permite que la entrada de control y los estados se expresen en términos de la salida plana y sus derivadas temporales, facilitando el diseño e implementación del enfoque ADRC. En el caso de sistemas lineales, la propiedad de planitud diferencial se asocia con el concepto de controlabilidad, por lo que debe determinarse si el sistema es controlable. Para ello, la ecuación 4.3 muestra la matriz de controlabilidad de Kalman $K = [B \ AB \ A^2B \ A^3B]$ y la ecuación 4.4 su determinante, obteniendo que el sistema es controlable y por lo tanto, plano.

$$K = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 & -\frac{E}{L^2C} & \frac{E}{RL^2C^2} \\ 0 & \frac{E}{LC} & -\frac{E}{RLC^2} & \frac{E}{LC} \left(\frac{1}{R^2C^2} - \frac{1}{LC} - \frac{1}{CL_a} \right) \\ 0 & 0 & \frac{E}{LCL_a} & \frac{E}{LC} \left(-\frac{1}{RCL_a} - \frac{R_a}{L_a^2} \right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{E}{LC} \left(\frac{k_m}{JL_a} \right) \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$\det(K) = \left(\frac{E}{L} \right) \left(\frac{E}{LC} \right) \left(\frac{E}{LCL_a} \right) \left(\frac{E}{LC} \right) \left(\frac{k_m}{JL_a} \right) \neq 0 \tag{4.4}$$

A partir de la matriz de controlabilidad y de la ecuación 4.5 se determina la salida plana del sistema, la cual resulta ser $\frac{CJLLa}{Ek_m}x_4$. Sin pérdida de la generalidad, se toma la salida plana como la velocidad del motor de CD, es decir: $F = x_4 = \omega$.

$$\begin{aligned}
 F &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]K^{-1}x \\
 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{L}{E} & 0 & -\frac{L_a}{E} & -\frac{J(2L_a+RCR_a)}{RCEk_m} \\ 0 & \frac{LC}{E} & -\frac{LL_a}{RE} & \frac{J(LR+LR_a+RL_a)}{REk_m} \\ 0 & 0 & \frac{LCL_a}{E} & \frac{JL(RCR_a+L_a)}{REk_m} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{CJLL_a}{Ek_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\
 &= \frac{CJLL_a}{Ek_m}x_4
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Las variables de estado y la entrada de control del conjunto de ecuaciones 4.1 se expresan en términos de la salida plana F y de sus derivadas temporales (a este proceso se le conoce como *parametrización diferencial* del sistema), de ahí se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \frac{CL_a}{k_m}(J\ddot{F} + B\dot{F} + \ddot{\tau}_L) + \left(\frac{CR_a}{k_m} + \frac{L_a}{Rk_m}\right)(J\ddot{F} + B\dot{F} + \dot{\tau}_L) + Ck_m\dot{F} \\
 &\quad + \left(\frac{1}{k_m} + \frac{R_a}{Rk_m}\right)(J\dot{F} + BF + \tau_L) + \frac{k_m}{R}F \\
 x_2 &= \frac{L_aJ}{k_m}\ddot{F} + \left(\frac{BL_a+JR_a}{k_m}\right)\dot{F} + \left(\frac{BR_a+k_m^2}{k_m}\right)F + \frac{L_a}{k_m}\dot{\tau}_L + \frac{R_a}{k_m}\tau_L \\
 x_3 &= \frac{J}{k_m}\dot{F} + \frac{B}{k_m}F + \frac{1}{k_m}\tau_L \\
 x_4 &= F \\
 u &= \frac{LCL_a}{Ek_m}(JF^{(iv)} + B\ddot{F} + \ddot{\tau}_L) + \left(\frac{LCR_a}{Ek_m} + \frac{LL_a}{ERk_m}\right)(J\ddot{F} + B\dot{F} + \ddot{\tau}_L) \\
 &\quad + \left(\frac{LR_a}{ERk_m} + \frac{L}{Ek_m} + \frac{L_a}{k_m}\right)(J\dot{F} + B\dot{F} + \dot{\tau}_L) + \frac{R_a}{k_m}(J\dot{F} + BF + \tau_L) \\
 &\quad + \frac{LCK_m}{E}\ddot{F} + \frac{Lk_m}{E}\dot{F} + k_mF
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

La señal de control u del conjunto de ecuaciones 4.6 está formada por varios términos que no son viables de calcular, por lo tanto, en la ecuación 4.7 se expresa en

función de la derivada de mayor orden de la salida plana $F^{(iv)}$ y los demás términos se engloban en la variable ϕ , que se considera como un término de perturbación desconocido que se estima mediante un observador GPI.

$$u = \frac{LCJL_a}{Ek_m} F^{(iv)} + \phi \quad (4.7)$$

con:

$$\begin{aligned} \phi = & \frac{LCL_a}{Ek_m} (B\ddot{F} + \ddot{\tau}_L) + \left(\frac{LCR_a}{Ek_m} + \frac{LL_a}{ERk_m} \right) (J\ddot{F} + B\dot{F} + \dot{\tau}_L) \\ & + \left(\frac{LR_a}{ERk_m} + \frac{L}{Ek_m} + \frac{L_a}{k_m} \right) (J\dot{F} + B\dot{F} + \dot{\tau}_L) + \frac{R_a}{k_m} (J\dot{F} + BF + \tau_L) \\ & + \frac{LCK_m}{E} \ddot{F} + \frac{Lk_m}{E} \dot{F} + k_m F \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.2.3 Diseño de los observadores GPI

La idea principal del observador GPI es implementar un observador lineal, que incorpore iterativamente acciones integrales sobre la dinámica del error de salida. La intención es atenuar los efectos de las señales de perturbación externas y de las dependientes del estado (perturbaciones internas) sobre la dinámica del error de estimación que afectan el modelo entrada-salida de la planta. Este tipo de observador incluye modelos internos que representan polinomios en el tiempo, cuya actualización es de manera automática, lo que permite una aproximación arbitrariamente cercana a la perturbación desconocida, a pesar de que sea una función desconocida de naturaleza no lineal variante con el tiempo.

Para el diseño del observador GPI que estima el término de perturbación, primeramente se reordena la ecuación 4.7 para despejar el valor de la derivada de mayor orden de la salida plana $F^{(iv)}$, tal como se muestra en la ecuación 4.9.

$$F^{(iv)} = \frac{Ek_m}{LCJL_a} u + \varphi \quad (4.9)$$

con:

$$\varphi = -\frac{Ek_m}{LCJL_a} \phi \quad (4.10)$$

En el conjunto de ecuaciones 4.11 se transforma la ecuación 4.9 como una cadena de integración pura, en donde se utilizan las variables auxiliares $\dot{F}_3 = F^{(iv)}$, $\dot{F}_2 = \ddot{F}$ y $\dot{F}_1 = \dot{F}$; con la intención de expresar las ecuaciones en función de la primera derivada de cada variable de estado.

$$\begin{aligned}
 \dot{F} &= F_1 \\
 \dot{F}_1 &= F_2 \\
 \dot{F}_2 &= F_3 \\
 \dot{F}_3 &= \frac{Ek_m}{LCJL_a}u + \varphi
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

En el conjunto de ecuaciones 4.12 se diseña el observador GPI, el cual consiste en una reconstrucción del conjunto de ecuaciones 4.11 que incluye de manera natural y embebida, un modelo polinomial en el tiempo de actualización automática de la perturbación $\hat{\varphi}$. De manera simultánea se estiman las variables de fase relacionadas con la salida plana medida, es decir, se estiman \hat{F} y sus cuatro primeras derivadas temporales. Cabe mencionar que se considera un término correctivo de la diferencia entre la salida real y la estimada, ya que este observador se diseña de manera parecida a un observador Luenberger, con la variante de *extender la dinámica de la perturbación*.

$$\begin{aligned}
 \hat{F} &= \hat{F}_1 + \lambda_4(F - \hat{F}) \\
 \hat{F}_1 &= \hat{F}_2 + \lambda_3(F - \hat{F}) \\
 \hat{F}_2 &= \hat{F}_3 + \lambda_2(F - \hat{F}) \\
 \hat{F}_3 &= \frac{Ek_m}{LCJL_a}u + \hat{\varphi} + \lambda_1(F - \hat{F}) \\
 \hat{\varphi} &= \lambda_0(F - \hat{F})
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

En el conjunto de ecuaciones 4.13 se muestra el error de reconstrucción del sistema, el cual se obtiene restando los conjuntos de ecuaciones 4.11 y 4.12. En donde $\tilde{e}_F = F - \hat{F}$, $\tilde{e}_{F_1} = F_1 - \hat{F}_1$, $\tilde{e}_{F_2} = F_2 - \hat{F}_2$ y $\tilde{e}_{F_3} = F_3 - \hat{F}_3$ son los errores de estimación de F , F_1 , F_2 , y F_3 , respectivamente.

$$\begin{aligned}
\tilde{e}_{\dot{F}} &= \tilde{e}_{F_1} - \lambda_4 \tilde{e}_F \\
\tilde{e}_{\dot{F}_1} &= \tilde{e}_{F_2} - \lambda_3 \tilde{e}_F \\
\tilde{e}_{\dot{F}_2} &= \tilde{e}_{F_3} - \lambda_2 \tilde{e}_F \\
\tilde{e}_{\dot{F}_3} &= \varphi - \hat{\varphi} - \lambda_1 \tilde{e}_F \\
\hat{\varphi} &= \lambda_0 \tilde{e}_F
\end{aligned} \tag{4.13}$$

el error de reconstrucción del sistema se reordena como:

$$\begin{aligned}
\tilde{e}_{F_1} &= \tilde{e}_{\dot{F}} + \lambda_4 \tilde{e}_F \\
\tilde{e}_{F_2} &= \tilde{e}_{\dot{F}_1} + \lambda_3 \tilde{e}_F \\
\tilde{e}_{F_3} &= \tilde{e}_{\dot{F}_2} + \lambda_2 \tilde{e}_F \\
\varphi &= \tilde{e}_{\dot{F}_3} + \hat{\varphi} + \lambda_1 \tilde{e}_F \\
\hat{\varphi} &= \lambda_0 \tilde{e}_F
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Del conjunto de ecuaciones 4.14, se deriva la primera ecuación y se sustituye en la siguiente; siguiendo este procedimiento en forma de cadena se tiene que el error de reconstrucción \tilde{e}_F satisface la siguiente dinámica lineal perturbada:

$$\tilde{e}_F^{(v)} + \lambda_4 \tilde{e}_F^{(iv)} + \lambda_3 \ddot{\tilde{e}}_F + \lambda_2 \ddot{\tilde{e}}_F + \lambda_1 \dot{\tilde{e}}_F + \lambda_0 \tilde{e}_F = \dot{\varphi} \tag{4.15}$$

Al aplicar la Transformada de Laplace a la ecuación (4.15) con condiciones iniciales iguales a cero, se obtiene el polinomio característico del error de seguimiento dado por la ecuación 4.16.

$$P_\lambda(s) = s^5 + \lambda_4 s^4 + \lambda_3 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \tag{4.16}$$

Las trayectorias del error de reconstrucción y de sus derivadas temporales están uniformemente acotadas por un disco, de radio tan pequeño como se requiera, centrado en el origen del espacio de fase del error de reconstrucción, siempre y cuando las raíces estén suficientemente alejadas del eje imaginario dentro del plano izquierdo del plano complejo, es decir, las ganancias lambdas deben ser elegidas de tal forma que las raíces del polinomio característico de la ecuación 4.16 se ubiquen en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Por lo tanto, se propone igualar el polinomio característico del error de seguimiento $P_\lambda(s)$ con un polinomio tipo Hurwitz de quinto orden $P_{d,\lambda}(s)$ dado por la ecuación 4.17.

$$P_{d,\lambda}(s) = (s^2 + 2\zeta_\lambda\omega_{n,\lambda}s + \omega_{n,\lambda}^2)(s + \alpha_\lambda) \quad (4.17)$$

Este polinomio se utiliza para ubicar las raíces en el semiplano izquierdo del plano complejo, ya que de manera predefinida se seleccionan los valores de $\omega_{n,\lambda}$, ζ_λ y α_λ . Por lo tanto, en el conjunto de ecuaciones 4.18 se obtienen los valores de los coeficientes lambda, donde $\omega_{n,\lambda} > 0$, $\alpha_\lambda > 0$ y $0 < \zeta_\lambda \leq 1$.

A esta selección de valores de $\omega_{n,\lambda}$, ζ_λ y α_λ se le conoce como el método por ubicación de polos, escogiéndolos a partir de los valores de estabilidad deseados. Para facilitar la elección de los valores, se recomienda fijar ζ_λ a un valor de $\zeta_\lambda = 0.707$ o de $\zeta_\lambda = 0.9$, y que α_λ sea la mitad de $\omega_{n,\lambda}$, es decir: $\alpha_\lambda = \frac{1}{2}\omega_{n,\lambda}$. De ahí se efectúa un barrido de $\omega_{n,\lambda}$ comenzando por una $\omega_{n,\lambda \text{ inicial}} = 100$ hasta obtener un comportamiento deseado de la velocidad estimada del conjunto de ecuaciones 4.12.

$$\begin{aligned} \lambda_4 &= 4\zeta_\lambda\omega_{n,\lambda} + \alpha_\lambda \\ \lambda_3 &= 4\zeta_\lambda^2\omega_{n,\lambda}^2 + 2\omega_{n,\lambda}^2 + 4\zeta_\lambda\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda} \\ \lambda_2 &= 4\zeta_\lambda^2\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^2 + 2\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^2 + \omega_{n,\lambda}^3 \\ \lambda_1 &= 4\zeta_\lambda\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^3 + \omega_{n,\lambda}^4 \\ \lambda_0 &= \alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^4 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Adicionalmente al observador GPI para estimar el término de perturbación, se diseña un observador GPI para estimar el par de carga \hat{t}_L . Este observador no lo requiere el enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD, sin embargo, se diseña debido a que se utiliza un dinamómetro acoplado mediante una correa dentada al motor de CD. Al acoplarlos se tiene una carga mecánica que consiste en la fricción de la correa dentada, la de las escobillas del dinamómetro y la del aire, además de algún par externo que se aplique.

Por lo tanto, en el conjunto de ecuaciones 4.19 se diseña el observador GPI para estimar el par de carga, el cual se obtiene a partir de la ecuación de velocidad del modelo

dinámico del conjunto de ecuaciones 4.1 y un proceso similar al observador GPI diseñado anteriormente, en donde adicionalmente se requiere retroalimentar la corriente del devanado de armadura i_a para este observador GPI.

$$\begin{aligned}\hat{F} &= \frac{k_m}{J} i_a - \frac{B}{J} F - \frac{1}{J} \hat{\tau}_L + L_1 (F - \hat{F}) \\ \hat{\tau}_L &= L_0 (F - \hat{F})\end{aligned}\tag{4.19}$$

Para la elección de los coeficientes L_1 y L_0 también se emplea el método por ubicación de polos, aunque ahora se utiliza un polinomio deseado tipo Hurwitz de segundo orden dado por la ecuación 4.20.

$$P_{d,L}(s) = s^2 + 2\zeta_L \omega_{n,L} s + \omega_{n,L}^2\tag{4.20}$$

A partir del polinomio deseado, los valores de los coeficientes L_1 y L_0 están dados por el conjunto de ecuaciones 4.21, donde $\omega_{n,L} > 0$ y $0 < \zeta_L \leq 1$.

$$\begin{aligned}L_1 &= 2\zeta_L \omega_{n,L} \\ L_0 &= \omega_{n,L}^2\end{aligned}\tag{4.21}$$

4.2.4 Diseño del controlador lineal

Con el observador GPI del conjunto de ecuaciones 4.12 se estima el término de perturbación $\hat{\phi}$, entonces el término ϕ de la ecuación 4.10 ahora se expresa como:

$$\phi = -\frac{LCJL_a}{Ek_m} \varphi \rightarrow \hat{\phi} = -\frac{LCJL_a}{Ek_m} \hat{\varphi}\tag{4.22}$$

esto implica que el término de perturbación ϕ de la ecuación 4.7 también sea conocido, obteniendo que la señal de control se exprese como:

$$\begin{aligned}u &= \frac{LCJL_a}{Ek_m} F^{(iv)} - \frac{LCJL_a}{Ek_m} \hat{\varphi} \\ &= \frac{LCJL_a}{Ek_m} (F^{(iv)} - \hat{\varphi})\end{aligned}\tag{4.23}$$

Se propone utilizar un controlador auxiliar que sustituya la derivada de mayor orden de la salida plana $V_{aux} = F^{(iv)}$ dado por la ecuación 4.24. Este controlador auxiliar

tiene la función de *imponer el comportamiento de la dinámica del error en lazo cerrado*, ya que se busca que $\lim_{t \rightarrow \infty} F(t) = F^* = \omega^*$, donde ω^* es la velocidad angular de referencia del motor de CD.

$$V_{aux} = F^{(iv)*} - k_3(\hat{F} - \ddot{F}^*) - k_2(\hat{F} - \dot{F}^*) - k_1(\hat{F} - F^*) - k_0(F - F^*) \quad (4.24)$$

considerando la ecuación anterior en la ecuación 4.23 se obtiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} u &= \frac{LCJL_a}{Ek_m} (F^{(iv)} - \hat{\phi}) \\ &= \frac{LCJL_a}{Ek_m} (F^{(iv)*} - k_3(\hat{F} - \ddot{F}^*) - k_2(\hat{F} - \dot{F}^*) - k_1(\hat{F} - F^*) - k_0(F - F^*) - \hat{\phi}) \end{aligned} \quad (4.25)$$

desarrollando se tiene que:

$$(F^{(iv)} - F^{(iv)*}) - k_3(\hat{F} - \ddot{F}^*) - k_2(\hat{F} - \dot{F}^*) - k_1(\hat{F} - F^*) - k_0(F - F^*) = 0 \quad (4.26)$$

tomando el error de seguimiento como $e = F - F^*$, entonces $\dot{e} = \hat{F} - \dot{F}^*$, $\ddot{e} = \hat{F} - \ddot{F}^*$, $\ddot{e} = \hat{F} - \ddot{F}^*$ y $e^{(iv)} = F^{(iv)} - F^{(iv)*}$; así, la dinámica del error de seguimiento en lazo cerrado satisface:

$$e^{(iv)} - k_3\ddot{e} - k_2\dot{e} - k_1\dot{e} - k_0e = 0 \quad (4.27)$$

aplicando la Transforma de Laplace con condiciones iniciales iguales a cero, se obtiene:

$$(s^4 + k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0)E(s) = 0 \quad (4.28)$$

Como resultado, se obtiene el polinomio característico de la dinámica del error de seguimiento como:

$$P_k(s) = s^4 + k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (4.29)$$

en donde las ganancias de este polinomio característico deben ser elegidas de tal forma que sus raíces se ubiquen en el semiplano izquierdo del plano complejo. Para ello, se propone igualar el polinomio característico $P_k(s)$ con un polinomio característico deseado tipo Hurwitz de cuarto orden $P_{d,k}(s)$ dado por la ecuación 4.30, con el que se predefinen las raíces en el semiplano izquierdo del plano complejo.

$$P_{d,k}(s) = (s^2 + 2\zeta_k \omega_{n,k} s + \omega_{n,k}^2)^2 \quad (4.30)$$

Por lo tanto, en el conjunto de ecuaciones 4.31 se obtienen los valores de los coeficientes del controlador auxiliar, donde $\omega_{n,k} > 0$ y $0 < \zeta_k \leq 1$.

Para facilitar la elección de estos valores, nuevamente se utiliza el método por ubicación de polos, al igual que con los observadores GPI. En este caso se fija el valor de $\zeta_k = 0.707$ o en $\zeta_k = 0.9$, pero ahora se considera que el valor de $\omega_{n,k}$ debe ser entre cinco y diez veces menor al valor de $\omega_{n,\lambda}$ seleccionado, verificando si el comportamiento de la velocidad del motor de CD satisface que el sobreimpulso máximo sea del 10% con un tiempo de establecimiento menor a 30 *seg*, de acuerdo a las especificaciones de diseño del subcapítulo 3.1.

$$\begin{aligned} k_3 &= 4\zeta_k \omega_{n,k} \\ k_2 &= 4\zeta_k^2 \omega_{n,k}^2 + 2\omega_{n,k}^2 \\ k_1 &= 4\zeta_k \omega_{n,k}^3 \\ k_0 &= \omega_{n,k}^4 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Por último, este trabajo busca regular la velocidad del motor de CD a un valor deseado sin la necesidad de realizar un seguimiento de alguna trayectoria, lo que implica que $F^{(iv)*} = \ddot{F}^* = \dot{F}^* = \dot{F}^* = 0$. Por lo tanto, la ecuación 4.32 muestra el controlador auxiliar utilizado debido a esta simplificación, en donde también se consideran las derivadas temporales de la salida plana que son estimadas mediante el observador GPI del conjunto de ecuaciones 4.12.

$$V_{aux} = \dot{F}_3^* - k_3(\hat{F}_2 - \dot{F}_2^*) - k_2\hat{F}_1 - k_1\hat{F} - k_0(F - F^*) \quad (4.32)$$

La ley de control en su forma final para la regulación de velocidad del motor de CD mediante el enfoque ADRC queda expresada como:

$$u = \frac{LCJL_a}{Ek_m}(V_{aux} - \hat{\varphi}) \quad (4.33)$$

A manera de resumen, en la Tabla 4.1 se muestran las ecuaciones requeridas por el enfoque ADRC, las cuales fueron desarrolladas previamente.

Tabla 4.1. Ecuaciones requeridas por el enfoque ADRC.

Descripción	No. de ecuación	Ecuación o ecuaciones	
Observador GPI que estima el término de perturbación	(4.12)	$\hat{F} = \hat{F}_1 + \lambda_4(F - \hat{F})$ $\hat{F}_1 = \hat{F}_2 + \lambda_3(F - \hat{F})$ $\hat{F}_2 = \hat{F}_3 + \lambda_2(F - \hat{F})$	$\hat{F}_3 = \frac{Ek_m}{LCJL_a} u + \hat{\varphi} + \lambda_1(F - \hat{F})$ $\hat{\varphi} = \lambda_0(F - \hat{F})$
Ganancias del observador GPI que estima el término de perturbación	(4.18)	$\lambda_4 = 4\zeta_\lambda\omega_{n,\lambda} + \alpha_\lambda$ $\lambda_3 = 4\zeta_\lambda^2\omega_{n,\lambda}^2 + 2\omega_{n,\lambda}^2 + 4\zeta_\lambda\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}$ $\lambda_2 = 4\zeta_\lambda^2\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^2 + 2\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^2 + \omega_{n,\lambda}^3$	$\lambda_1 = 4\zeta_\lambda\alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^3 + \omega_{n,\lambda}^4$ $\lambda_0 = \alpha_\lambda\omega_{n,\lambda}^4$ $\omega_{n,\lambda} > 0, \alpha_\lambda > 0 \text{ y } 0 < \zeta_\lambda \leq 1$
Observador GPI para estimar el par de carga	(4.19)	$\hat{F} = \frac{k_m}{J} i_a - \frac{B}{J} F - \frac{1}{J} \hat{t}_L + L_1(F - \hat{F})$ $\hat{t}_L = L_0(F - \hat{F})$	
Ganancias del observador GPI para estimar el par de carga	(4.21)	$L_1 = 2\zeta_L\omega_{n,L}$ $L_0 = \omega_{n,L}^2$ $\omega_{n,L} > 0 \text{ y } 0 < \zeta_L \leq 1$	
Controlador auxiliar	(4.32)	$V_{aux} = -k_3\hat{F}_2 - k_2\hat{F}_1 - k_1\hat{F} - k_0(F - F^*)$	
Ganancias del controlador auxiliar	(4.31)	$k_3 = 4\zeta_k\omega_{n,k}$ $k_2 = 4\zeta_k^2\omega_{n,k}^2 + 2\omega_{n,k}^2$ $k_1 = 4\zeta_k\omega_{n,k}^3$	$k_0 = \omega_{n,k}^4$ $\omega_{n,k} > 0 \text{ y } 0 < \zeta_k \leq 1$
Ley de control del enfoque ADRC	(4.33)	$u = \frac{LCJL_a}{Ek_m} (V_{aux} - \hat{\varphi})$	

4.2.5 Discretización mediante el enfoque de Euler recursivo

Las ecuaciones de la Tabla 4.1 son las que se implementan en el FPGA, por lo que es necesario discretizarlas. Para aproximar la derivada de manera discreta, se utiliza el método de aproximación de Euler recursivo dado por las ecuaciones 4.34 y 4.35, donde \dot{y} es la derivada de la variable a aproximar, $y[k]$ es la variable en su muestra actual, $y[k-1]$ de la muestra anterior y T_s es el periodo de muestreo entre cada muestra. Se selecciona el enfoque de Euler recursivo ya que es más sencillo de implementar que el enfoque de Euler hacia adelante o el enfoque trapezoidal, puesto que únicamente requiere los valores presente y pasado de la variable a discretizar.

$$\dot{y} = \frac{y[k] - y[k-1]}{T_s} \quad (4.34)$$

$$y[k] = y[k-1] + T_s \dot{y} \quad (4.35)$$

A continuación se presenta la discretización de las ecuaciones de la Tabla 4.1 que requieren operaciones en tiempo real:

- Observador GPI que estima el término de perturbación:

$$\begin{aligned} \hat{F}[k] &= \hat{F}[k-1] + T_s (\hat{F}_1[k] + \lambda_4 (F[k-1] - \hat{F}[k-1])) \\ \hat{F}_1[k] &= \hat{F}_1[k-1] + T_s (\hat{F}_2[k] + \lambda_3 (F[k-1] - \hat{F}[k-1])) \\ \hat{F}_2[k] &= \hat{F}_2[k-1] + T_s (\hat{F}_3[k] + \lambda_2 (F[k-1] - \hat{F}[k-1])) \\ \hat{F}_3[k] &= \hat{F}_3[k-1] + T_s \left(\frac{E k_m}{L C J L_a} u[k] + \hat{\varphi}[k] + \lambda_1 (F[k-1] - \hat{F}[k-1]) \right) \\ \hat{\varphi}[k] &= \hat{\varphi}[k-1] + T_s \lambda_0 (F - \hat{F}) \end{aligned} \quad (4.36)$$

- Observador GPI para estimar el par de carga:

$$\begin{aligned} \hat{F}[k] &= \hat{F}[k-1] + T_s \left(\frac{k_m}{J} i_a[k] - \frac{B}{J} F[k] - \frac{1}{J} \hat{\tau}_L[k] + L_1 (F[k-1] - \hat{F}[k-1]) \right) \\ \hat{\tau}_L[k] &= \hat{\tau}_L[k-1] + T_s L_0 (F[k-1] - \hat{F}[k-1]) \end{aligned} \quad (4.37)$$

- Controlador auxiliar:

$$V_{aux} = -k_3 \hat{F}_3[k] - k_2 \hat{F}_2[k] - k_1 \hat{F}_1[k] - k_0 (F[k] - F^*) \quad (4.38)$$

- Ley de control mediante el enfoque ADRC:

$$u[k] = \frac{L C J L_a}{E k_m} (V_{aux}[k] - \hat{\varphi}[k]) \quad (4.39)$$

4.2.6 Modelado en la herramienta *System Generator*

Una vez discretizadas las ecuaciones necesarias del enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD, se procede a implementarlas en la herramienta *System Generator* para la síntesis del hardware requerido en el FPGA Artix-7. A continuación se describe la implementación de cada bloque:

- Al igual que la implementación del algoritmo P&O (véase Figura 4.3), también se utiliza una señal de habilitación que permite el funcionamiento de cada bloque de las Figuras 4.5 a 4.8. Sin embargo, la dinámica del motor de CD es más rápida que la del algoritmo P&O, por lo que se establece un periodo de operación de $T_s = 2 \mu s$ que se seleccionó debido a las restricciones de muestreo del ADC utilizado.
- En la Figura 4.5 se muestran los bloques para la implementación del observador GPI que estima el par de carga $\hat{\tau}_L$ dado por el conjunto de ecuaciones 4.37, también se observa la sintonización y las ganancias dado por el conjunto de ecuaciones 4.21.
- En la Figura 4.6 se muestran los bloques para la implementación del observador GPI que estima el término de perturbación dado por el conjunto de ecuaciones 4.36, también se observa la sintonización y las ganancias para el observador que corresponde al conjunto de ecuaciones 4.18. Como resultado, se obtiene la estimación $\hat{\phi}$ y simultáneamente la estimación de la salida plana y sus primeras tres derivadas temporales, las cuales se utilizan en el controlador auxiliar.
- En la Figura 4.7 se muestran los bloques para la implementación del controlador auxiliar V_{aux} de la ecuación 4.38, también se muestra la sintonización y ganancias dadas por el conjunto de ecuaciones 4.31.
- Por último, en la Figura 4.8 se muestran los bloques para la ley de control final del enfoque ADRC dado por la ecuación 4.39, en donde el valor de la multiplicación constante corresponde a los parámetros del sistema L, C, J, E, L_a, k_m .

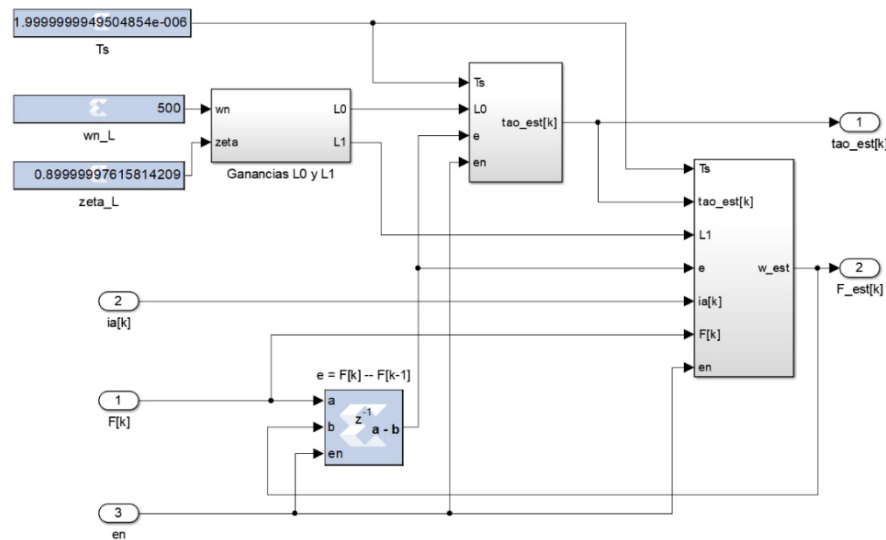


Figura 4.5. Observador GPI para estimar el par de carga, en la herramienta System Generator.

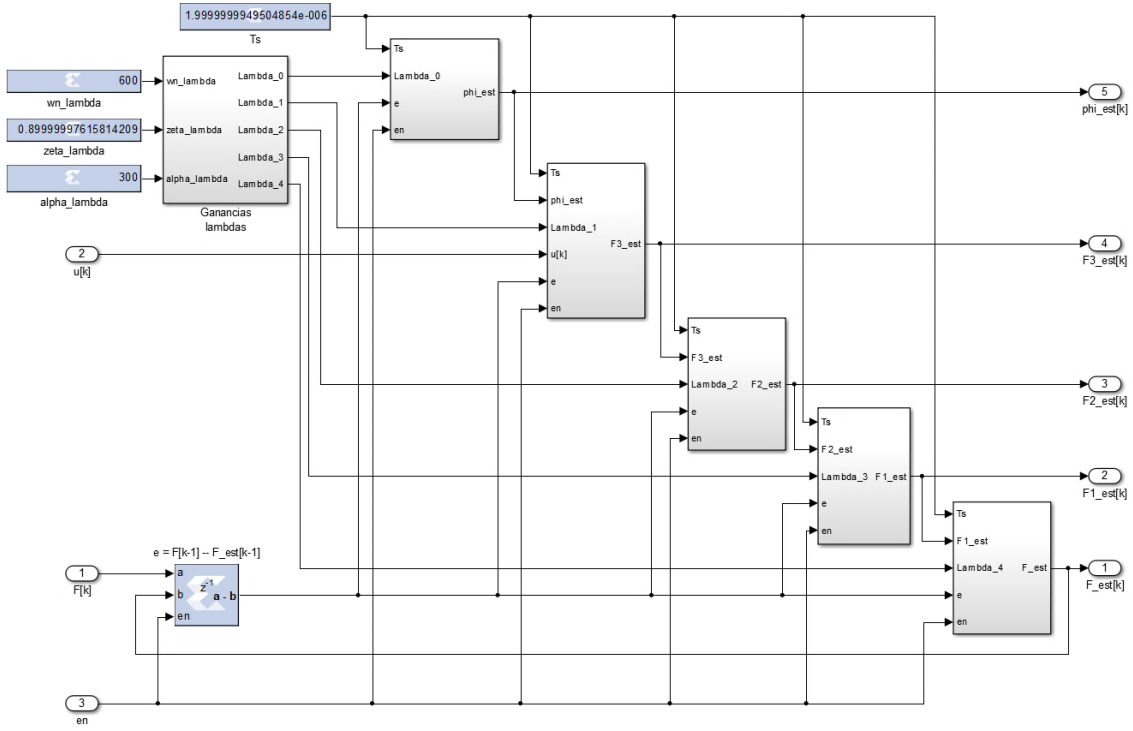


Figura 4.6. Observador GPI que estima el término de perturbación, en la herramienta System Generator.

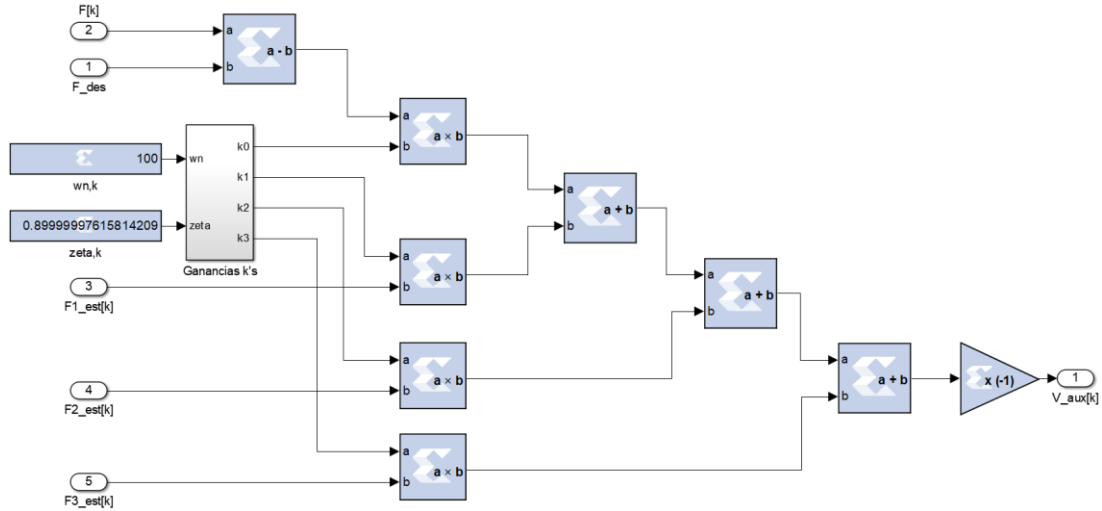


Figura 4.7. Controlador auxiliar, en la herramienta System Generator.

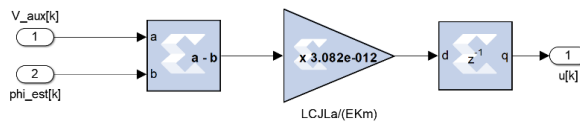


Figura 4.8. Ley de control ADRC, en la herramienta System Generator.

4.3 Resultados de simulación

Una vez implementados el algoritmo P&O para situar el panel solar en el MPP y el enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD en la herramienta *System Generator*, se procede a efectuar simulaciones al sistema. En este punto destaca la importancia de utilizar esta herramienta, ya que además de generar la síntesis para el FPGA permite una interconexión con los bloques del ambiente Matlab/Simulink para efectuar simulaciones del funcionamiento del sistema. Por lo tanto, en la Figura 4.9 se muestra la interconexión de los bloques necesarios para la simulación, en donde:

- Los convertidores CD/CD, así como el motor de CD, están modelados mediante el ambiente Matlab/Simulink, mientras que el algoritmo P&O y el enfoque ADRC se modelaron mediante la herramienta *System Generator*.
- El subsistema de color naranja “panel_eco_green_260W” representa el comportamiento del panel solar *Eco Green Energy*. Este subsistema tiene como entrada la irradiancia incidente, debido a que su comportamiento depende en gran medida de esta variable independiente. Además, se mide el voltaje “V_panel” y la corriente “I_panel” del panel solar, requeridos por el algoritmo P&O.
- En un cuadro en color verde se tiene el convertidor CD/CD tipo SEPIC, mientras que en un cuadro color café se tiene el convertidor CD/CD tipo reductor en cascada con el motor de CD. Los valores de los elementos utilizados (resistores, inductores, capacitancias) corresponden al diseño detallado del hardware del subcapítulo 3.3 y los parámetros del panel solar y el motor de CD de las Tablas 3.1 a 3.3.
- Los bloques del cuadro color azul corresponden al algoritmo P&O de la Figura 4.3 y el enfoque ADRC de las Figuras 4.5 a 4.8. Los cuales tienen como entrada a la corriente y voltaje del panel solar para el algoritmo P&O, y a la velocidad deseada y la medida, y la corriente de armadura del motor de CD para el enfoque ADRC, además, también se tiene la estimación del término de perturbación $\hat{\phi}$ y el par estimado $\hat{\tau}_L$. De estos bloques se tiene las salidas de control promedio “D_PandO” y “u_ADRC” que se convierten en señales PWM “PWM_PandO” y “PWM_ADRC”, las cuales se dirigen a los convertidores CD/CD sin pasar por ningún tipo de acondicionamiento, ya que en simulación no es requerido.
- Por último, en un cuadro color violeta se tienen los bloques de configuración de las herramientas, así como distintas señales de interés para visualizarse.

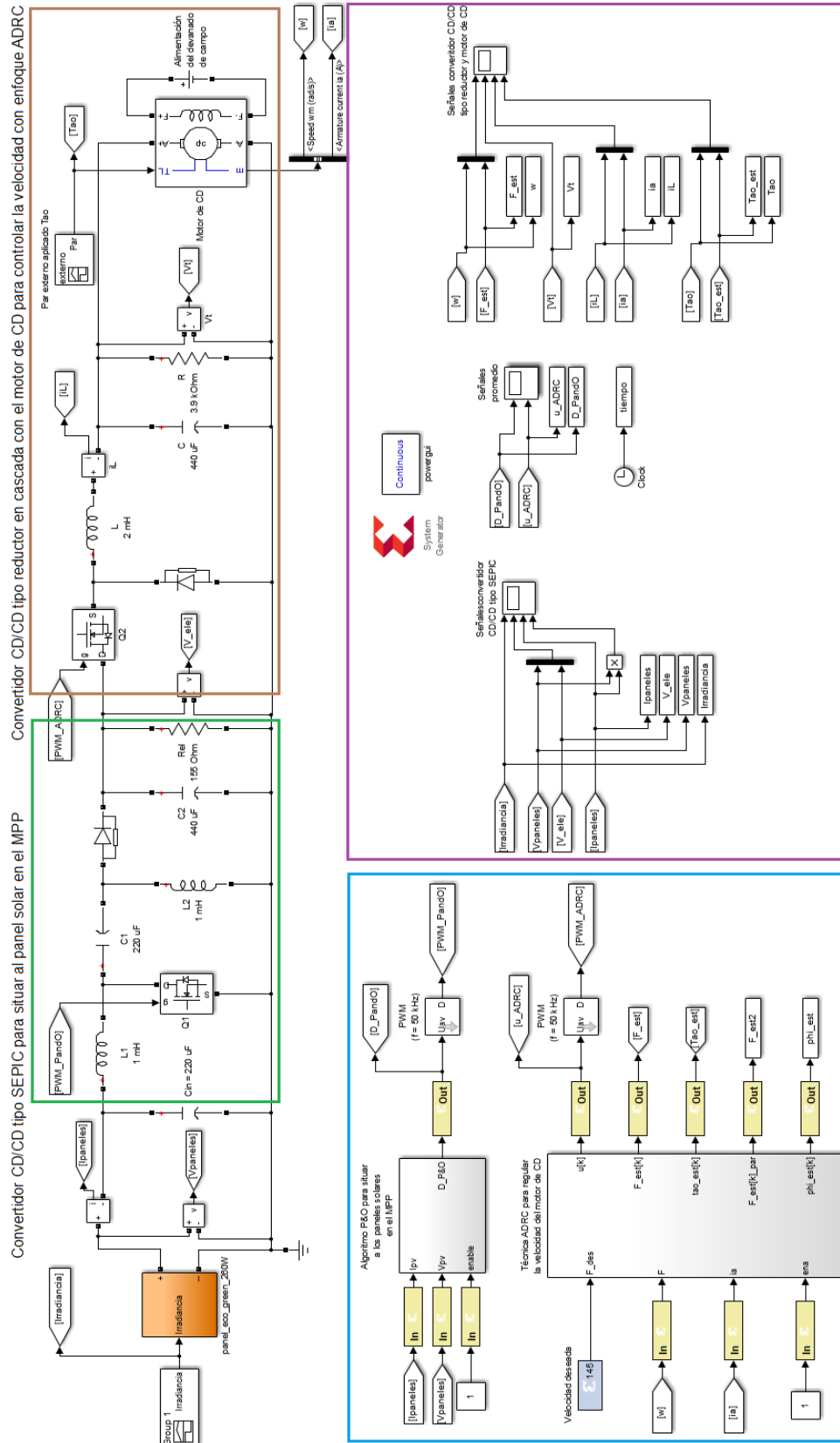


Figura 4.9. Simulación del sistema en Matlab/Simulink – System Generator.

En la Figura 4.10 se muestra el comportamiento de la irradiancia incidente en el panel solar durante la simulación, la cual tiene variaciones entre $900 - 1,250 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$. En la Figura 4.11 se muestra la señal de control promedio del algoritmo P&O para situar el panel solar en el MPP. Como resultado, en la Figura 4.12 se muestra la corriente del panel solar, mientras que en la Figura 4.13 se muestra el voltaje del panel solar y el voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC, obteniendo en este último un voltaje de salida mayor al de la entrada ya que la señal de control tiene un valor de 0.6, por lo que actúa como un convertidor CD/CD tipo elevador. A partir de la corriente y voltaje se obtiene la potencia del panel solar en la Figura 4.14. Como se observa, todas estas señales varían en el tiempo debido a que los cambios en el nivel de irradiancia implican modificar la corriente y el voltaje del panel solar para situarlo en el MPP, obteniendo una potencia máxima entre $200 - 260 \text{ W}$ dependiendo de esta condición.

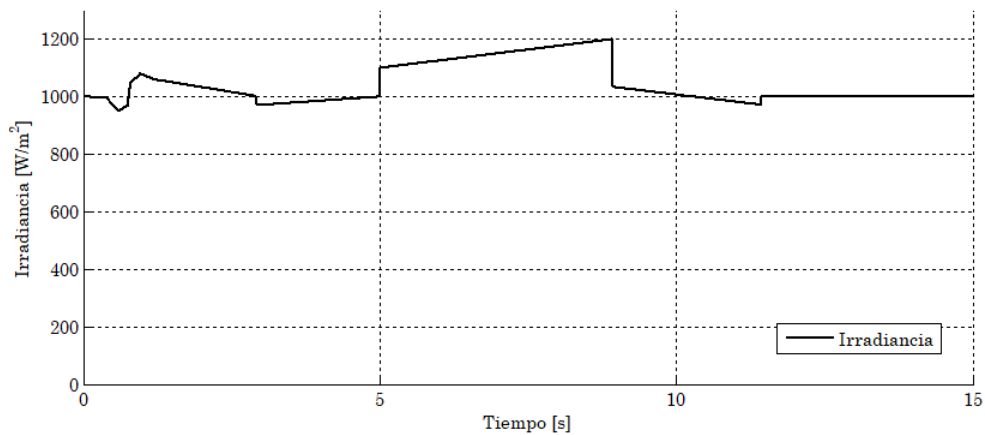


Figura 4.10. Comportamiento de la irradiancia para la simulación.

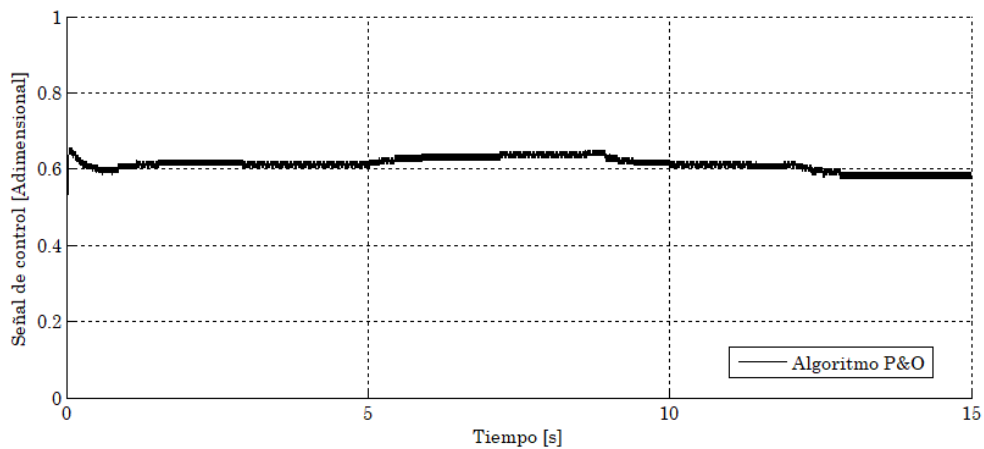


Figura 4.11. Señal de control promedio del algoritmo P&O en simulación.

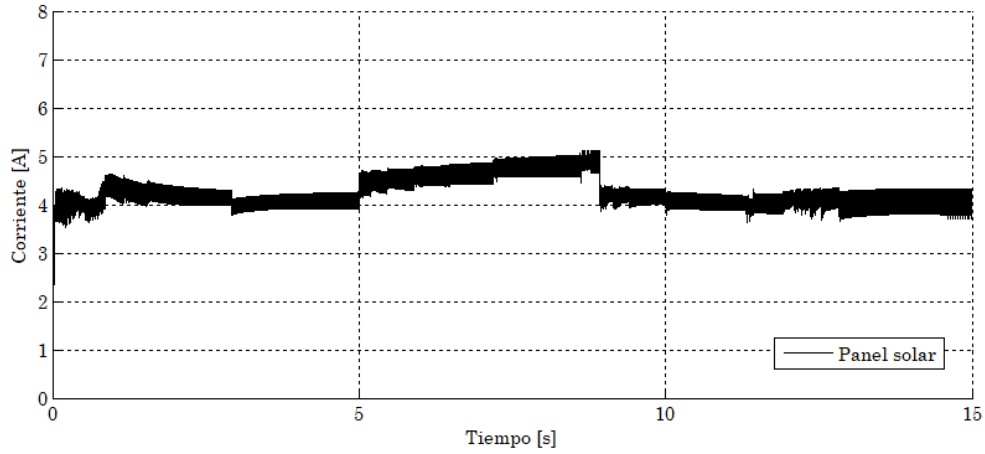


Figura 4.12. Corriente en el panel solar en simulación.

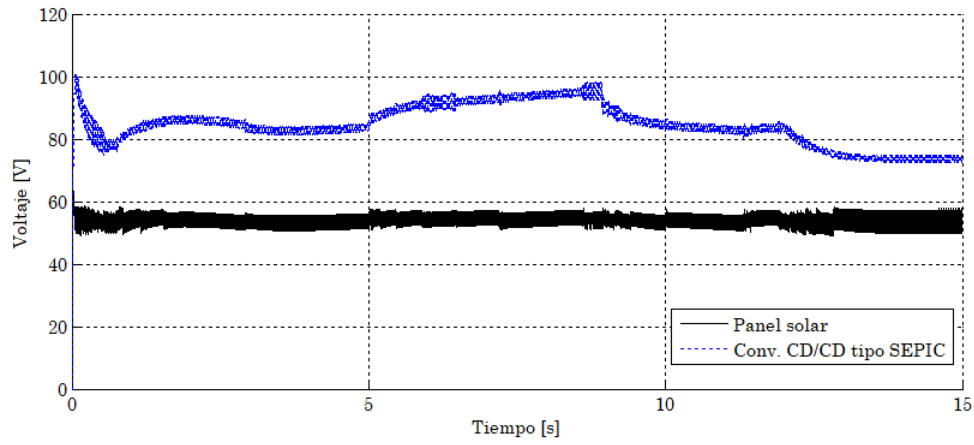


Figura 4.13. Voltaje del panel solar y de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC en simulación.

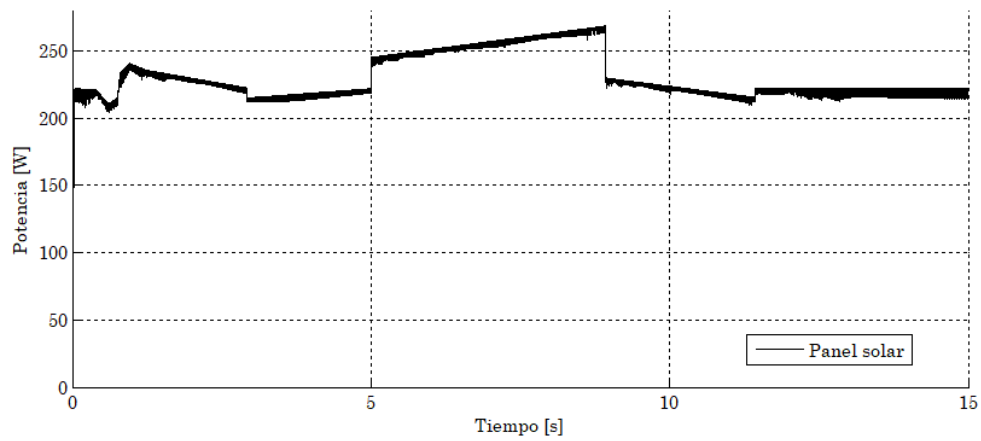


Figura 4.14. Potencia de los paneles solares en simulación.

El voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC actúa como la fuente de alimentación del convertidor CD/CD tipo reductor en cascada con el motor de CD, debido a que no permanece en un valor constante actúa como una perturbación externa que el enfoque ADRC debe contrarrestar. Adicionalmente, se aplica un par externo al eje del motor de CD dado por la ecuación 4.40, el cual también se debe contrarrestar.

$$\tau_L = \begin{cases} 0 \text{ N} \cdot \text{m} & 0 \leq t < 12.5 \text{ s} \\ 0.15 \text{ N} \cdot \text{m} & 12.5 \leq t \leq 15 \text{ s} \end{cases} \quad (4.40)$$

Durante la simulación se consideraron las ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar dados por la Tabla 4.2, los cuales presentaron el mejor comportamiento de acuerdo a las especificaciones de diseño y lo descrito en los apartados 4.2.3 y 4.3.4. Como resultado, en la Figura 4.15 se muestra la velocidad del motor de CD y en la Figura 4.16 se muestra el error de velocidad $\omega - \omega^*$ respecto al valor de referencia deseada de 145 rad/s , presentando el siguiente comportamiento:

- Durante los primeros 2.5 s , la velocidad tiene una respuesta subamortiguada a pesar de las variaciones de voltaje de alrededor de 15 V en la fuente de entrada (véase Figura 4.13) debido a que se busca situar al panel solar en el MPP.
- En $t = 5 \text{ s}$ existe un cambio súbito en el nivel de irradiancia (véase Figura 4.10), lo que provoca variaciones de voltaje y su vez un error de velocidad con una duración de aproximadamente un segundo antes de que la velocidad sea la de referencia.
- En $t = 9 \text{ s}$ también existe un cambio súbito en la irradiancia, por lo que la velocidad se reduce durante un segundo antes de volver a su valor de referencia.
- En $t = 12.5 \text{ s}$ se observa que nuevamente disminuye la velocidad, en este caso la irradiancia no es el factor influyente, sino que se aplicó el par externo dado por la ecuación 4.31. Aun así, se observa que la velocidad nuevamente llega a su valor de referencia a pesar de que el par externo permanece constante.

Tabla 4.2. Ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar.

Observador GPI que estima el término de perturbación	Observador GPI que estima el par externo $\hat{\tau}_L$	Controlador auxiliar
$\omega_{n,\lambda} = 600$	$\omega_{n,L} = 500$	$\omega_{n,k} = 100$
$\zeta_\lambda = 0.9$	$\zeta_L = 0.9$	$\zeta_k = 0.9$
$\alpha_\lambda = 300$		

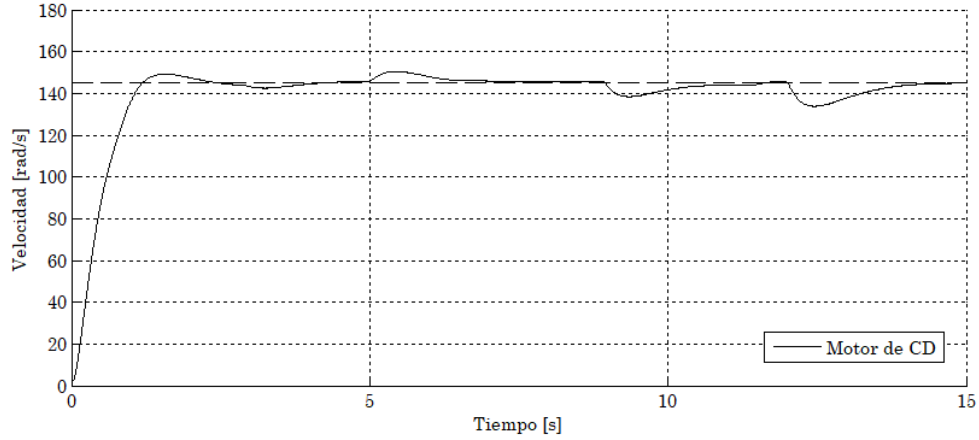


Figura 4.15. Velocidad del motor de CD en simulación.

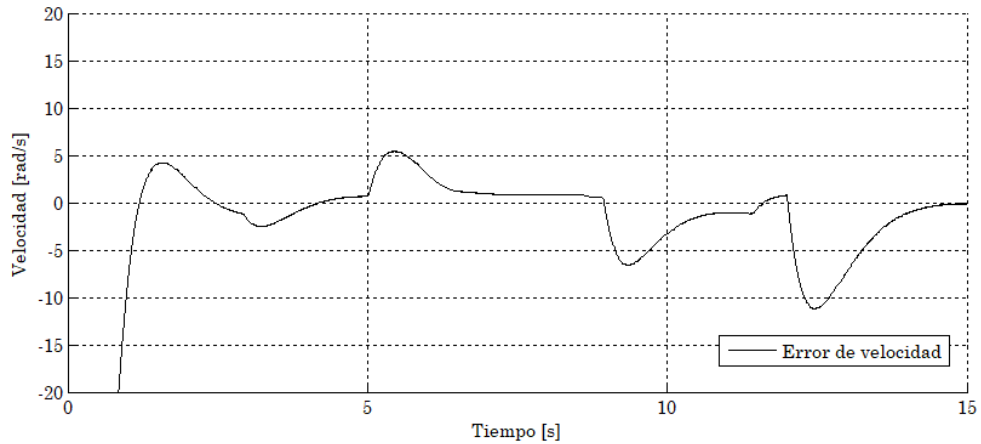


Figura 4.16. Error de velocidad en simulación.

La velocidad se mantiene en su valor de referencia a pesar de las distintas perturbaciones, esto se debe a la señal de control promedio del enfoque ADRC mostrada en la Figura 4.17. Esta señal de control depende en gran medida del correcto funcionamiento del observador GPI, ya que estima el término de las perturbaciones del sistema $\hat{\varphi}$ para su posterior cancelación. Por lo tanto, en la Figura 4.18 se muestra la estimación de este término, mientras que en la Figura 4.19 se muestra el par aplicado por la ecuación 4.40 y la estimación del mismo \hat{t}_L . Además, ambos observadores también estiman la velocidad del motor de CD, por lo que en la Figura 4.20 se observan estas señales, corroborando el correcto funcionamiento de los observadores GPI. Otras señales de interés que se presentan son el voltaje en las terminales y la corriente de armadura del motor de CD en las Figuras 4.21 y 4.22, respectivamente.

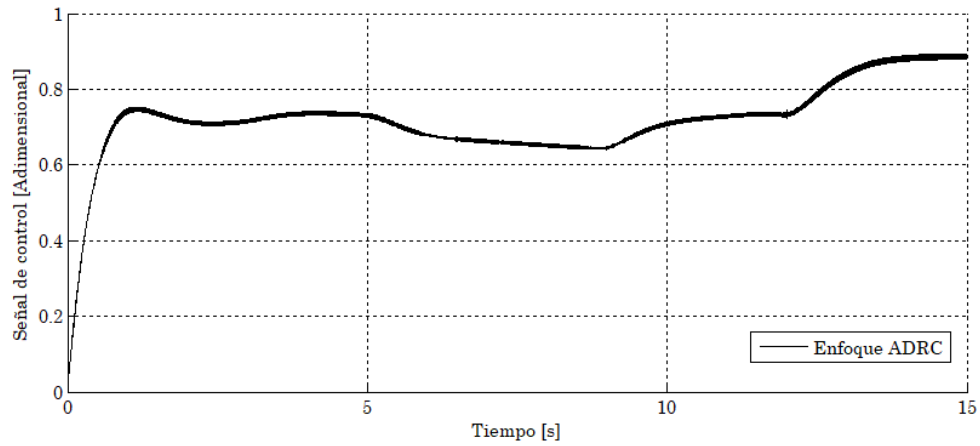


Figura 4.17. Señal de control promedio del enfoque ADRC en simulación.

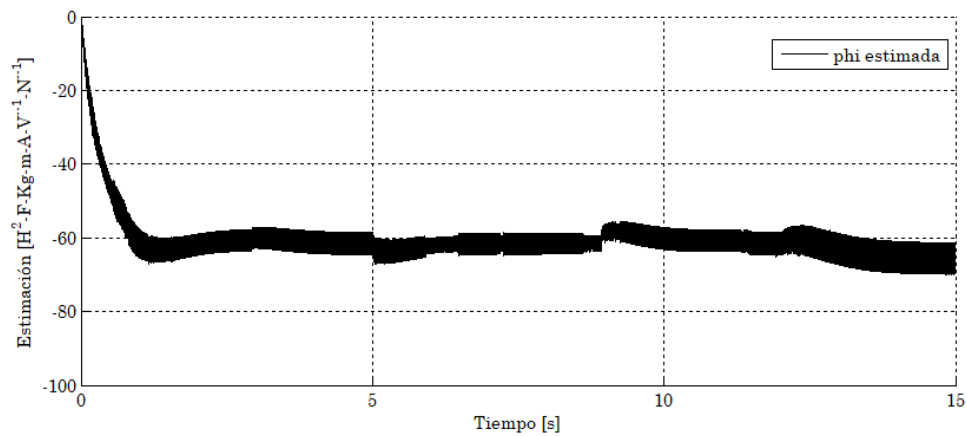


Figura 4.18. Estimación del término de perturbación $\hat{\phi}$ en simulación.

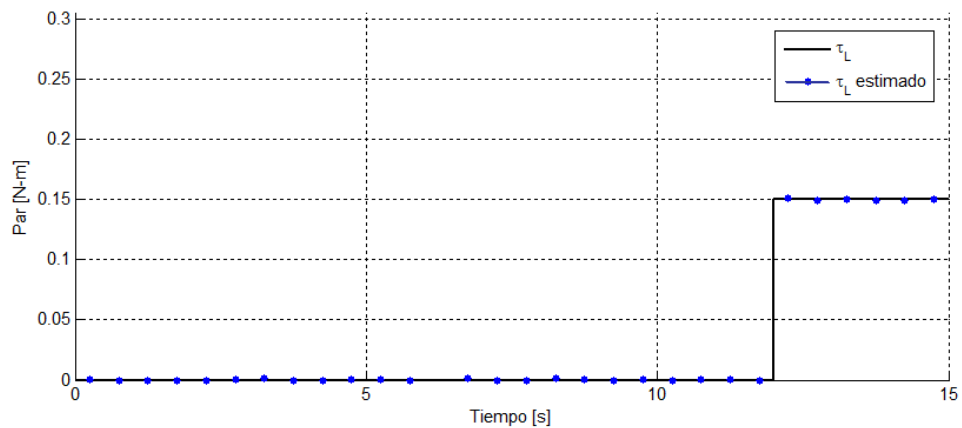


Figura 4.19. Par externo aplicado y su estimación en simulación.

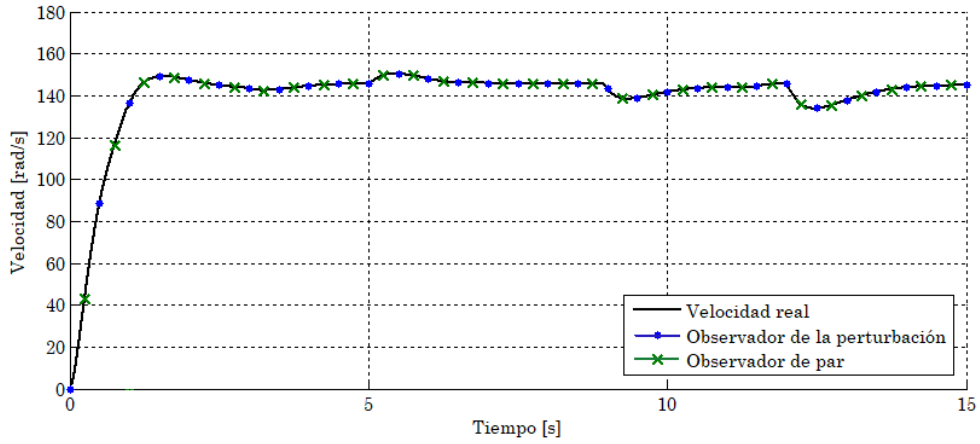


Figura 4.20. Velocidad del motor de CD y la estimación de los dos observadores en simulación.

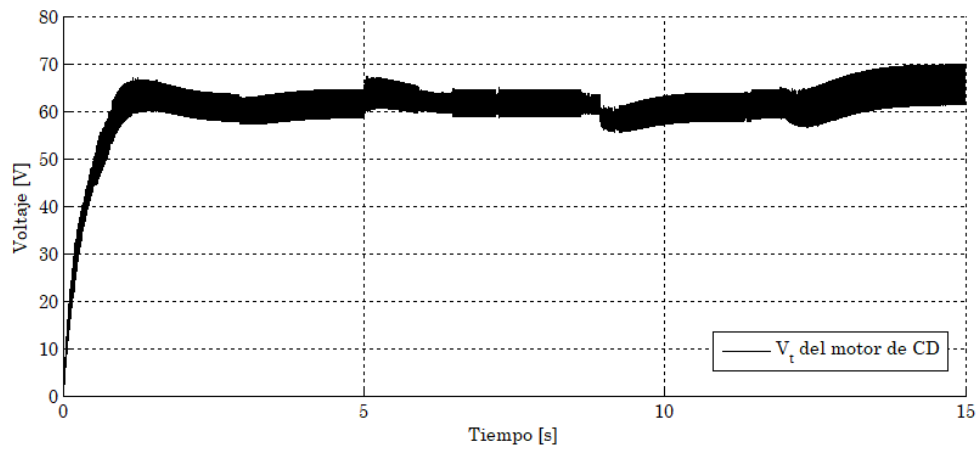


Figura 4.21. Voltaje en las terminales del motor de CD en simulación.

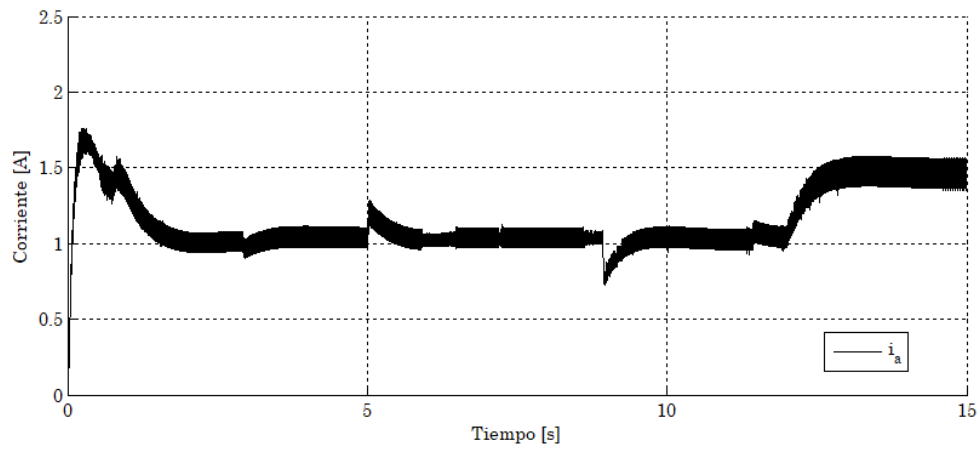


Figura 4.22. Corriente del devanado de armadura del motor de CD en simulación.

4.4 Integración de las partes hardware y software

Se concluye la fase del diseño detallado del software y del hardware con la implementación de la plataforma experimental y los resultados de simulación, y se procede a la integración de ambas partes para obtener el sistema completo. Para esta integración se utilizan los convertidores analógico–digital (ADCs) y digital–analógico (DACs), así como una etapa de PWM para transformar la señal de control en una señal conmutada requerida por ambos convertidores CD/CD. Por lo tanto, se deben diseñar las interfaces SPI para el ADC y el DAC utilizados para este sistema, así como de la etapa PWM.

4.4.1 Diseño de la interfaz SPI para el ADC

El diseño de la interfaz SPI sirve para adquirir señales de los sensores mediante el PmodAD1 que contiene dos ADC ADC7476A, el cual tiene una resolución de 12 bits con una frecuencia de operación máxima de 1 MHz. El diagrama de tiempos de esta interfaz está dado por la Figura 4.23, donde se tienen 4 señales: señal de habilitación (CS), señal de reloj (SCLK) y dos señales con los datos (SDATA). A grandes rasgos, su funcionamiento es el siguiente:

- El ADC comienza a convertir los datos hasta que se detecte un flanco de bajada en la señal de habilitación CS y debe mantenerse en un “0 lógico” durante la conversión. Por lo tanto, con esta señal se establece el periodo de muestreo de 1 ms para adquirir los datos del algoritmo P&O y de 2 μ s para el enfoque ADRC.
- Con el flanco de bajada de la señal de reloj SCLK (que tiene una frecuencia fija de 25 MHz) se reciben 16 datos de forma serial, los primeros 4 bits son ceros y los otros 12 bits representan el dato, siendo el último bit recibido el menos significativo (LSB). Por lo tanto, el tiempo de propagación para convertir un dato analógico en uno digital es de 640 ns.
- Una vez recibidos los 12 bits que representan el dato, éstos se deben concatenar para tenerlos de manera digital.
- Como el PmodAD1 tiene dos ADC ADC7476A, se tienen dos datos de manera paralela y en el mismo instante.
- Se vuelven adquirir nuevos datos hasta que se tenga un nuevo flanco de bajada en la señal de habilitación CS.

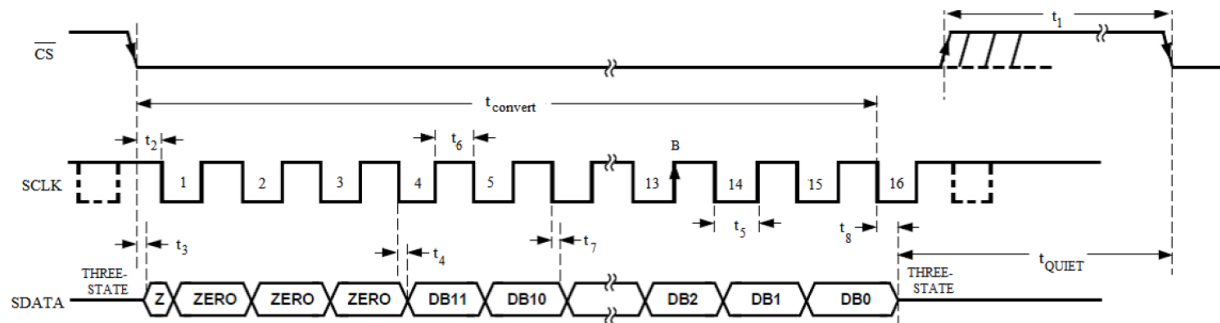


Figura 4.23. Diagrama de tiempos de la interfaz SPI para el ADC.

Como se observa, el diagrama de tiempos resulta complejo de implementar en la herramienta *System Generator*, por lo tanto, se modela en un lenguaje de alto nivel como VHDL. Esta es otra ventaja de la herramienta *System Generator*, ya que permite importar código en lenguajes de alto nivel, como Verilog o VHDL, al proyecto sin ningún inconveniente. El código del ADC para un periodo de muestreo de $2\ \mu\text{s}$ se muestra a continuación, describiendo en los comentarios los cambios que se hacen para un periodo de muestreo de $1\ \text{ms}$:

```

-----
-- Alberto Martínez Barbosa
-- Tarjeta Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T a una frecuencia de trabajo de 100 MHz.
-- Interfaz SPI para la lectura del ADC7476A (12 bits) del PMODAD1 (2 canales)
-- con una frecuencia de muestreo de 500kHz/1 KHz.
-- Adaptado del código de I. Dabacan 2008 Digilent Co.
-----

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity adc is
  Port(
    Clk : in  STD_LOGIC; -- Señal de reloj del FPGA (100 MHz)
    CE  : in  STD_LOGIC; -- Clock Enable
    adc1 : in  STD_LOGIC; -- 2 canales del ADC (donde se conecta físicamente)
    adc2 : in  STD_LOGIC;
    sclk,cs : out STD_LOGIC; -- SCLK y CS señales de sincronismo
    dato1 : out STD_LOGIC_VECTOR(11 downto 0):="000000000000" -- Salidas
    dato2 : out STD_LOGIC_VECTOR(11 downto 0):="000000000000" -- 12 bits c/u
  );
end adc;

architecture Behavioral of adc is
-- señales intermedias utilizadas
type estado is (esperando,recibiendo,enviando); -- Se utiliza una máquina de estados
signal fm Clk:std logic; -- frecuencia de muestreo del ADC
signal dato1_aux:std_logic_vector(15 downto 0):="0000000000000000"; -- recibe 16 bits
signal dato2_aux:std_logic_vector(15 downto 0):="0000000000000000"; -- 4 ceros y 12 bits
signal aux :std_logic_vector(2 downto 0):="000"; -- f_sclk = 25 MHz
signal cont : std_logic_vector(4 downto 0):="00000"; -- contador de 0 a 16
signal aClk: std_logic;
signal edoPresente :estado:= esperando;
signal edoSiguiente :estado:= esperando;
signal conta0a100: integer range 0 to 100:=0; -- de 0 a 50000 para T = 1ms

```

```

begin -- fmuestreo a Ts=2us/Ts=1ms 100 pulsos en alto y 100 pulsos en bajo
process (Clk)
begin
if rising_edge(Clk)then
if conta0a100<100 then -- se sustituye por < 50000 para T = 1ms
conta0a100<= conta0a100+1;
else
conta0a100 <= 0;
fm_Clk <= not fm_Clk;
end if;
end if;
end process;

process(Clk) -- f sclk = 25 MHz
begin
if rising edge(Clk)then
aux<=aux + '1';
end if;
end process;

sclk <= aux(2);
aClk <= not aux(2);

process (edoPresente) -- Señal cs (el ADC empieza a recibir datos en cs=0)
begin
if edoPresente = recibiendo then cs <='0';
else cs <='1';
end if;
end process;

process (edoPresente, fm_Clk, cont) -- Definición de estados
begin
edoSiguiente <= edoPresente;
case (edoPresente) is
when esperando =>
if fm_Clk = '1' then edoSiguiente <= recibiendo;
end if;
when recibiendo =>
if cont = "10000" then edoSiguiente <= enviando;
end if;
when enviando =>
if fm_Clk = '0' then edoSiguiente <= esperando;
end if;
when others =>
edoSiguiente <= esperando;
end case;
end process;

process (aClk) -- Cambio de estados
begin
if rising edge(aClk) then edoPresente <= edoSiguiente;
end if;
end process;

process(aClk,edoPresente) --Recibiendo datos y enviarlos
begin
if falling_edge(aClk)then
if(edoPresente = recibiendo)then
dato1_aux <= dato1_aux(14 downto 0)&adc1;
dato2_aux <= dato2_aux(14 downto 0)&adc2;
cont <= cont + '1';
elsif(edoPresente = enviando)then
dato1 <= dato1_aux(11 downto 0);
dato2 <= dato2_aux(11 downto 0);
cont<="00000";
end if;
end if;
end process;

end Behavioral;

```

4.4.2 Diseño de la interfaz SPI para el DAC

El diseño de la interfaz SPI sirve para visualizar en el osciloscopio distintas señales de la parte software del sistema. Se utiliza el PmodDA2 que tiene dos convertidores DAC DAC121S101, el cual tiene el diagrama de tiempos de la Figura 4.24.

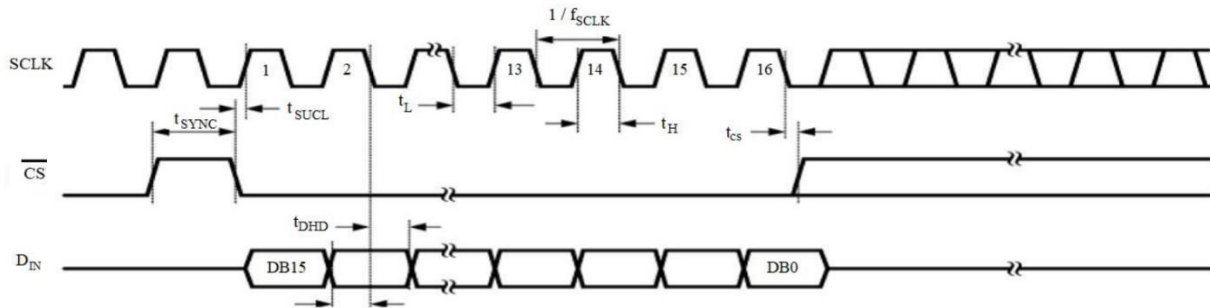


Figura 4.24. Diagrama de tiempos de la interfaz SPI para el DAC.

Como se observa, este diagrama es similar al diagrama de tiempo del ADC ya que su funcionamiento es parecido. Nuevamente, el diagrama de tiempos se modela en VHDL, el código se presenta a continuación:

```

-----
-- Alberto Martínez Barbosa
-- Tarjeta Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T a una frecuencia de trabajo de 100 MHz.
-- Interfaz para el DAC DAC121S101 del PMODDA2 (2 canales)
-- con una frecuencia de operación de 50 MHz
-- Adaptado del código de MrQweex 20/Nov/2012
-----

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity dac is
  Port (
    CLK      : in std_logic;  -- Frecuencia de reloj del FPGA (100 MHz)
    CE       : in std_logic;  -- Clock enable
    D1       : out std_logic;  -- D1 y D2 son los pines físicos del DAC
    D2       : out std_logic;
    sClk     : out std_logic;  -- sClk y CS son los datos de sincronismo
    CS       : out std_logic;
    dato1    : in std_logic_vector(11 downto 0);  -- los datos de 12 bits a convertir
    dato2    : in std_logic_vector(11 downto 0)
  );
end dac ;

architecture Behavioral of dac is
  -- señales intermedias utilizadas
  constant control      : std_logic_vector(3 downto 0) := "0000"; -- 4 primeros 0's enviados
  type states is (Idle, ShiftOut, SyncData);  -- también se utiliza una máquina de estados
  signal current_state : states;
  signal next_state    : states;
  signal temp1         : std_logic_vector(15 downto 0);
  signal temp2         : std_logic_vector(15 downto 0);
  signal clk_div       : std_logic;

```

```

signal clk_counter   : std_logic_vector(27 downto 0);
signal shiftCounter  : std_logic_vector(3  downto 0);
signal enShiftCounter: std_logic;
signal enParalelLoad : std_logic;

begin
process(clk)  -- sCLK de 50 MHz
begin
    if (clk = '1' and clk'event) then clk_counter <= clk_counter + '1';
    end if;
end process;

clk_div <= clk_counter(1);
sClk <= clk_counter(1);

-- Dependiendo de la máquina de estados es el valor que toma los valores para enviar
process(clk_div, enParalelLoad, enShiftCounter)
begin
    if (clk_div = '1' and clk_div'event) then
        if enParalelLoad = '1' then
            shiftCounter <= "0000";
            temp1 <= control & dato1;
            temp2 <= control & dato2;
        elsif (enShiftCounter = '1') then
            temp1 <= temp1(14 downto 0)&temp1(15);
            temp2 <= temp2(14 downto 0)&temp2(15);
            shiftCounter <= shiftCounter + '1';
        end if;
    end if;
end process;

D1 <= temp1(15);
D2 <= temp2(15);

process (clk_div)  -- Cambio de estados
begin
    if (clk_div'event and clk_div = '1') then current_state <= next_state;
    end if;
end process;

-- Señal CS para adquirir datos
process (current_state)
begin
    if current_state = Idle then
        enShiftCounter <='0';
        CS <='1';
        enParalelLoad <= '1';
    elsif current_state = ShiftOut then
        enShiftCounter <='1';
        CS <='0';
        enParalelLoad <= '0';
    else --if current_state = SyncData then
        enShiftCounter <='0';
        CS <='1';
        enParalelLoad <= '0';
    end if;
end process;

process (current_state, shiftCounter) -- Cambio en la máquina de estados
begin
    next_state <= current_state;
    case (current_state) is
        when Idle => next_state <= ShiftOut;
        when ShiftOut =>
            if shiftCounter = x"F" then next_state <= SyncData;
            end if;
        when others => next_state <= Idle;
    end case;
end process;
end Behavioral;

```

4.4.3 Diseño de la etapa de PWM

El diseño de la etapa PWM permite transformar las señales de control promedio en señales conmutadas moduladas mediante la anchura de pulsos (PWM), donde el valor promedio representa el porcentaje de tiempo en alto de la señal conmutada por cada ciclo. Mediante esta etapa se adecúan las señales de control del algoritmo P&O y del enfoque ADRC para el correcto funcionamiento de los convertidores CD/CD. Por lo tanto, en la Figura 4.25 se muestra el diseño de esta etapa en la herramienta *System Generator*, donde se observan dos partes:

- La primera parte es un limitador de la señal promedio para evitar alguna sobre-modulación, aunque de acuerdo al diseño detallado de los controladores y a las simulaciones efectuadas las señales de control promedio siempre se encuentran dentro de los límites $[0,1]$, no está de más asegurarlo. En la figura se observa que la señal promedio se limita a un límite inferior de cero y un límite superior de 0.9.
- La segunda parte es la conversión de la señal promedio en la señal conmutada. Para ello se utiliza un PWM rápido (*fast PWM*), que consiste en comparar la señal promedio con una señal triangular (generada a partir de un contador): si la señal promedio es mayor que la señal triangular, entonces la salida tiene un “1 lógico”; en caso contrario se tendrá un “0 lógico”. Cabe mencionar que la frecuencia de la señal PWM está dada por la frecuencia de la señal triangular, en este caso se tiene un contador de 2,000 ciclos con una frecuencia de 100 MHz por cada ciclo, obteniendo $f_{PWM} = 50 \text{ kHz}$, que corresponde a la frecuencia propuesta en las especificaciones de diseño y que también se utilizó durante la simulación.

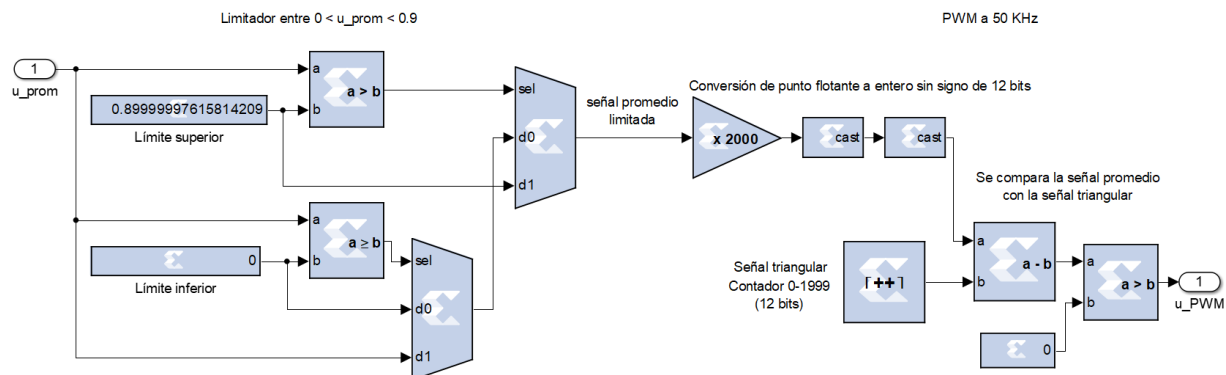


Figura 4.25. Etapa de PWM en la herramienta *System Generator*.

4.4.4 Integración final del sistema

En la Figura 4.26 se muestran los bloques para la síntesis del hardware utilizado por el FPGA Artix-7, donde se tienen las siguientes consideraciones:

- Los recuadros en color anaranjado corresponden al código de la interfaz SPI para los ADCs del apartado 4.4.1, este código se importó al ambiente Matlab/Simulink mediante un bloque llamado “Black_Box”. Con lo anterior se muestra una ventaja más de utilizar el ambiente *System Generator*, ya que se importan códigos descriptores de hardware tanto de VHDL como de Verilog de una manera sencilla y rápida. Las entradas al sistema corresponden a la Figura 3.7 y son: voltaje y corriente del panel solar, corriente de armadura y velocidad del motor de CD.
- En los recuadros color café se convierten las señales digitalizadas de los ADCs, las cuales pasan de datos enteros sin signo de 12 bits a variables en punto flotante de precisión simple (32 bits), ya que las operaciones utilizan este tipo de aritmética.
- Los recuadros en color azul corresponden a las señales de habilitación para el algoritmo P&O y el enfoque ADRC.
- En el recuadro en color rosa se tiene el algoritmo P&O y el enfoque ADRC, los cuales son los mismos que se utilizaron para la simulación de la Figura 4.9. El diseño detallado del algoritmo P&O se muestra en la Figura 4.3, mientras que el diseño detallado del enfoque ADRC en las Figuras 4.5 a 4.8. Cabe mencionar que se observa que la velocidad deseada para el sistema es de 145 rad/s .
- El recuadro color violeta corresponde al diseño de la etapa PWM de la Figura 4.25, en donde la señal promedio se convierte en una señal PWM para conmutar a los interruptores de los convertidores CD/CD.
- Por último, en el recuadro en color verde se muestra la conversión de datos de punto flotante de precisión simple a entero sin signo de 12 bits. La conversión se realiza para utilizar la interfaz SPI para los DACs, diseñada en el apartado 4.4.2 e importado al ambiente Matlab/Simulink (de igual manera que en el primer punto).

Como resultado de la síntesis, en la Tabla 4.3 se muestran los principales recursos utilizados por el FPGA Artix-7. Con base en los datos, se tiene que los recursos de FPGA son suficientes para la síntesis de la parte software del sistema, siendo los multiplicadores embebidos (DSP48E1s) el recurso más utilizado con un 92%.

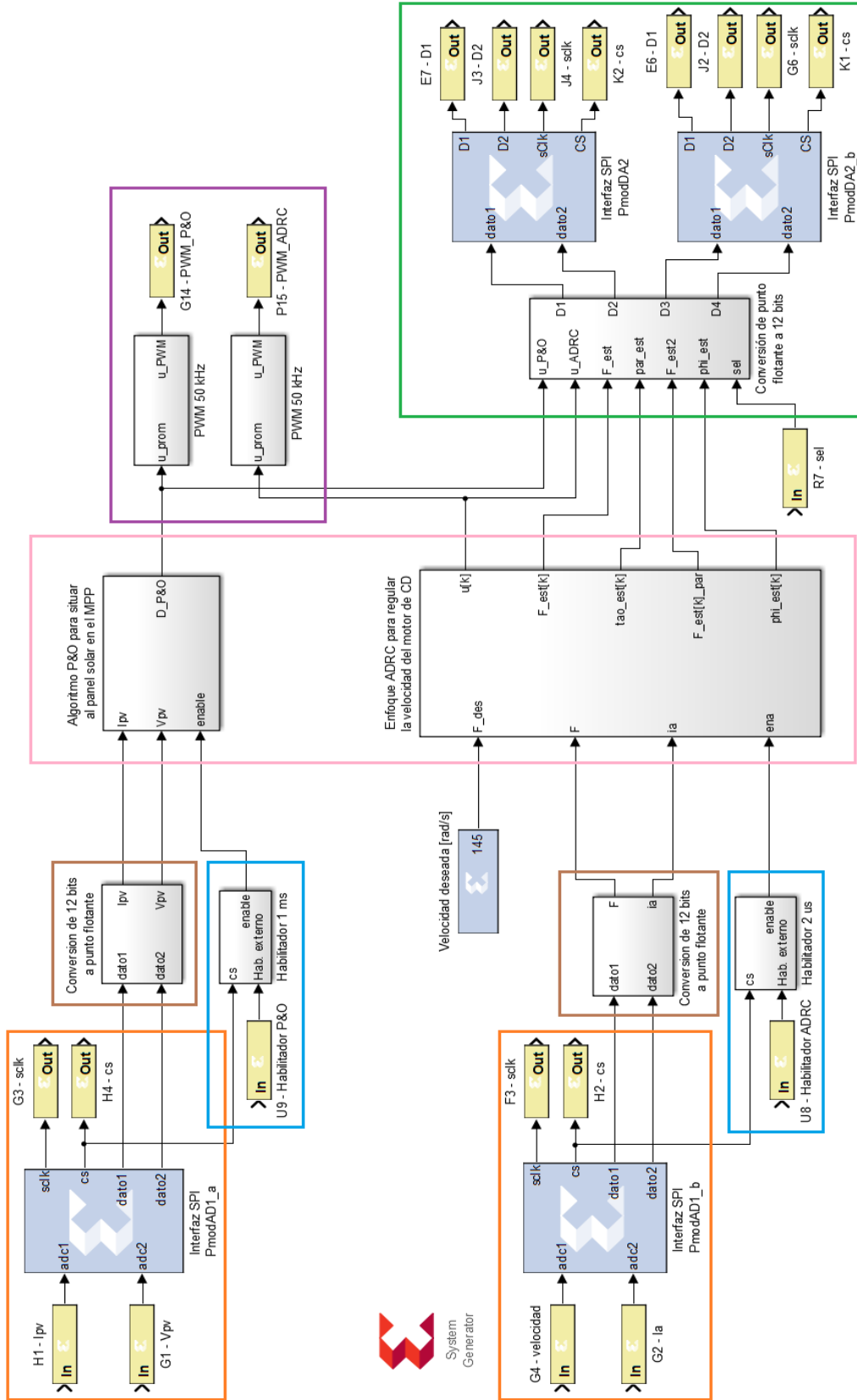


Figura 4.26. Síntesis del hardware utilizado por el FPGA Artix-7.

Tabla 4.3. Principales recursos utilizados por el FPGA Artix-7.

Recurso	Utilizados	Disponibles	Porcentaje utilizado
<i>Slice registers</i>	1,049	126,800	1%
<i>Slice LUT's</i>	24,135	63,400	38%
<i>Bonded IOBs</i>	22	210	10%
BUFG/BUFGCTRLs	3	32	9%
DSP48E1s	221	240	92%

En la Figura 4.27 se muestra el panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60 utilizado, el cual se ubica en la azotea de los Laboratorios de Posgrado de la UTM. Este panel solar se coloca en una base para tener una orientación al N142°. La estructura que sostiene al panel solar está elevada 20 cm en la parte más baja y 40 cm en la más alta, con la intención de ventilar al mismo para un mejor desempeño, teniendo un ángulo de inclinación de 20°.

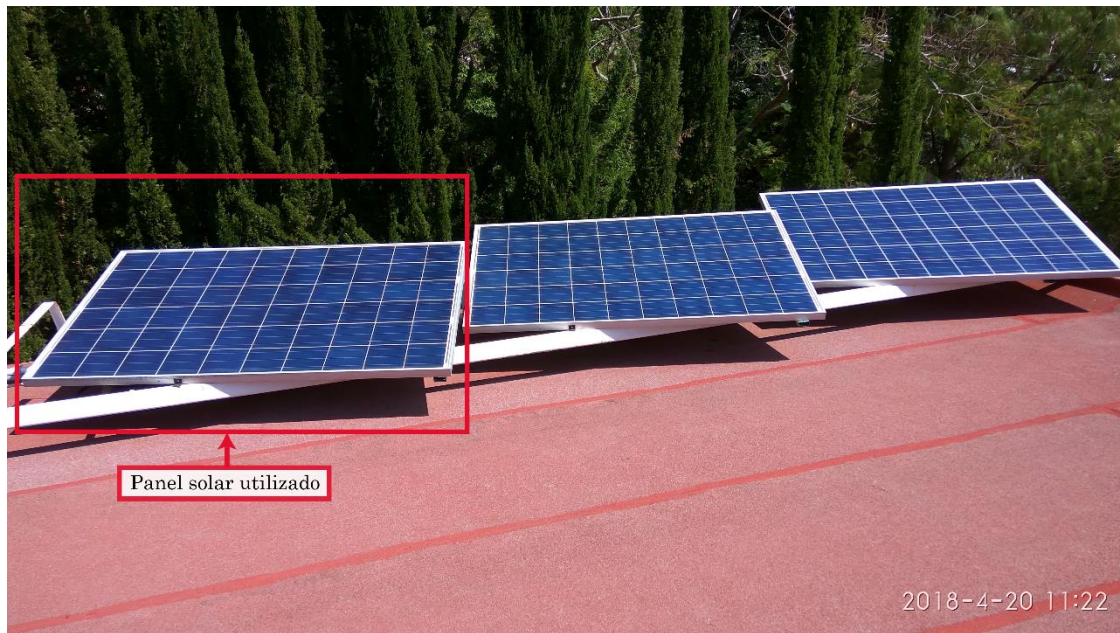


Figura 4.27. Ubicación del panel solar utilizado.

En la Figura 4.28 se muestran las conexiones del sistema de las Figuras 3.3 a 3.7, en donde se muestran dos grandes grupos: a) la plataforma experimental y b) el motor de CD acoplado con el dinamómetro. Para mayor detalle de las conexiones, en la Figura 4.29

se muestra al motor de CD acoplado mediante una correa dentada con el dinamómetro, mostrando que los devanados del motor están configurados en excitación independiente. De igual manera, en la figura se observan las salidas de par y de velocidad del dinamómetro, así como la manera de controlar el par que se puede aplicar, ya sea de manera manual o mediante un voltaje externo.

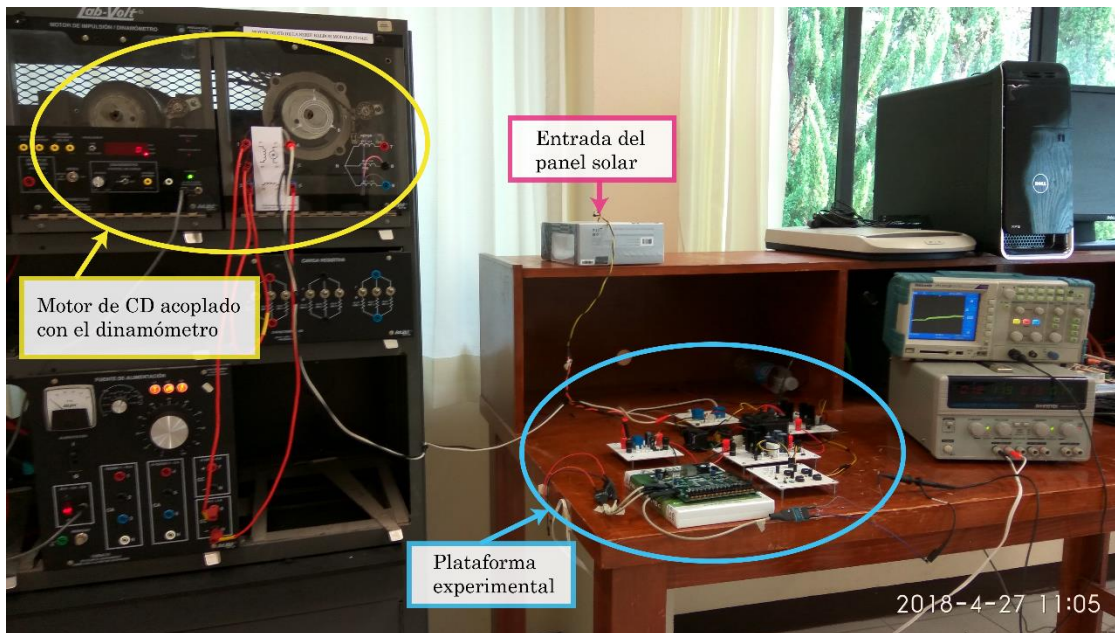


Figura 4.28. Conexiones del sistema.

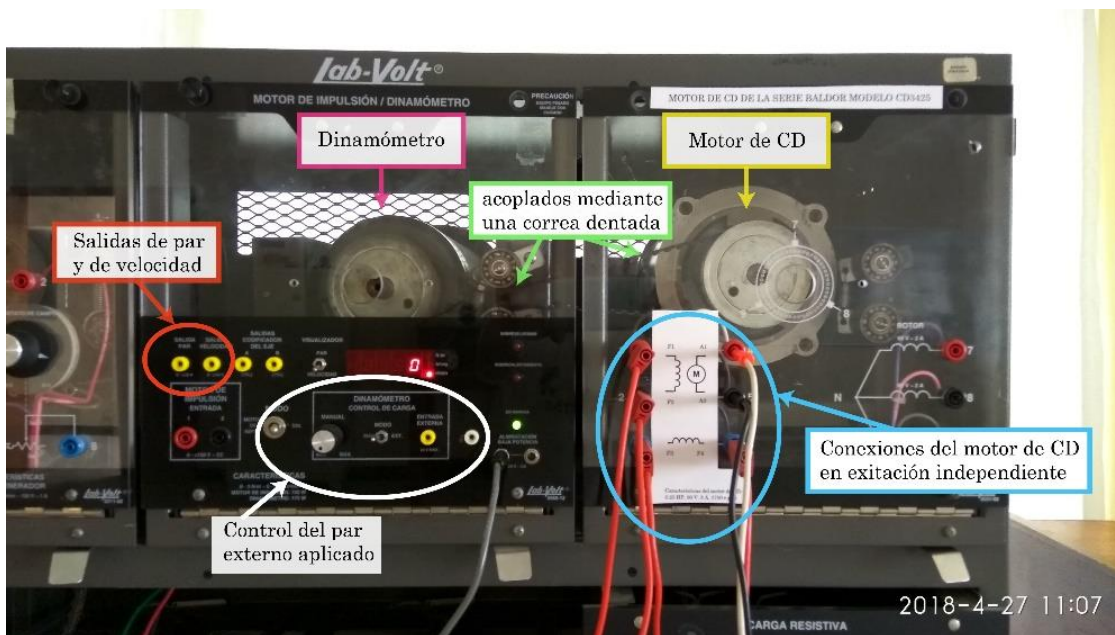


Figura 4.29. Conexiones del motor de CD acoplado con el dinamómetro.

Por último, en la Figura 4.30 se muestran las conexiones de la plataforma experimental, la cual consta de diferentes partes: medición del voltaje y la corriente del panel solar, los convertidores CD/CD tipo SEPIC y tipo reductor, la medición de la corriente de armadura, ADCs y DACs, acondicionamiento de las señales PWM, osciloscopio, la tarjeta de desarrollo *Nexys 4* con un FPGA *Artix-7* y la entrada del voltaje del panel solar.

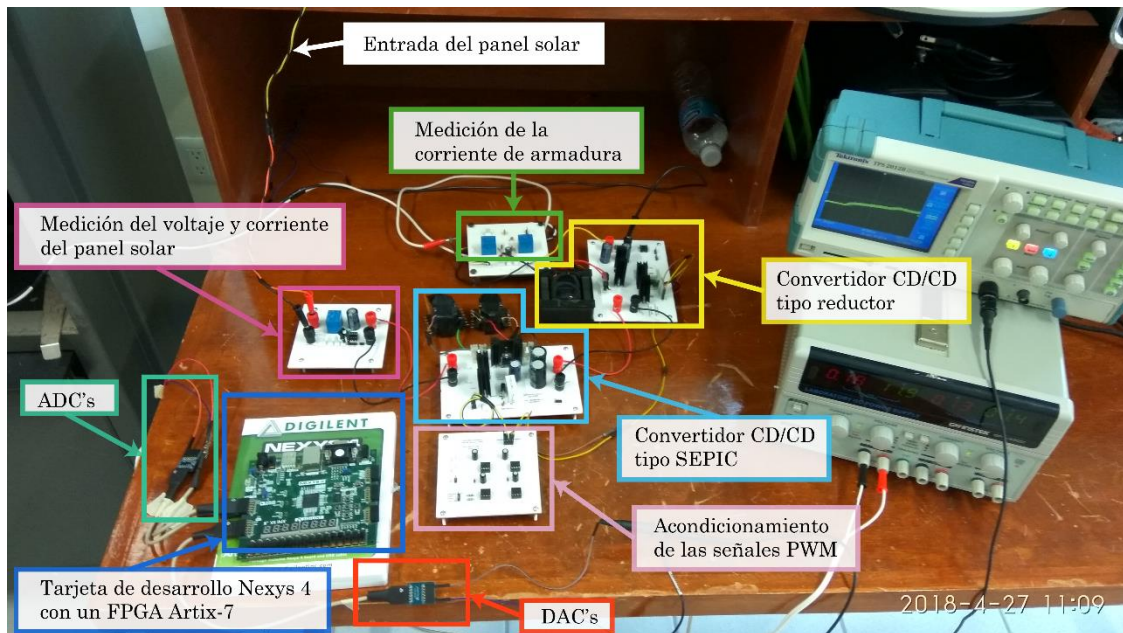


Figura 4.30. Conexiones de la plataforma experimental.

Capítulo 5. Resultados experimentales

5.1 Punto de máxima potencia del panel solar

La Figura 5.1 muestra el comportamiento de la irradiancia incidente en el suelo a diferentes horas del día, tomada durante la segunda quincena del mes de mayo. Esta figura se obtuvo al tomar muestras del nivel de irradiancia cada hora desde las 8:00 hasta las 19:00 horas, mediante el solarímetro marca *Solar Power Meter* modelo SM-206. Cabe mencionar que, a pesar de que la figura corresponde a la irradiancia incidente en el suelo y no directamente a la del panel solar (debido a que su ubicación es poco accesible), esta figura es una buena aproximación de la irradiancia incidente en el panel solar. Como se observa, el comportamiento se asemeja a un cilindro parabólico, en donde los mayores niveles de irradiancia se obtienen entre las 13:00 y las 14:30 horas, mientras que los niveles más bajos se presentan en el alba y en el ocaso.

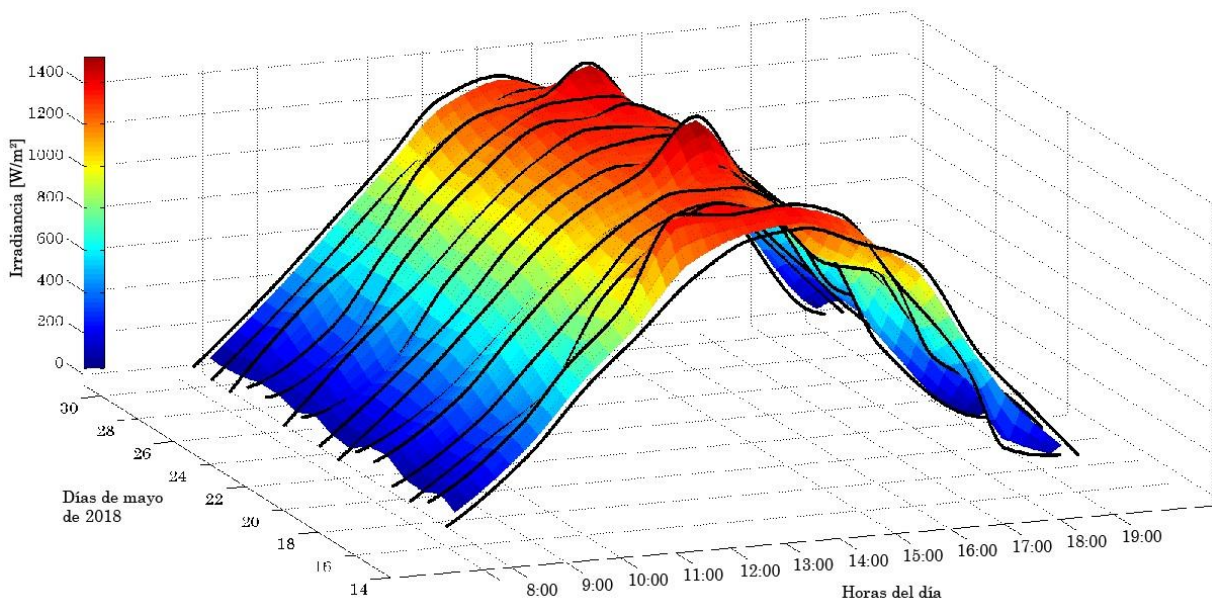


Figura 5.1. Comportamiento de la irradiancia a diferentes días y horas.

La irradiancia nunca se mantiene constante, lo que a su vez implica que el punto de máxima potencia del panel solar también varíe durante el día. En las Figuras 5.2 a 5.6 se muestran diversas señales de interés tomadas a diferentes niveles de irradiancia: $\{740, 1,015, 1,150, 1,253\} W \cdot m^{-2}$. Con la intención de observar el comportamiento de las variables relacionadas con el MPP del panel solar, en esta prueba se considera únicamente

la conexión del panel solar con el convertidor CD/CD tipo SEPIC con una carga de salida de $R_{ele} = 54 \Omega$. Por lo tanto, la señal de control del enfoque ADRC no está habilitada y no opera el convertidor CD/CD tipo reductor ni el motor de CD.

En la Figura 5.2 se muestra la señal de control del algoritmo P&O, la cual tiene un valor inicial constante de 0.5 hasta que se habilita este algoritmo en $t = 0.4$ s; en ese momento la señal de control incrementa para situar al panel solar en el MPP (véase subcapítulo 4.1). Como resultado, en la Figura 5.3 se muestra el voltaje en el punto de máxima potencia V_{mpp} del panel solar cuando el algoritmo P&O está habilitado. El voltaje V_{mpp} pareciera que disminuye en cuanto mayor sea el nivel de irradiancia, sin embargo y de acuerdo a la Figura 1.1, esto se debe a que la temperatura en el panel solar incrementa (una mayor irradiancia también incrementa la temperatura del panel solar). En cambio, la Figura 5.4 muestra que la corriente en el punto de máxima potencia I_{mpp} del panel solar incrementa en mayor medida cuando la irradiancia también incrementa (véase Figura 1.2).

En la Figura 5.5 se muestra el voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC, en donde se tiene siempre un voltaje mayor al del panel solar, por lo que este convertidor actúa como un convertidor tipo elevador. Por último, en la Figura 5.6 se observa que la potencia máxima obtenida P_{mpp} del panel solar tiene un comportamiento similar a la I_{mpp} , ya que la potencia depende en mayor medida de la irradiancia que de la temperatura del panel solar. Además, se observa la importancia de situar al panel solar en el MPP puesto que se tiene una potencia de 20 W con un ciclo de trabajo del 50%, mientras que al utilizar el algoritmo P&O se obtienen entre siete y diez veces más potencia en el panel solar.

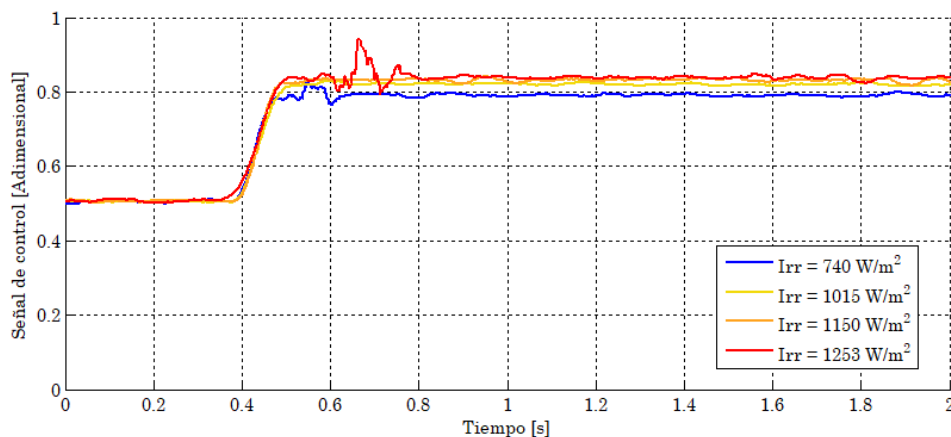


Figura 5.2. Señal de control del algoritmo P&O a diferentes niveles de irradiancia.

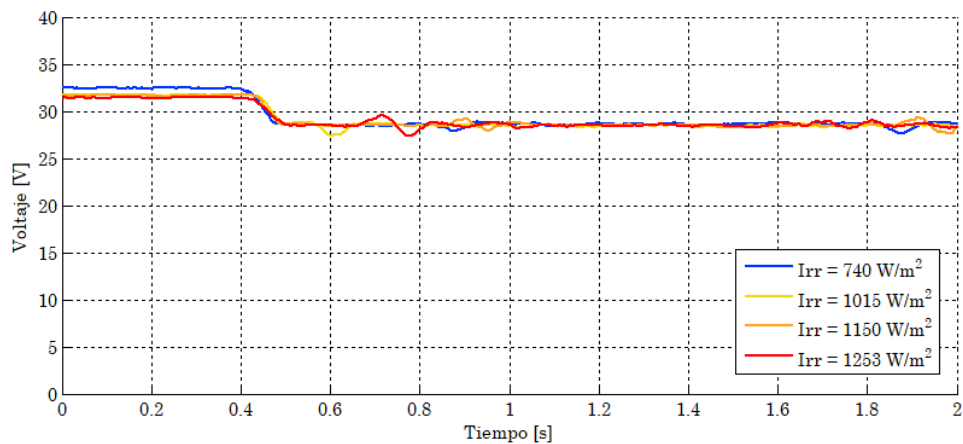


Figura 5.3. V_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia.

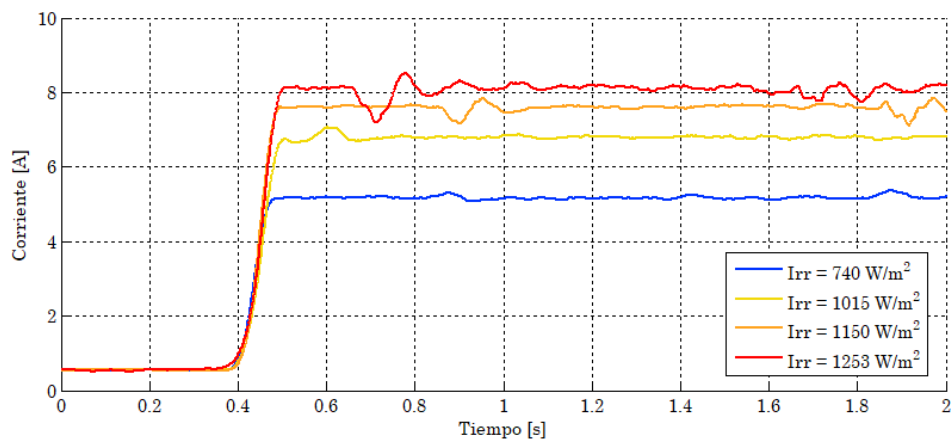


Figura 5.4. I_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia.

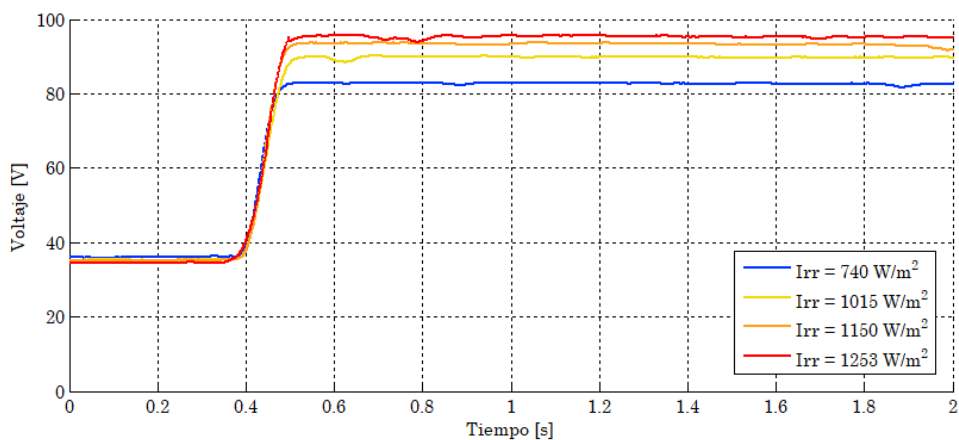


Figura 5.5. V_{SEPIC} a diferentes niveles de irradiancia.

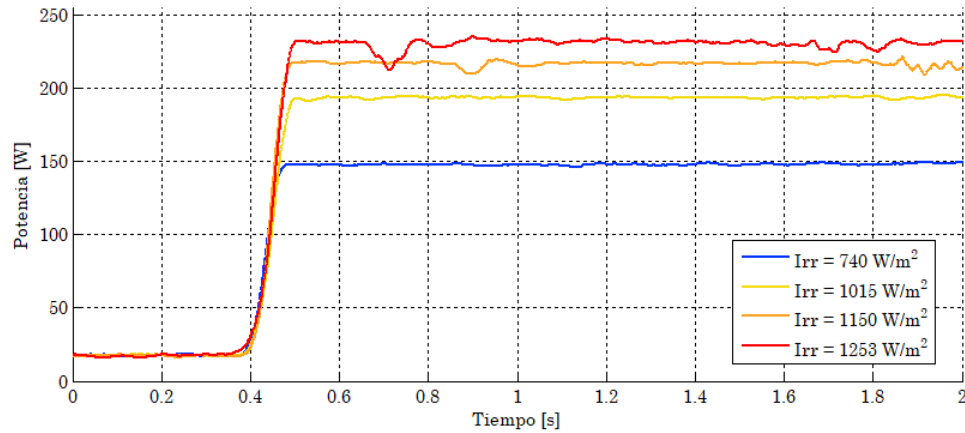


Figura 5.6. P_{mpp} a diferentes niveles de irradiancia.

A partir de los resultados anteriores, se demuestra que la irradiancia influye en gran medida en el comportamiento de la señal de control, voltaje, corriente y potencia del panel solar al situarlo en el MPP mediante el algoritmo P&O. Para apreciar de mejor manera esta dependencia, en las Figuras 5.7 a 5.11 se muestra el comportamiento de estas señales en función de la irradiancia incidente.

En la Figura 5.7 se muestra el comportamiento de la señal de control del algoritmo P&O, la cual tiende a incrementarse cuando la irradiancia también incrementa. En el caso del voltaje en el MPP ocurre lo contrario, ya que la Figura 5.8 muestra que si la irradiancia es mayor, y en consecuencia la temperatura del panel incrementa, entonces el V_{mpp} disminuye. A partir de la señal de control y del voltaje del panel solar, en la Figura 5.9 se muestra el voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC. La Figura 5.10 muestra que la corriente en el MPP, tiende a incrementarse conforme a los niveles de irradiancia. Por último, en la Figura 5.11 se tiene que la potencia máxima del panel solar también incrementa conforme aumente la irradiancia, observando una diferencia de más de 80 W entre los niveles de irradiancia de 720 a $1,260 W \cdot m^{-2}$ y también se observa que la potencia máxima nunca llega a ser igual a los 260 W dados por la Tabla 3.3, ya que no se está operando bajo las condiciones STC.

Con base en lo anterior, se demuestra que un panel solar no es una fuente de alimentación que proporcione un voltaje y/o corriente constante, su comportamiento es no lineal y depende de la irradiancia incidente. Por lo tanto, se debe de tener esta consideración y verificar si se satisfacen los requerimientos de potencia en el diseño de cualquier sistema o, en todo caso, utilizar un arreglo de paneles solares.

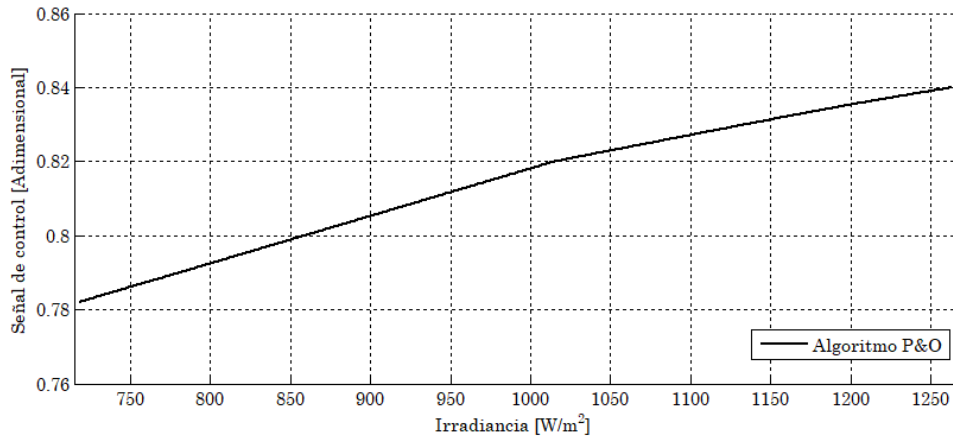


Figura 5.7. Comportamiento de la señal de control del algoritmo P&O en función de la irradiancia incidente.

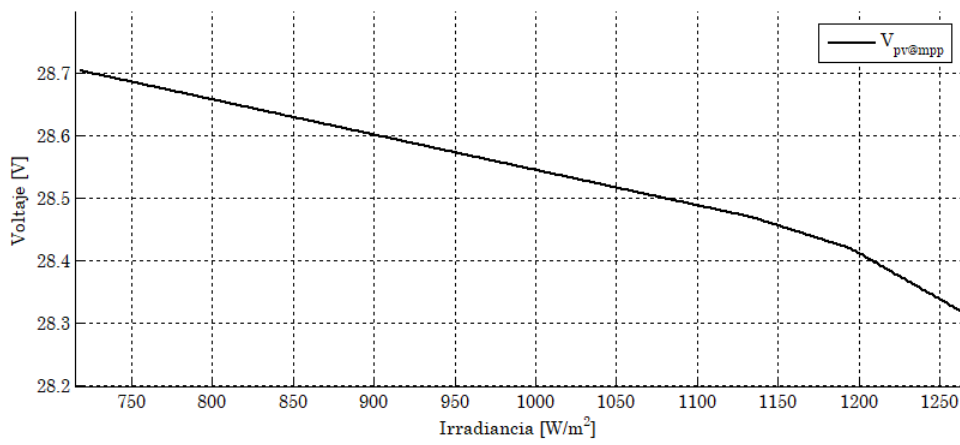


Figura 5.8. Comportamiento del $V_{m_{pp}}$ en función de la irradiancia incidente.

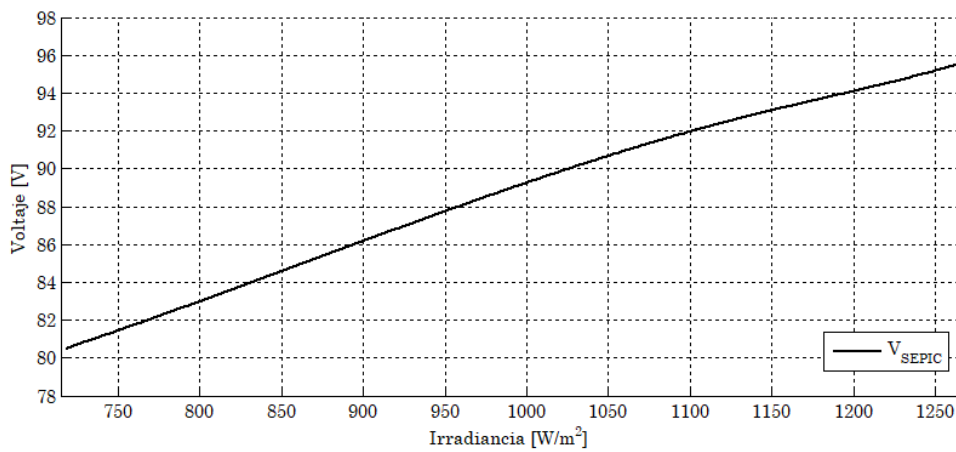


Figura 5.9. Comportamiento del V_{SEPIC} en función de la irradiancia incidente.

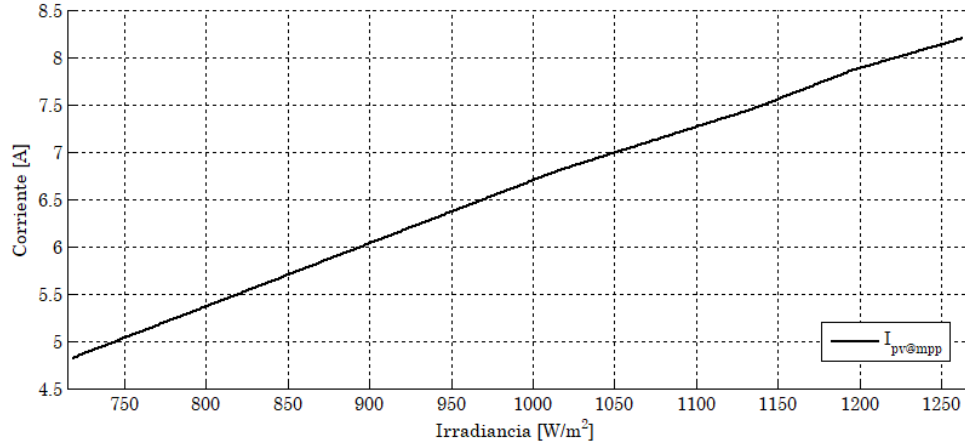


Figura 5.10. Comportamiento de la I_{mpp} en función de la irradiancia incidente.

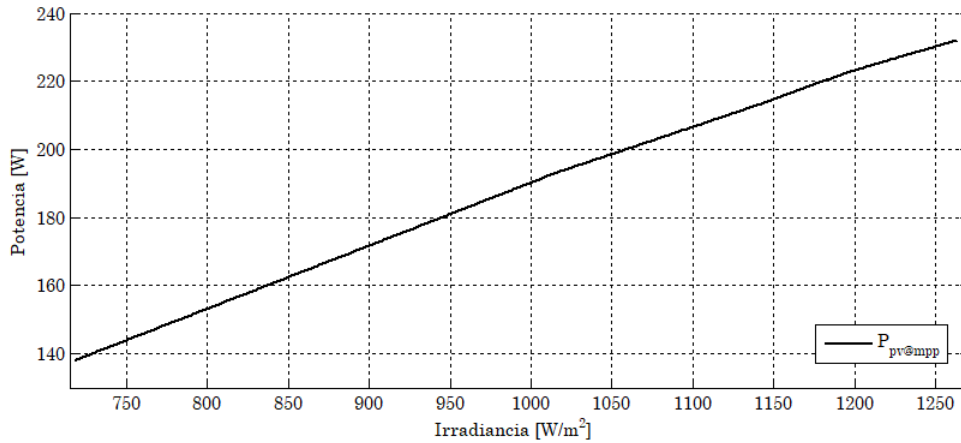


Figura 5.11. Comportamiento de la P_{mpp} en función de la irradiancia incidente.

5.2 Efectos de la conexión del motor de CD sobre el MPP del panel solar

En las pruebas anteriores se consideró que la señal de control del enfoque ADRC estaba inhabilitada, lo que provoca que el convertidor CD/CD y el motor de CD no operen. Lo anterior se realizó con la intención de observar el valor en estado estable de las variables relacionadas con el MPP del panel solar. No obstante, ahora la intención es observar el comportamiento de esas mismas variables cuando la señal de control del enfoque ADRC está habilitada y por lo tanto, el convertidor tipo reductor y el motor de CD operan.

En las Figuras 5.12 a 5.16 se considera un nivel de irradiancia de $1,186 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ en el panel solar, mostrando diversas señales bajo los siguientes escenarios:

- Escenario A. La señal de control del enfoque ADRC está inhabilitada inicialmente y no opera el convertidor CD/CD tipo reductor ni el motor de CD. Además, el panel solar está situado en el MPP.
- Escenario B. En $t = 1.40 \text{ s}$ se produce un cambio en la resistencia de carga del convertidor CD/CD tipo SEPIC de $R_{ele} = 54 \Omega$ a $R_{ele} = 155 \Omega$.
- Escenario C. En $t = 2.85 \text{ s}$ se habilita la señal de control del enfoque ADRC, lo que provoca que el convertidor CD/CD tipo reductor opere y el motor de CD arranque.
- Escenario D. A partir de $t = 19 \text{ s}$, el motor de CD llega a una velocidad en estado estable.

La Figura 5.12 muestra las señales de control del algoritmo P&O y la del enfoque ADRC, en donde se observa que la primera tiene un valor en estado estable de 0.83 hasta que se produce el cambio de resistencia R_{ele} (escenario B); con este cambio la señal de control tiende a incrementar su valor hasta 0.90, aunque vuelve a disminuir hasta un valor final de 0.82 debido a que se habilitó el enfoque ADRC y el motor entra en operación. Por tal motivo, se tiene que la señal de control del enfoque ADRC es diferente de cero después de $t = 2.85 \text{ s}$ (escenario C), ya que en ese instante fue cuando se habilita y empieza a girar el eje del motor hasta llegar a una velocidad en estado estable (escenario D), tal como lo muestra la Figura 5.13.

En la Figura 5.14 se muestran los voltajes en el panel solar V_{pv} , y de salida de los convertidores CD/CD tipo SEPIC V_{SEPIC} y tipo reductor V_t . En el caso de V_{pv} , éste permanece en un valor constante de 28.4 V en todos los escenarios, en cambio, los voltajes de salida de los convertidores CD/CD varían de acuerdo a las señales de control. En donde se tiene un voltaje V_t mayor a cero cuando está habilitado el enfoque ADRC, lo que produce que el motor de CD opere. En el caso de V_{SEPIC} , se observa que pasa de los 92.5 V a los 142.5 V cuando se produce el cambio de la resistencia R_{ele} , pero este voltaje disminuye drásticamente cuando el motor de CD entra en operación. Los cambios de V_{SEPIC} se deben a que el algoritmo P&O busca situar al panel solar en el MPP, el cual depende de la impedancia reflejada a la entrada del convertidor CD/CD tipo SEPIC, que a su vez se ve afectada por R_{ele} y la impedancia del convertidor CD/CD tipo reductor.

En esta prueba, antes de habilitar el enfoque ADRC primero se efectuó un cambio de R_{ele} de 54Ω a 155Ω (escenario B), con la intención de que la potencia disipada en calor en esta resistencia se reduzca y se transfiera al motor de CD cuando se habilite el enfoque ADRC (escenario C). De acuerdo a las pruebas experimentales, se obtuvo que con un incremento de R_{ele} de aproximadamente tres veces es suficiente para regular la velocidad del motor de CD al valor deseado (más adelante se detalla el funcionamiento del enfoque ADRC).

En las Figuras 5.15 y 5.16 se muestra la corriente I_{pv} y la potencia P_{pv} del panel solar, respectivamente. Al igual que ocurre con V_{pv} , tanto I_{pv} como P_{pv} presenta mínimas variaciones, manteniendo los $7.7 A$ de corriente y los $217 W$ de potencia que entrega el panel solar, a pesar del cambio de R_{ele} y de habilitar el enfoque ADRC en los distintos escenarios presentados.

Con base en lo anterior, se demuestra la efectividad del algoritmo P&O para situar al panel solar en el MPP, ya que la máxima potencia del panel solar P_{mpp} depende de la irradiancia incidente y de la temperatura del panel solar, y no de las variaciones en la carga a las que suministra energía, como ocurrió en los distintos escenarios presentados. Por lo tanto, la señal de control del algoritmo P&O de la Figura 5.12 tiene como objetivo que la P_{pv} de la Figura 5.16 sea siempre la máxima posible a pesar de los distintos escenarios, en este caso se obtiene que la máxima potencia del panel solar es de $P_{mpp@1186 W \cdot m^{-2}} = 217 W$ para un nivel de irradiancia de $1,186 W \cdot m^{-2}$.

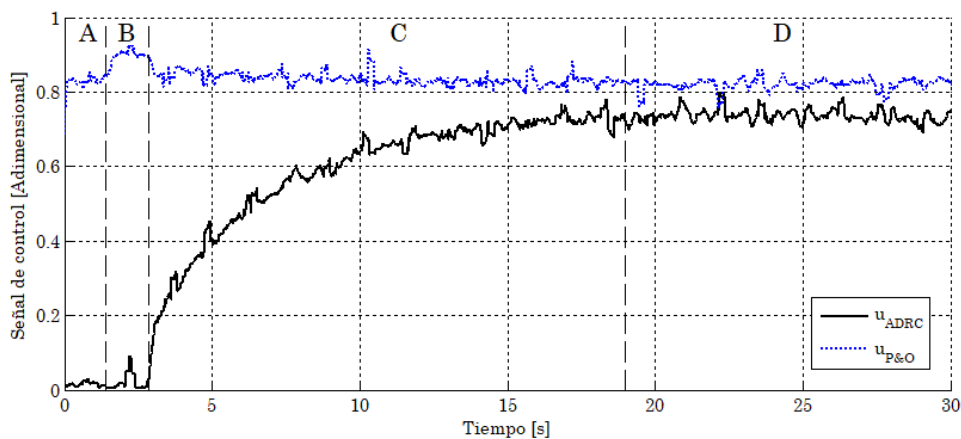


Figura 5.12. Efectos de la conexión del motor de CD en $u_{P\&O}$ y u_{ADRC} .

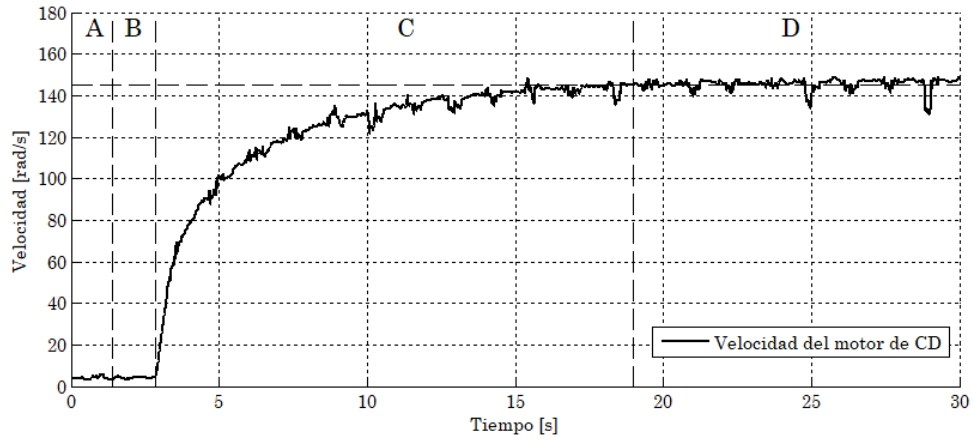


Figura 5.13. Efectos de la conexión del motor de CD en ω .

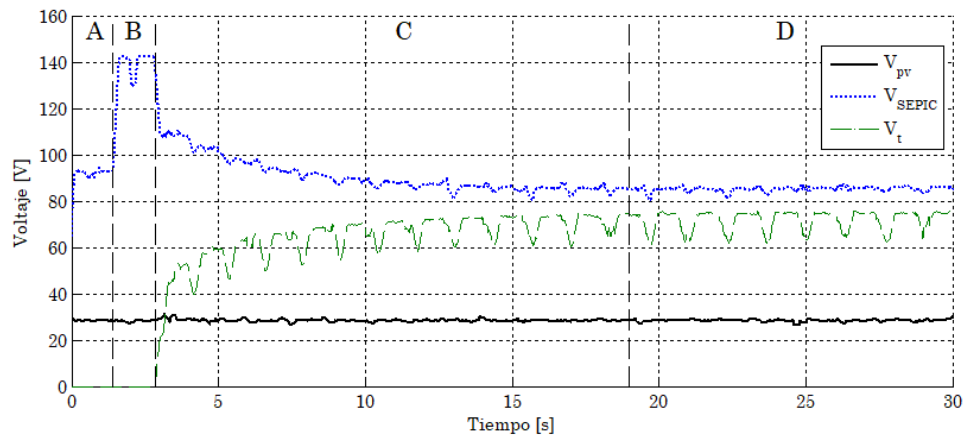


Figura 5.14. Efectos de la conexión del motor de CD en V_{pv} , V_{SEPIC} y V_t .

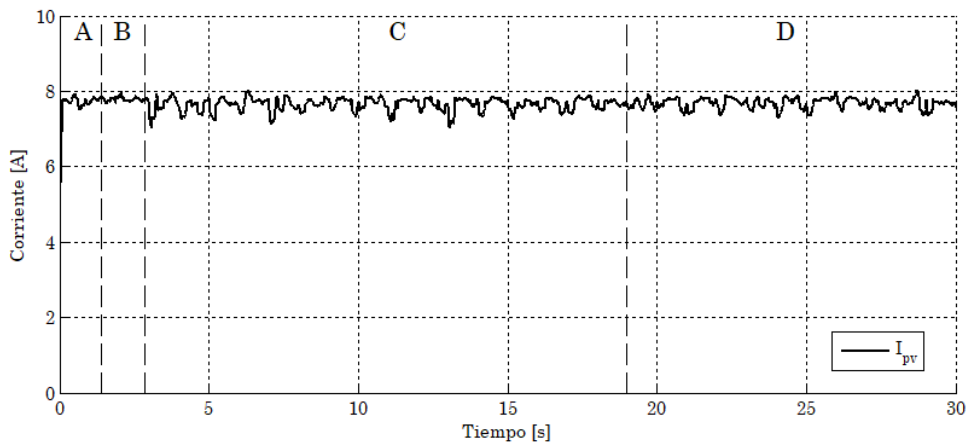


Figura 5.15. Efectos de la conexión del motor de CD en I_{pv} .

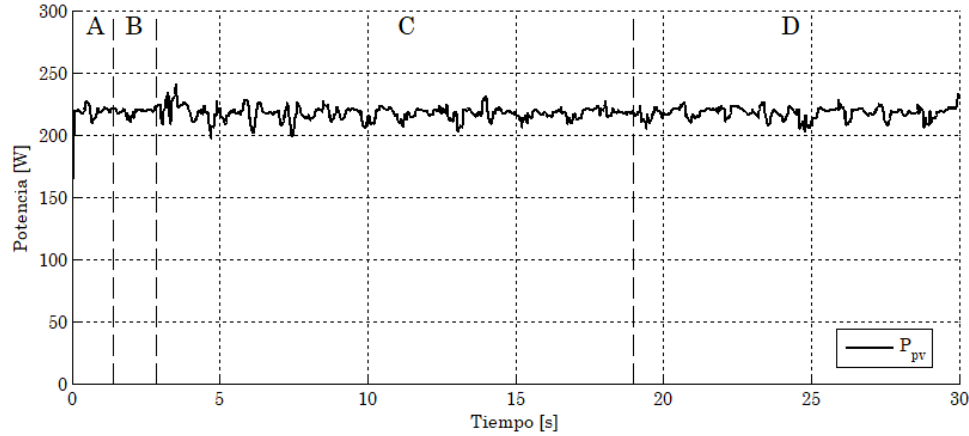


Figura 5.16. Efectos de la conexión del motor de CD en P_{pv} .

5.3 Regulación de la velocidad del motor de CD

5.3.1 Prueba en vacío

Una vez demostrada la efectividad del algoritmo P&O, ahora se detalla el funcionamiento del enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD cuando se alimenta por un panel solar situado en el MPP (véase subcapítulo 4.2). La primera prueba consiste en verificar el funcionamiento del controlador sin aplicar ninguna carga mecánica al motor de CD, a esto se le conoce como prueba en vacío.

Sin embargo, el eje del motor de CD está acoplado mediante una correa dentada al dinamómetro, lo que produce una carga mecánica que consiste en la fricción de la correa dentada, de las escobillas del dinamómetro y del aire. Por tal motivo, esta prueba tiene la intención de conocer el par producido por dicha carga mecánica mediante la estimación del par de carga $\hat{\tau}_L$ por un observador GPI (véase los conjuntos de ecuaciones 4.21 y 4.37). Cabe mencionar que para esta prueba se tuvo un nivel de irradiancia de $1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ en el panel solar, teniendo una potencia de $P_{mpp@1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}} = 225 \text{ W}$. Además, las ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar del enfoque ADRC son las mismas que se utilizaron durante la simulación, las cuales están dadas por la Tabla 4.2.

En la Figura 5.17 se muestra la señal de control del enfoque ADRC para el convertidor CD/CD tipo reductor para regular la velocidad del motor de CD. La velocidad tiene un valor deseado de $\omega^* = 145 \text{ rad/s}$, que corresponde al 80% de la velocidad nominal

de la máquina. Como resultado, la Figura 5.18 muestra el comportamiento de la velocidad del motor de CD, mientras que en la Figura 5.19 se muestra el error de velocidad $e_{\omega^*-\omega}$. Las figuras relacionadas con la velocidad del motor de CD indican que la velocidad corresponde al valor deseado sin presentar sobreimpulsos, presentando una diferencia máxima de 5.2 rad/s que equivale a un error máximo del 3.58%.

En la Figura 5.20 se muestra el par de carga estimado $\hat{\tau}_L$ mediante el observador GPI, el cual tiene un valor promedio en estado estable de $\hat{\tau}_L = 0.25 \text{ N} \cdot \text{m}$, que corresponde al par producido por el acoplamiento del motor de CD con el dinamómetro mediante una correa dentada. Una forma de verificar que la estimación de $\hat{\tau}_L$ es correcta, es verificando el comportamiento de la velocidad estimada $\hat{\omega}_{\hat{\tau}_L}$ por este observador GPI. Por lo tanto, en la Figura 5.21 se compara la velocidad real con la estimada por el observador GPI del par de carga, mientras que la Figura 5.22 muestra el error de estimación de velocidad $e_{\omega-\hat{\omega}_{\hat{\tau}_L}}$.

En la Figura 5.23 se muestra el histograma del error de estimación, el cual presenta las medidas estadísticas dadas por la Tabla 5.1. Como se observa, los datos el error de estimación no están dispersos, y la media aritmética, mediana y moda no superan un error de 0.5 rad/s , es decir, el error de estimación es menor al 0.34%. Con base en las Figuras 5.21 a 5.23 y en la Tabla 5.1, se tiene que la estimación de la velocidad del observador GPI que estima el par de carga es precisa; por lo que la estimación de $\hat{\tau}_L$ también lo es. Por último, otras señales de interés relacionadas con el motor de CD son: a) el voltaje en terminales del devanado de armadura y el voltaje de entrada del convertidor CD/CD tipo reductor (mismo que el voltaje de salida del convertidor tipo SEPIC), y b) corriente de armadura, mostrados en las Figuras 5.24 y 5.25, respectivamente. En donde se observa que ambas señales tiene un rizo notable, debido a que no se utilizaron filtros de ningún tipo en las señales, afectándoles el ruido inherente del sistema.

A partir del voltaje y corriente del motor de CD, se obtiene que la potencia promedio del motor de CD es de $P_{mot} = 125 \text{ W}$, que corresponde a un 67% de la potencia nominal del motor de CD. Además, en esta prueba se utiliza un 55.5% de la $P_{mpp@1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}}$, teniendo 100 W de diferencia que se están disipando en los convertidores CD/CD y en la carga R_{ele} entre ellos. Cabe mencionar que el devanado de campo del motor de CD se alimenta por una batería (véase apartado 3.3.1), la cual suministra una potencia de 27 W , aportando un 17.76% de la energía total del motor de CD (la potencia en ambos devanados).

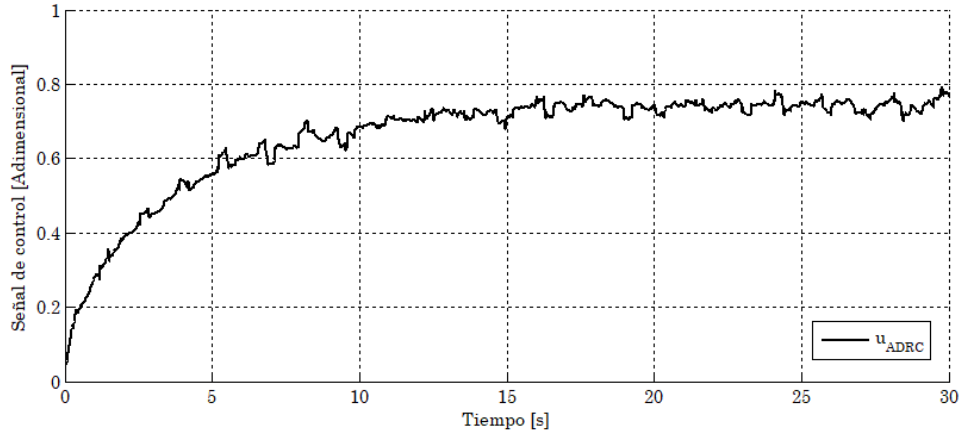


Figura 5.17. u_{ADRC} , prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

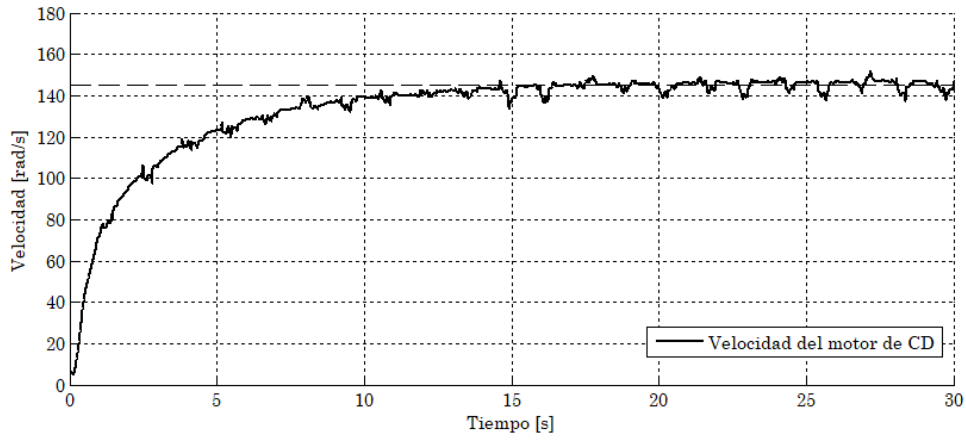


Figura 5.18. ω , prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

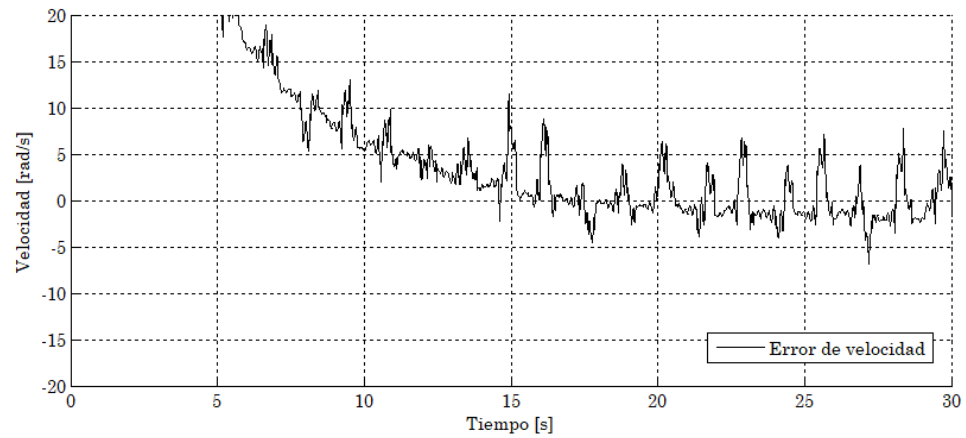


Figura 5.19. $e_{\omega^* - \omega}$, prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

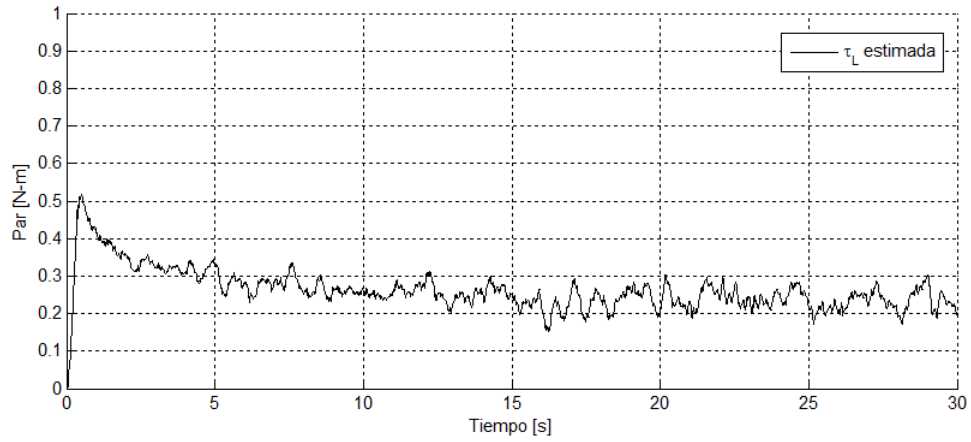


Figura 5.20. $\hat{\tau}_L$, prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 W \cdot m^{-2}$.

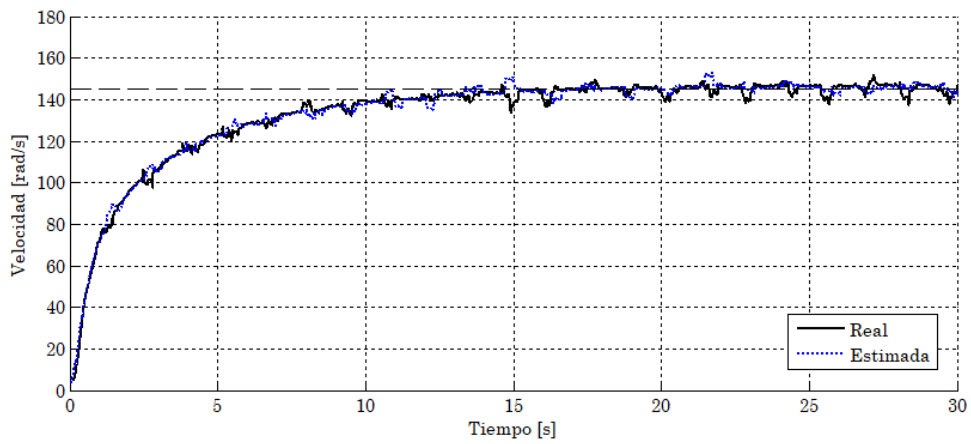


Figura 5.21. $\hat{\omega}$ y ω , prueba en vacío con $I_{rr} = 1219 W \cdot m^{-2}$.

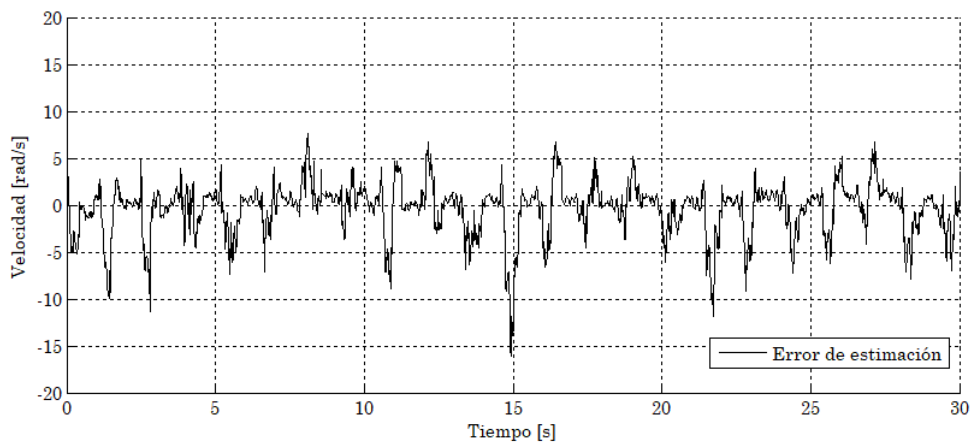


Figura 5.22. $e_{\omega-\hat{\omega}}$, prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 W \cdot m^{-2}$.

Tabla 5.1. Medidas estadísticas del error de estimación del observador GPI del par de carga.

Medida estadística		Valor
Media aritmética	μ	-0.39 rad/s
Mediana	M_e	0.26 rad/s
Moda	M_o	0.47 rad/s
Valor mínimo	min	-16.14 rad/s
Valor máximo	max	7.59 rad/s
Desviación estándar	σ	2.78 rad/s

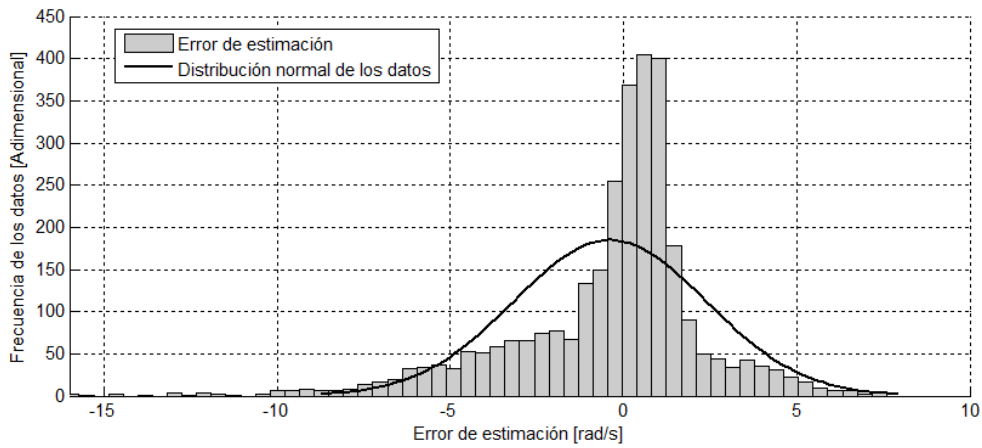


Figura 5.23. Histograma del error de estimación del observador GPI del par de carga.

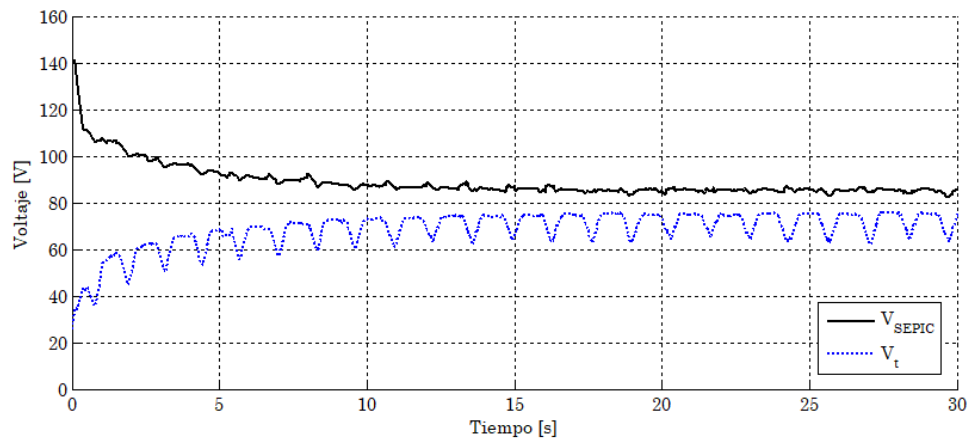


Figura 5.24. V_t , prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

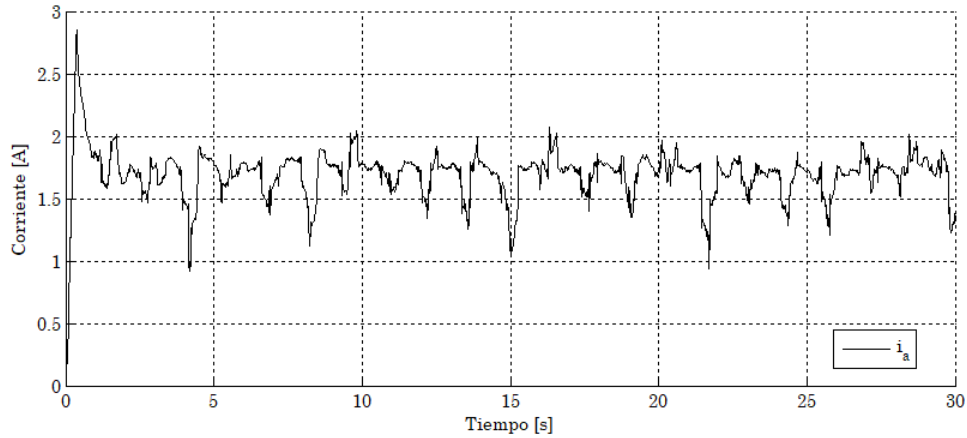


Figura 5.25. i_a , prueba en vacío con $I_{rr} = 1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

5.3.2 Prueba con un par de carga externo aplicado

Ahora se efectúa una prueba similar a la anterior, pero aplicando un par de carga de $\tau_L = 0.15 \text{ N} \cdot \text{m}$ desde el inicio mediante el dinamómetro. Esta prueba se realizó con una irradiancia de $1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ sobre el panel solar, teniendo una potencia máxima en el panel solar de $P_{mpp@1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}} = 233 \text{ W}$. Además, las ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar son las mismas que la prueba en vacío, dadas por la Tabla 4.2.

La Figura 5.26 muestra la señal de control del enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD mediante el convertidor CD/CD tipo reductor, la cual tiene un valor en estado estable de 0.85, debido a ello, la Figura 5.27 muestra la velocidad del motor de CD, con lo que se obtiene el error de velocidad $e_{\omega^*-\omega}$ mostrado en la Figura 5.28. Como se observa, nuevamente la velocidad del motor de CD corresponde con el valor de referencia de 145 rad/s , teniendo un error máximo de 4.7 rad/s sobre este valor, que equivale a un error máximo del 3.24%.

Para evaluar cuantitativamente el desempeño del enfoque ADRC al regular la velocidad del motor de CD, se utiliza la integral del error absoluto (IEA) dado por la ecuación 5.1; se opta por el IEA porque considera el mismo peso de los errores de la respuesta del sistema (durante la respuesta transitoria y en estado estable). Por lo tanto, en la Figura 5.29 se muestra el comportamiento del IEA, el cual presenta un valor significativo debido a que la velocidad de referencia es constante y el motor de CD tarda aproximadamente 16 seg en alcanzarla.

$$IEA = \int_0^{\infty} |e_{\omega^*-\omega}(t)| dt \quad (5.1)$$

Para resaltar los efectos del controlador al aplicar un par de carga respecto a la prueba en vacío, en la Figura 5.30 se compara la respuesta de la velocidad del motor de CD de las Figuras 5.18 y 5.27, donde se observa que ambas señales alcanzan el mismo valor en estado estable de 145 rad/s y prácticamente presentan el mismo comportamiento durante el transitorio, a pesar de que se tienen diferentes condiciones como niveles de irradiancia de $1,219 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, respectivamente, así como un par de carga distinto. Con base en las Figuras 5.18 y 5.19 (prueba en vacío) y las Figuras 5.27 a 5.30 (prueba con un par externo aplicado) se comprueba que el enfoque ADRC logra regular la velocidad del motor de CD a un nivel de referencia deseado bajo diferentes condiciones, como distintos niveles de irradiancia o de diferentes par de carga aplicados.

El correcto desempeño del controlador depende de una estimación precisa de las perturbaciones del sistema, la cual se obtiene mediante un observador GPI (véase los conjuntos de ecuaciones 4.18 y 4.36). Por lo tanto, en la Figura 5.31 se muestra la estimación de la perturbación $\hat{\varphi}$, la cual tiene un valor en estado estable de $-3.3 \times 10^{11} \text{ H}^2 \cdot \text{F} \cdot \text{Kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A} \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{N}^{-1}$. Al igual que en la prueba en vacío, para verificar que la estimación es precisa se observa la estimación de la velocidad por el mismo observador, en este caso, la Figura 5.32 muestra la velocidad real y la estimada por el observador GPI, mientras que la Figura 5.33 muestra el error de estimación $e_{\omega-\hat{\omega}_\varphi}$. La Figura 5.34 muestra el histograma de este error de estimación, donde las medidas estadísticas están dadas por la Tabla 5.2. Los datos de la tabla muestran que el error de estimación se centra alrededor de cero, donde la media, mediana y moda no superan un error máximo de 1 rad/s , aunque presentan errores máximos de más de 10 rad/s . Con base en las Figuras 5.31 a 5.34 y en la Tabla 5.2, se demuestra la efectividad del observador GPI para estimar las perturbaciones del sistema, las cuales se contrarrestan en un controlador lineal.

Respecto al par aplicado, este se ve reflejado en la Figura 5.35, donde se muestra la estimación del par de carga con un valor promedio de $\hat{\tau}_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$, que concuerda a la suma del par aplicado $\tau_L = 0.15 \text{ N} \cdot \text{m}$ y al producido por el acoplamiento entre el motor de CD y el dinamómetro $\hat{\tau}_L = 0.25 \text{ N} \cdot \text{m}$ obtenido en la prueba en vacío de la Figura 5.20, lo que comprueba nuevamente la efectividad de este observador GPI.

Por último, las Figuras 5.36 y 5.37 muestran el voltaje y la corriente en el devanado de armadura, respectivamente, de donde se obtiene que la potencia del motor de CD para esta prueba es de $P_{mot} = 155 W$, lo que implica un aumento de potencia de $30 W$ con respecto a la prueba en vacío provocado por el par externo aplicado. Además, ahora se están disipando únicamente $P_{mpp@1,263 W \cdot m^{-2}} - P_{mot} = 78 W$ en los convertidores CD/CD y en la carga R_{ele} , en lugar de los $100 W$ que se disipan en la prueba en vacío. Respecto a la potencia aportada por la batería en el devanado de campo ($27 W$), esta disminuye a un 14.83% del 17.76% de la prueba en vacío. Como resultado, en esta prueba se está utilizando el 83.1% de la potencia nominal del motor de CD, que es mayor al 70% requerido por las especificaciones de diseño del subcapítulo 3.1.

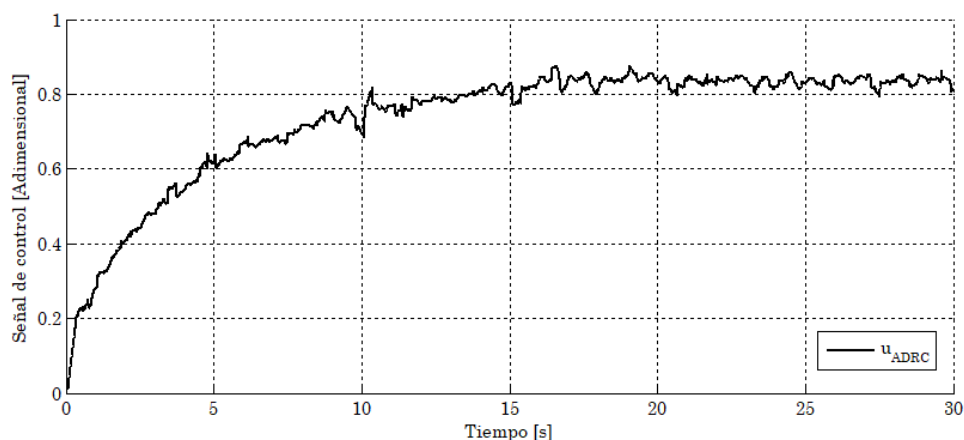


Figura 5.26. u_{ADRC} , prueba con $I_{rr} = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.

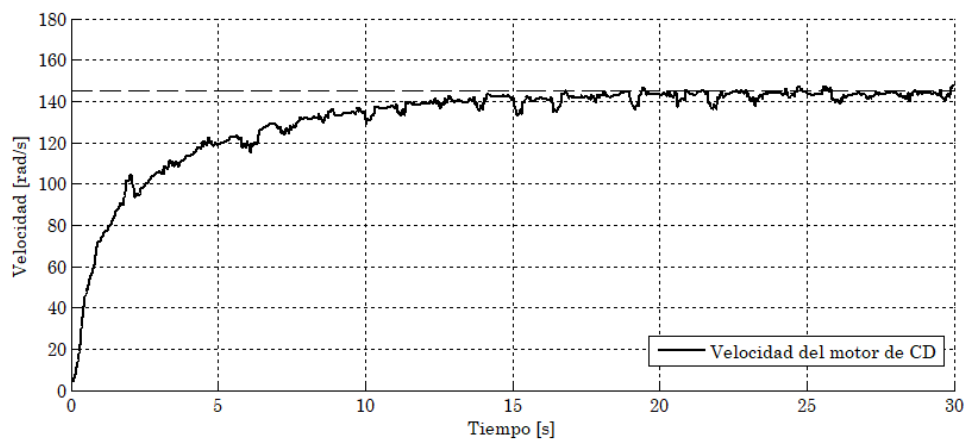


Figura 5.27. ω , prueba con $I_{rr} = 1,263 W \cdot m^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 N \cdot m$.

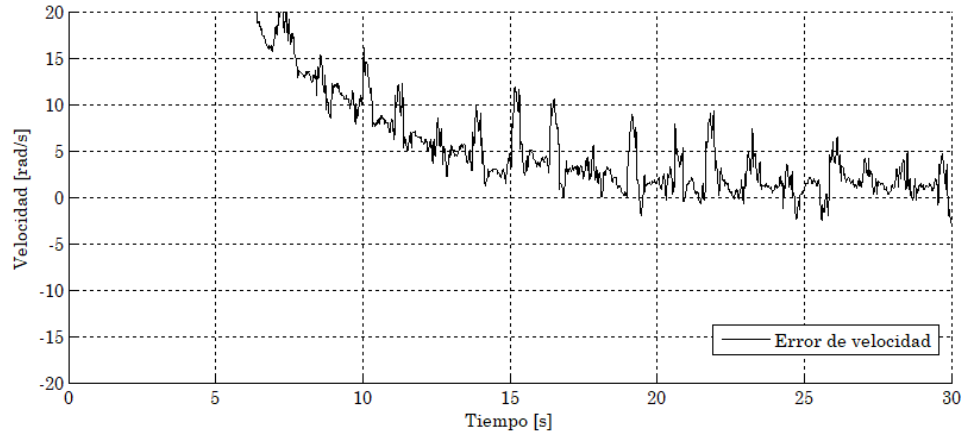


Figura 5.28. $e_{\omega^*-\omega}$, prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

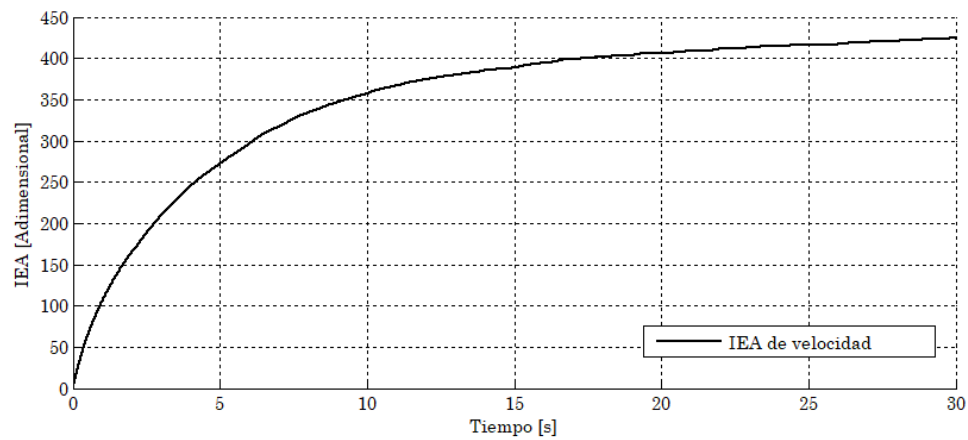


Figura 5.29. IEA del error de velocidad con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

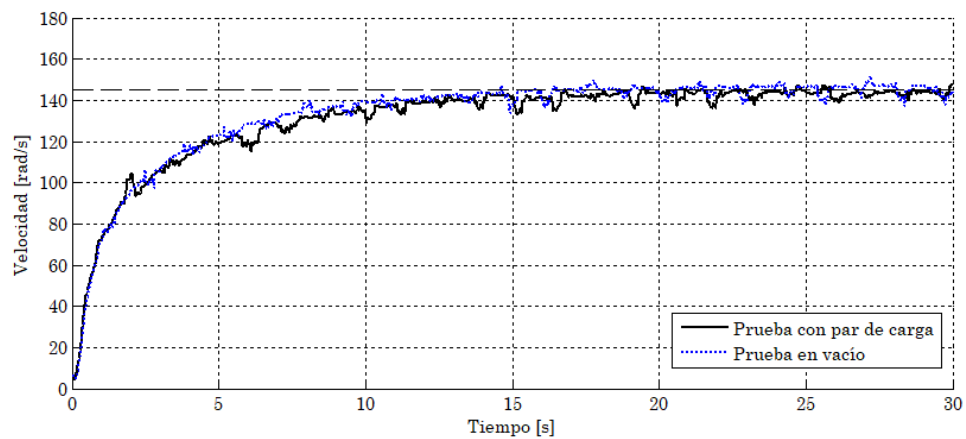


Figura 5.30. ω , comparativa de la prueba en vacío y la prueba con carga.

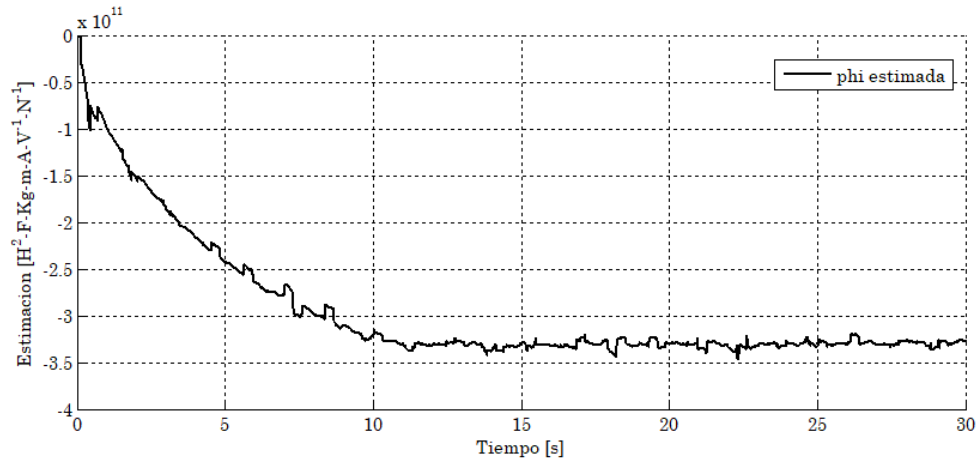


Figura 5.31. $\hat{\phi}$, prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

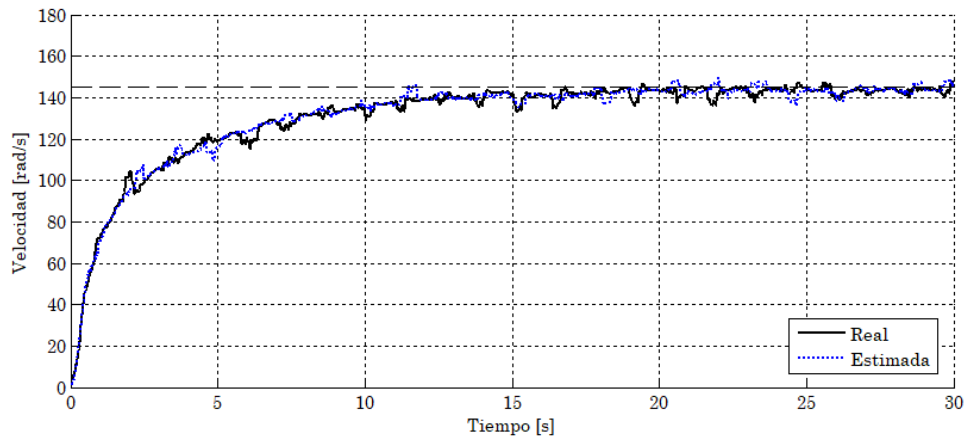


Figura 5.32. $\hat{\omega}$ y ω , prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

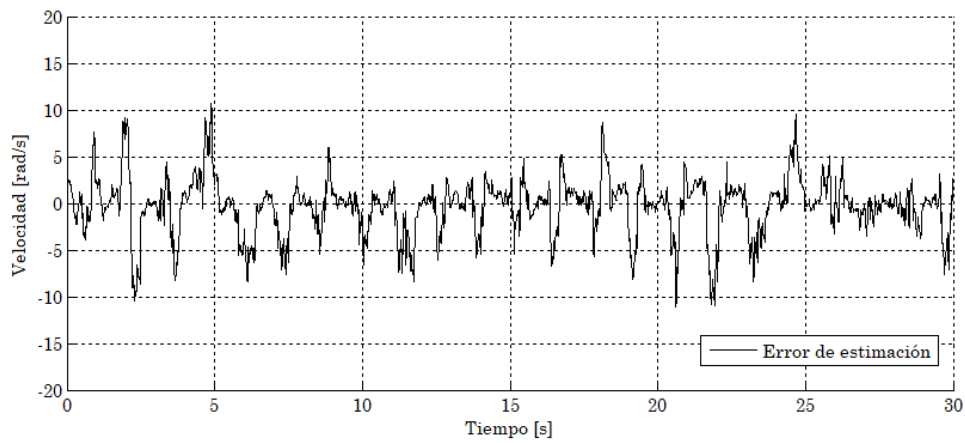


Figura 5.33. $e_{\omega-\hat{\omega}}$, prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

Tabla 5.2. Medidas estadísticas del error de estimación del observador GPI del término de perturbación.

Medida estadística		Valor
Media aritmética	μ	-0.35 rad/s
Mediana	M_e	0.01 rad/s
Moda	M_o	-0.37 rad/s
Valor mínimo	min	-11.03 rad/s
Valor máximo	max	10.75 rad/s
Desviación estándar	σ	3.00 rad/s

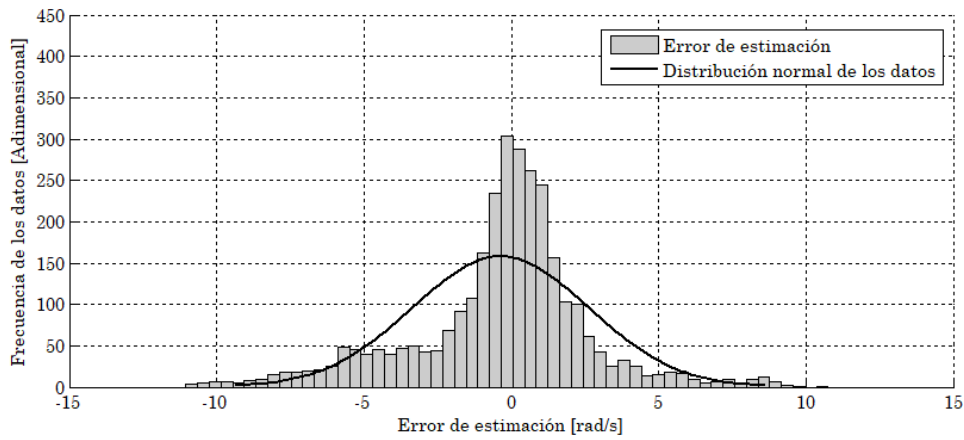


Figura 5.34. Histograma del error de estimación del observador GPI del término de perturbación.

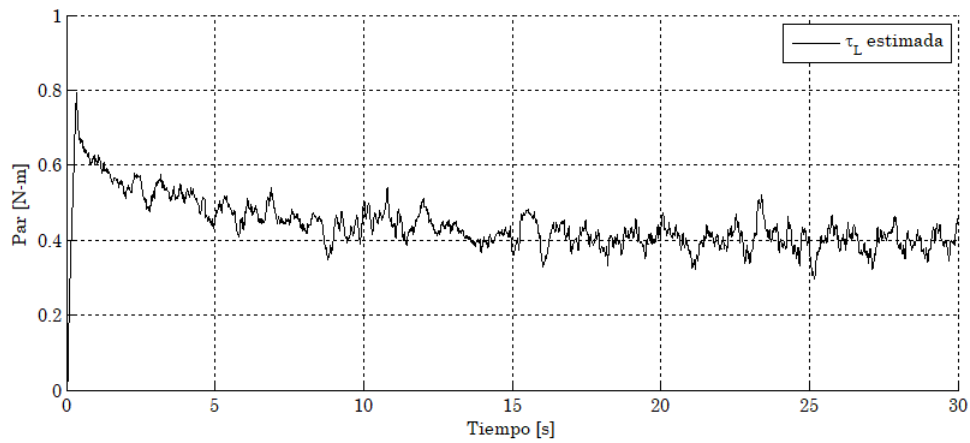


Figura 5.35. $\hat{\tau}_L$, prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

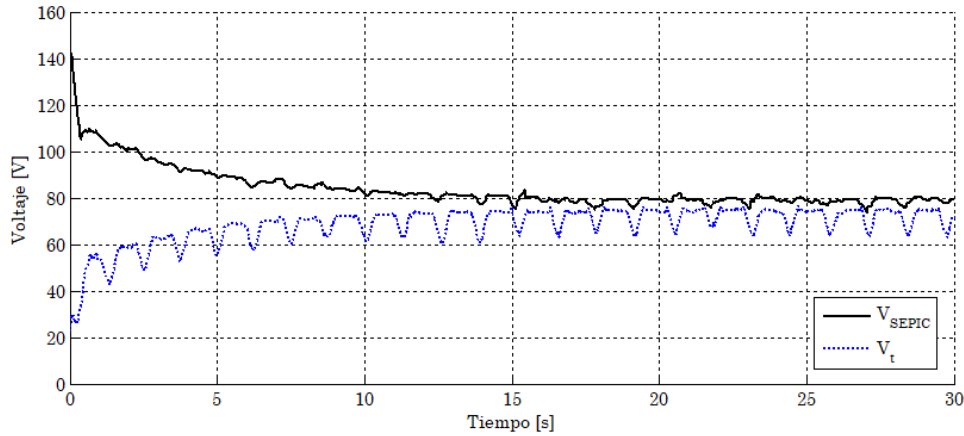


Figura 5.36. V_t , prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

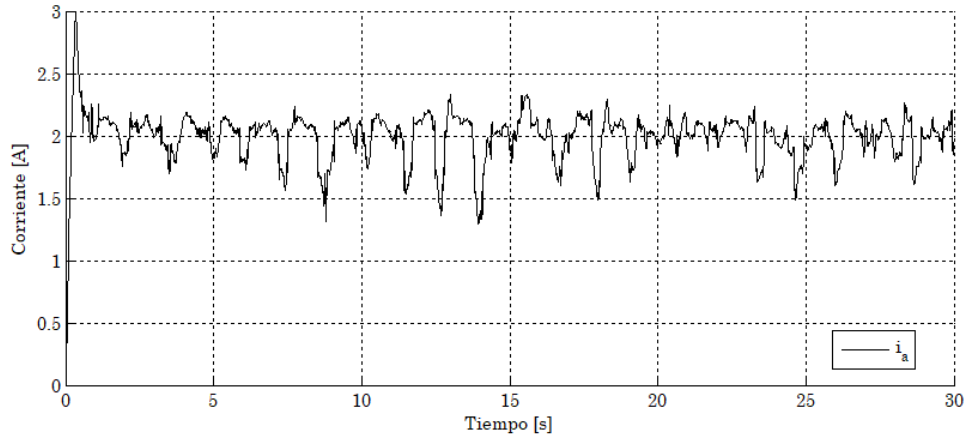


Figura 5.37. i_a , prueba con $I_{rr} = 1,263 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y un par de carga $\tau_L = 0.40 \text{ N} \cdot \text{m}$.

5.3.3 Efectos del nivel de irradiancia en la velocidad del motor de CD

Se ha demostrado que el panel solar no es una fuente de alimentación que proporcione un voltaje y/o corriente constante, sino que su comportamiento es no lineal y depende de la irradiancia incidente. Sin embargo, indirectamente la velocidad del motor de CD también depende de esta variable independiente, ya que el motor consume una cantidad de potencia de $P_{m,vacio} = 125 \text{ W}$ para la prueba en vacío y de $P_{m,\tau_L=0.4N\cdot m} = 155 \text{ W}$ para un par externo aplicado de $\tau_L = 0.4 \text{ N} \cdot \text{m}$, la cual es suministrada por el panel solar. Esto implica que se tiene un nivel de irradiancia mínimo que el panel solar requiere para satisfacer la demanda de potencia por la carga, en este caso de los convertidores CD/CD y del motor de CD.

Al observar el voltaje de alimentación del convertidor CD/CD tipo reductor (mismo que el voltaje de salida del convertidor tipo SEPIC), se aprecia de mejor manera esta dependencia. Por lo tanto, en la Figura 5.38 se muestra el voltaje V_{SEPIC} a diferentes niveles de irradiancia, el cual tiene un valor de 70 V con un nivel de irradiancia de $1,075\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y de 84 V con un nivel de irradiancia de $1,240\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$. Otras señales de interés que se muestran bajo las distintas irradiancias son: la señal de control del enfoque ADRC y la velocidad del motor de CD en las Figuras 5.39 y 5.40, respectivamente. Cabe mencionar que para esta prueba se consideró un par de carga de $\tau_L = 0.25\text{ N} \cdot \text{m} + 0.05\text{ N} \cdot \text{m} = 0.30\text{ N} \cdot \text{m}$.

De las figuras se observa que el voltaje V_{SEPIC} incrementa conforme aumente el nivel de irradiancia (tal como se sabía de la Figura 5.9), a pesar de las variaciones de voltaje, el enfoque ADRC logra regular la velocidad del motor de CD al nivel deseado excepto en dos ocasiones, ya que la señal de control entra en el valor de saturación de 0.9 que no es suficiente para alcanzar la velocidad deseada. Estas ocasiones se presentan con nivel de irradiancia de $1,075\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $1,183\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, obteniendo velocidades en estado estable de 135 rad/s y 143 rad/s , respectivamente.

Con base en lo anterior, se establece que la irradiancia mínima para que el sistema regule correctamente la velocidad del motor de CD debe ser de al menos $1,200\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, ya que con un nivel de irradiancia inferior no se aseguraría que la velocidad del motor de CD con un $\tau_L = 0.3\text{ N} \cdot \text{m}$ sea la deseada. Esto no implica que el enfoque ADRC no sea robusto ante cambios de irradiancia, sino que este nivel establecido es una limitante física no controlada en donde el panel solar no suministra la suficiente energía a la carga y no se logra regular a una velocidad deseada. En cambio, las variaciones del nivel de irradiancia, cuando se supera el mínimo requerido, no afectan el comportamiento de la velocidad del motor de CD tal como se ha demostrado en el apartado 5.3.2, en donde inclusive se comprueba que también es robusto bajo diferentes par de carga aplicados mediante el dinamómetro.

En las Figuras 5.41 y 5.42 se muestra otro ejemplo de la influencia de la irradiancia en la velocidad del motor de CD, en donde la Figura 5.41 muestra los voltajes V_{SEPIC} y V_t , mientras que la Figura 5.42 la velocidad del motor de CD. Durante esta prueba, el nivel de irradiancia inicialmente es de $1,210\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, pero a partir del instante $t = 22\text{ s}$ una nube interfiere con los rayos solares, lo que ocasiona que el nivel de irradiancia disminuya a un

valor final de $950 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ que es menor al mínimo establecido. Como resultado, la velocidad del motor de CD no logra mantener el valor de referencia debido a que el voltaje de entrada del convertidor CD/CD tipo reductor no es el suficiente, ya que el nivel de irradiancia es inferior al mínimo establecido de $1,200 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

Por lo tanto, este es otro punto que se tiene que considerar en los aspectos de diseño para futuros sistemas, ya que las condiciones atmosféricas no están bajo control y cambian constantemente, por lo que generalmente se utiliza una batería de respaldo en una micro-red para proveer la energía adicional que la energía renovable no pudiera suministrar.

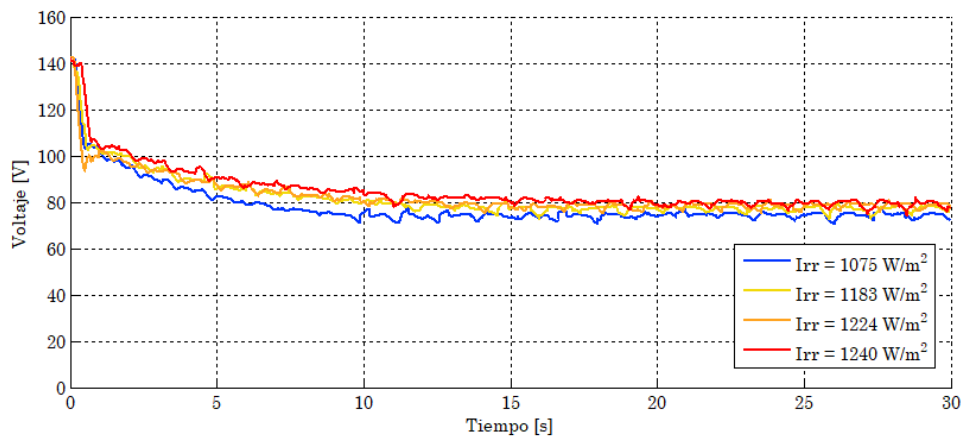


Figura 5.38. V_{SEPIC} a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

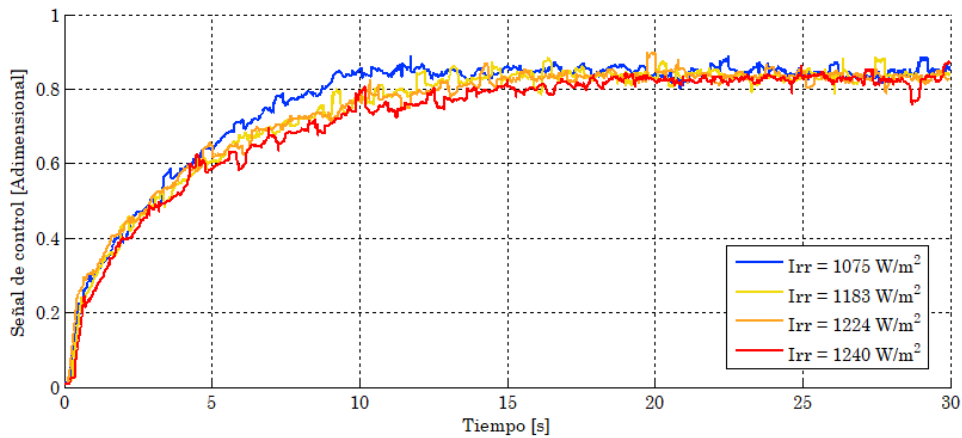


Figura 5.39. u_{ADRC} a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

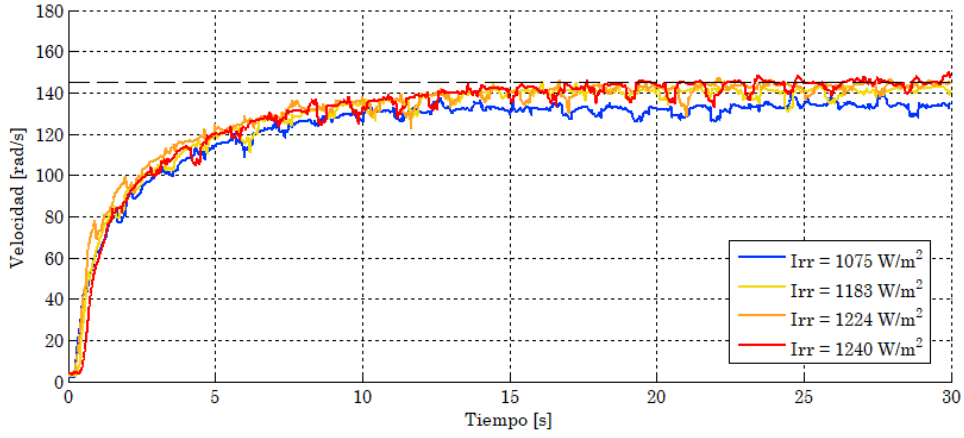


Figura 5.40. ω a diferentes niveles de irradiancia con $\tau_L = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

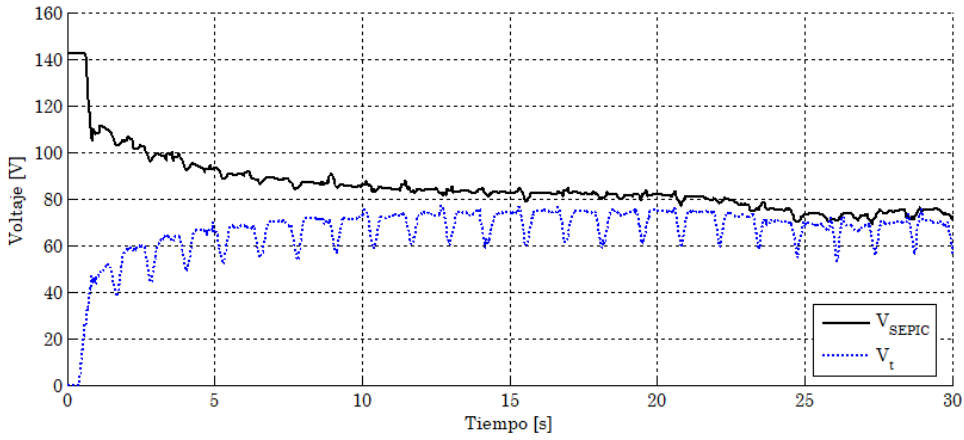


Figura 5.41. V_{SEPIC} y V_t ante un cambio en el nivel de irradiancia con $\tau_L = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

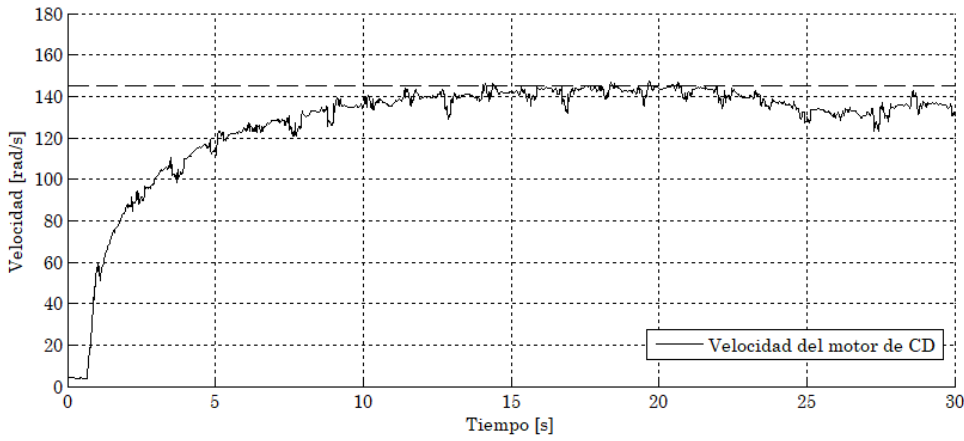


Figura 5.42. ω ante un cambio en el nivel de irradiancia con $\tau_L = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

5.3.4 Prueba con una velocidad de referencia de 50 rad/s

Usualmente, las aplicaciones donde se utilizan motores requieren que éstos operen a distintas velocidades predefinidas, por lo tanto, en esta prueba se considera una velocidad deseada de 50 *rad/s*. Cabe mencionar que el nivel de irradiancia sobre el panel solar es 1,210 $W \cdot m^{-2}$, obteniendo una potencia en el MPP de $P_{mpp@1,214 W \cdot m^{-2}} = 218 W$, además, las ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar son las mismas que en las pruebas anteriores con una velocidad de referencia de 145 *rad/s*, dadas por la Tabla 4.2.

La Figura 5.43 muestra la señal de control, la cual tiende a un valor en estado estable de 0.18, por lo que no se encuentra cercana a los límites de saturación como ocurre en las pruebas anteriores. Como resultado, la Figura 5.44 muestra el comportamiento de la velocidad del motor de CD, la cual alcanza la velocidad deseada en un tiempo de establecimiento de 6 *seg*, además, en la Figura 5.45 se muestra el error de velocidad $e_{\omega^*-\omega}$.

En la Figura 5.46 se muestra el par estimado, el cual tiende a un valor promedio en estado estable de $\hat{\tau}_l = 0.36 N \cdot m$, que equivale al par producido por el acoplamiento del motor de CD con el dinamómetro a esta velocidad. Este incremento de par se debe a que el motor opera a una baja velocidad, por lo que bajo esta circunstancia no se logra ‘romper’ totalmente la inercia del dinamómetro, lo que resulta en un par de carga mayor.

Por último, en la Figura 5.47 se muestra el voltaje de salida del convertidor CD/CD tipo SEPIC y el voltaje en las terminales del motor de CD, mientras que en la Figura 5.48 se muestra la corriente en el devanado de armadura del mismo. En este caso, se observa que V_t e i_a disminuyen en comparación a la prueba con una velocidad de 145 *rad/s*, en cambio, se observa que V_{SEPIC} ya no tiende a los 90 *V*, sino que ahora tiene un valor promedio en estado estable de 125 *V* debido a que también disminuye la impedancia del convertidor CD/CD tipo reductor. Además, se obtiene una potencia en el motor de CD de $P_{mot} = 62 W$, que equivale al 33.6% de la potencia nominal de la máquina y al 28.4% de la potencia del panel solar en el MPP $P_{mpp@1,214 W \cdot m^{-2}}$.

Con base en los resultados de esta prueba, se demuestra la efectividad del enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD a otra velocidad, siendo un cambio sencillo de realizar ya que lo único que se modifica es el valor de referencia en la síntesis del FPGA, por lo que es factible adaptar un arreglo de interruptores (incluidos dentro de la tarjeta Nexys 4) para seleccionar distintas velocidades de operación previamente definidas.

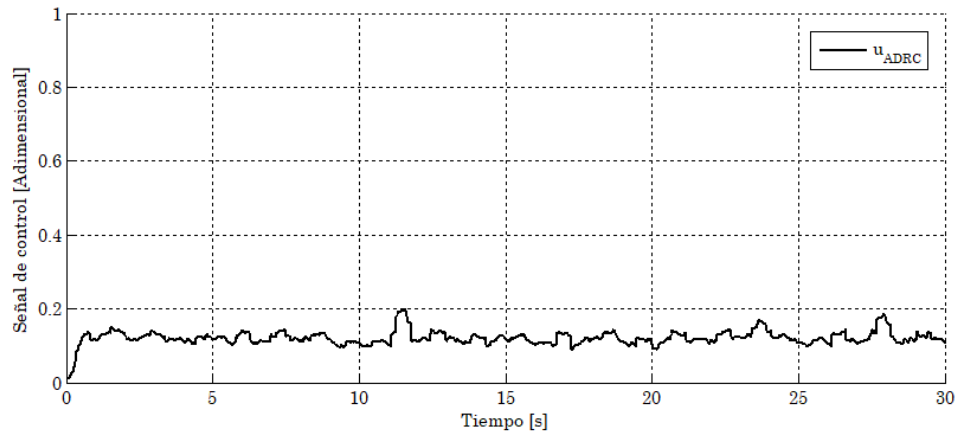


Figura 5.43. u_{ADRC} , prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

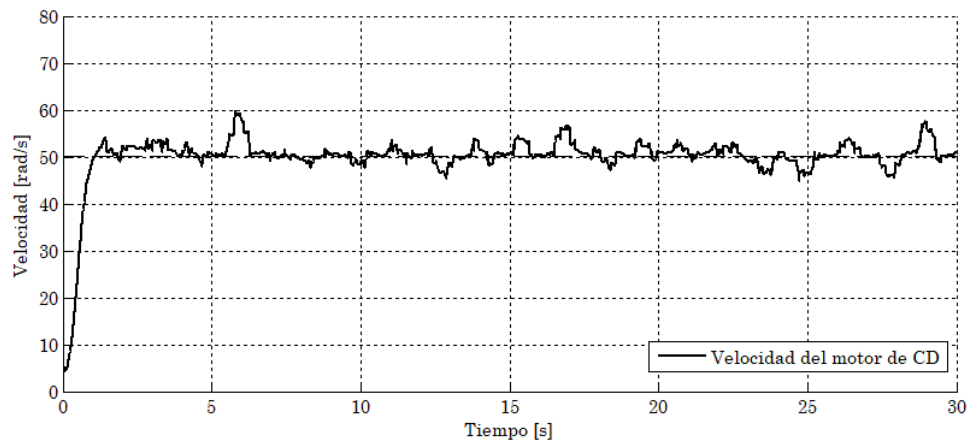


Figura 5.44. ω , prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

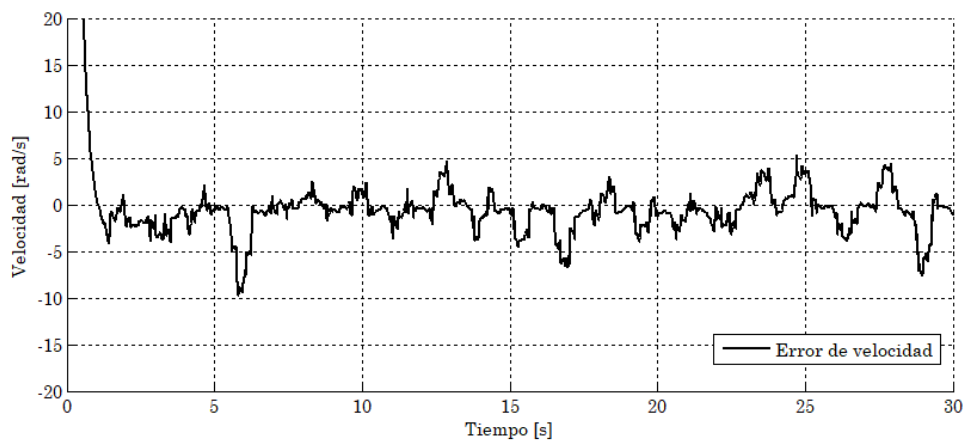


Figura 5.45. $e_{\omega^* - \omega}$, prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

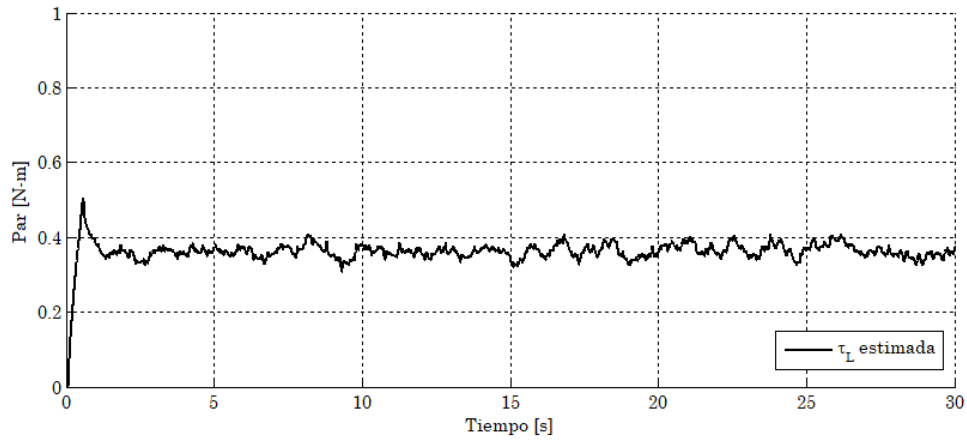


Figura 5.46. $\hat{\tau}_L$, prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

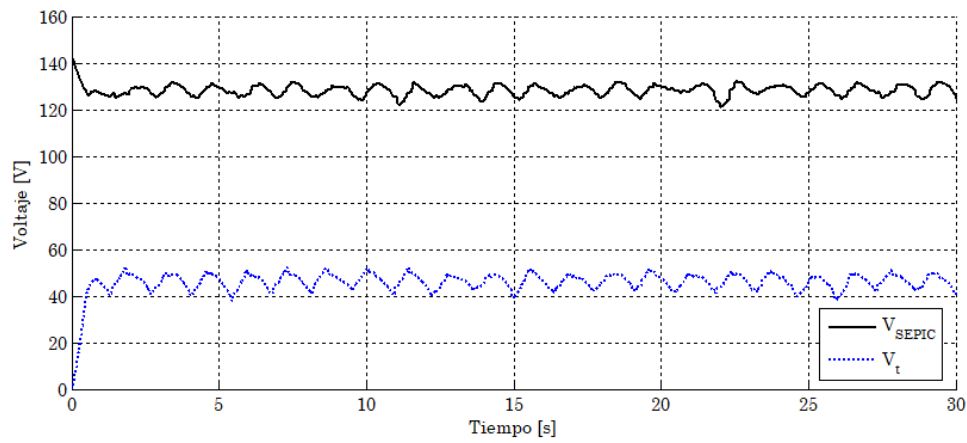


Figura 5.47. V_{SEPIC} y V_t , prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

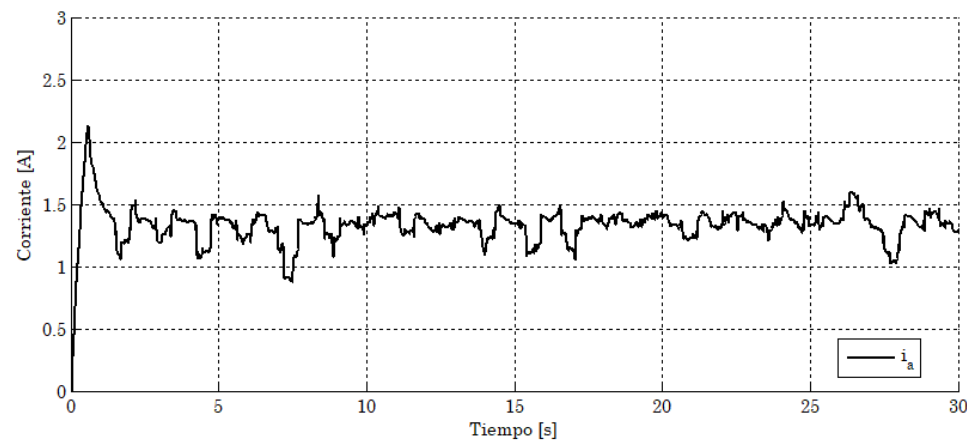


Figura 5.48. i_a , prueba con $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ e $I_{rr} = 1,214 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

5.4 Comparativa entre los resultados de simulación y los experimentales

Una de las ventajas de utilizar la herramienta *System Generator* es que su alto nivel de abstracción genera la síntesis para el FPGA mediante la interconexión de bloques tal como Matlab/Simulink, inclusive, permite efectuar simulaciones del sistema interactuando con este ambiente tal como se presentó en el subcapítulo 4.3. Por lo tanto, es prudente comparar los resultados de simulación con los experimentales para comprobar si una simulación realmente presenta datos similares a los de un ambiente real. En esta comparativa se presentan las siguientes condiciones:

- La irradiancia sobre el panel solar es de $1,263 W \cdot m^{-2}$.
- Un par de carga en el eje del motor de CD de $\tau_L = 0.40 N \cdot m$ aplicado desde el inicio. Cabe mencionar que para la prueba experimental se considera que este par es resultado de la suma de un par externo aplicado $\tau_L = 0.15 N \cdot m$ y al producido por el acoplamiento entre el motor de CD y el dinamómetro $\hat{\tau}_L = 0.25 N \cdot m$, tal como se demostró en el apartado 5.3.2.
- Las ganancias de los observadores GPI y del controlador auxiliar del enfoque ADRC son las mismas que se han utilizado, dadas por la Tabla 4.2.

Como resultado, en la Figura 5.49 se muestra la comparativa de la señal de control del algoritmo P&O, con lo que se obtiene el voltaje, corriente y potencia del panel solar en el MPP de las Figuras 50, 51 y 52, respectivamente. En las cuatro figuras se observa que los datos de simulación no concuerdan con los experimentales, resaltando los siguientes aspectos: a) a pesar de que Matlab/Simulink permite configurar las características del panel solar, parece que únicamente simula su respuesta bajo condiciones STC, b) por la razón anterior, la potencia de simulación es mucho mayor a la experimental (donde no se tenían las condiciones STC de la simulación), c) aunque el comportamiento de la señal de control del algoritmo P&O también es diferente, en ambos casos se sitúa al panel solar en el punto de máxima potencia y, d) la respuesta del voltaje y corriente del panel solar en el punto de máxima potencia son las señales que más discrepan de su contraparte experimental. Sin embargo, en la Figura 5.53 se tiene que V_{SEPIC} presenta una respuesta similar entre la simulación y la respuesta experimental, en donde convergen al mismo

valor en estado estable de 82 V , aunque la simulación tarda un menor tiempo en alcanzar este voltaje.

Respecto a la regulación de velocidad del motor de CD; en la Figura 5.54 se muestra la comparativa de la señal de control del enfoque ADRC, donde la simulación presenta un sobreimpulso del 3.4% que la prueba experimental no presenta, aunque ésta última tarda aproximadamente cinco veces más en establecerse. En la Figura 5.55 se muestra la comparativa de la velocidad del motor de CD, en donde ambas señales presentan un comportamiento similar y convergen al nivel deseado de 145 rad/s , pero nuevamente la simulación toma un menor tiempo en alcanzar la velocidad deseada. En las Figuras 5.56 y 5.57 se muestra la comparativa del voltaje en las terminales y la corriente de armadura del motor de CD, respectivamente, en donde nuevamente presentan un comportamiento similar, inclusive en el rizo de estas señales.

Con base en los resultados anteriores, se tiene que el ambiente Matlab/Simulink no es el idóneo para efectuar simulaciones de un panel solar a pesar de que permite configurar distintos parámetros, ya que los resultados de simulación no se asemejan a los experimentales. En cambio, sí es conveniente realizar simulaciones en este ambiente cuando se trate de sistemas electromecánicos, ya que los resultados de simulación se asemejan bastante a los resultados experimentales, aunque claro, también presentan una diferencia, la cual es tolerable ya que una simulación generalmente no logra representar al cien por ciento los sistemas reales, pero sus resultados se toman como base para controlar dichos sistemas.

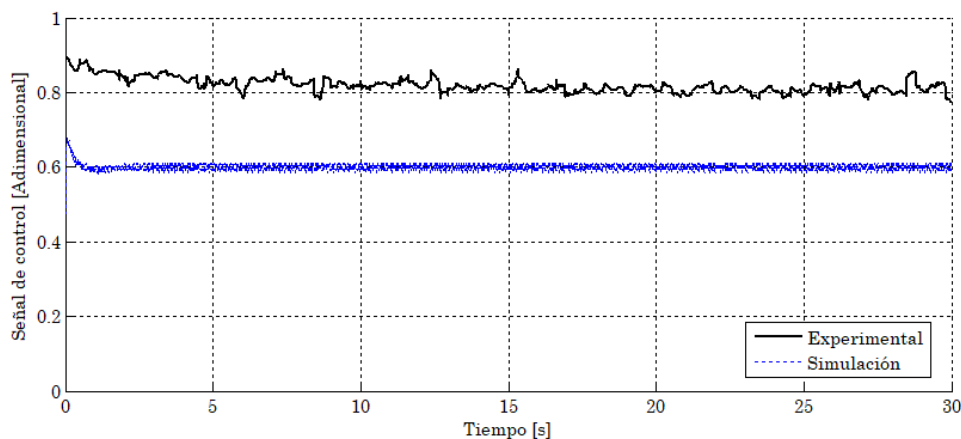


Figura 5.49. $u_{P\&O}$, comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

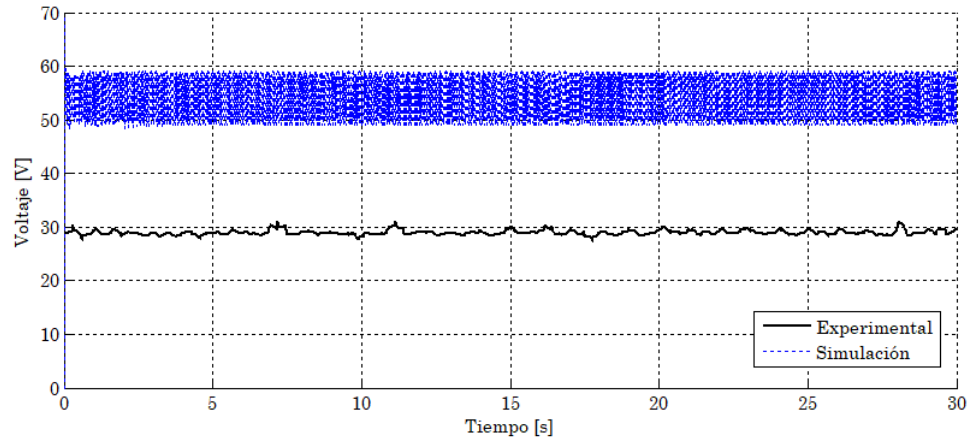


Figura 5.50. V_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

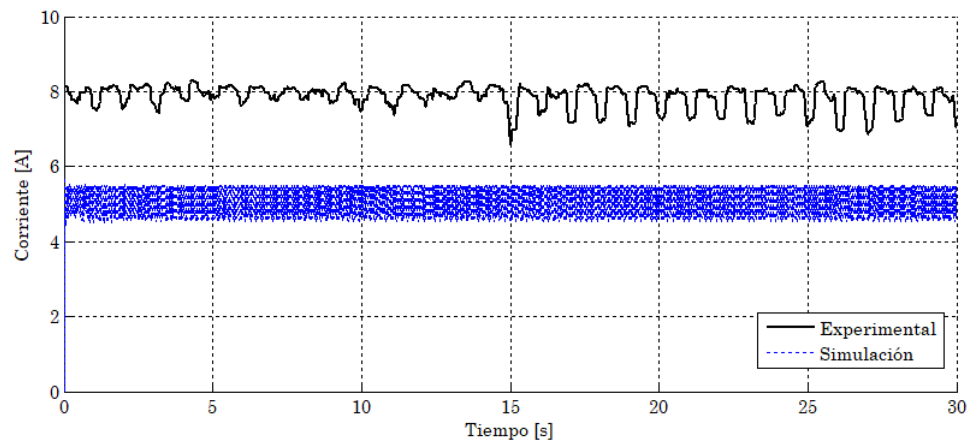


Figura 5.51. I_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

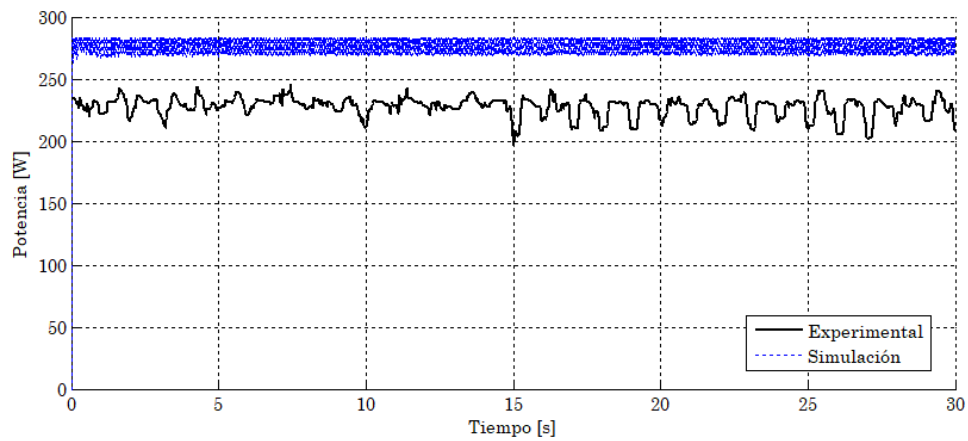


Figura 5.52. P_{pv} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

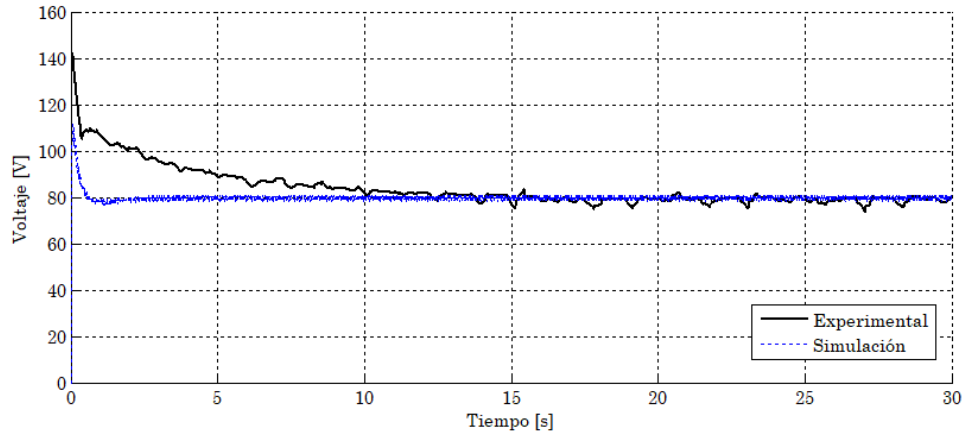


Figura 5.53. V_{SEPIC} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

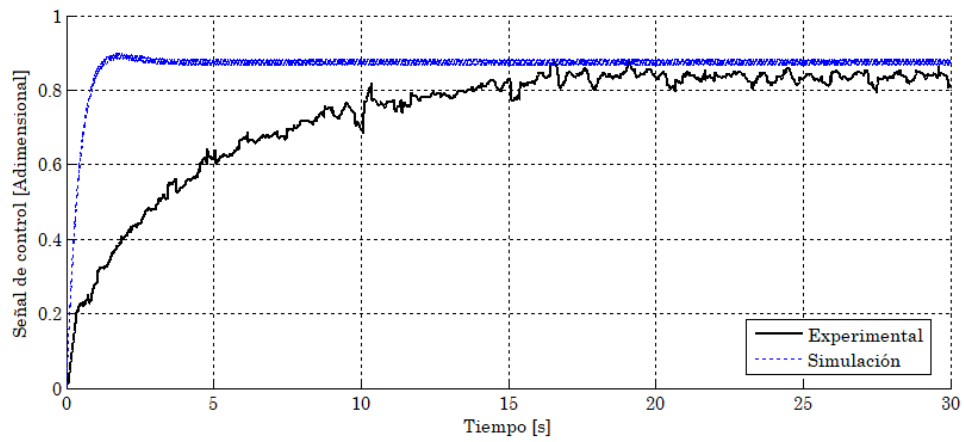


Figura 5.54. u_{ADRC} , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

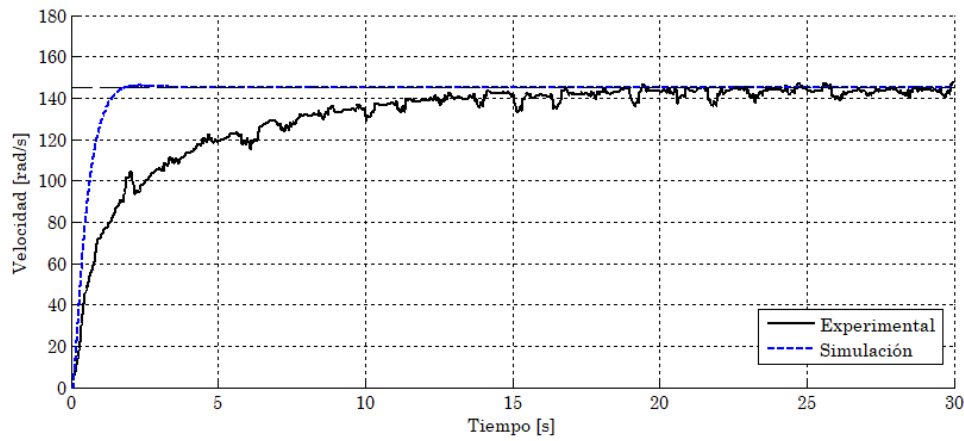


Figura 5.55. ω , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

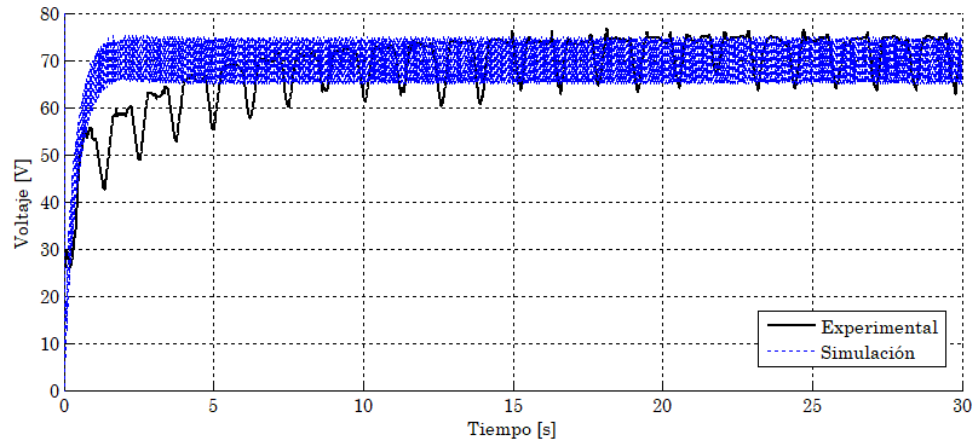


Figura 5.56. V_t , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

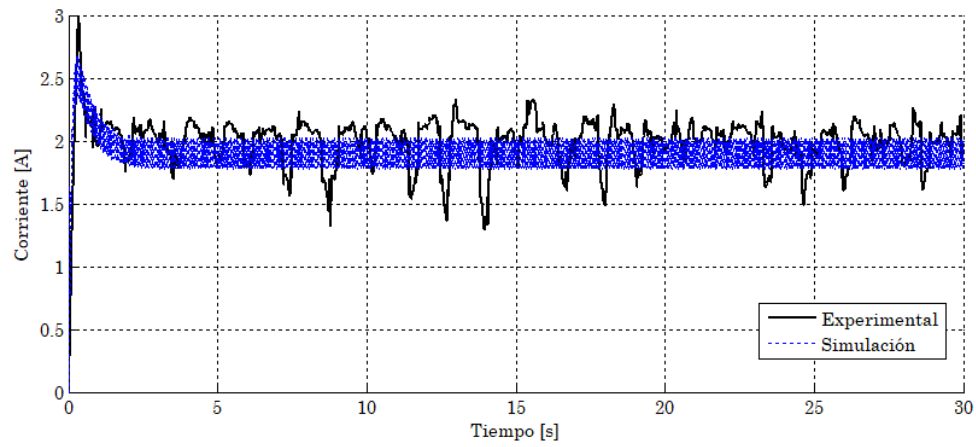


Figura 5.57. i_a , comparativa de la prueba en simulación y la experimental.

Capítulo 6. Conclusiones

Con base en los resultados de las diferentes pruebas realizadas en el capítulo anterior, se tiene que el sistema regula la velocidad del motor de CD a un nivel deseado bajo diferentes condiciones, el cual se alimenta por un panel solar situado en el punto de máxima potencia. Esto responde a la pregunta de investigación del planteamiento del problema y toma válida la hipótesis planteada, aunque hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones.

El panel solar no es una fuente de alimentación que proporcione un voltaje y/o corriente constante, sino que su comportamiento es no lineal y depende de la temperatura del panel solar y en especial del nivel de irradiancia, ya que un mayor nivel de ésta incrementa la cantidad de potencia máxima disponible por el panel solar. No obstante, esto no implica que la máxima potencia disponible se transfiera a la carga, debido precisamente a su comportamiento no lineal.

Por tal motivo, se emplea un convertidor CD/CD tipo SEPIC junto al algoritmo P&O para situar al panel solar en el MPP, lo que implica transferir la máxima potencia del panel solar a la carga. De acuerdo a los resultados, bajo un mismo nivel de irradiancia se obtuvo que la potencia suministrada por el panel solar situado en el MPP es entre siete y diez veces mayor que cuando no lo está. Así que situarse en el MPP se vuelve indispensable al utilizar un panel solar, pues de no realizarlo se desaprovecha la transformación de energía solar en energía eléctrica, disminuyendo la funcionalidad del sistema.

Las pruebas realizadas también indican la efectividad del algoritmo P&O para situar al panel solar en el MPP, ya que la potencia en el MPP depende del nivel de irradiancia y no de la carga a la que se suministra energía. Por lo tanto, las pruebas muestran que la potencia suministrada por el panel solar se mantuvo constante (bajo un nivel de irradiancia también constante) a pesar de los diferentes escenarios a los que se sometió, tales como: cambio en la resistencia carga del convertidor CD/CD tipo SEPIC, durante el arranque del motor de CD y al mantenerlo en una velocidad en estado estable.

Con base en lo anterior, se tiene que el algoritmo P&O es suficiente para situar al panel solar en el MPP a pesar de que existen mejores técnicas para este propósito, debido a sus principales ventajas: a) requiere medir únicamente el voltaje y la corriente del panel solar, b) no depende de las características del panel solar, c) utiliza mínimos recursos

computacionales y, d) es fácil de comprender y de implementar; estos son los principales motivos por lo que es el algoritmo más popular para este propósito.

Debido a que el nivel de irradiancia varía durante el día, implica que la potencia del panel solar en el MPP también varíe. En el caso del panel solar de la marca *Eco Green Energy* modelo EGE-260P-60, la máxima potencia obtenida fue de 233 W con un nivel de irradiancia máximo de $1,263\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$. Cabe mencionar que no se obtuvieron los 260 W indicados por el fabricante para este panel solar, ya que esta cantidad de potencia se logra a partir de pruebas de laboratorio bajo condiciones controladas que en un “ambiente real” no es posible conseguir. Esta es una consideración importante que se debe tener en cuenta en el diseño de sistemas que utilicen este tipo de energía, pues los datos contemplados en la hoja de especificaciones sirven únicamente como referencia debido a que se obtuvieron bajo condiciones controladas.

Con respecto a la regulación de velocidad del motor de CD mediante un convertidor CD/CD tipo reductor y utilizando el enfoque ADRC, los resultados indican que logra mantener la velocidad deseada cuando la potencia suministrada por el panel solar es suficiente. Por lo tanto, la velocidad del motor de CD también depende del nivel de irradiancia, en este caso, para una velocidad deseada de 145 rad/s con un par de carga de $\tau_L = 0.3\text{ N} \cdot \text{m}$ se necesita un nivel de irradiancia mínimo de $1,200\text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ de acuerdo a la experimentación.

Los resultados también indican que el enfoque ADRC mantiene la velocidad deseada a pesar de que en el sistema no se mantienen las mismas condiciones, ya que son consideradas como perturbaciones. Una de estas perturbaciones se presenta en las variaciones del voltaje de entrada del convertidor CD/CD tipo reductor, teniendo una diferencia de hasta 15 V dependiendo del nivel de irradiancia incidente. Otra perturbación al sistema fue el par de carga del sistema, el cual fue de $0.25\text{ N} \cdot \text{m}$ hasta $0.4\text{ N} \cdot \text{m}$. Estas perturbaciones no afectaron la velocidad del motor de CD porque la idea del enfoque ADRC es cancelarlas mediante su estimación, en este caso se utilizó un observador GPI para este propósito.

Este es uno de los motivos de porqué se seleccionó el enfoque ADRC para regular la velocidad del motor de CD frente a otros controladores, ya que al utilizar energías renovables no se mantienen siempre las mismas condiciones de operación pues a su vez

también dependen de otros factores, por lo que hay que estimar y cancelar las perturbaciones, tal como sucede con el enfoque ADRC. Otra de las ventajas de este enfoque, es que no se tuvieron que reajustar las ganancias del observador GPI o del controlador auxiliar a pesar de las diferentes perturbaciones, inclusive, son los mismos valores que se utilizaron durante las pruebas de simulación o de otra velocidad de referencia.

Otro de los motivos por lo que se seleccionó el enfoque ADRC es que, a pesar de ser un sistema de cuarto orden (la conexión del convertidor CD/CD tipo reductor con el motor de CD) y que se utiliza un observador GPI, únicamente necesita retroalimentar la velocidad del motor de CD, lo que disminuye el costo del sistema al no medir otras señales, y aunque en este sistema se utiliza un dinamómetro para medir esta señal, es relativamente sencillo emplear un encoder para este propósito. Por último, la experiencia con este enfoque también fue otro de los motivos para seleccionarlo, ya que se han tenido buenos resultados en trabajos anteriores, lo que incluye la tesis de licenciatura en el que se basa este trabajo.

Con respecto a la implementación del algoritmo P&O y el enfoque ADRC, en la parte software ambos controladores son independientes entre sí. Por tal motivo, se optó por un FPGA frente a los demás dispositivos digitales ya que ejecuta operaciones de manera concurrente, lo que a su vez disminuye el tiempo de propagación y elimina retardos no deseados en los controladores. Además, su implementación fue sencilla debido a que se utilizó la herramienta de alto nivel de abstracción *System Generator*, lo que tiene como ventajas: a) la síntesis se realiza mediante la interconexión de bloques tal como en Matlab/Simulink, b) permite importar código de VHDL y Verilog al proyecto en caso de ser necesario, c) es más sencillo utilizar operaciones en punto flotante que los lenguajes descriptores de hardware y d) permite interactuar con Matlab/Simulink para efectuar simulaciones del sistema.

Con base en lo anterior, como futuro trabajo se propone diseñar un sistema más completo en base a una micro-red, en donde se incremente la cantidad de potencia disponible aumentando el número de paneles solares, también se incluya una etapa de almacenamiento de energía mediante una batería y por último, una etapa que transfiera la energía de CD a la red eléctrica. La finalidad de este sistema propuesto es que: a) el motor de CD opere bajo condiciones nominales, b) no se dependa en gran medida del nivel de irradiancia para satisfacer las demandas de potencia, y c) la energía adicional se almacene o se transfiera a la red eléctrica para utilizarla y no se disipe en calor.

Referencias

- [1] A. Martínez Barbosa, Diseño e implementación de un sistema MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2016.
- [2] A. S. Berger, *Embedded Systems Design: An Introduction to Processes, Tools, and Techniques*, USA: CMP Books, 2002.
- [3] S. Chander, A. Purohit, A. Sharma, Arvind, S. P. Nema and M. S. Dhaka, «A study on photovoltaic parameters of mono-crystalline silicon solar cell with cell temperature,» *Energy Reports*, vol. I, no. 1, pp. 104-109, 2015.
- [4] J. Appelbaum, «The role of view factors in solar photovoltaic fields,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXXI, no. 1, pp. 161-171, 2018.
- [5] E. Pérez-Denicia, F. Fernández-Luqueño, D. Vilariño-Ayala, L. M. Montaña-Zetina and L. A. Maldonado-López, «Renewable energy sources for electricity generation in Mexico: A review,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXVIII, no. 1, pp. 597-613, 2017.
- [6] Cámara de Diputados del H. Congreso de la Unión, «Ley para el aprovechamiento de energías renovables y el financiamiento de la transición energética,» 1 Enero 2012. [En línea]. Available: http://www.senado.gob.mx/comisiones/energia/docs/marco_LAERFTE.pdf. [Último acceso: 8 Septiembre 2017].
- [7] Secretaría de Energía, «Estrategia Nacional de Energía,» 2014. [En línea]. Available: <https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/214/ENE.pdf>. [Último acceso: 8 Septiembre 2017].
- [8] S. K. Jha, J. Bilalovic, A. Jha, N. Patel and H. Zhang, «Renewable energy: Present research and future scope of Artificial Intelligence,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXVII, no. 1, pp. 297-317, 2017.
- [9] Q. Hernández-Escobedo, E. Rodríguez-García, R. Saldaño-Flores, A. Fernández-García and F. Manzano-Agugliaro, «Solar energy resource assessment in Mexican states along the Gulf of Mexico,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. XLIII, no. 1, pp. 216-238, 2015.
- [10] S. Lyden and M. E. Haque, «Maximum Power Point Tracking techniques for photovoltaic system: A Comprehensive review and comparative analysis,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LII, no. 1, pp. 1504-1518, 2015.
- [11] H. Bounechba, A. Bozuzid, K. Nabti y H. Benella, «Comparison of perturb and observe and fuzzy logic in maximum power point tracker for PV systems,» *Energy Procedia*, vol. L, no. 1, pp. 677-684, 2014.

- [12] M. Farhat, O. Barambones, J. A. Ramos y E. A. J. M. Duan, «Diseño e implementación de un Sistema de Control estable basado en Lógica Borrosa para optimizar el rendimiento de un sistema de Generación Fotovoltaica,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. XII, no. 4, pp. 476-487, 2015.
- [13] J. Ahmed and Z. Salam, «An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency,» *Applied Energy*, vol. CL, no. 1, pp. 97-108, 2015.
- [14] A. Harrag and S. Messalti, «Variable step size modified P&O MPPT algorithm using GA-based hybrid offline/online PID controller,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. XLIX, no. 1, pp. 1247-1260, 2015.
- [15] V. R. Kota and M. N. Bhukya, «A novel linear tangents based P&O scheme for MPPT of a PV system,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXI, no. 1, pp. 257-267, 2017.
- [16] B. Plangklang, N. Thanomsat and T. Phuksamak, «A verification analysis of power quality and energy yield of a large scale PV rooftop,» *Energy Reports*, vol. II, no. 1, pp. 1-7, 2016.
- [17] A. K. S. K. Shukla and P. Baredar, «Simulation and performance analysis of 110 KWp grid-connected photovoltaic system for residential building in India: A comparative analysis of various PV technology,» *Energy Reports*, vol. II, no. 1, pp. 82-88, 2016.
- [18] N. A. Kamarzaman and C. W. Tan, «A comprehensive review of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. XXXVII, no. 1, pp. 585-598, 2014.
- [19] M. A. M. Ramli, S. Twaha, K. Ishaque and Y. A. Al-turki, «A review on maximum power point tracking for photovoltaic systems with and without shading conditions,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXVII, no. 1, pp. 144-159, 2017.
- [20] J. Castillo, C. D. Matiolis, E. C. Escobar, A. G. Barrientos and R. V. Segura, «Design, Construction and Implementation of a Low Cost Solar-Wind Hybrid Energy System,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIII, no. 10, pp. 3304-3309, 2015.
- [21] A. H. A. Al-Waeli, K. Sopian, H. A. Kazem and M. T. Chaichan, «Photovoltaic/Thermal (PV/T) systems: Status and future prospects,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXVII, no. 1, pp. 109-130, 2017.
- [22] Zaheeruddin and M. Manas, «Renewable energy management through microgrid central controller design: An approach to integrate solar, wind and biomass with battery,» *Energy Reports*, vol. I, no. 1, pp. 156-163, 2015.
- [23] J. C. Hernández and F. Sánchez, «Electric Vehicle Charging Stations Fed by Renewables: PV and Train Regenerative Braking,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIV, no. 7, pp. 3262-3269, 2016.

- [24] R. Ortega, O. Carranza, J. C. Sosa, V. García y R. Hernández, «Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. XIII, no. 1, pp. 115-126, 2016.
- [25] M. Flota, B. Ali, C. Villanueva and M. Pérez, «Passivity-Based Control for a Photovoltaic Inverter with Power Factor Correction and Night Operation,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIV, no. 8, pp. 3569-3574, 2016.
- [26] Y. Hu, W. Cao, B. Ji, J. Si and X. Chen, «New multi-stage DC-DC converters for grid-connected photovoltaic systems,» *Renewable Energy*, vol. LXXIV, no. 1, pp. 247-254, 2015.
- [27] T. Zhou and W. Sun, «Study on maximum power point tracking of photovoltaic array in irregular shadow,» *Electrical Power and Energy Systems*, vol. LXVI, no. 1, pp. 227-234, 2015.
- [28] J. E. Bossa, G. G. Oggier and G. D. García, «Isolated Buck/Boost Bidirectional DC-Three Phase Topology,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIV, no. 6, pp. 2669-2674, 2016.
- [29] N. Zhang, D. Sutanto and K. M. Muttaqi, «A review of topologies of threee-port DC-DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LVI, no. 1, pp. 388-401, 2016.
- [30] G. Dileep, «Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXXVI, no. 1, pp. 1230-1247, 2017.
- [31] R. Ridley, «Analyzing the Sepic Converter,» *Power Systems Design Europe*, pp. 14-18, 2006.
- [32] D. W. Hart, *Electrónica de potencia*, Madrid: Pearson Educación, 2001.
- [33] J. Fraile Mora, *Máquinas eléctricas*, Madrid: McGraw-Hill, 2008.
- [34] S. J. Chapman, *Máquinas Eléctricas*, Cd. de México: McGraw-Hill, 2012.
- [35] P. D. Itankar, K. B. Porate and S. S. K., «Starting Analysis of Separately Excited DC Motor by PI Controller,» *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. V, no. 3, pp. 420-424, 2016.
- [36] S. R. Marian, G. C. Raj and G. Praveenraj, «Advanced Control Method for DC Motor Drives,» *International Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. III, no. 12, pp. 65-70, 2016.
- [37] J. Linares-Flores, A. Antonio-García y A. Orantes-Molina, «Arranque suave para un motor de CD a través de un convertidor reductor CD-CD,» *Ingeniería Investigación y Tecnología*, vol. XII, no. 2, pp. 137-148, 2011.

- [38] R. Silva-Ortigoza, C. Márquez-Sánchez, F. Carrizosa-Corral, M. Antonio-Cruz, J. M. Alba-Martínez and G. Saldaña-González, «Hierarchical Velocity Control Based on Differential Flatness for a DC/DC Buck Converter-DC Motor System,» *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, pp. 1-12, 2014.
- [39] H. Sira-Ramírez and M. A. Oliver-Salazar, «On the robust Control of Buck-Converters-DC Motors Combinations,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. XXVIII, no. 8, pp. 3912-3922, 2013.
- [40] H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez y J. Cortés-Romero, «Control lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. VIII, no. 1, pp. 14-28, 2011.
- [41] H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez, M. Ramírez-Neria y E. W. Zurita-Bustamante, *Active Disturbance Rejection Control of Dynamic Systems: A Flatness Based Approach*, Cd. México: Butterworth-Heinemann, 2017.
- [42] H. Sira-Ramírez and D. Rosales-Díaz, «Decentralized Active Disturbance Rejection Control of Power Converters Serving a Time Varying Load,» *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, vol. I, no. 1, pp. 4348-4353, 2014.
- [43] I. González García, *Control robusto basado en FPGA de convertidores cd/cd en paralelo*, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2015.
- [44] E. Guerrero, H. Sira, A. Martínez, J. Linares and E. Guzmán, «On The Robust Control of Parallel-Cascade DC/DC Buck Converter,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIV, no. 2, pp. 595-601, 2016.
- [45] R. S. Ortigoza, J. N. A. Juárez, J. R. G. Sánchez, V. M. H. Guzmán, C. Y. S. Cervantes and H. Taud, «A sensorless Passivity-Based Control for the CD/CD Buck Converter-Inverter-DC Motor System,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIV, no. 10, pp. 4227-4234, 2016.
- [46] M. Ramírez-Neria, H. Sira-Ramírez, R. Garrido-Moctezuma and A. Luviano-Juárez, «Linear active disturbance rejection control of underactuated systems: The case of the Furuta pendulum,» *ISA Transactions*, vol. LIII, no. 4, pp. 920-928, 2014.
- [47] P. Teppa Garrán and G. García, «Design of an Optimal PID Controller for a Coupled Tanks System employing ADRC,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XV, no. 2, pp. 189-196, 2017.
- [48] C. L. Garzón, J. A. Cortés and E. Tello, «Active Disturbance Rejection Control for Growth of Microalgae in a Batch Culture,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XV, no. 4, pp. 588-594, 2017.
- [49] E. Y. Mendoza, *Controladores lineales adaptativos de velocidad para el convertidor ca-cd-motor de cd y convertidor buck-motor de cd*, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2014.

- [50] C. H. Silva López, Control de velocidad de un motor de CD en conexión en serie mediante rechazo activo de perturbaciones, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2016.
- [51] E. Guerrero Ramírez, Implementación en FPGA de un controlador robusto de velocidad del motor de CD accionado mediante convertidores en paralelo con enfoque al rechazo activo de perturbaciones, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2017.
- [52] E. F. Cuevas López, Control de velocidad de un motor de CD a través de un arreglo en cascada sepic-puente completo alimentado con un panel solar, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2010.
- [53] R. Lescas Hernández, Control de velocidad de un motor de inducción trifásico alimentado vía paneles fotovoltaicos, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2017.
- [54] E. S. Ali, «Speed control of DC series motor supplied by photovoltaic system via firefly algorithm,» *Neural Comput & Applications*, vol. XXVI, no. 6, pp. 1321-1332, 2015.
- [55] T. Vignesh and M. Seethamathavi, «Sensorless Passivity based Control of a DC Motor via Solar Powered SEPIC Converter,» *International Journal of Innovative Research in Advanced Engineering*, vol. I, no. 12, pp. 95-102, 2014.
- [56] A. S. Oshaba, E. S. Ali and E. S. M. A., «PI Controller Design Using Artificial Bee Colony Algorithm for MPPT of Photovoltaic System Supplied DC Motor-Pump Load,» *Complexity*, vol. XXI, no. 6, pp. 99-111, 2016.
- [57] B. Singh and R. Kumar, «Solar photovoltaic array fed water pump driven brushless DC motor using Landsman converter,» *IET Renewable Power Generation*, vol. X, no. 4, pp. 474-484, 2016.
- [58] J. V. M. Caracas, G. C. Freitas, L. F. M. Teixeira and L. A. S. Ribeiro, «Implementation of a High Efficiency, High Lifetime, and Low Cost Converter for an Autonomous Photovoltaic Water Pumping System,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. L, no. 1, pp. 631-641, 2014.
- [59] P. E. Campana, H. Li, J. Zhang, R. Zhang, J. Liu and J. Yan, «Economic optimization of photovoltaic water pumping systems for irrigation,» *Energy Conversion and Management*, vol. XCV, no. 1, pp. 32-41, 2015.
- [60] P. Periasamy, N. K. Jain and I. P. Singh, «A review on development of photovoltaic water pumping system,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. XLIII, no. 1, pp. 918-925, 2015.
- [61] V. C. Sontake and V. R. Kalamkar, «Solar photovoltaic water pumping system - A comprehensive review,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LIX, no. 1, pp. 1038-1067, 2016.

- [62] D. H. Muhsen, T. Khatib and F. Nagi, «A review of photovoltaic water pumping system designing methods, control strategies and field performance,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. LXVIII, no. 1, pp. 70-86, 2017.
- [63] Baldor Electric Company, «Paquete de información del producto CD3425,» [En línea]. Available: <https://www.baldorvip.com/servlet/productInfoPacket/CD3425.pdf>. [Último acceso: 19 Octubre 2017].
- [64] Eco Green Energy, «EGE-260P-60 Polycrystalline Photovoltaic Module,» [En línea]. Available: <https://cdn.enfsolar.com/Product/pdf/Crystalline/588874e39dbbe.pdf>. [Último acceso: 19 Octubre 2017].