



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLÁS DE HIDALGO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**

**CONTROL ACTIVO DE RECHAZO A PERTURBACIONES
APLICADO A UN SISTEMA FOTOVOLTAÍCO**

TESIS

Que para obtener el grado de:

MAESTRA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta:

Marisela Yeraldin Hernández Osornio

Director de Tesis:

Dr. Roberto Tapia Sánchez

Morelia, Michoacán, agosto de 2020



Dedicatoria

Dedico este trabajo especialmente a mis padres Edith y José Luis por haberme dado la vida, inculcarme buenos valores, amor y educación para convertirme en una persona responsable y firme para lograr cada una de mis metas.

A mis hermanos por estar conmigo siempre en cada momento, brindarme sus consejos, apoyo y amor incondicional, sin duda alguna han sido junto con mis padres el mejor modelo a seguir.

Con cariño para mi pareja Víctor por apoyarme, darme fuerza, creer en mí para continuar con mis planes en cada paso que doy. Gracias por motivarme e ir conmigo en cada momento para ir creciendo juntos en todos los sentidos.

Con mucho amor a mi bebé que se acaba de convertir en el pilar más fuerte de mi vida, mi mayor motivo para mejorar y poder enseñarle todo lo que sé.

Agradecimientos

Quiero expresar mi gratitud a Dios por darme la vida, un hogar y una bella familia. Por todas las bendiciones que nos das, por protegerme, estar presente conmigo e iluminar mi camino con opciones, oportunidades y enseñanzas.

Agradezco con todo mi amor a mis padres por todo el esfuerzo y sacrificio que han hecho para poderme brindar una buena educación, a enseñarme que con ella tengo las mejores herramientas para poder salir adelante sin olvidar los cimientos que son los valores que me han inculcado. Su amor infinito es mi motor en esta vida.

A mis hermanos: Adriana, José Antonio, Rosana, Blanca y Lucero por estar en cada paso que doy, a pesar de ser y pensar diferente nos respetamos y apoyamos en todo, agradezco su confianza, los quiero y admiro.

A mis amigos de maestría por hacerme ameno el trayecto, por su amistad y apoyo académico, también de ustedes aprendí y crecí en mi formación académica.

A mi asesor de tesis Dr. Roberto Tapia gracias por el apoyo, tiempo, paciencia y comprensión brindados para lograr sacar adelante este trabajo. Por compartir sus conocimientos para engrandecer los míos, sin su apoyo no hubiera sido posible la elaboración de tesis.

A la División de estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo por permitirme realizar y concluir mis estudios de maestría. También agradezco al personal académico que logro expandir mis conocimientos y ver mi área de especialidad con todas sus variantes.

Por último, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por su apoyo económico que me ayudo a concluir mis estudios de maestría.

Resumen

En esta tesis se presenta la estructura de control llamada Control Activo de Rechazo a Perturbaciones (ADRC), la cual es una técnica de control desarrollada recientemente (en comparación con otras técnicas) y permite, como su nombre lo dice, rechazar las perturbaciones internas y externas del sistema a controlar.

En una primera parte se hace referencia a las características de la técnica utilizada. Se describen las tres etapas básicas que la componen: Diferenciador de seguimiento, observador de estado extendido y suma ponderada de errores. En específico, para la etapa referente al uso de un diferenciador de seguimiento, tres tipos diferentes de diferenciadores son descritos con el fin de poder ser utilizados en la estructura del control. De los tres diferenciadores distintos al propuesto originalmente en la técnica de control, uno de ellos es utilizado por medio de simulaciones para comparar su rendimiento.

El observador de estado extendido es una de las etapas importantes en la estructura del control, es por eso por lo que se presenta, además, la estructura del observador de estado extendido basado en modos deslizantes.

Una característica importante que debe ser considerada al momento del uso del ADRC corresponde al cálculo de los parámetros que componen cada una de sus etapas: En este sentido, la literatura carece de un método riguroso para su cálculo, por lo que en esta tesis se presentan algunas propuestas para el cálculo de los parámetros, que, si bien no están basadas en un método riguroso, si representan una buena opción para la aplicación de este tipo de control.

Finalmente, la estructura de control es aplicada al control de un panel fotovoltaico por medio de su convertidor de electrónica de potencia, mostrando los resultados de su aplicación.

Palabras clave: Control activo, perturbaciones, panel fotovoltaico, diferenciador, observador.

Abstract

In this thesis, the recently developed control technique (compared with other techniques) called Active Disturbance Rejection Control (ADRC) is presented, which allows to reject internal and external disturbances of the system.

In the first part, reference is made to the ADRC characteristics. The three basic stages that compose it are described: Tracking differentiator, extended state observer, and weighted errors sum. Specifically, for the tracking differentiator, three different types of differentiators are described, to be able to be used in the control structure. One of them is used to compare its performance through simulations.

The extended state observer is one of the important stages in the control structure, the structure of the extended state observer based on sliding modes is also presented.

An important characteristic that must be considered in the ADRC, corresponds to the calculation of the parameters that make up each of its stages: In this sense, the literature lacks a rigorous method for its calculation. Then, in this thesis they are presented some proposals for the parameter calculations, which, although not based on a rigorous method, they could represent a good option for the application of this type of control.

Finally, the control structure is applied to the control of a photovoltaic panel by means of its power electronics converter, showing the results of its application.

Keywords: Active control, disturbance, photovoltaic panel, differentiator, Observer.

Contenido

Dedicatoria.....	1
Agradecimientos	III
Resumen	V
Abstract.....	VII
Contenido.....	IX
Lista de Figuras.....	XIII
Lista de Tablas	XVII
Lista de Símbolos	XIX
Lista de Acrónimo	XXI
1. Introducción.....	1
1.2. Planteamiento del problema.....	2
1.3. Antecedentes	3
1.3.1. Antecedentes de la teoría del control	3
1.3.2. Antecedentes de los diferenciadores	5
1.3.3. Antecedentes del ADRC aplicado en sistemas de energías renovables.	6
1.4. Objetivo general.....	8
1.4.1. Objetivos particulares	8
1.5. Metodología	8
1.6. Justificación	9
1.7. Contribuciones	10
2. Diferenciador de seguimiento.....	13
Introducción.....	13
2.1. Tipos de diferenciadores de seguimiento.....	13
2.1.1. Derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir)	14
2.1.2. Derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant)	20

2.1.3.	Derivador de tiempo de convergencia finito (Wang).....	26
2.1.4.	Diferenciador de seguimiento Han	31
2.2.	Comparación de las simulaciones	37
2.3.	Conclusiones	43
3.	Control con rechazo activo de perturbaciones.....	45
3.1.	Introducción	45
3.3.	Fundamentos de la teoría del ADRC	46
3.4.	Generador de perfil transitorio.....	49
3.5.	Suma ponderada no lineal	50
3.6.	Observador de estado extendido (ESO).....	50
3.7.	Simulación de la respuesta del generador de perfil transitorio	53
3.8.	Simulación y respuesta de la suma ponderada de errores	55
3.9.	Simulación del Observador de Estado Extendido.....	56
	ADRC con derivador de modos deslizantes (Levant)	58
3.10.	ADRC con ESO basado en modos deslizantes (SMESO)	63
3.10.1.	Simulación del ADRC con modos deslizantes	64
3.11.	Conclusiones	66
4.	Control del sistema fotovoltaico.....	67
4.1.	Introducción	67
4.2.	Modelo del panel fotovoltaico	67
4.2.1.	Modelo termoelectrico de la celda solar.	70
4.2.2.	Modelo del panel fotovoltaico	74
4.3.	Modelo del convertidor de potencia	75
4.4.	Control ADRC y SMADRC del panel fotovoltaico	76
4.4.1.	Escenario de la variación de la irradiación	78
4.4.2.	Escenario de irradiación no uniforme	81
4.4.3.	Escenario de variación de temperatura e irradiación	83
4.5.	Conclusiones	86
5.	Conclusiones.....	89
5.1	Conclusiones Generales.....	89
5.2.	Trabajos Futuros	90

Referencias	91
A. Apéndice	95
A.1. Esquemas de los diferenciadores.....	95
A.2. Esquemas del ADRC.....	97

Lista de Figuras

Figura 2.1 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) señal senoidal de entrada, b) señal de salida del derivador.	17
Figura 2.2 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) Señal de entrada, b) señal obtenida en el derivador.	18
Figura 2.3 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida a la salida del derivador-	19
Figura 2.4 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) Señal compuesta de entrada, b) Señal obtenida en el derivador.	20
Figura 2.5 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.	22
Figura 2.6 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal de entrada con ruido Gaussiano, b) Señal obtenida por el derivador.	23
Figura 2.7 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal compuesta de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.	25
Figura 2.8 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal Compuesta con ruido Gaussiano, b) Señal obtenida por el derivador.....	25
Figura 2.9 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.	27
Figura 2.10 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal de entrada con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.	29
Figura 2.11 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal compuesta, b) Señal obtenida por el derivador.	30
Figura 2.12 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal compuesta con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.	31
Figura 2.13 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.	34
Figura 2.14 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.	34
Figura 2.15 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal combinada, b) Señal obtenida por el derivador.	35

Figura 2.16 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal de entrada con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.	36
Figura 2.17 Resultados de simulación de la comparación ante una entrada senoidal.....	38
Figura 2.18 Acercamiento simulación de la comparación ante una entrada senoidal	38
Figura 2.19 Resultados de la comparación considerando una entrada senoidal con ruido Gaussiano.....	39
Figura 2.20 Resultados de la comparación considerando una señal combinada como entrada.	40
Figura 2.21 Acercamiento de la parte senoidal de los resultados de la comparación	41
Figura 2.22 Acercamiento de la parte de la señal cuadrada y diente de sierra de los resultados de la comparación.....	41
Figura 2.23 Resultados de la comparación considerando una señal combinada como entrada con ruido Gaussiano.....	42
Figura 2.24 Acercamiento de la parte senoidal de la comparación considerando ruido Gaussiano en la señal de entrada.....	43
Figura 3.1 Esquema de simulación del Control Activo de Rechazo de Perturbaciones (ADRC).....	49
Figura 3.2 Resultados del diferenciador de seguimiento.	55
Figura 3.3 Resultados de la suma ponderada de errores.....	56
Figura 3.4 Respuesta del control ADRC.	58
Figura 3.5 Control ADRC con perfil transitorio Han y Levant.	59
Figura 3.6 Respuesta del ADRC con derivador de modos deslizantes (Levant) y señal del ESO.....	60
Figura 3.7 Comparación ADRC con derivador Han y Levant.....	61
Figura 3.8 Diferenciador de seguimiento Han y Levant.....	62
Figura 3.9 Respuesta de la suma ponderada de errores.	62
Figura 3.10 ADRC con diferenciador de seguimiento Han y ADRC con diferenciador de seguimiento y observador de estado extendido basados en modos deslizantes.....	65
Figura 3.11 Acercamiento de la perturbación.....	65
Figura 4.1 Modelo ideal de una celda solar.....	68
Figura 4.2 Secciones de la celda solar.	70
Figura 4.3 Esquema de simulación de la parte térmica de la celda solar.....	74
Figura 4.4 Esquema del convertidor utilizado para la conexión del panel fotovoltaico.	75
Figura 4.5 Diagrama a bloques de la simulación de los controles ADRC y SMADRC para el sistema fotovoltaico.	77
Figura 4.6 Respuesta de los controles ADRC y SMADRC, a) voltaje de salida ADRC, SMADRC y referencia, b) corriente del panel fotovoltaico, c) irradiación	79
Figura 4.7 Acercamiento para la señal de voltaje en el instante de la perturbación.	80
Figura 4.8 Respuesta de la potencia de salida del panel fotovoltaico.....	81

Figura 4.9 Escenario del efecto de una irradiación no uniforme, a) voltaje de salida, b) corriente del panel fotovoltaico, c) irradiación en las cuatro secciones.....	82
Figura 4.10 Respuesta de la potencia de salida ante un efecto de irradiación no uniforme.	83
Figura 4.11 Escenario de la variación de la temperatura e irradiación durante 24 horas, a) voltaje de salida, b) corriente del panel, c) irradiación, d) variación de la temperatura ambiente.	84
Figura 4.12 Respuesta de la potencia de salida ante la variación de la temperatura y la irradiación durante 24 horas.....	85
Figura. A.1.1 Esquema de simulación del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir) con una señal senoidal.	95
Figura. A.1.2 Esquema de la simulación del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant).....	96
Figura. A.1.3 Esquema de simulación del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang) con una señal senoidal de entrada.....	96
Figura. A.1.4 Esquema de simulación del diferenciador de seguimiento (Han), con una señal senoidal de entrada.....	97
Figura. A.2.1 Esquema de un control	97
Figura. A.2.2 Diagrama de bloques del generador de perfil transitorio.....	98
Figura. A.2.3 Diagrama de bloques de la suma ponderada de errores.....	99
Figura. A.2.4 Diagrama de bloques del Observador de Estado Extendido (ESO).....	99

Lista de Tablas

Tabla 2.1 Error medio cuadrático de los derivadores.....	37
Tabla 2.2 Error medio cuadrático de los derivadores considerando señales con ruido.	39
Tabla 3.1 Valores numéricos para la simulación del generador de perfil transitorio.	54
Tabla 3.2 Valores numéricos para la suma ponderada de errores (control).	56
Tabla 3.3 Valores numéricos para el observador de estado extendido.	57
Tabla 3.4 Parámetros de diseño para el ADRC con derivador Levant.	59
Tabla 3.5 Parámetros de diseño para el control ADRC con SMESO.	64
Tabla 4.1 Parámetros de los controles ADRC y SMADRC para la simulación de control del panel fotovoltaico.	78
Tabla 4.2 Parámetros utilizados para la celda solar.	78

Lista de Símbolos

T	Periodo de la señal
α	Frecuencia de corte
h	Periodo de muestreo
λ_m	Amplitud señal derivada Levant
α_m	Parámetro de ajuste para la señal derivada Levant
α_w	Amplificación para la señal derivada Wang
ε	Saturación en la señal derivada Wang
ε_b	Parámetro de ajuste para transitorio y ruido en la señal derivada Wang
v_1	Señal de seguimiento Han
v_2	Señal diferenciada Han
h_0	Filtro de la señal Han
r	Velocidad del transitorio
f_{st}	Función de saturación Han
k_1	Acción proporcional
k_0	Acción integral
k_2	Acción derivativa
f_{al}	Función no lineal
w_0	Polos del sistema
β_i	Ganancias del ESO
e	Error estimado
V	Voltaje
I	Corriente
I_{ph}	Corriente fotoeléctrica de la celda
I_{sat}	Corriente de saturación inversa del diodo de la celda

q	Carga del electrón
k	Constante de Boltzman
E	Densidad de Potencia
S	Flujo entrópico
R_{sh}	Valor de la resistencia en serie
P_e	Potencia eléctrica
I_{pv}	Corriente de entrada
C_c	Capacitor
v_{pv}	Voltaje de salida
i_{cc}	Corriente shunt
v_{co}	Voltaje de circuito abierto
v_{cell}	Voltaje de la celda
Et	Flujo de energía térmico
i_g	Corriente que se genera a partir de la temperatura

Lista de Acrónimo

Acrónimo	Significado
ADRC	Active Disturbance Rejection Control (Control activo de rechazo a perturbaciones)
ESO	Extended State Observer (Observador de estado extendido)
SMESO	Sliding Mode Extended State Observer (Observador de estado extendido con modos deslizantes)
MIMO	Multi-Input Multi-Output (Múltiples entradas-múltiples salidas)
MIT	Massachusetts Institute of Technology (Instituto de Tecnología de Massachusetts)
PD	Proportional Derivative (Proporcional derivativo)
PI	Proportional Integral (Proporcional integral)
PID	Proportional Integral Derivative Controller (Control proporcional integral derivativo)
SISO	Single-Input Single-Output (Sistema una entrada-una salida)
TD	Tracking Differentiator (Diferenciador de seguimiento)
SMADRC	Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control (Control activo de rechazo a perturbaciones con modos deslizantes)
NLSEF	Nonlinear Weighted Sum (Suma ponderada de errores)

Capítulo 1

1. Introducción

1.1.Introducción

Las energías renovables son fuentes de energía limpias, las cuales han evolucionado gracias a las nuevas tecnologías desarrolladas en cada una de sus áreas, teniendo como resultado la implementación exponencial de las diferentes técnicas de generación de energía eléctrica, en diferentes áreas de desarrollo, tales como: el tecnológico, industrial, agroalimentario o para uso doméstico. El área de investigación para captar los beneficios de estas ha ido aumentando con la finalidad de desplazar a las energías fósiles y a su vez las emisiones contaminantes que generan y dañan el medio ambiente.

De acuerdo con su ubicación geográfica, México se encuentra entre los principales países con mayor radiación solar (Suri & Cebecauer, 2019), por lo que se debe aprovechar este recurso para generar energía eléctrica. Dentro del aprovechamiento de la radiación solar, el efecto fotoeléctrico es una de las formas en la que puede ser aprovechada, ya que con ayuda de materiales semiconductores (dispositivos fotovoltaicos) se hace posible convertir la radiación solar a energía eléctrica.

Un sistema fotovoltaico es el conjunto de componentes eléctricos y electrónicos que transforman la energía solar en eléctrica para utilizarla en cualquier dispositivo que la requiera. Los componentes que conforman a un sistema fotovoltaico básico son: los paneles

solares, inversores, centro de carga y un medidor bidireccional (para el uso doméstico). Los paneles solares se conforman por un conjunto de celdas solares conectadas en un arreglo serie-paralelo sobre una placa metálica y cubierto con aislante térmico. Los inversores son dispositivos de potencia que se conectan entre los paneles solares y el medidor bidireccional para convertir el voltaje proveniente de los paneles solares a un voltaje que sea compatible con la red eléctrica. El centro de carga es el punto de distribución de la energía fotovoltaica para que el medidor bidireccional registre la energía que se regresa a la red eléctrica de la Comisión Federal de Energía (para el caso de México) cuando el sistema esté conectado a la red eléctrica comercial.

El sector de la generación de energía solar ha ido incrementando año con año, lo que ha permitido disminuir el consumo de combustibles fósiles para la generación de energía eléctrica. Las investigaciones y aportaciones que se hacen para el desarrollo de este tipo de energía renovable han ido incrementando para su máximo aprovechamiento energético.

Por otra parte, es fundamental para el aprovechamiento de la generación de energía eléctrica el contar con un sistema que controle la generación de corriente, debido a intermitencia de la fuente renovable de energía. Debido a esto, a través de los años han sido desarrolladas un número considerable de técnicas de control aplicadas a un sistema fotovoltaico, tanto las comerciales (utilizadas y desarrolladas por las compañías) así como las desarrolladas en trabajos de investigación.

Debido a la importancia que tiene la obtención de una ley de control en el sistema fotovoltaico, esta tesis se enfoca en esta parte. Así, en el presente capítulo se mencionan los antecedentes, los objetivos y se plantea el problema que se abordará.

1.2. Planteamiento del problema

Actualmente existen una gran cantidad de técnicas de control, las cuales son seleccionadas o utilizadas dependiendo de las necesidades del problema a solucionar y también del diseño requerido. Estas técnicas pueden ser clasificadas en varios tipos como, por ejemplo: control lineal, control no lineal, control variante e invariante en el tiempo,

control óptimo, control adaptativo, control robusto, control bang bang, control inverso, control flatnes, control híbrido, etc. Para un sistema dado o un problema planteado, se pueden utilizar varias de estas técnicas, lo que difiere una de otra podría ser el tiempo de operación, estabilización en el sistema, robustez de la técnica, el costo-beneficio de su implementación; entonces, se puede plantear la pregunta: ¿Cómo elegir de entre todas las técnicas, la mejor?

Tomando en cuenta lo mencionado anteriormente, en la presente tesis se utiliza una técnica de control que permite rechazar las perturbaciones a las cuales está sometido un sistema fotovoltaico, tales como la variación de la irradiación solar, posibles fallas que pudieran presentarse en el convertidor de electrónica de potencia, así como también la disminución de la potencia generada debido al efecto de sombreado de celdas o su posible mal funcionamiento.

Una vez seleccionada la técnica de control adecuada, es importante observar su rendimiento y características en comparación con otras técnicas aplicadas al mismo sistema.

Es por esto, que en esta tesis se muestran las diferentes partes que componen a la técnica seleccionada, para remplazar algunas de ellas por otro tipo, y así observar si el comportamiento del sistema mejora bajo perturbaciones.

1.3. Antecedentes

La estructura que tiene la ley de control utilizada en la presente tesis consta de tres partes principales: un observador, un diferenciador y un controlador. Es por tal motivo que en la presente sección se describen los antecedentes de estas tres partes.

1.3.1. Antecedentes de la teoría del control

La teoría de control es un área de investigación importante, esta permite desarrollar herramientas matemáticas, las cuales llevan a entender el comportamiento de un sistema y a su vez desarrollar aplicaciones en sistemas de diferentes dominios físicos.

Esta teoría se ha desarrollado por varias décadas, y ha presentado en cada una de sus etapas de desarrollo histórico, características importantes, las cuales le ha permitido evolucionar hasta las técnicas de control que se conocen actualmente.

Las técnicas de control se pueden clasificar en diferentes categorías como, por ejemplo: en tiempo continuo o discreto, control lineal o no lineal, control inteligente, control óptimo, control adaptativo, control robusto, control híbrido, estocástico, entre otros.

El control clásico es una de las técnicas básicas y está compuesto por controles del tipo proporcional, integral y derivativo, además de ser el tipo de controles más aplicados, debido tal vez, a que son impartidos en cursos básico de licenciatura.

Una vez que el control clásico se consolidó, nuevas técnicas del denominado control moderno se comenzaron a desarrollar rápidamente, y este desarrollo continuo aún en la actualidad. Sin embargo, a pesar del desarrollo de un número considerable de técnicas, el control clásico continúa siendo la técnica más utilizada en aplicaciones industriales.

De esta manera, dentro de todas las técnicas de control que han sido desarrolladas en la actualidad, se tiene al Control Activo de Rechazo a Perturbaciones (ADRC), el cual se eligió para su estudio en esta tesis debido a que es una técnica de control que tiende a rechazar las perturbaciones que llegara a tener el sistema. El ADRC es utilizado para sistemas lineales y no lineales, está conformado por un derivador, una suma ponderada y el observador de estado extendido, este último es el que lleva el mayor peso en el control ya que no es necesario conocer exactamente el sistema para controlarlo, basta con tener cierto conocimiento como apoyo para que el observador realice su función.

Una vez descritas las características del ADRC, es importante considerar la parte de él, que corresponde al diferenciador. Por tal motivo, en la siguiente subsección se presentan algunos antecedentes de los diferenciadores.

1.3.2. Antecedentes de los diferenciadores

Con el estudio de las técnicas de control, principalmente de los controles proporcional derivativo (PD) y control proporcional integral derivativo (PID), surgió la técnica de derivación en tiempo real. Esta técnica tiene diferentes aplicaciones, dentro de las cuales, destaca como un instrumento del control por retroalimentación y como observadores.

De los antecedentes de los diferenciadores se pueden destacar los más significativos y recientes, los cuales son presentados a continuación.

En (Levant, 1998) se aborda el problema de diseño de los diferenciadores, el cual consiste en combinar la exactitud de diferenciación con robustez en tiempo real, por medio de la señal de entrada la cual contiene ruido y bajo posibles errores de medición.

En (Wang, Yau, & Huangt, 2000) proporcionan una dinámica de segundo orden para el estudio de un diferenciador de seguimiento, con el cual generan una aproximación suave de la medición a la entrada y de su derivada, con el propósito de usarse como una trayectoria para el sistema de control.

En el año 2003 en (Ibrir, 2003), se pone a prueba la diferenciación exacta en observadores no lineales, lo lleva a cabo por medio de diferenciadores lineales variantes en el tiempo aplicado en una reacción química, en lo cual concluye que el método da una buena aproximación a los observadores no lineales.

Después, en (Wang, Chen, & Yang, 2007) se presenta un diferenciador convergente de tiempo finito basado en la técnica de perturbación singular, los autores comprueban una convergencia más rápida en tiempo finito, eliminan el chattering de la señal, y a partir de las señales derivables obtienen las derivadas generalizadas, lo cual demuestran por medio de simulaciones.

Mas adelante, en (Li, 2010) se demuestra que, aplicando control óptimo en un sistema de segundo orden en tiempo discreto, puede ser controlado por medio de una función sintética y un diferenciador de seguimiento. Además, muestra que el diferenciador de seguimiento rastrea la señal de entrada con eficacia en el filtrado de la señal produciendo así un buen resultado en la señal diferenciada.

Finalmente, en (Jiuhe, Jinlong, & Jian, 2010) realizaron una aportación al diferenciador de seguimiento diseñado por Han, al cual le agregan una función seno en la función de saturación, la razón del aporte fue que notaron que el diferenciador de Han obtenía una respuesta sólo para señales continuas suaves y no es apropiado para funciones tipo escalón. La aplicación es para un control basado en pasividad de los rectificadores con fuente de voltaje PWM para que mejore el rendimiento del transitorio. Este tipo de diferenciador es bueno para funciones de entrada tipo escalón y tiende a ser malo para entradas continuas suaves, caso contrario del diferenciador Han.

1.3.3. Antecedentes del ADRC aplicado en sistemas de energías renovables

En esta subsección se presentan los antecedentes del control ADRC en las aplicaciones de sistemas de energía renovable, los cuales son expuestos en orden cronológico.

En (Zhang, Wu, & Hou , 2004) se aplica el control ADRC haciéndole una modificación a la función no lineal, al observador de estado extendido y al controlador de retroalimentación de error de estado no lineal. La demostración la hicieron en una red conectada a energías renovables obteniendo en las simulaciones excelente robustez y eficacia.

En el año 2006 en (Gao, 2006) se examina a detalle el control ADRC en donde entran los paradigmas en el estudio del control. En el ADRC muestra que la dinámica y la perturbación desconocidas se pueden estimar y compensar en tiempo real por lo que hace que sea robusto y que tenga menos dependencia del modelo matemático.

En (Han J. , 2009) se detalla cómo está compuesto el control ADRC, el cual consta de un diferenciador de seguimiento, suma ponderada de errores y por último un observador de estado extendido. El autor menciona que la finalidad del ADRC es desplazar al control PID ya que asegura que es mejor para aplicaciones industriales, debido a que el PID es propenso al ruido y suele presentar problemas de implementación.

El control ADRC tiene la característica de ser eficiente en el rechazo de perturbaciones internas y externas. Los avances en las aplicaciones, particularmente en sistemas fotovoltaicos, a lo largo de los años se han modificado para la eficiencia de los paneles solares y con la interconexión a la red eléctrica.

En (Huping , Qiangxin , & yun, 2010) aplicaron el control ADRC a un convertidor DC-DC de un panel fotovoltaico. La razón de utilizar el ADRC fue debido a que el sistema era muy propenso a perturbaciones, tales como: el impacto de la radiación solar, cambios estacionales, temperatura externa, etc. Desarrollaron el control para el convertidor, donde el observador de estado estable lo utilizaron para la dinámica de perturbaciones, y la retroalimentación de error de estado no lineal para compensar el sistema. Finalmente, demostraron por medio de simulaciones que el ADRC logra el efecto de control deseado y tiene buena estabilidad y robustez.

La referencia (Shibasaki & Ishida , 2016) proponen un modelo modificado introduciendo al ADRC el control por modos deslizantes. Su modelo elimina las perturbaciones a la entrada y normaliza el sistema. Lo que añade el control por modos deslizantes es mejorar el control adaptativo que utiliza el ADRC. Presentan demostraciones, por medio de simulaciones, en donde es aplicado a una planta dada con términos estables e inestables, y a una planta estable con integrador. Como resultado, obtienen mejor rendimiento y estabilización en la planta con las perturbaciones que añadieron.

En (Han, He, Fan, Zhao, & Shen, 2018) demuestran por medio de simulaciones que el control ADRC obtiene buenos resultados al suprimir las perturbaciones internas y externas del sistema de múltiples inversores conectados a la red.

Se realiza una propuesta de control ADRC basado en un generador síncrono virtual (VSG) en (Yu & Hu, 2018). Construyen un modelo matemático del inversor fotovoltaico conectado a la red, la estrategia de control estima y compensa la perturbación total del sistema, generan la potencia activa de referencia y la reactiva por medio del ADRC. La propuesta de ADRC basada en el VSG no cambia las características del control original del VSG, al contrario, conserva las características del generador síncrono y aporta inercia y amortiguación a la red eléctrica. Lo que demuestran con simulaciones es que el ADRC atenúa las perturbaciones del sistema.

1.4. Objetivo general

Desarrollar una ley de control activo de rechazo a perturbaciones para un convertidor de electrónica de potencia utilizado en un sistema fotovoltaico, y analizar el comportamiento y funcionamiento del control en la planta. Además de sustituir la etapa que corresponde al derivador por uno que presente una mejor respuesta, en comparación con el propuesto originalmente en la estructura de ADRC, así como también añadir la acción deslizante al observador de estado extendido para observar su comportamiento bajo perturbaciones.

1.4.1. Objetivos particulares

- Simular tres derivadores diferentes al derivador Han (propuesto originalmente en la estructura del ADRC), para observar el comportamiento de cada uno y comparar sus características.
- Desarrollar el control ADRC probando los diferentes derivadores.
- Añadir modos deslizantes al observador de estado extendido.
- Implementar el diseño del control ADRC con un derivador diferente, y el observador de estado extendido con modos deslizantes aplicado en un sistema fotovoltaico.

1.5. Metodología

La metodología para la elaboración de esta tesis es la siguiente:

Se comienza con el estado del arte de la teoría del control y las técnicas que existen en la actualidad, para identificar su clasificación y características de estudio. Realizada la investigación, se elige el control a estudiar. Posteriormente, se realizará otro estudio acerca de los derivadores que existen y sus características, para elegir algunos de ellos y analizar a detalle por medio de simulaciones su funcionamiento para así hacer una modificación al

control seleccionado. El control será sometido por medio de simulaciones al estudio de los derivadores, y por medio de los resultados se escogerá el derivador más apropiado para el control. Posteriormente se añade al observador de estado extendido con modos deslizantes y bajo simulaciones para observar si la respuesta bajo perturbaciones mejora.

Finalmente, con todas las modificaciones realizadas se comprueba el control propuesto a un convertidor conectado al panel solar por medio de simulaciones, con el fin de analizar la eficiencia del sistema.

1.6. Justificación

Actualmente existe una variedad extensa de técnicas de control, cada una con sus características propias y formas en cómo son desarrolladas. La particularidad del control ADRC es principalmente el rechazo de cualquier tipo de perturbación que haya en el sistema, sea externa o interna. Como se mencionó anteriormente, el control ADRC se compone de diferentes etapas, permitiendo poder analizar, profundizar, investigar y aportar algo que mejore cada una de ellas. Una de las etapas que pueden ser mejoradas es el diferenciador de seguimiento, que a pesar de ser uno de los primeros conceptos manejados en la teoría de control, aún falta investigación para mejorar su respuesta en tiempo real. En este concepto, existen varios tipos de diferenciadores algunos con una respuesta más rápida, y otros más sensibles al ruido o simplemente similares en la respuesta, pero con una complejidad de implementación menor.

Las diferentes técnicas de control existentes pueden ser combinadas entre ellas para lograr un mejor resultado, teniendo en cuenta lo que se pretende hacer en el sistema a controlar, e identificando cuáles de ellas se pueden combinar para que el aporte sea compatible, lo anterior con el objetivo de obtener un mejor resultado. Dicho lo anterior, es lo que se realiza en esta tesis, al considerar un diferenciador de seguimiento distinto (al originalmente planteado es la estructura del ADRC) y el observador de estado extendido, ambos basados en la técnica de modos deslizantes, para incorporarlos en la estructura del control, a la que se le denomina control ADRC con modos deslizantes (SMADRC).

Por otra parte, las energías renovables se introducen cada vez más permitiendo su accesibilidad, pero a su vez la tecnología que llevan para mejorar su rendimiento también crece debido a la información, aportaciones científicas y a la ingeniería. Por tal motivo y como caso de estudio se eligió un sistema con un panel solar el cual tiene perturbaciones internas y externas que permiten al control ADRC y SMADRC demostrar su funcionamiento y rendimiento.

1.7. Contribuciones

La contribución principal de la tesis corresponde al hecho de analizar el comportamiento del control ADRC con diferentes tipos de diferenciadores dentro de su estructura. Así como el también proponer diferentes condiciones para el cálculo de las ganancias (sintonización) necesarias para cada uno de los diferenciadores utilizados, esto debido a que la literatura carece o no es clara en cómo realizar su selección. Por último, se añade el observador de estado extendido con modos deslizantes finalizando con ello las dos modificaciones para el ADRC con modos deslizantes nombrado en este trabajo como SMADRC.

1.8. Descripción de capítulos

El Capítulo 2 presenta el diferenciador de seguimiento, la importancia que tiene en el control, los diferentes tipos que existen, sus características en el diseño. Se analizan cuatro tipos de derivadores, los cuales se someten a varias pruebas donde se colocan diferentes señales a la entrada de estos para observar su comportamiento y funcionamiento por medio de varias simulaciones, para finalmente hacer un comparativo de todos ellos.

El Capítulo 3 es referente al control ADRC. Una explicación referente a este controlador, exponiendo como se conforma y haciendo una simulación con perturbación para demostrar su funcionamiento. Adicionalmente se presentan dos modificaciones, las cuales

constan en cambiar al derivador y añadir modos deslizantes al observador de estado extendido comprobando su funcionamiento por medio de simulaciones.

En el Capítulo 4 se presenta el diseño del control ADRC a un convertidor conectado a un panel solar, mostrando el funcionamiento del control en la planta.

Por último, en el Capítulo 5 las conclusiones generales del trabajo, así como las líneas de investigación para trabajos futuros.

Capítulo 2

2. Diferenciador de seguimiento

Introducción

En este capítulo se presenta el desarrollo de diferentes modelos de diferenciadores de seguimiento. Estas técnicas son comparadas para observar su comportamiento ante señales que contienen ruido y sin él. También se proponen algunas consideraciones sobre la sintonización de los parámetros en cada uno de los diferenciadores.

2.1. Tipos de diferenciadores de seguimiento

Los diferenciadores de seguimiento denotados por sus siglas en inglés (tracking-differentiator “TD”) son un problema ante el ruido en tiempo real para la teoría de control moderna basada en el modelo matemático exacto. Implementar un derivador ideal tiene sus complicaciones, debido que, para obtener la derivada de una señal de entrada, esta tendrá un ruido presente (a veces muy pequeño), lo cual ocasiona amplificaciones para ruidos de alta frecuencia independientemente que la magnitud sea menor. Un ejemplo muy recurrido y clásico de un diferenciador es la ley de control proporcional-integral-derivativa (PID), la

cual, aunque fue desarrollada el siglo pasado es muy concurrida actualmente en prácticas de control con aplicaciones en el área industrial. La parte derivativa del PID le proporciona al controlador una acción de control adicional cuando el error es cambiante, las señales derivadas son propensas al ruido por lo que suele dar problemas al implementar los controles derivativos, a causa de esto han surgido varios modelos de diferenciadores como lo son: de alta ganancia, con modos deslizantes, super twisting, lineales, lineales en el tiempo, con convergencia finita, etc. (Xie, y otros, 2019).

Los diferenciadores suelen ser como estimadores ya que no dependen del modelo del sistema, su función en tiempo real es obtener derivadas sucesivas de una señal introducida. El diseño de un derivador consiste en exactitud y robustez, lo cual es complicado idealmente, se dice que un derivador es exacto para dos señales parecidas y para la derivada de sus diferencias, la que comúnmente es una señal pequeña de ruido. Los primeros análisis para lograr la exactitud y robustez se realizaron en base a la aproximación de la función de transferencia de un derivador ideal variando la frecuencia de la señal a derivar.

Se pueden utilizar varios algoritmos para obtener la derivada de la señal, el inconveniente de estos es elegir las ganancias o constantes adecuadas para la sintonización de la respuesta, ya que en la mayoría de los diferenciadores no existe alguna fórmula o método para elegirla, por lo cual en este trabajo se propone una fórmula que permita obtener una buena aproximación, en el sentido de que sea más fácil de sintonizar la respuesta.

A continuación, se presentan algunas técnicas de diferenciación, las cuales se eligieron debido a que presentan un buen resultado ante el ruido.

2.1.1. Derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir)

El derivador lineal de primer orden se asemeja a un filtro pasa altas (2.1), donde la frecuencia $\frac{1}{T}$ hace que pase de un filtro a un amplificador. Posteriormente, se mejora su respuesta con la implementación del derivador lineal de segundo orden, pasándola al modelo en espacio de estados (2.2) a (2.4) para analizar su frecuencia de corte α (2. donde deja de ser derivador y atenúa la señal de entrada (Ibrir, 2003).

$$D(s) = \frac{s}{Ts + 1} \quad (2.1)$$

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (2.2)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\alpha^2 x_1(t) - 2\alpha x_2(t) + \alpha^2 u(t) \quad (2.3)$$

$$y(t) = x_2(t) \quad (2.4)$$

$$D(s) = \frac{\alpha^2 s}{(s + \alpha)^2} \quad (2.5)$$

El derivador Ibrir está basado en el modelo descrito por las Ecuaciones (2.2) a (2.4), con la diferencia de la variación en el tiempo de la variable que representa la frecuencia de corte α , es decir, en el derivador Ibrir (Ecuaciones (2.6) a (2.8)) se utiliza la variable $\alpha(t)$ con la cual se adapta la frecuencia de corte. Se considera como una función creciente $\alpha(t) = at$ la cual debe tener un reset cuando la señal de salida se aproxima a la derivada, en caso contrario de no hacer esta consideración se obtendrá mayor ruido en la señal de salida. Las Ecuaciones (2.6) a (2.8) se muestran en tiempo discreto.

$$x_1(k + 1) = x_1(k) + hx_2(k) \quad (2.6)$$

$$x_2(k + 1) = x_2(k) + h(-\alpha_i(k)^2 x_1(k) - 2\alpha_i(k)x_2(k) + \alpha_i(k)^2 u) \quad (2.7)$$

$$y(k) = x_2(k) \quad (2.8)$$

Donde h representa el periodo de muestreo, y k la muestra dada.

Simulación del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir)

La simulación del derivador Ibrir se realiza en tiempo discreto, considerando un periodo de muestreo $h=0.00001$, y para el valor de α_i se notó que con un valor pequeño la señal se deformaba por lo que se fue aumentando hasta llegar a $\alpha_i=6000$, los valores anteriores permiten una sintonización adecuada para la derivada de la señal. Se realizan varias simulaciones con diferentes señales a la entrada para observar cómo es el comportamiento del derivador, el software donde se realizan las simulaciones es Matlab Simulink ®.

El esquema del diseño con entrada senoidal se muestra en la Figura. A.1.1 del Apéndice A. La característica de este derivador es ajustar el parámetro α_i y proponer el periodo de muestreo, con el objetivo de ir ajustando la señal de salida hasta obtener la derivada lo más aproximada respecto a la derivada exacta. Como el derivador es variante en el tiempo se toma en cuenta el bloque de reloj del simulador.

Para este derivador se tiene que ajustar el parámetro α_i , con valores pequeños o mucho más grandes al seleccionado, cuando los valores en la sintonización no son correctos se introduce ruido en la señal, y por consiguiente es necesario ajustar el periodo de muestreo para mejorar la señal de salida, para el caso de una α_i incorrecta la señal comienza a deformarse. El mejor resultado se muestra en la Figura 2.1, donde la Figura 2.1a es la señal senoidal de entrada y la Figura 2.1b es su derivada. Se observa en la señal de la derivada, que existe un pico al inicio de la señal, el cual no se puede eliminar o hacerlo más pequeño con la sintonización debido a la naturaleza del derivador. Además, en la Figura 2.1b se coloca la señal de referencia, la cual corresponde a la derivada pura de la señal de entrada (función coseno), observándose únicamente la diferencia del pico al inicio de la simulación para la señal del derivador Ibrir.

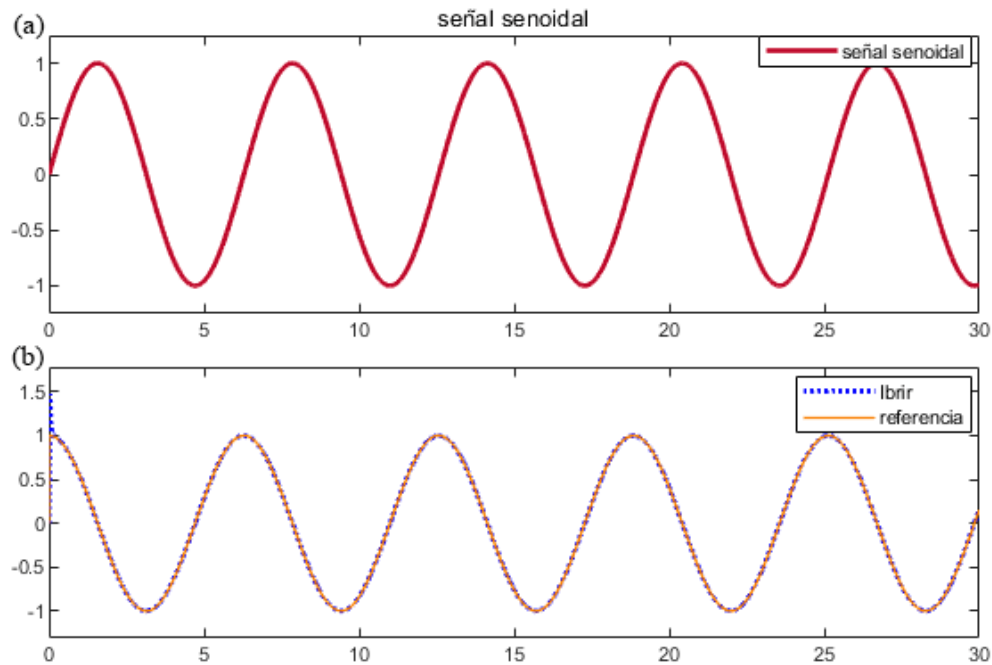


Figura 2.1 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (lbrir), a) señal senoidal de entrada, b) señal de salida del derivador.

Se añade ruido Gaussiano a la señal senoidal de entrada para observar si el derivador lbrir lo elimina y realiza la derivada adecuadamente. Se parte del ajuste del parámetro h , el cual ajusta el ruido en la señal, este valor de ajuste se encuentra al ir disminuyendo el parámetro, para este caso, los valores h y α_i previos, y se comienza a variar α_i hasta obtener una respuesta satisfactoria, así los valores obtenidos son $h=0.00001$ y un $\alpha_i=2 \times 10^5$. El esquema de diseño o simulación es exactamente el mismo al mostrado en la Figura. A.1.1, con la diferencia que en las señales de entrada se añade el ruido Gaussiano, el cual se considera que tiene una desviación estándar de 1×10^{-6} y una norma o promedio igual a cero.

Como se observa en la Figura 2.2, la respuesta de la señal de salida del derivador (Figura 2.2b) es buena, aunque está un poco atrasada en el tiempo, debido al ajuste en el parámetro, si el valor de α_i disminuye, la señal de salida se hace pequeña en amplitud, si α_i aumenta la señal disminuye en ruido pero deja un ligero desfase.

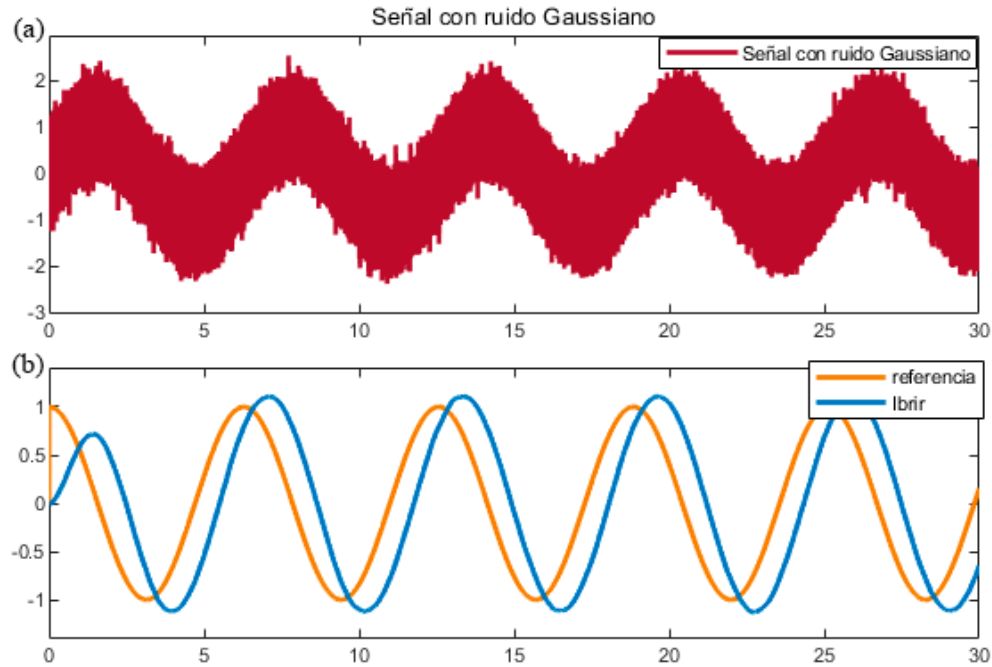


Figura 2.2 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) Señal de entrada, b) señal obtenida en el derivador.

Por otra parte, en algunos sistemas se pueden tener señales de entrada con un perfil cambiante, por tal motivo, se utiliza una señal compuesta por tres perfiles distintos como entrada al esquema de simulación. La Figura 2.3 muestra los resultados de esta simulación.

El ajuste del parámetro α_i se realiza de la misma manera, utilizándose un $\alpha_i=30$, para la simulación. En la Figura 2.3b se observa un ligero desfase y ruido en la derivada del seno. Al hacer la sintonización si el valor de α_i es más pequeño del utilizado, el desfase se hace más grande, si el valor de la variable es más grande se introduce más ruido en la señal y la amplitud aumenta en las derivadas de las señales cuadrada y diente de sierra.

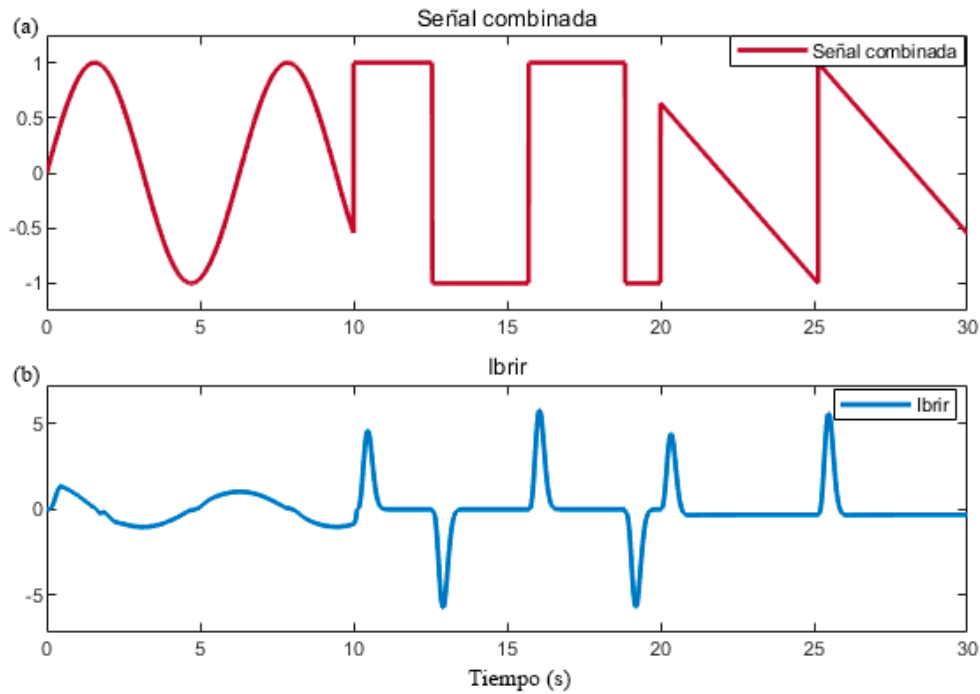


Figura 2.3 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (Ibrir), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida a la salida del derivador-

Finalmente, se agrega el ruido Gaussiano a la señal de entrada (Figura 2.4a). Para este caso, el parámetro α_i debe tener un valor mayor, de la misma manera como sucedía para el caso de la señal senoidal con ruido. El resultado de la simulación muestra en la Figura 2.4b donde en la respuesta también existe un desfase en la derivada de las señales. Al cambiar los valores de α_i , si este es más pequeño la amplitud de la señal es considerablemente pequeña, alcanzando valores de con el sufijo mili y el desfase crece notoriamente. Cuando α_i es más grande que la propuesta ($\alpha_i=4 \times 10^5$), el ruido y la amplitud crecen considerablemente perdiéndose la forma de las señales.

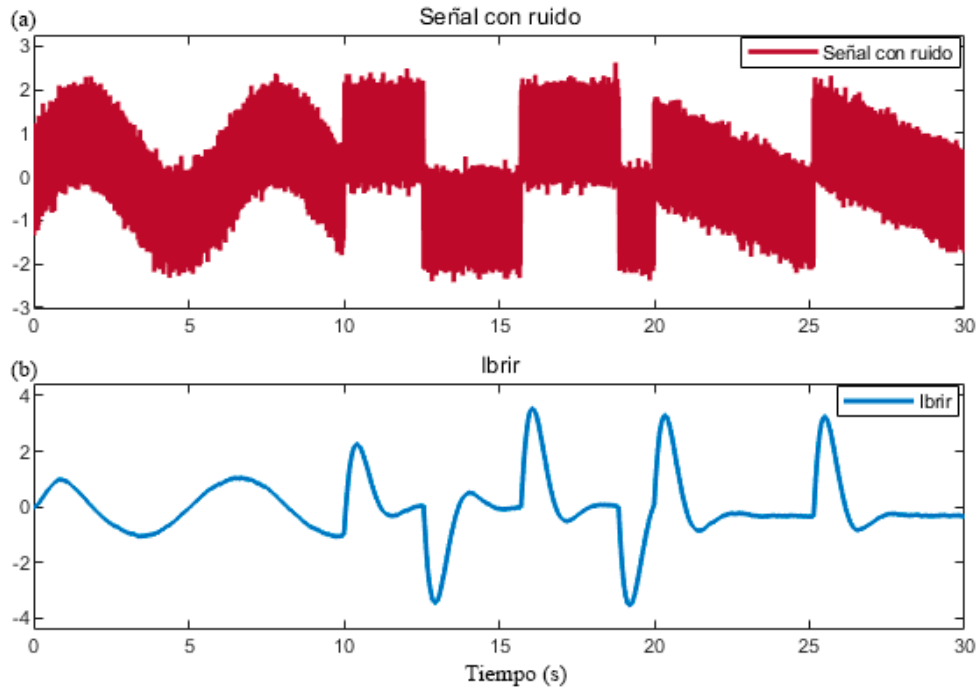


Figura 2.4 Resultados del derivador lineal variante en el tiempo (lbrir), a) Señal compuesta de entrada, b) Señal obtenida en el derivador.

En los resultados mostrados con este derivador son: para la sintonización se mantuvo el periodo de muestreo fijo, y se realiza la variación de un sólo parámetro (α_i), esto es debido a que el periodo de muestreo en la Ecuación (2.7) afecta directamente a todos los valores de α_i implicando su variación un impacto directo en todo el término de esta ecuación.

2.1.2. Derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant)

El concepto de modos deslizantes puede ser utilizado cuando no se tiene el conocimiento preciso de la señal. Si no existe ruido en la señal, se puede obtener la derivada exacta promediando señales de conmutación de alta frecuencia y usando parámetros del diferenciador con valores extremadamente grandes (infinitos); lo que comúnmente puede suceder con el observador con modos deslizantes y observadores con grandes ganancias. Cuando se alcanza la superficie deslizante se obtiene la señal de seguimiento y la señal

derivada, por lo que el derivador de Levant tiene robustez ante las señales que contiene ruido (Levant, 1998).

El chattering en modos deslizantes es la conmutación que existe en la superficie deslizante. Para el caso de los modos deslizantes estándar (primer orden), el chattering se mantiene, mientras que los modos deslizantes de segundo orden se utilizan para disminuirlo, con fines de poder realizar la implementación y, además limita las trayectorias a la superficie deslizante (Levant, 2006).

El principio utilizado por Levant consiste en combinar la diferenciación exacta (con tiempo de transitorio finito) para señales de entrada, con la robustez a cualquier ruido pequeño. Para el diseño considera el seguimiento de alta calidad y modos deslizantes de segundo orden no lineal.

Dada una función auxiliar f (2.9) se proponen las Ecuaciones (2.10) y (2.12) para limitar las trayectorias a la superficie deslizante $x-u=0$. Donde $x_1=x$, $x_2=\dot{x}$ y los parámetros α_m y $\lambda_m > 0$ se sintonizan para mejorar la dinámica del derivador. Cuando se llega a la superficie deslizante se obtiene $x_1=u$ y $x_2 = \dot{u}$.

$$x(k) = f \quad (2.9)$$

$$x_1(k+1) = x_1(k) + h(x_2(k) - \lambda_m |x_1 - f|^{1/2} \text{sign}(x_1(k) - f)) \quad (2.10)$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) + h(-\alpha_m \text{sign}(x_1(k) - f)) \quad (2.11)$$

Donde h es el periodo de tiempo discreto.

Simulación del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant)

La simulación del derivador Levant representada por sus ecuaciones en tiempo discreto es mostrada a continuación. Para la simulación de este derivador se utilizan los mismos tipos de señales que para el derivador anterior: señales de entrada tipo senoidal y una

combinación de señales senoidal, cuadrada y diente de sierra, también se introduce ruido Gaussiano para observar su comportamiento.

El esquema de la simulación es implementado en Matlab Simulink ® y es mostrado en la Figura. A.1.2 del Apéndice A, con entrada senoidal y sin ruido Gaussiano.

A diferencia del derivador Ibrir, se tiene tres parámetros de ajuste dentro de las expresiones que lo componen al derivar con modos deslizantes de segundo orden (α_m , λ_m y h). Debido a esto, el ajuste o sintonización se hace un poco más compleja, y en el sentido de facilitar su sintonización se propone tomar en cuenta la relación de uno de los parámetros en función de otro. Para esto, se considera al periodo de muestreo h como un parámetro fijo (al igual que para el derivador Ibrir), y la relación entre α_m y λ_m estará dada por $\alpha_m = \lambda_m + 2$.

Para el primer caso, cuando se tiene una entrada tipo senoidal sin ruido de entrada (Figura 2.5a), el parámetro λ_m es ajustado o definido con un valor de 2.9, obteniéndose como respuesta en la salida del derivador Levant la señal mostrada en la Figura 2.5b.

En los resultados mostrados en la Figura 2.5, el periodo de muestreo utilizado es $h = 0.00001$.

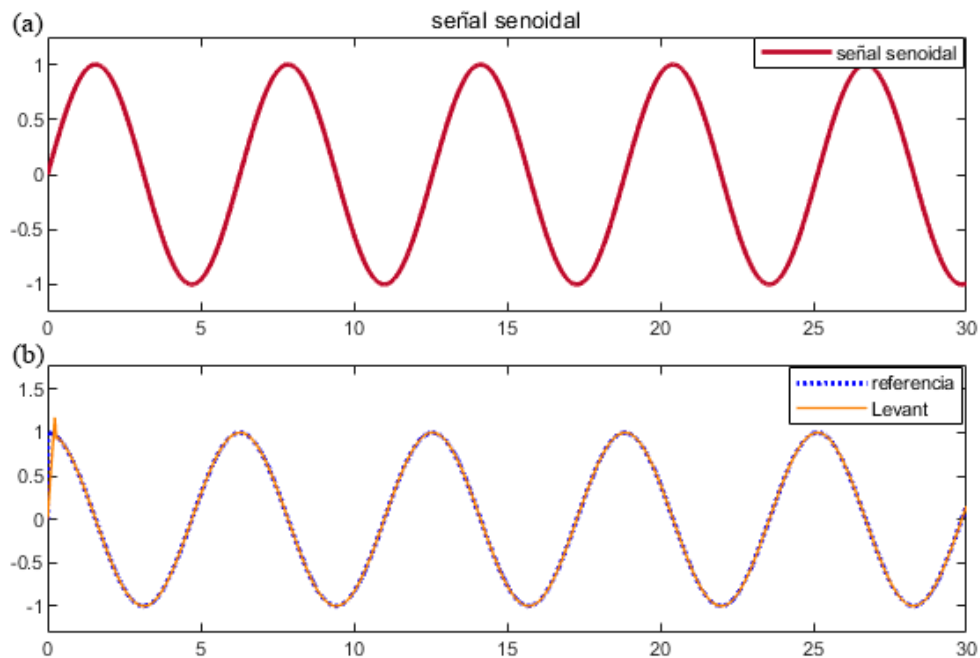


Figura 2.5 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.

Como puede apreciarse en la Figura 2.5, la señal obtenida por el derivador da una buena aproximación y sólo presenta un pico a la entrada, posteriormente su comportamiento es adecuado. El resultado obtenido, depende del parámetro elegido de λ_m ya que, al modificarlo, el resultado de la derivación cambia en amplitud y desfase. El mejor resultado se obtuvo con los parámetros reportados. Se debe tener un ajuste fino ya que si se le dan valores muy lejanos el resultado no es favorable en la señal.

En la segunda simulación, se introduce ruido Gaussiano en la señal de entrada (con las mismas características que se utilizan en el derivador Ibrir) para obtener el comportamiento en la respuesta del derivador. Los valores de los parámetros sintonizados son los mismos que la simulación anterior, aunque se puede observar que la derivada no es exacta o tan aproximada a la señal sin ruido, ya que se observa un desfase y si se mueven los parámetros la derivada no mejora, al contrario, se aleja y cambia de amplitud. La Figura 2.6 muestra los resultados obtenidos en esta simulación.

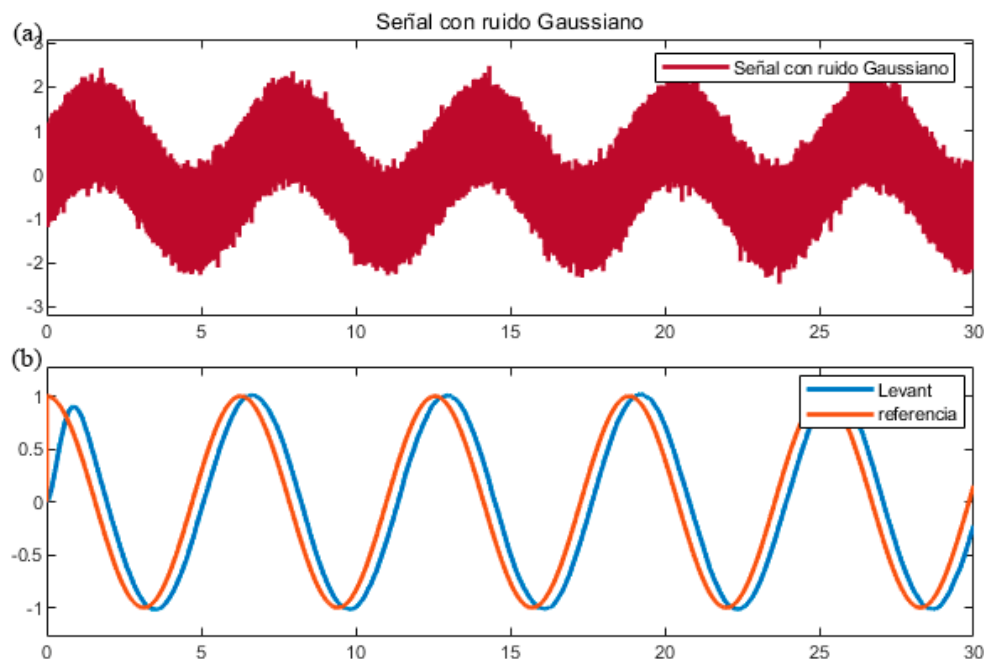


Figura 2.6 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal de entrada con ruido Gaussiano, b) Señal obtenida por el derivador.

La Figura 2.6a muestra el ruido Gaussiano en la señal senoidal. El hecho de mantener los mismos valores en cuanto a los parámetros del derivador es debido a que conserva una aproximación respecto a la derivada exacta, si esos valores se cambian, la amplitud es modificada respecto a cada uno de ellos, por ejemplo, si se modifica la constante añadida al parámetro α_m a un valor más pequeño, el transitorio es más largo y la amplitud es más pequeña, y viceversa si es más grande el parámetro, el transitorio es más pequeño y el ruido en la señal se hace más grande. El valor de λ_m es tomado como referencia para hacer la sintonización y dependencia del valor α_m , cuando se obtiene una buena aproximación en la derivada se hace un ajuste fino en la señal con el parámetro la constante del parámetro α_m modificando el ruido y la amplitud, el resultado más cercano se observa en la Figura 2.6b, donde se puede apreciar que hay un transitorio y un ligero ruido al comienzo de la señal el cual se reduce casi a su totalidad.

En la tercera y cuarta simulación se analiza el comportamiento del derivador al introducir una señal de entrada compuesta por señales: senoidal, cuadrada y diente de sierra sin y con ruido Gaussiano (Figura 2.7a y la Figura 2.8a, respectivamente). Para estas simulaciones se utilizaron los valores $\alpha_m = \lambda_m + 2$, $h = 0.00001$ y $\lambda_m = 5.1$ para el caso de la señal de entrada sin ruido, y $\alpha_m = \lambda_m + 8$ para cuando existe ruido en la señal de entrada. Los valores cambiaron ya que la señal de entrada es diferente, obteniendo como resultado las respuestas de las Figura 2.7b y Figura 2.8b respectivamente.

Para esta señal de entrada compuesta se considera más tiempo en la simulación, para que la señal se estabilice. En la respuesta sin ruido Figura 2.7b se puede observar que la derivada del seno es muy cercana a una derivada exacta ya que prácticamente comienza en la unidad, aunque la señal tiene un ligero pico. Lo que sucede al hacer más pequeño el parámetro λ_m la señal se retrasa, se deforman las señales de las derivadas cuadrada y diente de sierra debido a que se introduce ruido en la señal de salida, respecto a la variable α_m la cual se hace dependiente de λ_m , con el fin de que el ajuste en sintonización sea más sencillo de obtener. En este caso, lo que se logra con la variación de este parámetro es ajustar la amplitud, si es más pequeño el valor la amplitud disminuye, caso contrario aumenta.

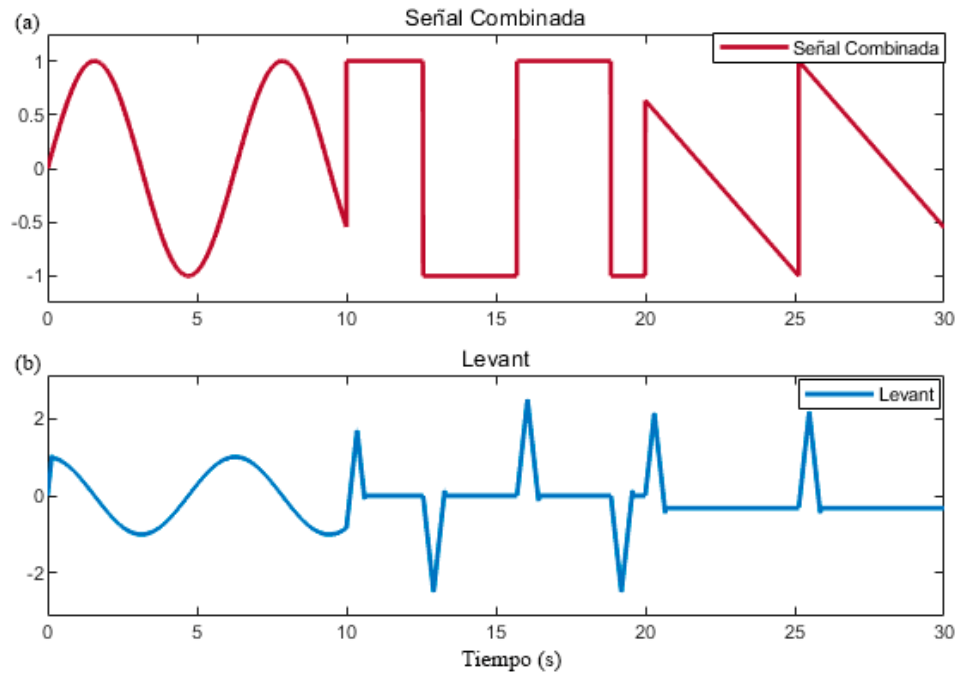


Figura 2.7 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal compuesta de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.

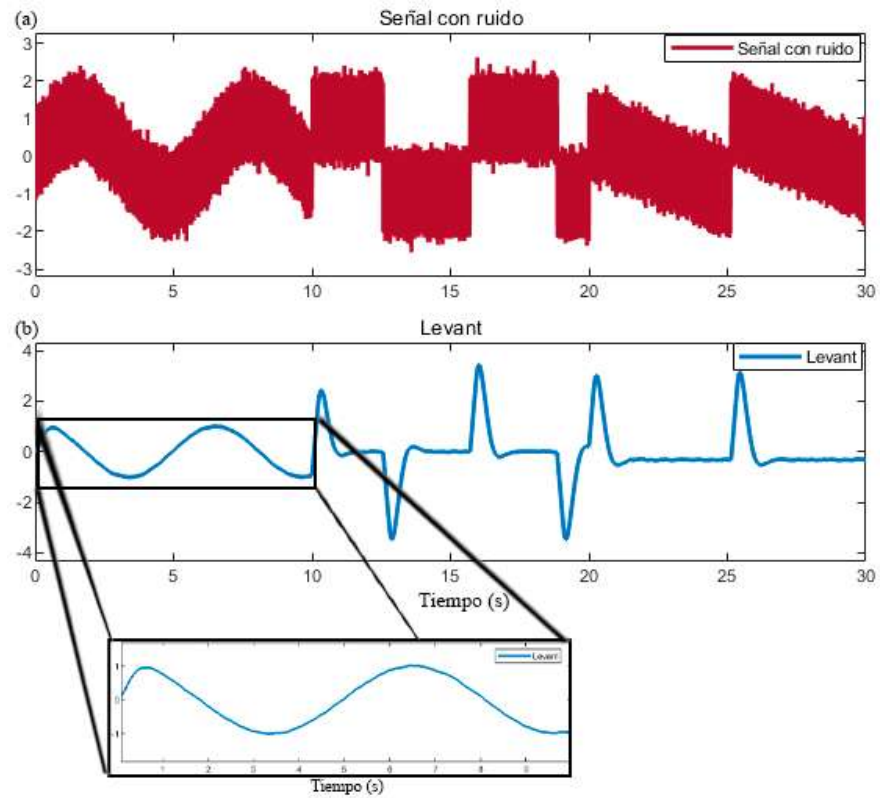


Figura 2.8 Resultados del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant), a) Señal Compuesta con ruido Gaussiano, b) Señal obtenida por el derivador.

En la Figura 2.8b se muestra el resultado al introducir el ruido Gaussiano. La sintonización de esta señal es más compleja ya que varía considerablemente la amplificación en cada cambio de señal, por lo que el mejor resultado en ajuste se obtiene con los parámetros mencionados anteriormente. Se puede observar que la señal se encuentra en retraso unos segundos, al comienzo de la simulación. En comparación a la señal combinada sin ruido el único valor que se modifica es α_m para sintonizar la amplificación en la derivada de la señal cuadrada.

2.1.3. Derivador de tiempo de convergencia finito (Wang)

La perturbación singular es un método con el cual el seguimiento del control es rápido, tiene estabilidad de tiempo finito y su estructura de segundo orden es en tiempo de convergencia finito, estos motivos fueron esenciales para el desarrollo de la técnica del derivador de tiempo de convergencia finito. La entrada u y salida y tienen un comportamiento de derivador, existe una constante $\gamma > 0$ tal que $\rho\gamma > 2$, con $\rho = 2/2 - \alpha$ tal que $x_i - u^{i-1} = O(\epsilon^{\rho\gamma-i+1})$, por lo que la salida $y=x_2$ proporciona una estimación de $\dot{u}$ de orden $O(\epsilon^{\rho\gamma-1})$. Las Ecuaciones (2.12) y (2.13) describen al derivador de tiempo de convergencia finito (Wang, Chen, & Yang, 2007a).

$$x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \epsilon^2 x_2(k+1) = & x_2(k) \\ & + h(-sat_{\epsilon b} \left\{ sign(\phi_\alpha(x_1(k) \right. \\ & \left. - u, \epsilon x_2(k))) |\phi_\alpha(x_1 - u, \epsilon x_2(k))|^{\alpha_w/(2-\alpha_w)} \right\} \\ & - sat_{\epsilon b} \{ sign(x_2(k)) \epsilon x_2(k)^{\alpha_w} \} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Donde:

$$\phi_\alpha(x_1(k) - u, \epsilon x_2(k)) = x_1(k) - u + \frac{sign(x_2(k)) |\epsilon x_2(k)|^{2-\alpha_w}}{2 - \alpha_w}$$

$$sat_{\epsilon_b} = \begin{cases} x(k) & |x(k)| < \epsilon_b \\ \epsilon_b \text{sign}(x(k)) & |x(k)| \geq \epsilon_b \end{cases}$$

$0 < \epsilon < 1$, $0 < \alpha_w < 1$, ϵ_b , son parámetros por sintonizar.

Simulación del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang)

El derivador de tiempo de convergencia finito se muestra a continuación, con una serie de simulaciones con diferentes señales de entrada para observar su comportamiento y funcionamiento en tiempo discreto. Las ecuaciones que lo representan (2.12) y (2.14), son implementadas en el software Matlab Simulink ® (ver Figura. A.1.3).

Existen tres parámetros (ϵ , ϵ_b , α_w) a sintonizar para obtener la derivada de la señal de entrada, para el caso de esta simulación, los valores numéricos ajustados para este derivador son los siguientes: $\epsilon = \epsilon_b/10000$, $\epsilon_b = 1$, $\alpha_w = 1$ y $h = 0.00001$. Con los parámetros anteriores, se obtiene los resultados mostrados en la Figura 2.9.

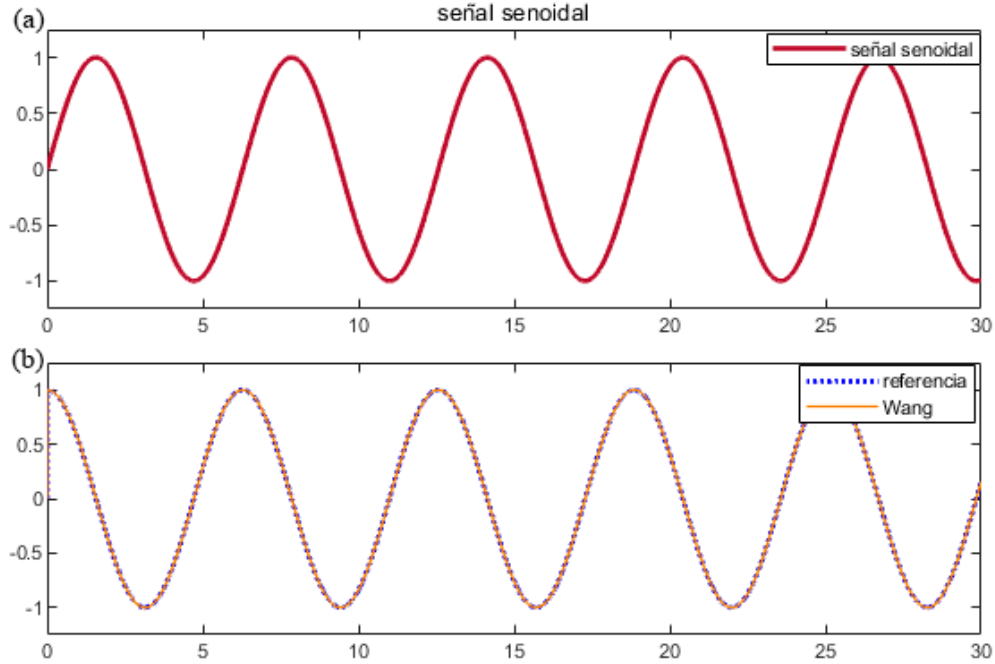


Figura 2.9 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.

Se puede apreciar que el resultado de este derivador Figura 2.9b inicia en uno, tal y como lo hace la función coseno (derivada pura de la señal de entrada). Para obtener este resultado se tienen que sintonizar los parámetros, y tratar de hacer alguna dependencia entre ellos para que el ajuste sea más sencillo. Al ajustar el parámetro ε_b , si su valor es mayor a la unidad se aprecia un transitorio, y cuando este valor es menor a la unidad, al inicio presenta un impulso y cada vez que disminuye más, se introduce ruido hasta que se satura la señal. El segundo parámetro por sintonizar es α_w , si el valor es muy pequeño se satura la señal y su amplificación disminuye, cuando la variable es mayor a la unidad se introduce ruido y la señal se deforma. Por último, ε es el parámetro que lleva la dependencia con ε_b , cuando ε tiene un valor pequeño existe saturación en la señal, y al hacer el valor grande se introduce un transitorio largo y una amplificación pequeña en la señal del derivador.

Para ver el comportamiento del derivador Wang en condiciones diferentes y/o reales se introduce ruido Gaussiano en la señal de entrada. Para este caso los valores utilizados son: $\varepsilon = \varepsilon_b * 1/3$, $\varepsilon_b = 1$, $\alpha_w = 1$ y $h = 0.00001$. Con estos parámetros, es evidente que ε aumentó considerablemente, con relación al valor que se utilizó en la simulación anterior sin considerar el ruido en la señal, esto es para evitar la saturación de la señal.

La Figura 2.10b muestra la señal de salida obtenida en el derivador. El ajuste y dependencia en esta señal, está dado por los parámetros ε y ε_b , al ajustar ε si el valor es menor se satura la señal y se introduce el ruido, si el valor es mayor la amplitud disminuye. Con el parámetro ε_b se ajusta el ruido y con α_w la señal se recorta.

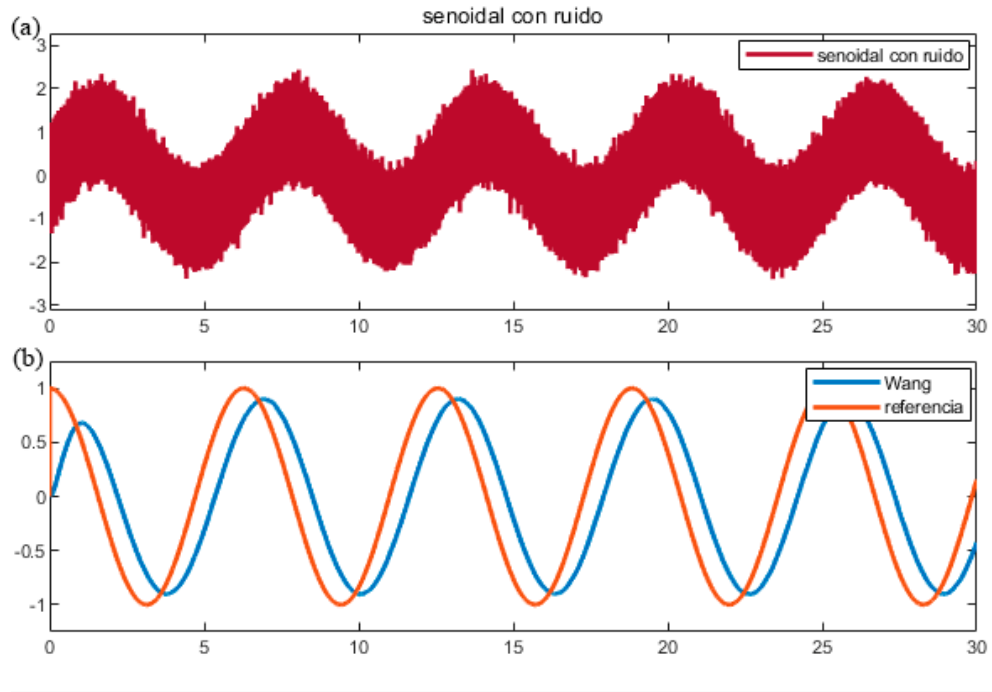


Figura 2.10 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal de entrada con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.

Para la tercera y cuarta simulación de este derivador, al igual y como se realizó anteriormente, se introduce una señal de entrada compuesta por las señales senoidal, cuadrada y diente de sierra, tomando en cuenta que la señal no contiene ruido (Figura 2.11a) y posteriormente se añade ruido (Figura 2.12) para observar el comportamiento en el derivador.

Los parámetros utilizados para la señal sin ruido son: $\varepsilon = \varepsilon_b * 1/20$, $\varepsilon_b = 2.6$, $\alpha_w = 1$ y $h = 0.00001$, mientras que para la señal con ruido se utilizaron $\varepsilon = \varepsilon_b * 1/15$, $\varepsilon_b = 3$, $\alpha_w = 1$ y $h = 0.00001$. En ambos casos, los parámetros utilizados son muy similares, el hecho de que ε sea un poco mayor para el caso de la señal con ruido es para que no exista la saturación en la respuesta, así como también se tiene la misma relación para el parámetro ε_b , debido a la relación que mantiene con ε .

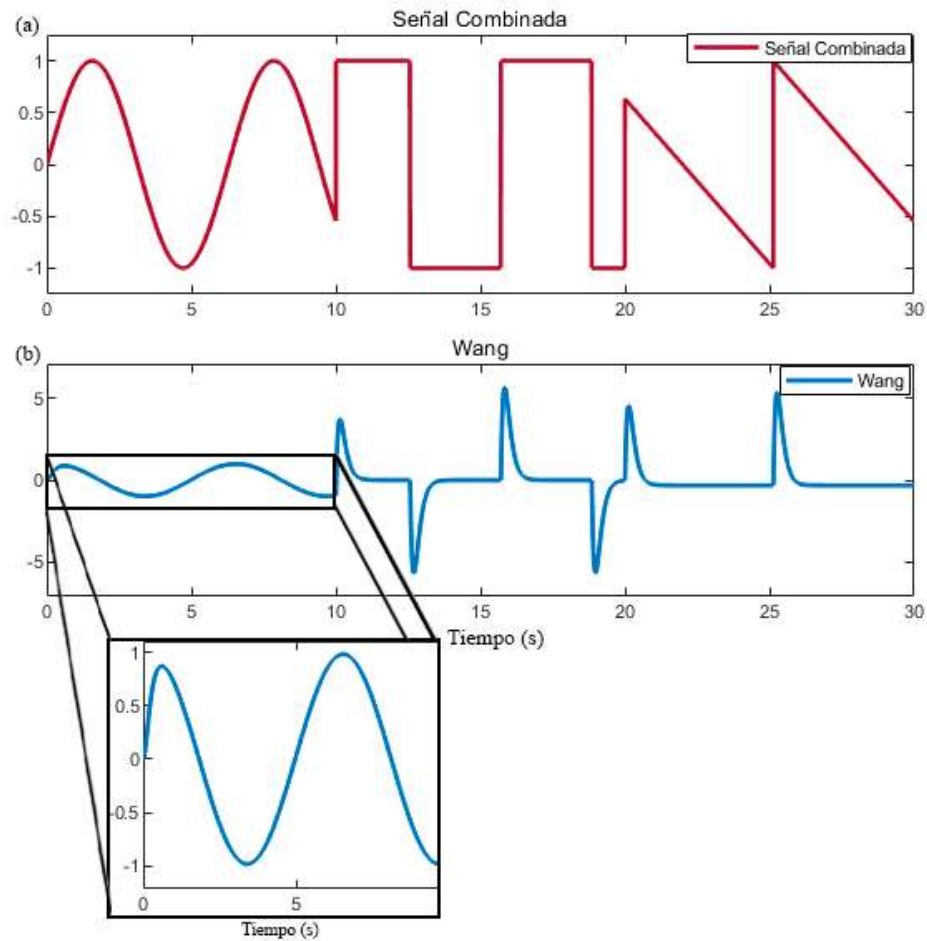


Figura 2.11 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal compuesta, b) Señal obtenida por el derivador.

La respuesta del derivador sin ruido (Figura 2.11b) contiene más amplitud en las señales cuadrada y diente de sierra, mientras que la derivada del seno llega a su amplitud e inicia adecuadamente. Cuando se le añade ruido a la misma señal (Figura 2.12a), en comparación a la señal sin ruido, la amplificación de las señales cuadrada y diente de sierra disminuye (Figura 2.12b). En esta simulación se logró el objetivo del derivador el cual es eliminar el ruido en la señal. En este caso se consideró un ruido excesivo para probar el derivador bajo condiciones extremas, observándose que realiza su función correctamente.

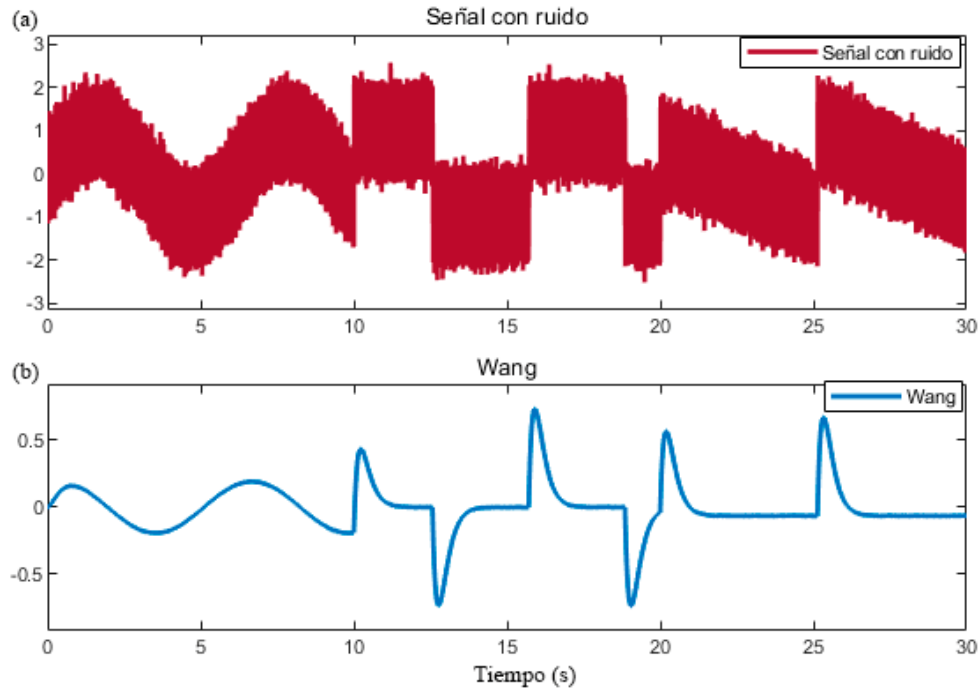


Figura 2.12 Resultados del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang), a) Señal compuesta con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.

Para lograr la sintonización en ambas señales, se hizo una dependencia en los parámetros ε y ε_b , el primer parámetro se utiliza para la amplificación y el segundo para el ajuste del ruido en la señal. Con esta dependencia se logra un ajuste fino entre las señales con y sin ruido.

2.1.4. Diferenciador de seguimiento Han

El diferenciador de seguimiento TD (tracking-differentiator) se utiliza para organizar el proceso de transición de las señales de referencia, filtrar las señales de entrada y diferenciación (Yi, et al., 2014). El TD es no lineal, y en él se introduce una señal $v(k)$, de la cual se obtiene una señal de seguimiento $v_1(k)$ y una señal diferenciada $v_2(k)$. Las Ecuaciones

(2.14) a (2.21) en tiempo discreto describen al diferenciador, se pueden consultar en (Jian-liang, Xiu-xia, Wen-han, & Shu-guang, 2007).

$$v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \quad (2.14)$$

$$v_2(k+1) = v_2(k) + hfst(v_1(k) - v(k), v_2(k), r, h_0) \quad (2.15)$$

$$d = rh_0 \quad (2.16)$$

$$d_0 = dh_0 \quad (2.17)$$

$$y = v_1 - v + h_0v_2 \quad (2.18)$$

$$a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \quad (2.19)$$

$$a = \begin{cases} v_2 + \frac{y}{h_0}, & |y| \leq d_0 \\ v_2 + \frac{\text{sign}(y)(a_0 - d)}{2}, & |y| > d_0 \end{cases} \quad (2.20)$$

$$fst = \begin{cases} -r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \\ -r \text{sign}(a), & |a| > d \end{cases} \quad (2.21)$$

Donde: v_1 es la trayectoria deseada, v_2 es la señal diferenciada, h es el periodo de muestreo, h_0 actúa como filtro en la señal, r es la velocidad del transitorio, si toma valores grandes el proceso es más rápido, y fst es una función de saturación.

La señal diferenciada se obtiene calculando la integración de la relación viable, por tal motivo atenúa el ruido y su señal es más cercana a la referencia, mientras el método clásico convencional (lineal) lo amplifica (Huang & Xue, 2014).

Se debe de considerar que es una solución de tiempo óptimo para que la convergencia sea rápida sin tener sobre impulso, por lo que h_0 y r deben de ser iguales a h y r . Para definir el perfil transitorio r y h_0 pueden ser ajustados individualmente acorde a la rapidez y suavidad deseada (Han J. , 2009).

Simulación del diferenciador de seguimiento (Han)

El funcionamiento del diferenciador de seguimiento Han se muestra a continuación, realizando cuatro simulaciones con diferentes entradas, las mismas que se utilizaron con los derivadores anteriores, con el objetivo de observar las respuestas en este derivador.

Las simulaciones se llevan a cabo en el software Matlab Simulink®, se utiliza tiempo discreto y el periodo de muestreo es el mismo que se utilizó anteriormente con los otros derivadores. La Figura. A.1.4 muestra el esquema de simulación.

Se inicia con una función senoidal como entrada en el derivador Han, los parámetros que requiere el derivador son: $r=10$, $h_0=0.001$, $d=r*h_0$, y $d_0=d*h_0$. Se ajustan dos valores r y h_0 por medio de sintonización hasta obtener la respuesta mostrada en la Figura 2.13b, con r se ajusta la rapidez de la señal derivada, por lo que el valor que se obtiene tiene un valor significativo en la respuesta, y para el valor de h_0 se tiene que elegir un múltiplo del periodo de muestreo.

Se observa en la Figura 2.13b que la respuesta del derivador se aproxima a la real significativamente ya que comienza en un valor muy cercano a uno, debido al parámetro r que ayuda a la rapidez con la cual empieza la señal. Para disminuir el ruido en la señal, se ajusta el parámetro h_0 , el cual es el parámetro de referencia para los demás, además de que su valor es pequeño.

A continuación, se utiliza la misma entrada añadiendo ruido en ella, con la finalidad de observar la respuesta en el derivador. Los cambios en los parámetros son: $r=3$, $h_0=0.1$, $d=r*h_0$, y $d_0=d*h_0$.

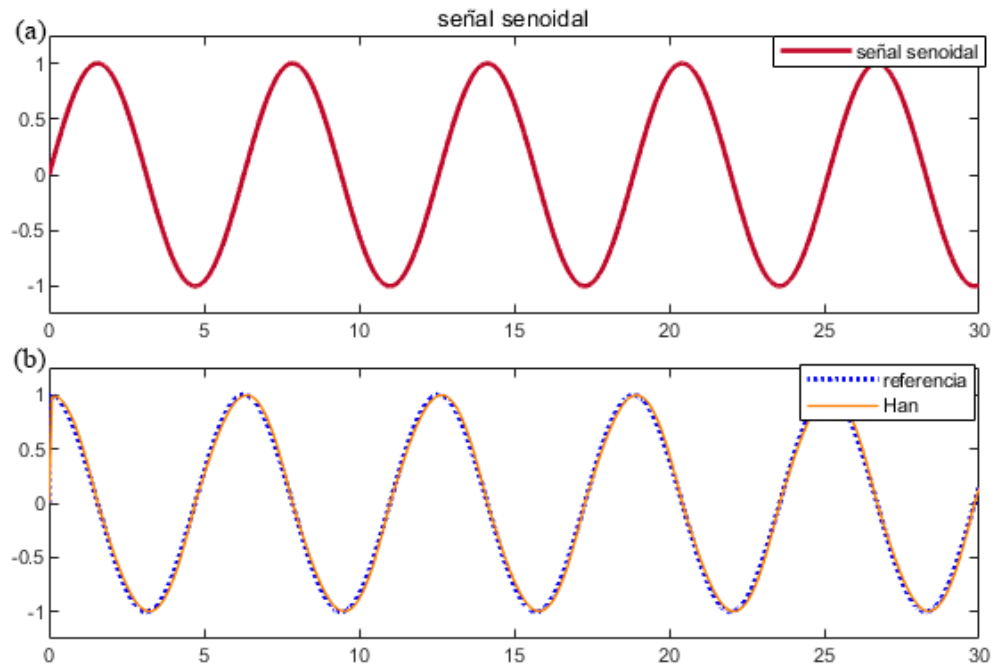


Figura 2.13 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal de entrada, b) Señal obtenida por el derivador.

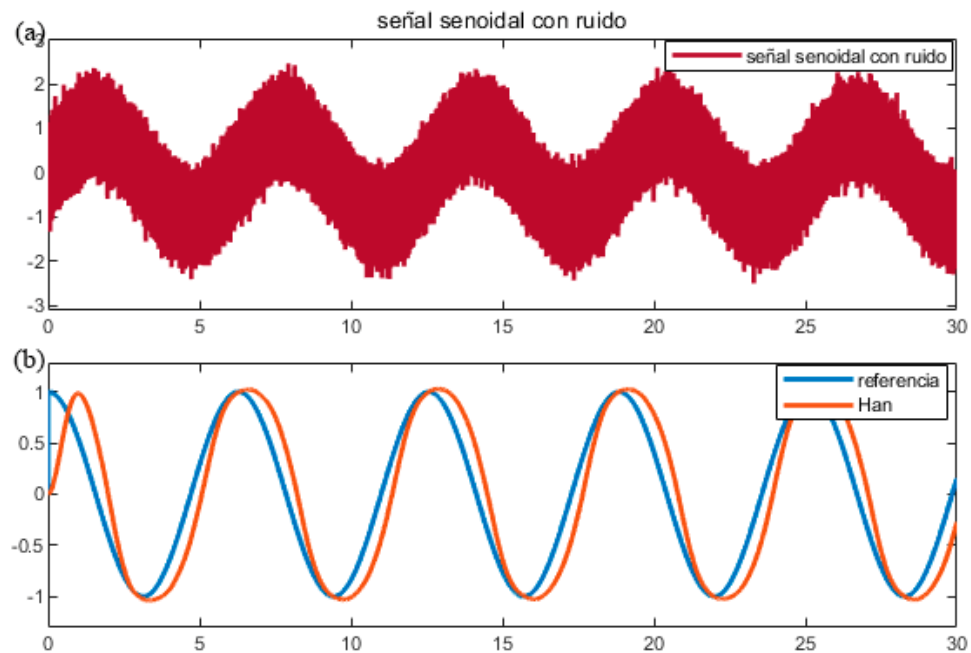


Figura 2.14 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.

En comparación a la Figura 2.13b, en la respuesta del derivador con ruido (Figura 2.14b) se observa que hay un desfase y deformación en la señal. La variable r es la que ajusta la rapidez, en este caso si aumenta el valor la señal se convierte en triangular, se amplifica y aumenta el ruido, todo esto es debido al ruido Gaussiano considerado. Respecto a la variable h_0 , se disminuye el ruido que se introduce en la señal al ajustar el valor r .

La señal combinada utilizada es la misma. Por otra parte, los parámetros para la simulación con la entrada sin ruido son: $r=10$, $h_0=1/50$, $d=r*h_0$, y $d_0=d*h_0$, así como para el caso de la señal con ruido se tiene: $r=10$, $h_0=0.1$, $d=r*h_0$, y $d_0=d*h_0$.

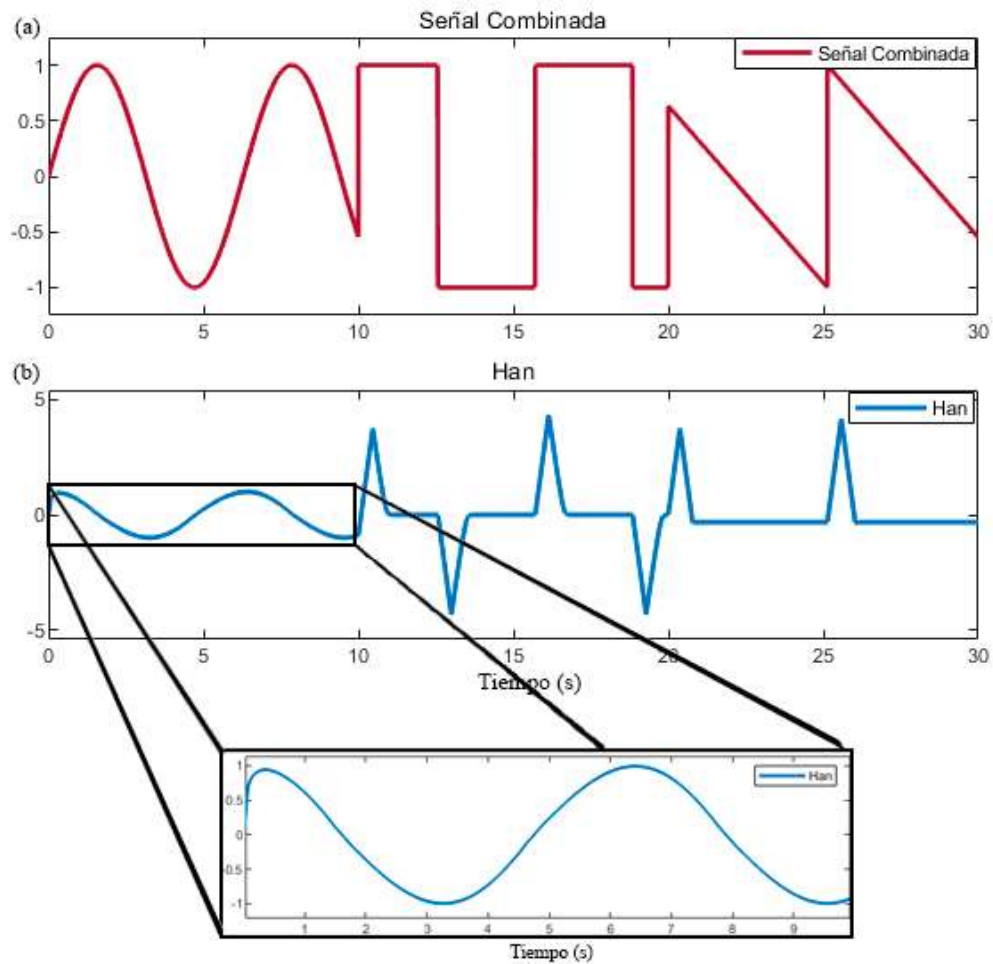


Figura 2.15 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal combinada, b) Señal obtenida por el derivador.

Para el caso de la señal sin ruido, al variar el parámetro r aparentemente no se apreciaba cambio al inicio de la señal senoidal ya que iniciaba en la misma muestra, pero con las señales cuadrada y diente de sierra si hay cambio porque es el que controla la rapidez. El valor de h_0 modifica la amplitud y ruido de la señal, para la derivada senoidal se obtiene la amplitud requerida, ya que es muy cercana a la unidad sin introducir picos o ruido. Las derivadas de las señales cuadrada y diente de sierra tienen buena aproximación en la amplitud.

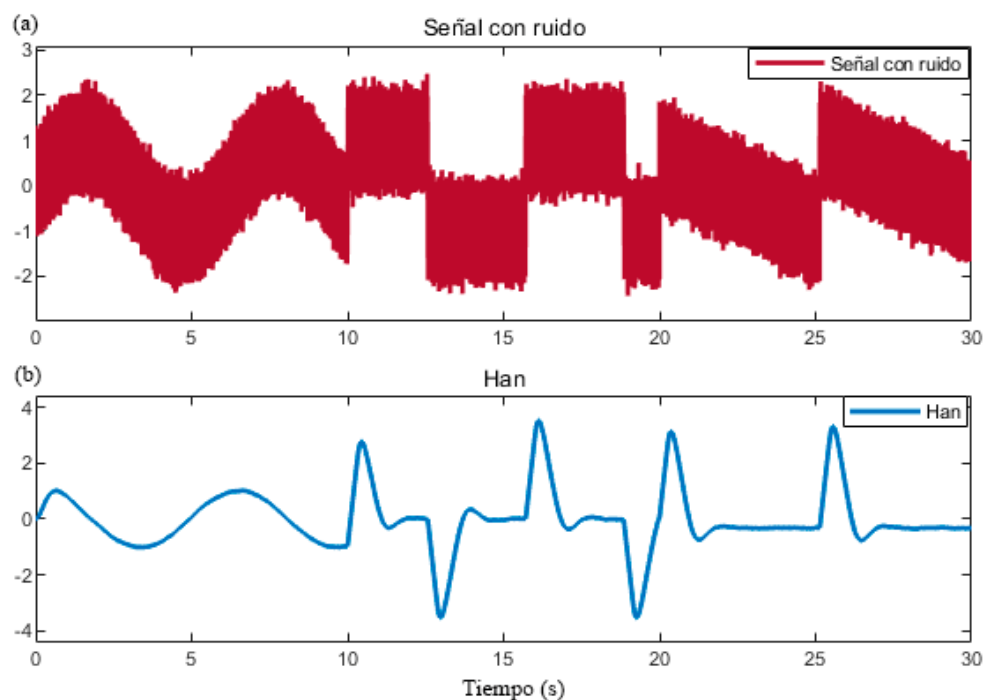


Figura 2.16 Resultados del diferenciador de seguimiento (Han), a) Señal de entrada con ruido, b) Señal obtenida por el derivador.

Los valores de los parámetros cambian para el ajuste con ruido en la señal de entrada, ya que el parámetro h_0 es más grande debido a que es el que filtra el ruido en la señal. Se observa el resultado en la Figura 2.16b, y en comparación con la simulación donde no hay ruido, el resultado y comportamiento es favorable ya que las diferencias son mínimas, lo que se puede apreciar es que hay un ligero retraso al inicio de la señal.

2.2. Comparación de las simulaciones

Los derivadores que se analizaron anteriormente, cada uno tiene su peculiaridad o característica en cuanto a diseño, como resultado, por tal motivo en esta sección se comparan las respuestas de todos los derivadores que se implementaron, con el objetivo de observar cuál es el más eficiente. Cabe mencionar que para llevar a cabo este propósito se mantiene los mismos parámetros de ajuste que se utilizan en las simulaciones presentadas anteriormente.

Se inicia con una señal de entrada tipo senoidal. En la Figura 2.17 se muestran las señales de salida de los derivadores, donde se observa que los cuatro se aproximan a la referencia (derivada pura de la señal de entrada), siendo las salidas muy parecidas. Los derivadores Ibrir y Levant comienzan con un impulso y después se estabilizan, en la Figura 2.18 se observa que el impulso del derivador Ibrir es más grande, pero el derivador Levant inicia unos segundos más tarde y con un impulso más pequeño. En la Figura 2.18 y Tabla 2.1 se puede observar que el derivador Wang es más rápido y exacto para este tipo de señal.

Para validar cuantitativamente los resultados obtenidos en la simulación de la Figura 2.17, se calcula el error cuadrático medio de cada derivador con respecto a la derivada pura de la señal (referencia), obteniendo como resultado lo mostrado en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Error medio cuadrático de los derivadores.

Derivador	Error
Ibrir	6.3677×10^{-4}
Levant	2.3×10^{-3}
Wang	1.3802×10^{-6}
Han	2.4×10^{-3}

Se puede apreciar que el derivador que presenta el menor error es el de Wang, seguido del derivador Ibrir, y finalmente el Levant y Han, los cuales tienen prácticamente el mismo error.

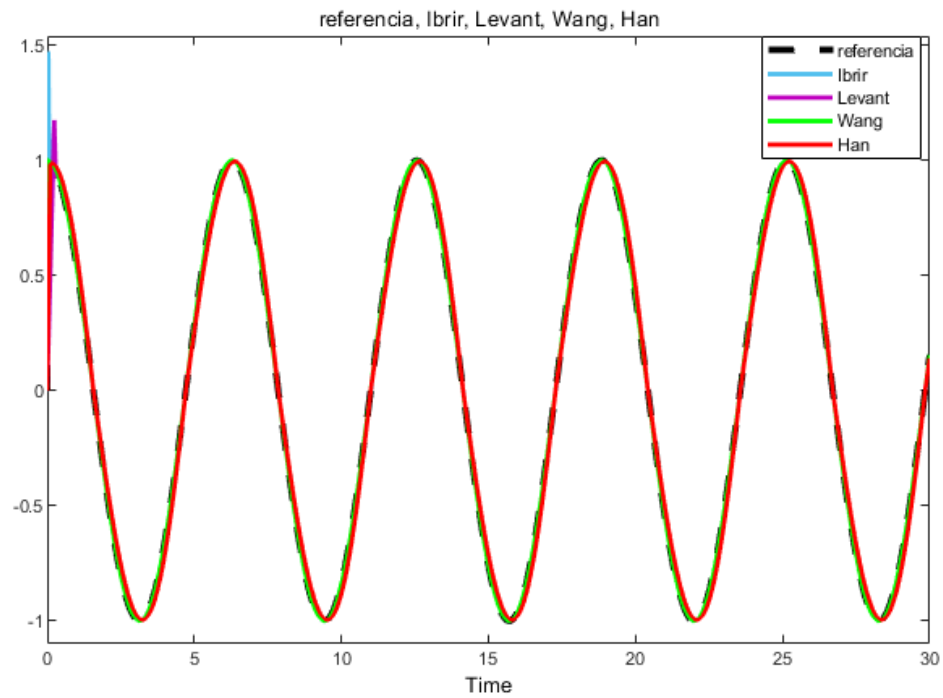


Figura 2.17 Resultados de simulación de la comparación ante una entrada senoidal.

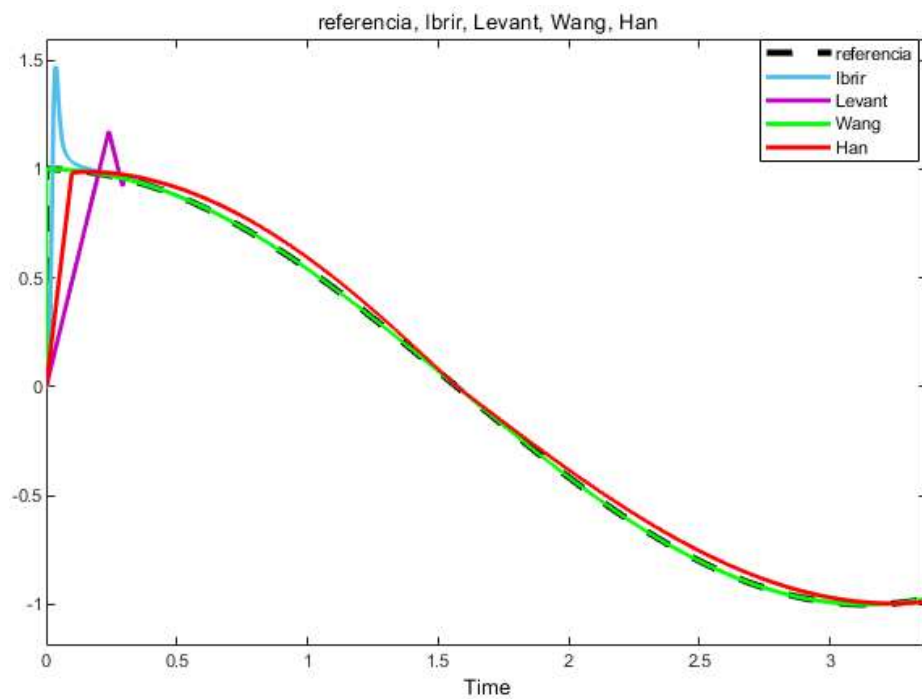


Figura 2.18 Acercamiento simulación de la comparación ante una entrada senoidal

Se realiza la misma comparación de la señal de salida de los diferenciadores, pero ahora considerando ruido en la señal de entrada. En este caso, ninguna de las señales comienza exactamente en la unidad, el derivador Han alcanza la amplitud en uno, aunque después se amplifica, y el derivador Levant alcanza la amplitud más cercana a la unidad manteniéndose estable (ver Figura 2.19). Para validar cuantitativamente los resultados obtenidos en la simulación, se calcula el error cuadrático medio de cada derivador obteniéndose los resultados mostrados en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Error medio cuadrático de los derivadores considerando señales con ruido.

Derivador	Error
Ibrir	86.4×10^{-3}
Levant	122.5×10^{-3}
Wang	7.6×10^{-3}
Han	65.30^{-3}

Para este caso, el menor error se obtiene con el derivador Wang, seguido del Han, Ibrir y finalmente el Levant. La variación de estos errores varía considerablemente, con respecto a los obtenidos para las señales sin ruido, debido a que el ruido introducido para contaminar la señal de entrada es considerable.

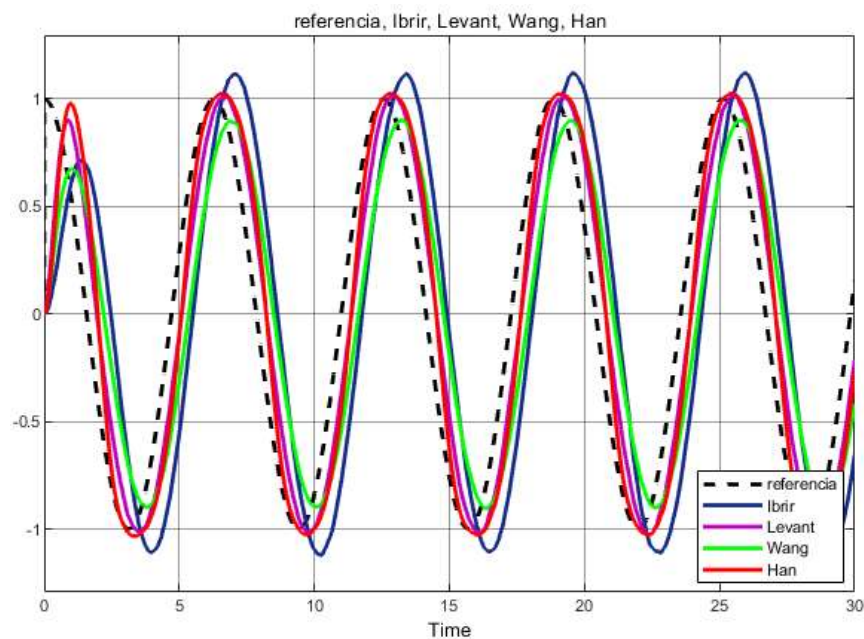


Figura 2.19 Resultados de la comparación considerando una entrada senoidal con ruido Gaussiano.

Para una señal de entrada compuesta por diferentes perfiles resultó más complicada la sintonización de cada derivador, y la respuesta de los cuatro derivadores es diferente (Figura 2.20) en amplitud y desfaseamiento. Se realiza un acercamiento en la gráfica (Figura 2.21) para observar que el derivador de Han es el que inicia más rápido y mantiene la amplitud en la derivada del seno, así como también que el derivador de Levant se aproxima al de Han, solo que presenta un pico al inicio de la señal. El derivador de Wang tiene buena respuesta solo que tiene el mayor retraso. Por último, el derivador Ibrir tiene mayor deficiencia en comparación a los otros, ya que deforma la señal trigonométrica y añade ruido. Para las derivadas de las señales cuadrada y diente de sierra (Figura 2.22) el derivador de Han se mantiene en comparación a los otros, ya que no agrega ruido en la señal.

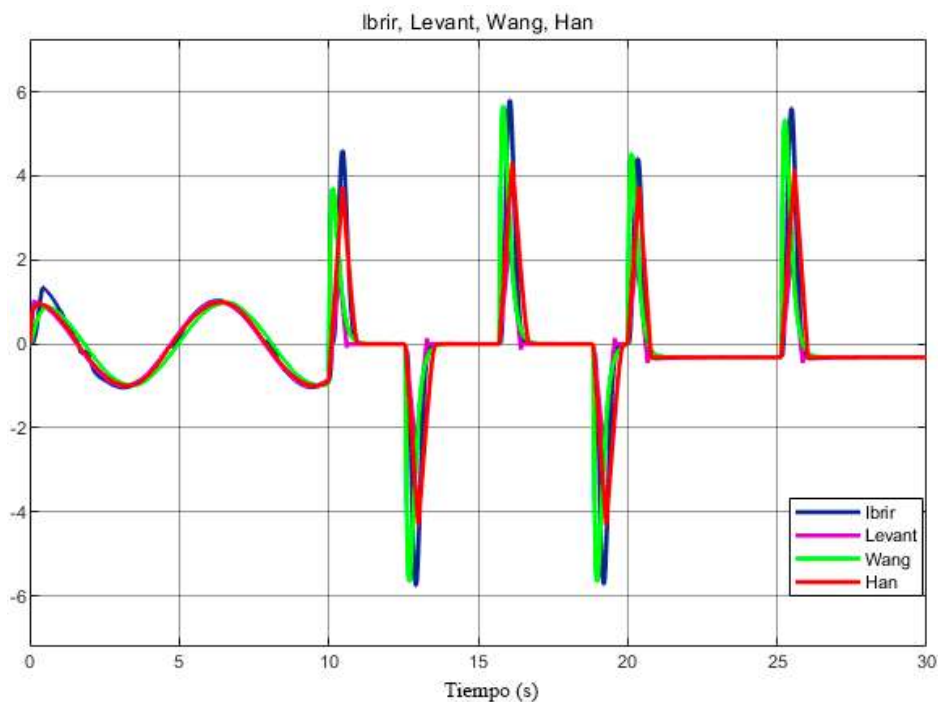


Figura 2.20 Resultados de la comparación considerando una señal combinada como entrada.

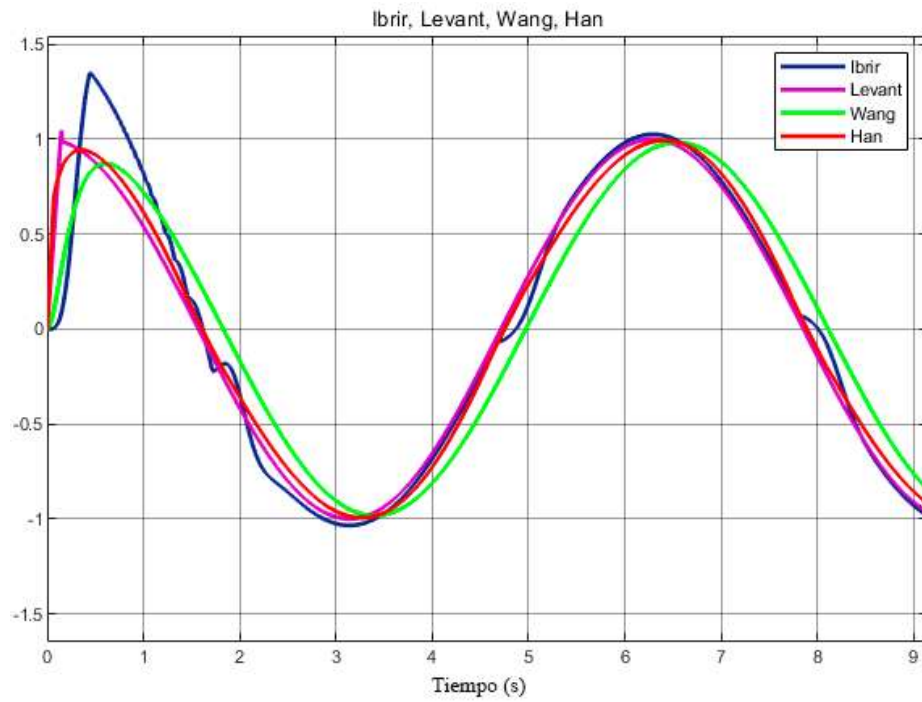


Figura 2.21 Acercamiento de la parte senoidal de los resultados de la comparación

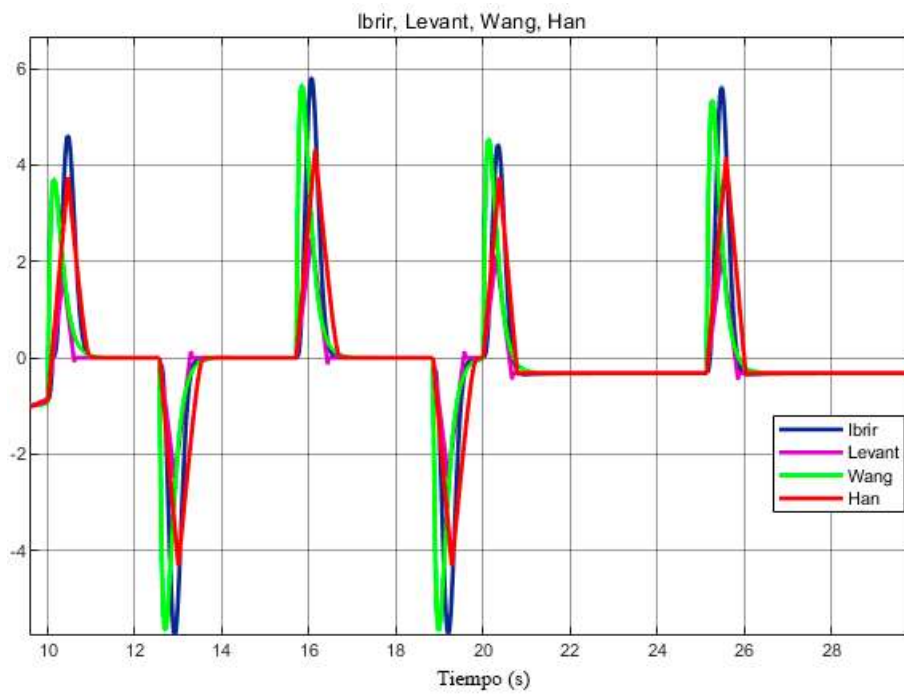


Figura 2.22 Acercamiento de la parte de la señal cuadrada y diente de sierra de los resultados de la comparación

Finalizando las simulaciones, se agrega ruido a la señal de entrada combinada. Como respuesta, es muy notorio que en todas las señales queda un ligero ruido (Figura 2.23). Se analiza la rapidez con que se inicia, realizando un acercamiento en la simulación (ver Figura 2.24) se aprecia con más exactitud que los derivadores de Han y Levant son más rápidos que el Ibrir y Wang. Cabe mencionar que, por la amplitud en esta señal, el derivador de Levant comienza y termina con la amplitud más aproximada a la unidad, lo cual era lo esperado.

En tanto a las derivadas en las señales cuadrada y diente de sierra se ve en la Figura 2.23 que el derivador de Levant se mantiene en rapidez y en amplitud.

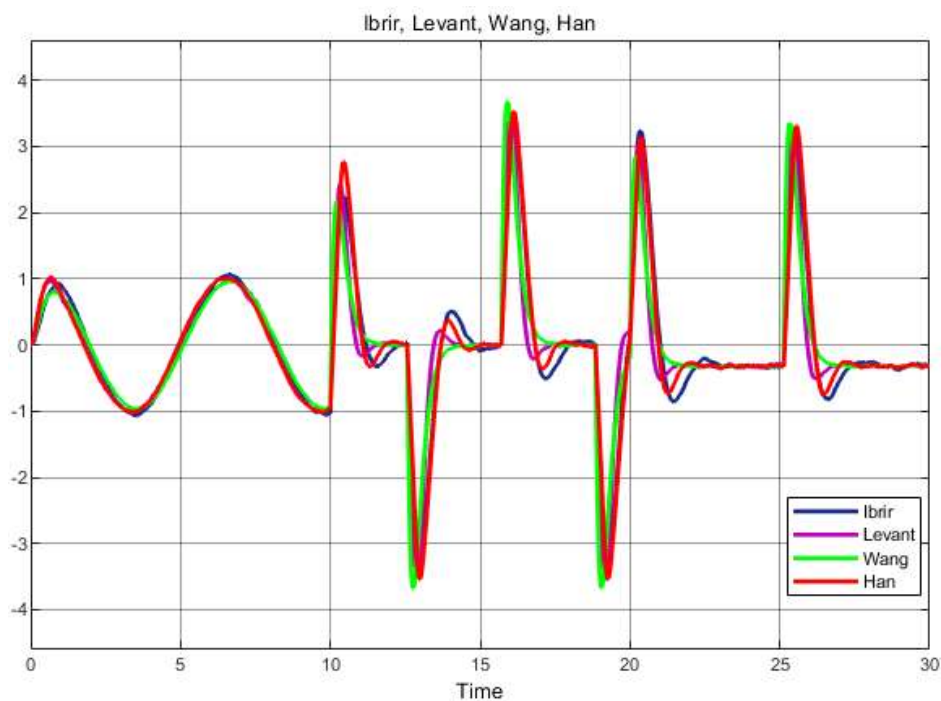


Figura 2.23 Resultados de la comparación considerando una señal combinada como entrada con ruido Gaussiano.

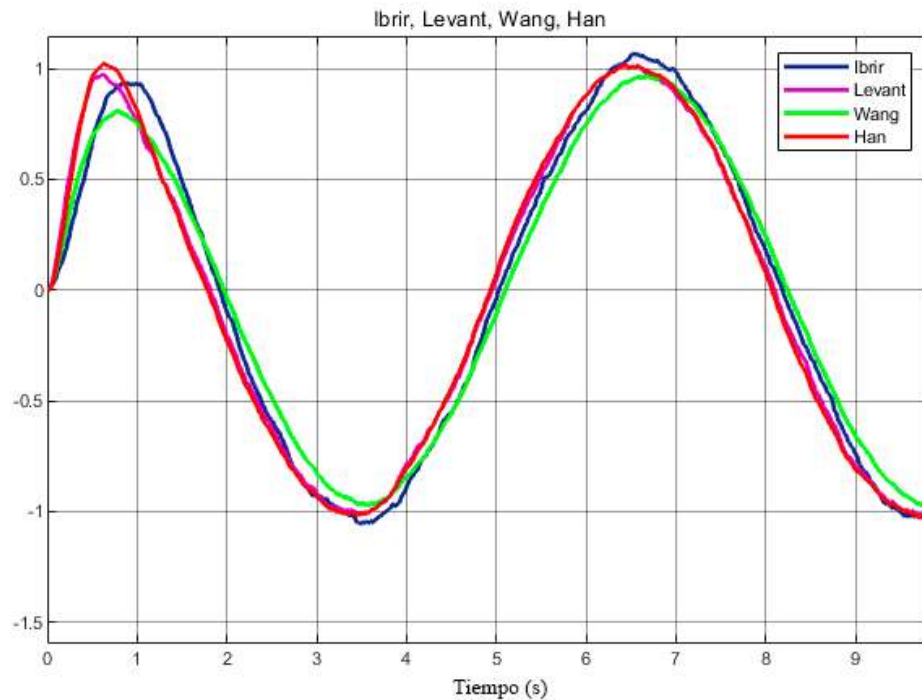


Figura 2.24 Acercamiento de la parte senoidal de la comparación considerando ruido Gaussiano en la señal de entrada.

2.3. Conclusiones

Se presentaron cuatro tipos de derivadores con el fin de observar su funcionamiento y comparar con cual de obtiene un resultado más favorable, cuando son utilizados con diferentes tipos de señales, y considerando ruido en algunas de ellas. La parte que requiere mayor atención y resulta compleja de realizar, es ajustar sus parámetros para sintonizar la señal derivada. En algunos de ellos no existe una formulación o planteamiento que permita obtener de una manera sencilla sus parámetros, por lo tanto, se propuso realizar una dependencia entre los parámetros para optimizar este proceso, lo cual se logra y es útil como parámetros de referencia para realizar el ajuste de los derivadores, permitiendo hacer más sencillo y fino el ajuste.

La comparativa entre los cuatro tipos de derivadores presentados en este capítulo, puede resumirse de la siguiente manera:

- Es notorio que el derivador Ibrir es el menos favorable cuando se tienen señales de entra con ruido.
- El derivador de Han tiene buena aproximación como se pudo observar con los resultados del error medio cuadrático, al igual que el Wang y Levant, considerando que la sintonización del derivador de Levant tiene dos parámetros, en cambio el de Wang tiene tres y el de Han cuatro, este último tiene dependencia en dos de ellas.
- Los derivadores más fáciles de sintonizar y con buenas respuestas ante este tipo de señales fueron el derivador de Levant y de Han.

Capítulo 3

3. Control con rechazo activo de perturbaciones

3.1. Introducción

Este capítulo está enfocado en presentar el control con rechazo activo de perturbaciones. Primeramente, se mencionan sus antecedentes, así como las características que presenta, describiéndose cada una de las etapas que lo componen: generador de perfil transitorio, suma ponderada no lineal y el observador de estado extendido. Se detalla cada etapa del control y adicionalmente se corrobora su funcionamiento ante perturbaciones con una simulación implementada en la plataforma Matlab Simulink[®]. Una vez realizado lo anterior, se muestran los resultados obtenidos al utilizar un diferenciador diferente en su estructura, así como también en el observador de estado extendido. Los resultados de ambos esquemas de control son comparados al final del capítulo.

3.2. Preliminares del ADRC

El control con rechazo activo de perturbaciones, el cual se denota frecuentemente por sus siglas en inglés como ADRC (Active Disturbance Rejection Control), toma o utiliza varias técnicas de control, tales como: control proporcional derivativo (PID), la ley de control

basada en errores, del control moderno toma el observador de estado, y a éste se le hace una modificación añadiéndole estados al sistema por medio de integradores en cascada, por lo que toma el nombre de observador de estado extendido (ESO).

El control PID ha sido utilizado por más de 80 años dando hasta ahora resultados satisfactorios, aunque este control tiene algunos inconvenientes y/o detalles como son: el cálculo del error, el ruido que proporciona el control derivativo, pérdida de rendimiento en la ley de control en forma de una suma ponderada lineal. El ADRC propone cuatro soluciones: 1) una Ecuación diferencial simple como generador de seguimiento transitorio, 2) un diferenciador de seguimiento tolerante al ruido, 3) leyes de control no lineal, 4) estimación y rechazo a perturbaciones. Con estas soluciones el ADRC tiene ventaja de rendimiento, en comparación con el control PID (Han J. , 2009).

Los sistemas sometidos a estudio con el ADRC pueden ser lineales o no lineales de enésimo orden, variantes en el tiempo, sistemas una entrada-una salida (SISO), múltiples entradas-múltiples salidas (MIMO), en tiempo continuo o discreto (Gao, 2006). No se necesita el modelo matemático preciso del sistema, los elementos no modelados en la dinámica y las perturbaciones externas son estimadas a través del ESO por lo que este tiene el mayor peso en el diseño del ADRC.

3.3. Fundamentos de la teoría del ADRC

Los principios del ADRC se llevan a cabo con el control proporcional integral derivativo (PID). El PID clásico consiste en un control por retroalimentación basado en errores entre la referencia y la salida del sistema, a su vez con su diferenciación e integración para formar la conocida ley de control mostrada en la Ecuación (3.1). Su algoritmo consta de tres parámetros: 1) Proporcional k_1 : este depende el error actual, es el producto entre la señal que se obtiene con el error y la constante proporcional para lograr que el error estacionario tienda a ser cero. 2) Integral k_0 : depende de los errores pasados, este parámetro se encarga de disminuir y eliminar el error en estado estacionario, el cual se integra para poder promediarlo y sumarlo con la acción proporcional logrando así una respuesta estable sin error estacionario. 3) Derivativo k_2 : predicción de errores futuros, esta acción se encarga de

corregir el error conforme se vaya produciendo para evitar que este incremente, para lograr el objetivo se deriva respecto al tiempo, se multiplica por una ganancia y se suma con los dos parámetros anteriores. El diagrama del control PID se muestra en la Figura. A.2.1.

$$u = k_0 \int_0^t e d\tau + k_1 e + k_2 \frac{de}{dt} \quad (3.1)$$

Para el desarrollo e implementación del ADRC, Han se basó en el control PID haciendo modificaciones para corregir el cálculo del error, ruido y pérdida del rendimiento de la ley de control. Han propone dos principios fundamentales: la forma canónica, la cual explica que tiende a ser un límite para los sistemas lineales y no lineales; y el estado extendido, el cual agrupa las perturbaciones del sistema. Por lo cual el ADRC se implementa por medio del control moderno, tomando las formas canónicas y el observador de estado.

En los 80's Han propuso una transformación en forma canónica por medio de integradores en cascada, la cual es válida para cualquier sistema con retroalimentación y puede ser aplicada para sistemas lineales o no lineales. Con este aporte Han dio a conocer: 1) El límite que hay entre los sistemas lineales y no lineales se puede deshacer con la entrada de control. Nos da a entender que un sistema lineal puede convertirse en uno no lineal o viceversa por medio del control, a su vez pueden ser variantes o invariantes con el tiempo, ya que con estos se puede hacer la transformación canónica con integradores en cascada a través del diseño de entrada de control. 2) Retroalimentación no uniforme, la idea principal es el diseño del control no lineal para mejorar el rendimiento del sistema en lazo cerrado.

Más adelante, Han propuso tratar el modelo desconocido mediante un observador añadiendo un estado (el que se va estimando en tiempo real), este observador lo nombró Observador de Estado Extendido (ESO), por lo que un sistema incierto, no lineal y variante con el tiempo se redujo a la forma canónica de integradores en cascada por medio del ESO (Huang & Xue, 2014).

Sea el siguiente sistema con perturbaciones:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u, w) \quad (3.2)$$

$$y(t) = h(t, x, u, w) \quad (3.3)$$

Donde $x \in \mathbb{R}$ como un vector de estado, $u \in \mathbb{R}^P$ como vector de entradas, $w \in \mathbb{R}^q$ como vector de perturbaciones el cual es desconocido, pero debe ser acotado. La representación del sistema a manejar debe considerarse como una transformación difeomórfica del tipo $z = T(x)$ como una cadena de integradores utilizando las expresiones (3.4) a (3.7):

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (3.4)$$

$$z_{n-1}^{\cdot} = z_n \quad (3.5)$$

$$z_n^{\cdot} = g(t, x, u, w) \quad (3.6)$$

$$y = h(z) \quad (3.7)$$

Considerando $\dot{z}_n$ como una perturbación total del sistema, es posible construir un observador de estado extendido como se muestra en las Ecuaciones (3.8) a (3.10):

$$\dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 \quad (3.8)$$

$$\hat{z}_{n-1}^{\cdot} = \hat{z}_n - \beta_1(\hat{e}) \quad (3.9)$$

$$\dot{\hat{z}}_n = g(\hat{z}_n, t, u, w) - \beta_{n+1}(\hat{e}) \quad (3.10)$$

Donde $\hat{e} = \hat{z} - z$ y $\beta(\hat{e})$ es una función vectorial que hace que $\hat{z} \rightarrow z$ asintóticamente (Orozco Soto & Ibarra Zannatha, 2017).

El ADRC consiste en estimar la parte desconocida de la dinámica del sistema que se quiere controlar, por lo cual se van cancelando los efectos mediante la ley de control. La idea principal y fundamental del ADRC es el rechazo de perturbaciones, atenuándolas antes de que sigan su curso. Para llevar a cabo este proceso, el diseño del ADRC Figura 3.1 consta de tres componentes importantes: 1) diferenciador de seguimiento (bloque TD en la Figura 3.1) control de retroalimentación no lineal (bloque suma ponderada errores en la Figura 3.1) observador de estado extendido no lineal (bloque ESO en la Figura 3.1) (Gao & Guo, 2014).

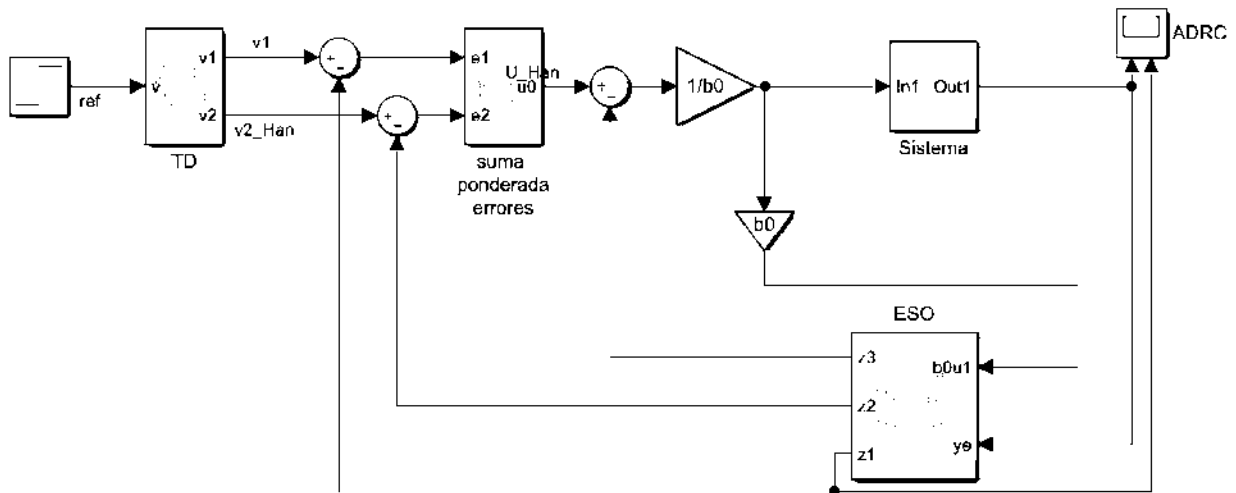


Figura 3.1 Esquema de simulación del Control Activo de Rechazo de Perturbaciones (ADRC).

3.4. Generador de perfil transitorio

El diferenciador de seguimiento TD (tracking-differentiator), fue mencionado y descrito su funcionamiento en el Capítulo 2, donde es analizado con distintas señales y se compara con otros derivadores.

En el ADRC el tipo de diferenciador utilizado o propuesto por Han es el que corresponde al diferenciador de seguimiento mostrado en la sección 2.1.4.

3.5. Suma ponderada no lineal

El control PID, como ley de control realiza una combinación lineal de formas actuales, acumulativas y predictivas para el error de seguimiento. Por otra parte, el ADRC propone una alternativa diferente con una función no lineal, la cual hace que el error de seguimiento se aproxime a cero en tiempo finito, en comparación con la lineal que se aproxima a cero en un tiempo infinito, la Ecuación (3.11) es la ley de control, y para formularla se requiere de las Ecuaciones (3.12) a (3.16) (Han J. , 2009).

$$u_0 = r_e M_e \quad (3.11)$$

$$a_{0e} = \sqrt{d_e^2 + 8r_e |y_e|} \quad (3.12)$$

$$e_{1n} = e_1 + h_1 e_2 \quad (3.13)$$

$$e_{2n} = c e_2 \quad (3.14)$$

$$a_e = \begin{cases} e_2 + \frac{e_{1n}}{h_1}, & |e_{1n}| \leq d_{0e} \\ e_2 + \frac{\text{sign}(e_{1n})}{h_1}, & |e_{1n}| > d_{0e} \end{cases} \quad (3.15)$$

$$M_e = \begin{cases} \frac{a_e}{d_e}, & |a_e| \leq d_e \\ \text{sign}(a_e), & |a_e| > d_e \end{cases} \quad (3.16)$$

3.6. Observador de estado extendido (ESO)

En cualquier tipo de sistema, de manera general se requiere tener una amplia información del sistema a controlar, pero en ocasiones no es posible obtenerla, por lo que se realizan estimaciones en algunas variables que no pueden ser medidas directamente, la solución para este problema de control es el diseño de observadores de estado. Los propósitos para el diseño de un observador de estado son: modelado, monitoreo (detección de fallas), regulación o seguimiento.

El objetivo del ESO es, aumentar un estado al sistema el cual sirve para estimar la perturbación total de la planta, incluida la dinámica interna no modelada, los estados originales y el extendido. Por tal motivo la perturbación se rechaza usando el valor estimado por el observador. El ESO requiere un mínimo de conocimiento de la planta, haciendo esta característica una gran diferencia respecto a otros observadores (Luenberger, alta ganancia, deslizantes).

Por los motivos expuestos anteriormente, el ESO es una herramienta fundamental y principal para el ADRC, por lo que el ADRC puede manejar grandes incertidumbres con un buen rendimiento (Xue, Bai, Yang, Song, & Huang, 2015).

Tomando como ejemplo un sistema de segundo orden SISO:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (3.17)$$

$$\dot{x}_2(t) = f(x_1, x_2, w, t) + bu(t) \quad (3.18)$$

$$y(t) = x_1(t) \quad (3.19)$$

Donde y es la salida, u es la entrada y $f(x_1, x_2, w, t)$ es una función multivariable con perturbaciones externas, esta función es diferenciable. El ESO asigna un nuevo estado x_3 de tal manera que el sistema queda como las Ecuaciones (3.20) a (3.23). El objetivo es hacer que y se comporte como se desea usando a u como la variable de control, por este motivo no es necesario conocer ampliamente el sistema matemático. Tratando a $F(t) = f(x_1, x_2, w, t)$ como una variable de estado adicional al sistema, $x_3 = F(t)$ y $\dot{F} = G(t)$, $G(t)$ es desconocido.

Mientras que el sistema original sea observable por medio de la matriz de observabilidad se puede realizar la transformación:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (3.20)$$

$$\dot{x}_2(t) = x_3(t) + bu(t) \quad (3.21)$$

$$\dot{x}_3(t) = G(t) \quad (3.22)$$

$$y(t) = x_1(t) \quad (3.23)$$

El ESO en tiempo discreto se muestra en las Ecuaciones (3.24) a (3.34):

$$e = z_1 - y_e \quad (3.24)$$

$$fal_1 = fal(e, \alpha_1, \delta), \quad fal_2 = fal(e, \alpha_2, \delta) \quad (3.25)$$

$$z_1 = z_1 + h(z_2 - \beta_1 e) \quad (3.26)$$

$$z_2 = z_2 + h(z_3 - \beta_2 fal_1 + b_0 u) \quad (3.27)$$

$$z_3 = z_3 - h(\beta_3 fal_2) \quad (3.28)$$

$$fal_1 = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha_1}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha_1} \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (3.29)$$

$$fal_2 = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha_2}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha_2} \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (3.30)$$

$$w_0 = (9p) \quad (3.31)$$

$$\beta_1 = 3w_0 \quad (3.32)$$

$$\beta_2 = 3w_0^2 \quad (3.33)$$

$$\beta_3 = w_0^3 \quad (3.34)$$

Donde:

e es el error estimado

p polo del sistema.

w_0 polo alejado de 5 a 9 veces

$\beta_1, \beta_2, \beta_3$ son las ganancias del observador.

z_1, z_2 son los estados estimados.

z_3 es la variable que estima las perturbaciones internas y externas.

fal es una función no lineal con parámetros α y δ positivos.

En las siguientes subsecciones, se realizan las simulaciones que verifican cada una de las etapas que corresponden al ADRC.

3.7. Simulación de la respuesta del generador de perfil transitorio

El esquema completo de la simulación del control ADRC implementado en Matlab Simulink ® es mostrado en la Figura 3.1. El sistema por implementar es dado en el dominio de la frecuencia Ecuación (3.35), por lo que se realiza su transformación en tiempo discreto Ecuación (3.36), debido a que todo el diseño es desarrollado en tiempo discreto. El observador de estado extendido utiliza la representación en espacio de estados, por lo que se hizo la representación con comandos de Matlab®.

$$f(s) = \frac{1}{s^2 + 10s + 5} \quad (3.35)$$

$$f(z) = \frac{4.87e^{-5}z + 4.679e^{-5}}{z^2 - 1.904z + 0.9048} \quad (3.36)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1.9044 & -0.9048 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [0.4837e^{-4} \quad 0.4679e^{-4}]$$

La referencia en la entrada para el diferenciador de seguimiento es un escalón unitario. La Figura. A.2.2 muestra el diagrama a bloques implementado en Simulink® para esta etapa.

Así, tomando en cuenta las Ecuaciones (2.14) a (2.21) (para el caso del derivador Han) y los valores numéricos obtenidos y mostrados en la Tabla 3.1 se obtiene como respuesta las señales mostradas en la Figura 3.2, donde la línea azul es la referencia a considerar (v), la señal en color morado representa el seguimiento (v_1), y por último la señal en color verde (v_2) es la derivada de v . Estas señales obtenidas son utilizadas para implementar el control junto con las señales de los estados del ESO.

Tabla 3.1 Valores numéricos para la simulación del generador de perfil transitorio.

Parámetro	Valor
h	0.001
r	10
h_0	0.001
d	1
d_0	0.1

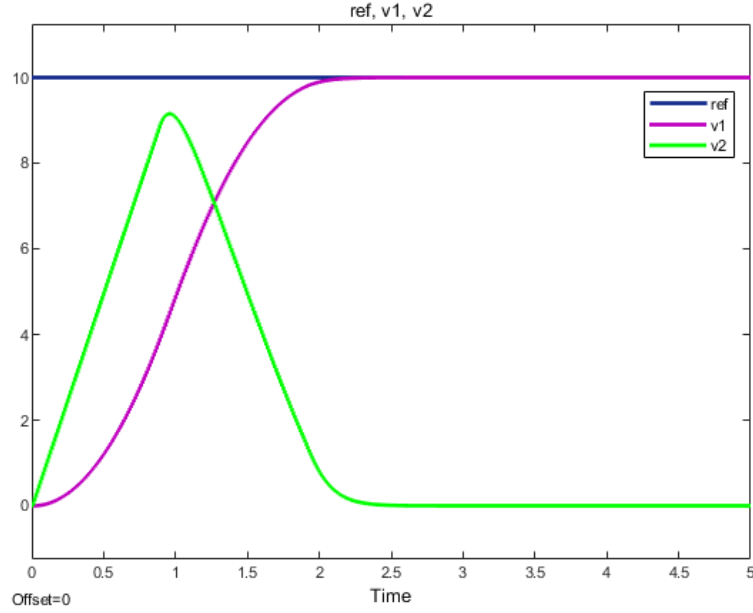


Figura 3.2 Resultados del diferenciador de seguimiento.

3.8. Simulación y respuesta de la suma ponderada de errores

La suma ponderada de errores está definida por las Ecuaciones (3.11) a (3.16). En el esquema de control del ADRC (Figura 3.1) se observa que para llevar a cabo este tipo de control (suma ponderada de errores) se requiere de las señales del generador transitorio y del ESO, como entradas a esta etapa.

La Figura. A.2.3 en el Apéndice A, muestra los bloques con los que son implementadas cada una de las ecuaciones que lo componen. Se observa que el parámetro r_e corresponde a la amplificación y límite de aceleración, el cual se ajusta conforme a los resultados de la simulación; h_1 es el coeficiente de precisión del bucle de control, y generalmente su valor numérico es un múltiplo del periodo de muestreo; por último, el coeficiente de amortiguamiento c el cual debe ser menor a la unidad.

Los valores propuestos para la simulación se muestran en la Tabla 3.2.

Los resultados de la simulación se pueden visualizar en la Figura 3.3, donde la señal de respuesta de este control comienza de un modo agresivo, y conforme pasa el tiempo el error disminuye hasta ser cero.

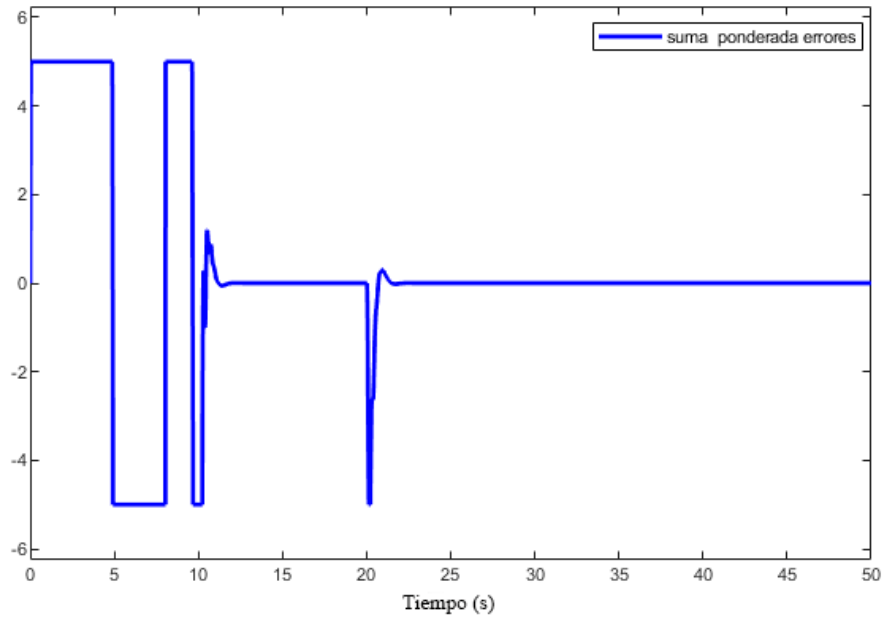


Figura 3.3 Resultados de la suma ponderada de errores.

Tabla 3.2 Valores numéricos para la suma ponderada de errores (control).

Parámetro	Valor
r_e	5
c	0.3
h_1	0.05
d_e	0.25
d_{0e}	0.0125

3.9. Simulación del Observador de Estado Extendido

El diseño del ESO tiene el mayor impacto en el ADRC, ya que éste se encarga de obtener la información de la dinámica del sistema, en dado caso que no se tenga completamente, y también detecta las perturbaciones externas. En la Figura. A.2.4 se muestra desglosado en diagrama a bloques el diseño del ESO.

Para el diseño del ESO, primero se realiza la ubicación de polos, los cuales deben de estar de 5 a 9 veces alejados del polo del sistema. Para el cálculo de las ganancias, se ocupan las Ecuaciones (3.24) a (3.34) las cuales cambian respecto al orden del sistema. Si se requiere

un mayor ajuste en la respuesta, se debe de modificar el alejamiento de los polos. Por último, los valores de los parámetros α_1 , α_2 y δ_1 de la función *fal* son propuestos por el creador de este control (Han J. , 2009).

La Tabla 3.3 muestra los valores utilizados en la simulación.

Tabla 3.3 Valores numéricos para el observador de estado extendido.

Parámetro	Valor
w_0	8.9523
β_1	26.8569
β_2	240.431
β_3	717.4702
α_1	0.5
α_2	0.25
δ_1	0.5

Para realizar la simulación, se introdujo un escalón con valor final de 10 unidades, y en un tiempo de 20 segundos se agrega otro escalón de un valor de 5 unidades, con la finalidad de introducir una perturbación al sistema. Como resultado final se puede observar la Figura 3.4, donde se precisa la perturbación, el ESO y la suma ponderada de errores, logran hacer el rechazo, y que el sistema se estabilice en la referencia deseada.

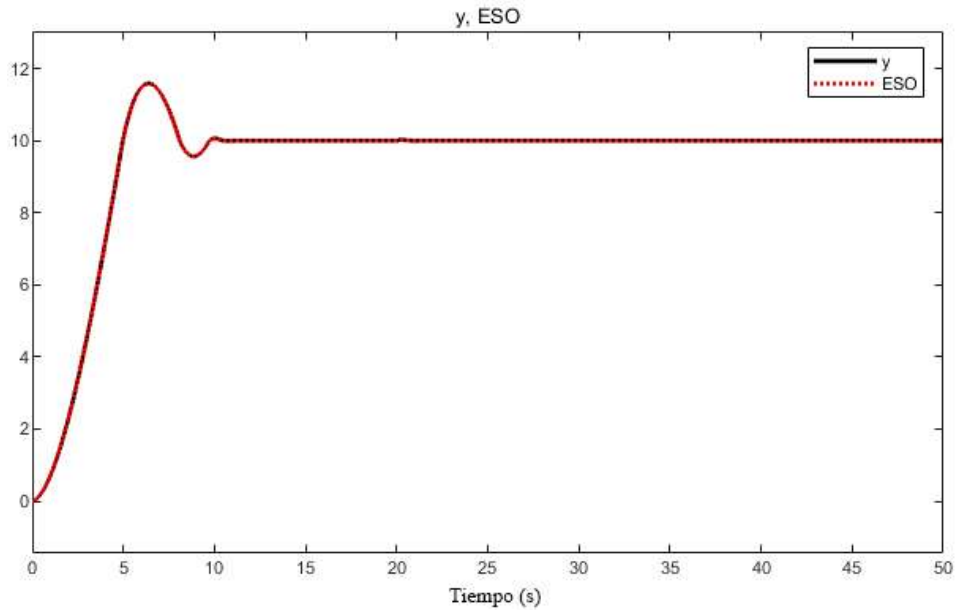


Figura 3.4 Respuesta del control ADRC.

ADRC con derivador de modos deslizantes (Levant)

Con relación a los resultados presentados en el Capítulo 2, se propone modificar o cambiar en la estructura del ADRC en la parte que corresponde al diferenciador de seguimiento, para lo cual se utiliza como generador de perfil transitorio a el derivador de Levant. La elección del derivador Levant sobre los otros derivadores, es debido a que fue con el que se obtuvieron los mejores resultados en la comparación realizada. Por lo tanto, en estas secciones se analiza su comportamiento en conjunto con el ADRC.

En la Figura 3.5 se observa el esquema de simulación que permite realiza la comparación del efecto que tiene el derivador Levant con el derivador Han.

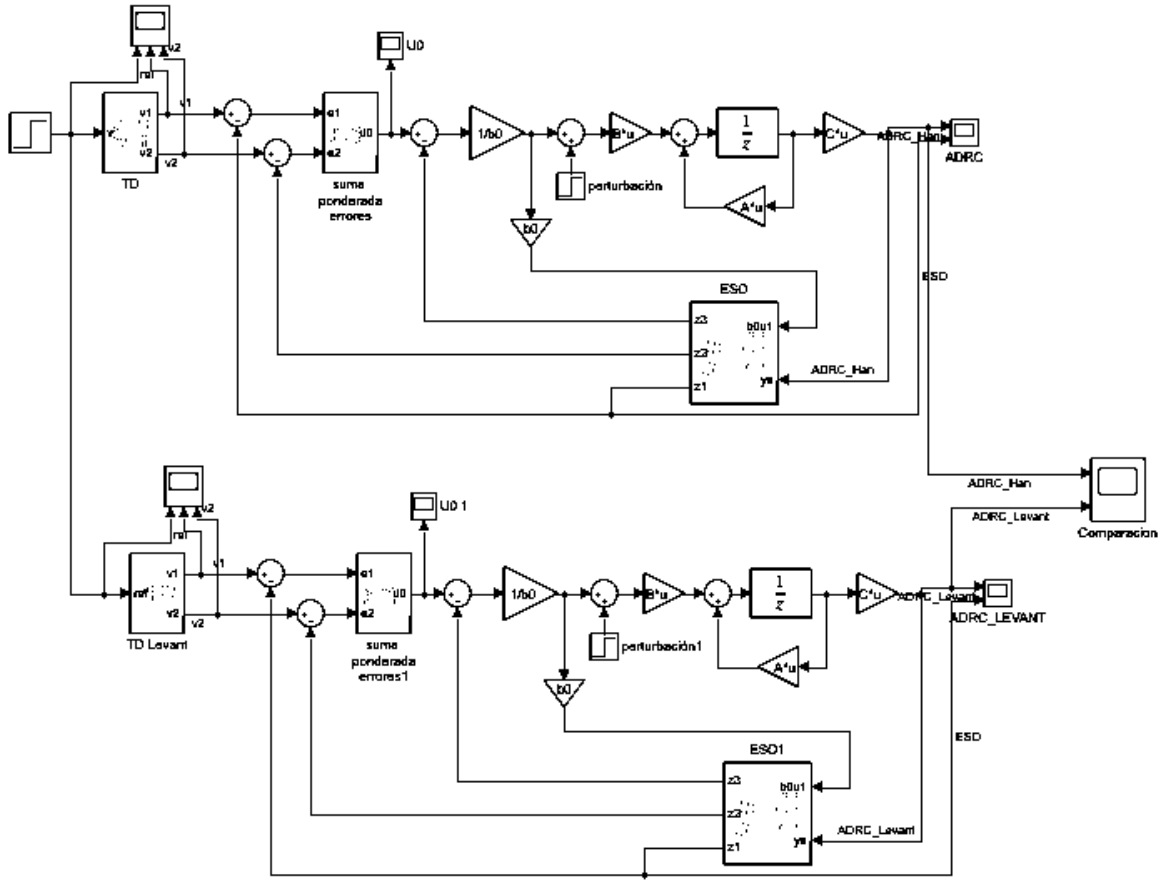


Figura 3.5 Control ADRC con perfil transitorio Han y Levant.

En lo que respecta a los parámetros del resto de elementos que componen al ADRC, se mantiene los mostrados en las secciones anteriores en el presente capítulo. Por otra parte, en lo que respecta al derivador Levant, la Tabla 3.4 muestra los parámetros utilizados.

Tabla 3.4 Parámetros de diseño para el ADRC con derivador Levant.

Parámetro	Valor
h	0.01
λ_m	7
α_m	$\lambda_m + 2$

Para analizar el comportamiento del ADRC con el derivador Levant, primeramente, se grafica la respuesta del ADRC con la salida del ESO, esto con el objetivo de verificar si existe alguna diferencia notoria entre las respuestas. La Figura 3.6 muestra como la salida del ADRC Levant tiende a un error muy cercano a cero respecto a la señal del ESO, por lo tanto, se puede decir que el sistema funciona correctamente.

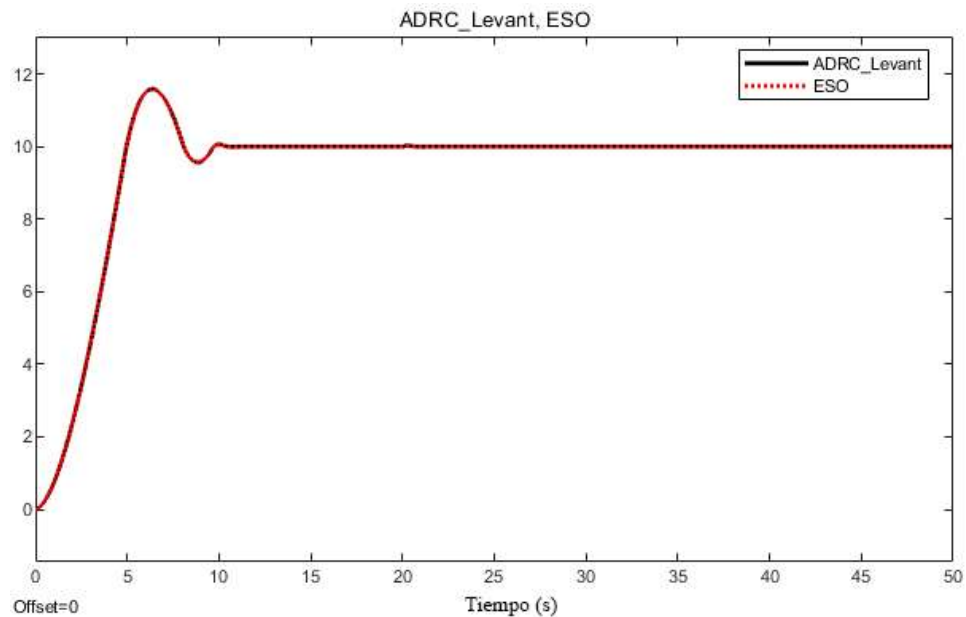


Figura 3.6 Respuesta del ADRC con derivador de modos deslizantes (Levant) y señal del ESO.

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del ADRC con el derivador Levant, se procede a realizar la comparación de éste con el ADRC “normal” (Han).

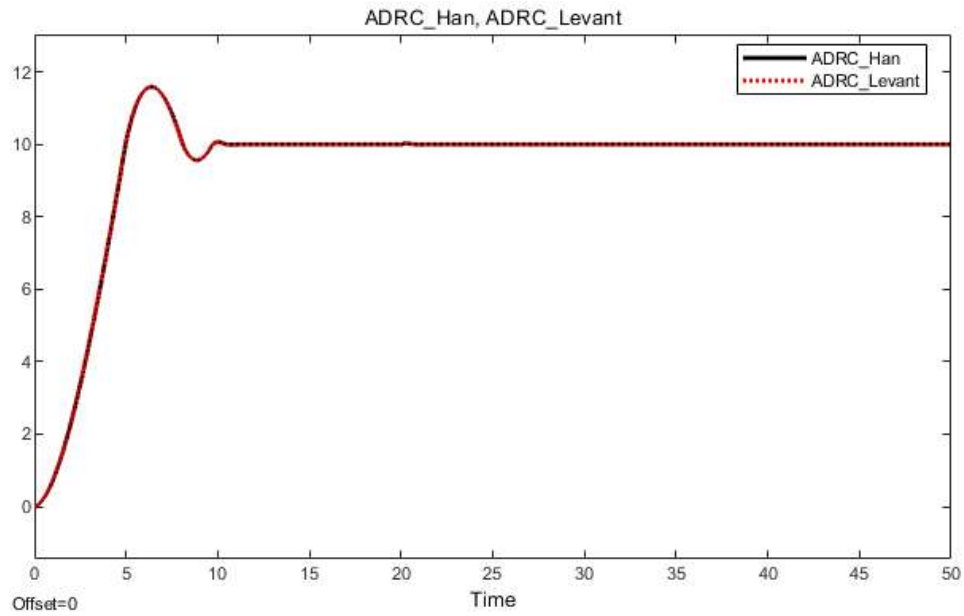


Figura 3.7 Comparación ADRC con derivador Han y Levant.

En la Figura 3.7 se observa que la respuesta del ADRC con el derivador Levant es exactamente la misma que con el derivador de Han. El derivador Levant tiende a ser más eficiente en comparación con el de Han lo cual se aprecia en la Figura 3.8.

La salida del diferenciador de seguimiento menos los estados estimados del ESO, es decir el error son las entradas a la suma ponderada de errores, al comparar la respuesta en ambos sistemas, se observa que el ruido permanece en la señal del ADRC Levant (ver Figura 3.9). De este ruido presente con el uso del derivador Levant, se puede decir que se elimina en la señal de salida del observador de estado extendido, y por consiguiente en la salida del ADRC. Por lo que se puede concluir que el observador de estado extendido, independientemente del derivador, el ruido y perturbación que se tenga hace su funcionamiento correctamente, (eliminando el ruido y la perturbación) en la respuesta de salida.

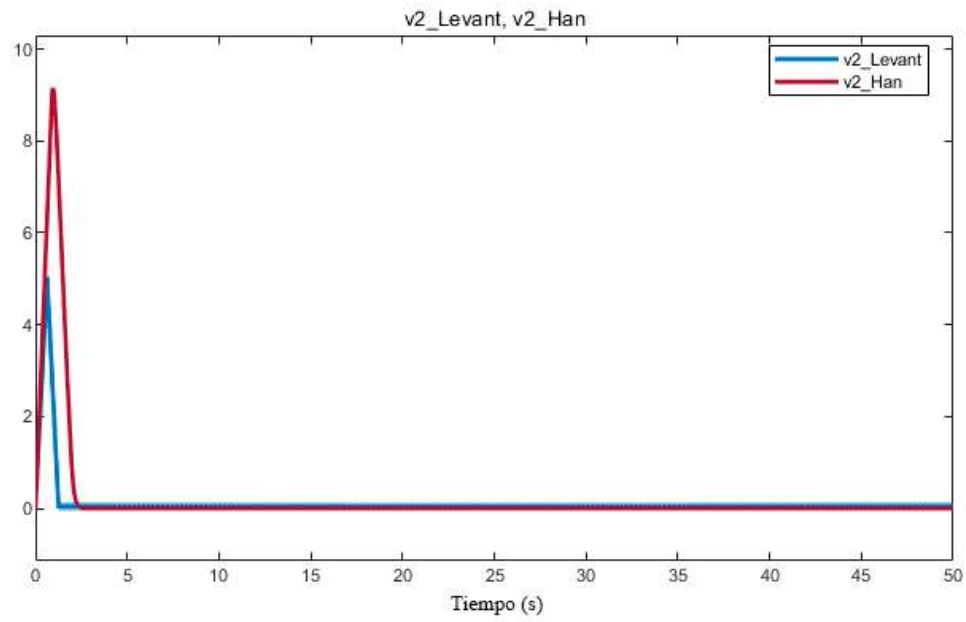


Figura 3.8 Diferenciador de seguimiento Han y Levant.

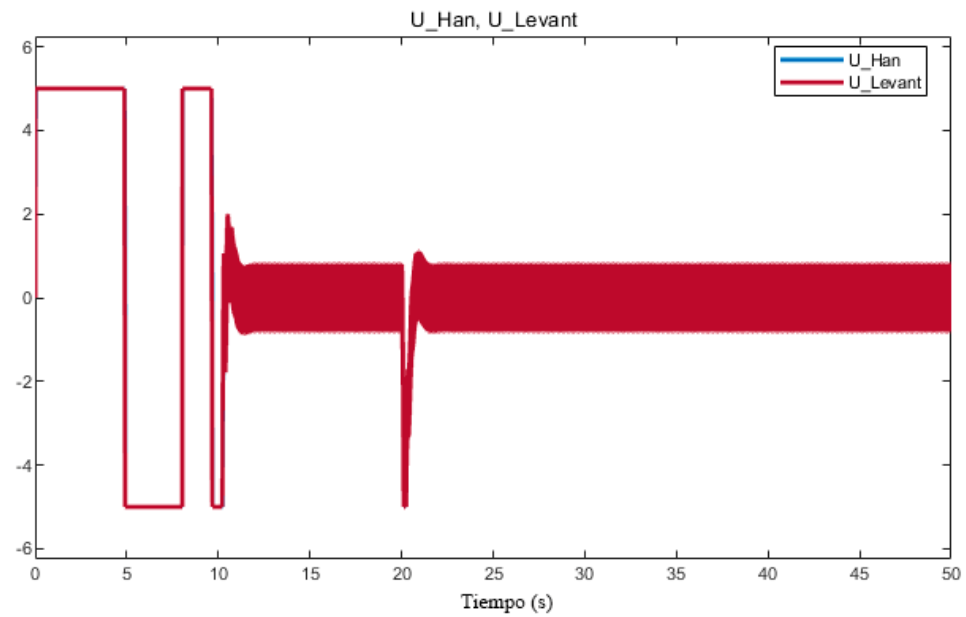


Figura 3.9 Respuesta de la suma ponderada de errores.

3.10. ADRC con ESO basado en modos deslizantes (SMESO)

La ventaja de los observadores de modo deslizante en comparación con los observadores lineales es que son insensibles a entradas desconocidas cuando están en la superficie deslizante, suelen utilizarse para reconstruir entradas desconocidas que comúnmente son interpretadas como perturbaciones del sistema, fallas o no linealidades.

Mientras que el ESO puede estimar incertidumbres, perturbaciones y ruido de los sensores. El beneficio que brinda el ESO es que las incertidumbres y perturbaciones agrupadas se estiman como una sola perturbación total. El principal uso que le otorgan al ESO es en el ADRC, es para estimar perturbaciones y compensarlas mediante una técnica de cancelación anticipada.

El término de modo deslizante se agrupo al observador no lineal (ESO) para sistemas no lineales inciertos, con el propósito de mejorar la precisión de la estimación en conjunto con todo el ADRC. Modificar el ADRC con el SMESO es principalmente para aproximar en tiempo real los estados del sistema, las perturbaciones totales (el estado extendido) tanto internas como externas, dinámicas desconocidas, y variaciones de los parámetros del sistema y por consiguiente se cancelan las incertidumbres del sistema de retroalimentación en lazo cerrado (Abdul Adheem & Kasim Ibraheem, 2016).

Las Ecuaciones (3.27) a (3.41) del SMESO no lineal de tercer orden estima los estados del sistema y la perturbación total.

$$e = y - z_1 \quad (3.37)$$

$$k = k_{al}|e|^{a_{lo}}\text{sign}(e) + |e|^{\beta}k_{be} \quad (3.38)$$

$$z_1 = z_1 + h(z_2 + \beta_1 ek) \quad (3.39)$$

$$z_2 = z_2 + h(z_3 b_0 u + \beta_2 ek) \quad (3.40)$$

$$z_3 = z_3 + h(\beta_3 ek) \quad (3.41)$$

3.10.1. Simulación del ADRC con modos deslizantes

Se realiza una simulación para comparar los resultados obtenidos con el ADRC de Han y el ADRC con modos deslizantes SMADRC (diferenciador de seguimiento con modos deslizantes y el observador de estado extendido con modos deslizantes). Los parámetros utilizados para el ADRC de Han, son los mismos de las simulaciones anteriores (Tabla 3.1 a la Tabla 3.3), y para el ADRC con diferenciador de seguimiento y observador de estado extendido basados en modos deslizantes se utilizan los parámetros de la Tabla 3.4 y Tabla 3.5.

Tabla 3.5 Parámetros de diseño para el control ADRC con SMESO.

Parámetro	Valor
α_0	1
β	1/10
k_{a1}	2
k_{be}	100
w_{0sm}	$(9*4.4)/10$
β_{1sm}	$(3* w_{0sm})/10$
β_{2sm}	$(3* w_{0sm}^2)/10$
β_{3sm}	$(3* w_{0sm}^3)/10$

La comparación entre los dos controles se observa en la Figura 3.10, el ADRC propuesto por Han tiende a ser más rápida su respuesta, pero presenta oscilaciones al inicio y el SMADRC es más lento al inicio, pero sin oscilaciones.

En la simulación se aplica una perturbación a partir del instante de tiempo de 20 segundos en ambos sistemas. Se puede apreciar en la Figura 3.11 que la perturbación en el ADRC de Han es rechazada en menos tiempo (1 segundo), y, por el contrario, el SMADRC rechaza la perturbación cerca de 2 segundos, por tal motivo el sistema se estabiliza más rápido con el ADRC de Han.

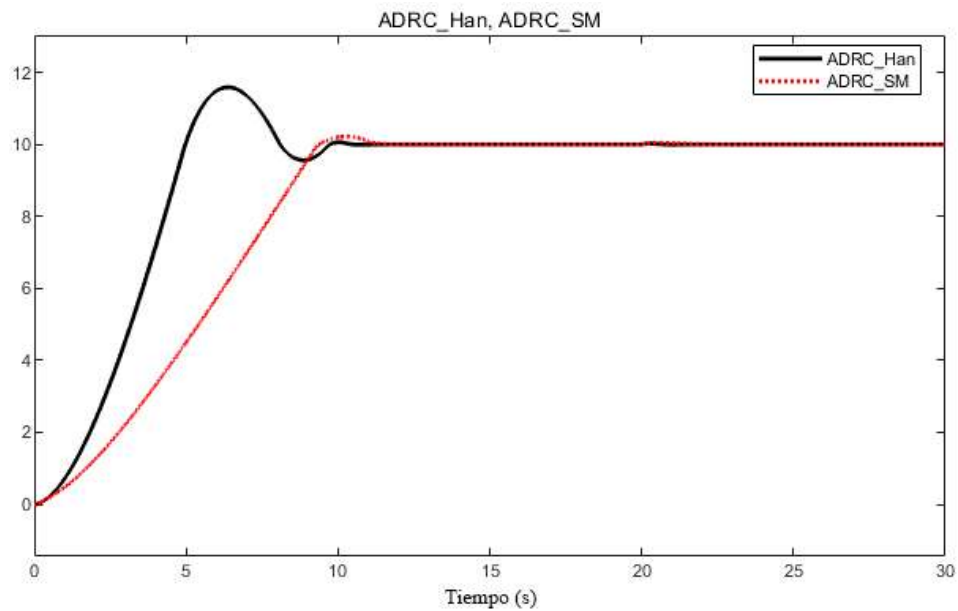


Figura 3.10 ADRC con diferenciador de seguimiento Han y ADRC con diferenciador de seguimiento y observador de estado extendido basados en modos deslizantes.

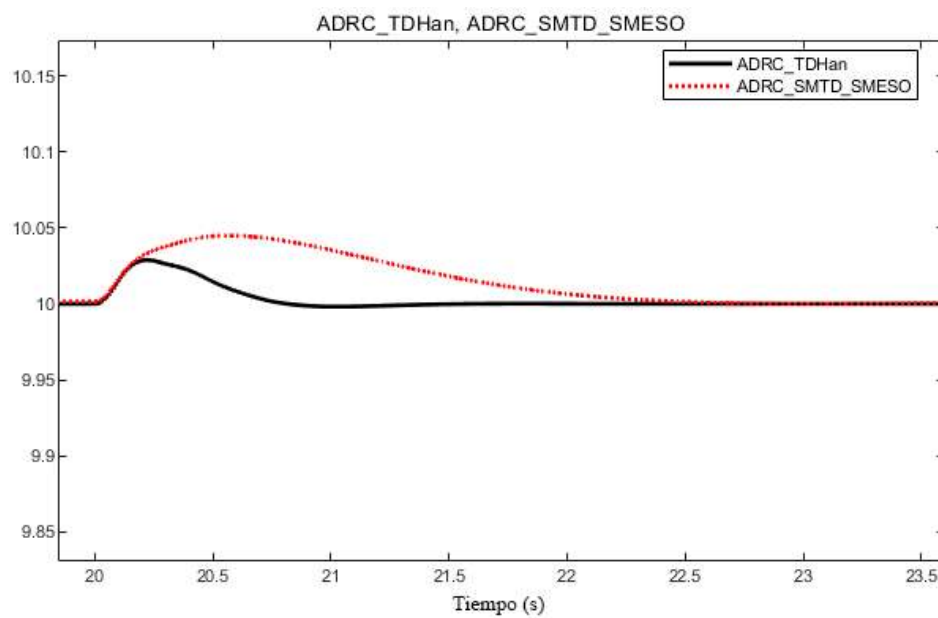


Figura 3.11 Acercamiento de la perturbación

3.11. Conclusiones

En este capítulo, se presentó a detalle las etapas que componen al control ADRC. Adicionalmente, uno de los derivadores (modos deslizantes de segundo orden o Levant) mostrado en el Capítulo 2 fue utilizado y comparado con el original (propuesto por Han).

El funcionamiento del ADRC y el ADRC con modos deslizantes (SMADRC) es satisfactorio en ambos casos ya que ambos logran hacer su función de rechazar las perturbaciones. Donde se puede observar un cambio más significativo, es en el hecho de aplicar el control en tiempo real, debido a que la teoría confirma que el SMESO es insensible a entradas desconocidas, además de que mejora la precisión en la estimación en conjunto con todo el ADRC.

Tomando como consideración el diseño del TD, para el considerado por Han sólo se requieren ajustar dos valores, en cambio el considerado por Levant son tres. Este último tiende a ser ligeramente más rápido.

Comparando el ESO y el SMESO, se requieren menos parámetros de sintonización y ajuste en el ESO, lo cual es favorable para el diseño, debido a que se puede realizar más rápido. Otro punto para considerar es que, el ESO o el SMESO independientemente cual sea su TD (Han o Levant) el control rechaza las perturbaciones, si se coloca el TD de Han con el SMESO o el TD Levant con el SMESO la respuesta será la misma, debido a que el observador tiene el mayor peso en el diseño de todo el ADRC.

Capítulo 4

4. Control del sistema fotovoltaico

4.1. Introducción

En este capítulo se presenta el control de un panel fotovoltaico, utilizando el control ADRC que contiene el diferenciador de seguimiento con modos deslizantes de segundo orden (Levant), y el observador de estado extendido con modos deslizantes. Primeramente, se describe el sistema fotovoltaico utilizado, para posteriormente desarrollar la ley de control.

4.2. Modelo del panel fotovoltaico

El modelo de un sistema físico puede considerar a detalle algunos fenómenos que en él se presentan, o también puede tener algunas consideraciones que simplifiquen su estructura. La complejidad del modelo dependerá del tipo de estudio que se pretende realizar sobre el sistema estudiado. En este sentido, cuando se utiliza un sistema fotovoltaico, en la literatura pueden ser encontrados una cantidad considerable de modelos, partiendo de los más sencillos, hasta los más complejos.

El modelo básico de un panel fotovoltaico es formado por varias celdas solares conectadas en serie y paralelo con el fin de obtener la corriente y voltaje deseado en sus terminales. Partiendo entonces de que el panel fotovoltaico está constituido por celdas solares, el circuito equivalente mostrado en la Figura 4.1 permite representar el funcionamiento de la celda solar. Debido a esto, la respuesta de la celda solar surge de la teoría básica de los semiconductores, por lo tanto, la ecuación que describe matemáticamente la característica corriente-voltaje (I-V) de la celda solar ideal es (Villalva, Gazoli, & Filho, 2009).

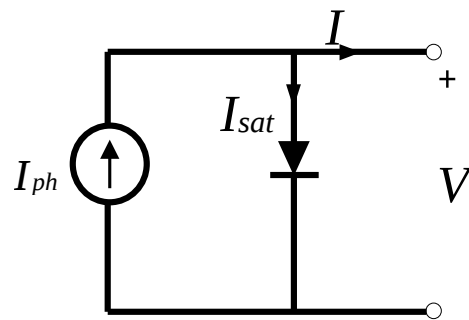


Figura 4.1 Modelo ideal de una celda solar.

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{qV}{akT} \right) - 1 \right] \quad (4.1)$$

Donde:

I_{ph} es la corriente fotoeléctrica generada por la celda (A)

I_{sat} es la corriente de saturación inversa del diodo de la celda (A)

T es la temperatura operativa de la celda (K)

a es el factor de idealidad del diodo

q es la carga del electrón ($1.6 * 10^{-19}C$)

k es la constante de Boltzman ($1.38 * 10^{-23}J/K$)

Para obtener las corrientes generadas por el modelo de la celda solar, se tiene que igualar I a cero en la Ecuación (4.1) y resolver para V , lo cual permite encontrar su valor, al despejar V de (4.1) obteniéndose la Ecuación (4.2).

$$V = \frac{akT}{q} \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_{sat}} + 1 \right) \quad (4.2)$$

El valor que resulte de V en la Ecuación (4.2) será el valor final de voltaje en la curva característica de corriente-voltaje. Para obtener la curva, se crea un vector desde cero hasta este valor, y se calculan los valores de corriente correspondientes a cada elemento del vector de voltaje usando la Ecuación (4.1).

Este modelo ha sido ampliamente utilizado en la literatura, se le han agregado algunos otros elementos, como resistencias en serie y/o paralelo para mejorar las curvas de respuestas que debe tener.

Para el caso de la presente tesis, se utiliza un modelo diferente, que considera la parte termoeléctrica de la celda solar, para posteriormente formular el panel fotovoltaico completo. El modelo fue desarrollado en (Vázquez Gutiérrez, 2019), por lo que este modelo no representa ningún aporte o contribución de esta tesis.

El modelo detalla la parte térmica y eléctrica de la celda, y toma en cuenta las condiciones físicas de la celda solar (dimensiones) para después conjuntar el número requerido de celdas, así como su tipo de conexión y formular el panel solar completo. El modelo de la celda es planteado por sus ecuaciones diferenciales, y simulado por medio de su representación en diagramas a bloques, lo que permite utilizarlo directamente en el software utilizado en la presente tesis (Simulink®).

En la siguiente subsección se resaltan las partes importantes del modelo, y para más detalle puede ser consultada la referencia (Vázquez Gutiérrez, 2019).

4.2.1. Modelo termoeléctrico de la celda solar.

Como el modelo de la celda solar toma en consideración las dimensiones físicas que esta tienen, la “oblea” de silicio de la celda es dividida en 8 secciones (Figura 4.2) y para cada una de las secciones se obtiene una ecuación diferencial. Así, el modelo completo de la celda consta de 8 ecuaciones diferenciales, las cuales están relacionadas entre ellas con al menos otras 3.

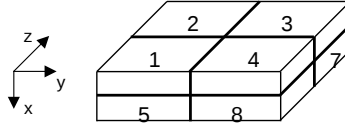


Figura 4.2 Secciones de la celda solar.

Para la formulación de cada una de las ecuaciones diferenciales, se toma en cuenta el concepto de conducción térmica, el cual permite analizar la transferencia de calor y flujo de entropía entre las diferentes secciones. La propagación considerada unidireccionalmente entre dos secciones contiguas se sigue sobre alguno de los ejes (x, y, z; Figura 4.2), considerando los volúmenes propios de cada sección C_i , i =número de sección y el flujo de energía propio de cada sección E_{ki} , $k=x, y, z$; así como también el flujo de energía compartido entre secciones E_{kij} , j =sección contigua al elemento i . De esta manera, las ecuaciones diferenciales que representan el modelado térmico de la celda son las mostradas en las Ecuaciones (4.3) a (4.10) .

$$C_1 \frac{d}{dt} T_1 = E_s - E_{x1} - E_{y1} - E_{z1} - E_{x15} - E_{y14} + E_{z12} \quad (4.3)$$

$$C_2 \frac{d}{dt} T_2 = E_s - E_{x2} - E_{y2} - E_{z2} - E_{z21} - E_{y23} - E_{x26} \quad (4.4)$$

$$C_3 \frac{d}{dt} T_3 = E_s - E_{x3} - E_{y3} - E_{z3} + E_{y32} - E_{z34} - E_{x37} \quad (4.5)$$

$$C_4 \frac{d}{dt} T_4 = E_s - E_{x4} - E_{y4} - E_{z4} + E_{z43} + E_{z41} - E_{z48} \quad (4.6)$$

$$C_5 \frac{d}{dt} T_5 = -E_{x5} - E_{y5} - E_{z5} + E_{z51} - E_{y58} + E_{z56} \quad (4.7)$$

$$C_6 \frac{d}{dt} T_6 = -E_{x6} - E_{y6} - E_{z6} - E_{z65} - E_{x62} - E_{y67} \quad (4.8)$$

$$C_7 \frac{d}{dt} T_7 = -E_{x7} - E_{y7} - E_{z7} + E_{y76} + E_{x73} - E_{z78} \quad (4.9)$$

$$C_8 \frac{d}{dt} T_8 = -E_{x8} - E_{y8} - E_{z8} + E_{z87} + E_{y85} + E_{z84} \quad (4.10)$$

Donde E_{ki} con $k = x, y, z$ y $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$ corresponden a $E = 1/R_k T_i$, con $R_k = l_k / \lambda \cdot A$; $E_{kij} = E_{kji}$; $C_i = \rho \cdot c \cdot A$; T_i es la temperatura de la sección; E_s corresponde al flujo de energía de entrada; además, A es la superficie del área, λ es la conductividad térmica específica del material dado ($W/K \cdot m$), c es la capacidad calorífica del material ($K \cdot Kg^{-1}$), ρ la densidad ($Kg \cdot m^{-3}$), l es la longitud de la sección.

De las expresiones anteriores, es importante mencionar que los signos que presentan cada uno de los flujos de energía están dados por la convención de circulación considerada. Además, que el flujo de energía de entrada E_s corresponde o lo consideran como la irradiación, la cual está presente solamente en las secciones de la parte superior de la celda, las cuales están expuestas a la irradiación.

En lo que corresponde a la parte eléctrica, el modelo mostrado en la Figura 4.1, es utilizado, con la característica de que se le agrega una resistencia en serie a la salida R_{sh} , la cual tiene un impacto directo en la respuesta característica de la celda solar. De esta manera, la Ecuación (4.1) se convierte en las expresiones (4.11) a (4.15).

$$i_{pv} = i_{ph} - i_D - i_{Rsh} \quad (4.11)$$

$$i_{ph} = i_{cc} + \Delta_i \quad (4.12)$$

$$\Delta_i = i_{cc} \left(\left(\Delta i_{sc} \frac{G}{1000} (T - 298) \right) + \left(\frac{G}{1000} - 1 \right) \right) \quad (4.13)$$

$$i_D = i_{cc} B_1 \exp \left(\frac{v_{cell} - \Delta v_{cell}}{B_2 v_{co}} - 1 \right) \quad (4.14)$$

$$\Delta v_{cell} = v_{co} \Delta v_{co} (T - 298) \quad (4.15)$$

Donde i_{ph} es la corriente generada por la irradiancia, i_{cc} es la corriente-shunt, v_{co} es el voltaje de circuito abierto, v_{cell} es el voltaje de la celda. Las constantes B_1 y B_2 son definidas por las Ecuaciones (4.16) y (4.17).

$$B_1 = \left(1 - \frac{i_{mp}}{i_{cc}}\right) \exp\left(\frac{-v_{mp}}{B_2 v_{co}}\right) \quad (4.16)$$

$$B_2 = \frac{\frac{v_{mp}}{v_{co}} - 1}{\ln\left(1 - \frac{i_{mp}}{i_{cc}}\right)} \quad (4.17)$$

El acoplamiento entre la parte térmica y eléctrica se realiza por medio de las Ecuaciones (4.18) y (4.19), las cuales indican la conservación de la energía para estos dos dominios de la física.

$$E = TS = P_e = v \cdot i \quad (4.18)$$

$$S = \frac{P_e}{T} \quad (4.19)$$

Donde T es la temperatura, S el flujo de entropía, P_e la potencia eléctrica y v el voltaje e i la corriente.

La relación de la temperatura con la parte eléctrica y la de flujo térmico con la parte eléctrica, está dada por las Ecuaciones (4.20) y (4.21), respectivamente.

$$T_r = r \cdot i_g \quad (4.20)$$

$$v_{cell} = r \cdot E_T \quad (4.21)$$

Donde T_r es igual a la suma de todas las temperaturas presentes en la celda solar (estructura, ambiente, celda). E_T es el flujo de energía térmico total, distribuido en la estructura de la celda. i_g es la corriente que se genera a partir de la temperatura. v_{cell} es el voltaje de la celda solar. Además, el término r corresponde al coeficiente de temperatura, el cual es igual a $0.017A/K$ para la celda de silicio.

La resistencia en serie R_{sh} y el diodo también son influenciados por la temperatura, así sus relaciones matemáticas son mostradas en las Ecuaciones (4.22) a (4.25).

$$v_{cell} = (R_{sh} \cdot T_T) \cdot i_{Rsh} \quad (4.22)$$

$$E_T = \left(\frac{v_{cell}^2}{R_{sh}} \right) \cdot T_T \quad (4.23)$$

$$i_D = \left(I_{cc} \cdot k_1 \cdot \exp \left(\frac{v_{cell} - \Delta_v}{k_2 \cdot v_{oc}} - 1 \right) \right) \cdot T_T \quad (4.24)$$

$$E_T = (i_D \cdot v_{cell}) \cdot T_T \quad (4.25)$$

Finalmente, todas las Ecuaciones descritas anteriormente, son conjuntadas para formular el modelo de la celda solar.

La Figura 4.3 muestra el diagrama a bloques implementado en Simulink® de la parte térmica de la celda solar (Ecuaciones (4.3) a (4.10)). La parte que corresponde al acoplamiento entre la parte eléctrica y térmica (Ecuaciones (4.11) a (4.25)) puede ser consultada a detalle en (Vázquez Gutiérrez, 2019).

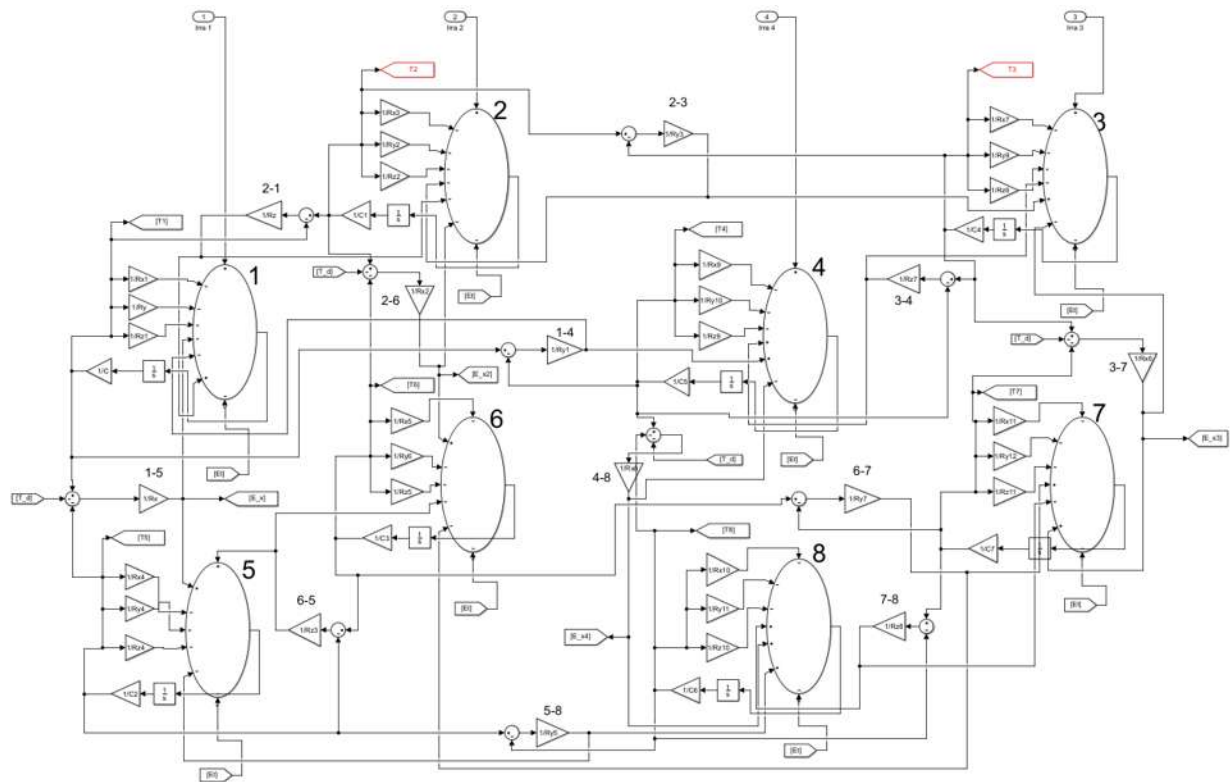


Figura 4.3 Esquema de simulación de la parte térmica de la celda solar.

4.2.2. Modelo del panel fotovoltaico

El modelo del panel fotovoltaico es formulado considerando la conexión del número de celdas en serie y paralelo necesarias para producir la potencia deseada, que para este caso se trata de la conexión en serie de 60 celdas solares, debido a que es el tipo de conexión que tiene la mayoría de los paneles fotovoltaico comerciales. Esta configuración permite que la corriente que proporciona el panel se la misma que circula por todas las celdas, y el voltaje en las terminales será el de la suma de todas las celdas individuales.

En (Vázquez Gutiérrez, 2019), se comparó la respuesta obtenida con las curvas de un fabricante de paneles fotovoltaicos, y se mostró la viabilidad y uso del modelo propuesto.

El modelo termoelectrico del panel fotovoltaico formulado de esta forma tiene la ventaja de poderse utilizar para realizar diagnóstico de fallas en celdas individuales, lo que

provoca la aparición de puntos calientes en el panel y también el efecto de sombreado puede ser analizado con el modelo.

4.3. Modelo del convertidor de potencia

Para el modelo del convertido de potencia, al igual y como se presentó en la sección anterior, el modelo es tomado de la misma referencia. Esto es debido a que, en la presente tesis, y en específico en este capítulo, sólo se quiere mostrar la aplicación del control SMADRC en este tipo de sistema. De esta manera, la Figura 4.4 muestra el esquema del convertidor utilizado.

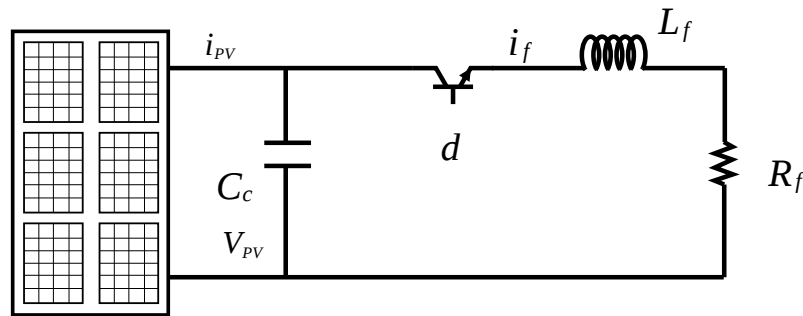


Figura 4.4 Esquema del convertidor utilizado para la conexión del panel fotovoltaico.

Como puede observarse, el convertidor está conformado por una fuente de corriente como entrada i_{pv} , la cual está conectada en paralelo con una resistencia y capacitor C_c , con el fin de poder tener un voltaje de salida (V_{PV}), el cual será regulado por medio del dispositivo de conmutación para poder aumentar o disminuir el voltaje de salida del convertidor.

El modelo del convertidor es planteado desde el punto de vista de su representación en diagramas a bloques considerando un sistema promediado para el dispositivo de conmutación.

De esta forma, el modelo del convertidor es obtenido en su forma de función de transferencia utilizando las herramientas de identificación de Matlab®. La Ecuación (4.26) muestra la función de transferencia en tiempo discreto obtenida.

$$G(z) = \frac{807.2z}{z^2 - 1.826z + 0.8344} \quad (4.26)$$

El sistema es identificado como un sistema de segundo orden y en variables discretas. Para desarrollar la ley de control, se hace necesario obtener un modelo en variables de estado del convertidor. Las Ecuaciones (4.27) y (4.28) representan al sistema utilizado.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.27)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (4.28)$$

Donde:

$$A = \begin{bmatrix} 1.826 & -0.8344 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [870.2 \quad 0]$$

En la siguiente sección se muestran los resultados de la simulación del sistema fotovoltaico.

4.4. Control ADRC y SMADRC del panel fotovoltaico

Para el desarrollo de la ley de control, se procede de la misma forma en cómo se realizó en la subsección 3.10.1. Para lo anterior, se hace necesario conjuntar cada una de las tres etapas que componen al control con el sistema del panel y convertidor.

La Figura 4.5 muestra el diagrama a bloques implementado en Matlab Simulink®.

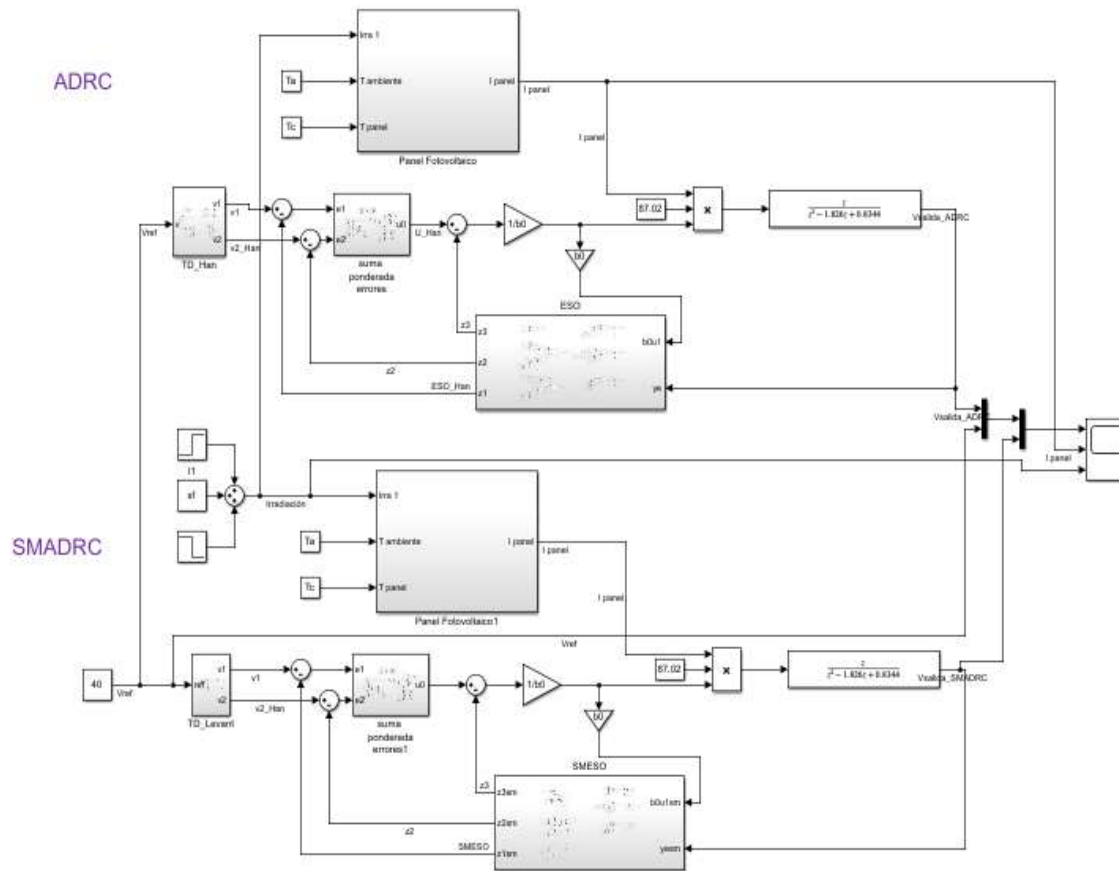


Figura 4.5 Diagrama a bloques de la simulación de los controles ADRC y SMADRC para el sistema fotovoltaico.

Se observa en la Figura 4.5 que los dos esquemas son idénticos, simplemente al interior de los bloques del ESO y diferenciador de seguimiento, las relaciones cambian, aplicando las Ecuaciones correspondientes. En la Figura 4.5 también puede apreciarse, que en la parte superior de cada uno de los esquemas, el bloque que corresponde al modelo del panel fotovoltaico, y la entrada a este bloque se considera como una irradiación constante que tiene variaciones en cierto instantes de tiempo, además de que el modelo cuenta con otras dos entradas más, las cuales corresponden a la temperatura ambiente y del panel también.

Es importante mencionar que el modelo utilizado para la simulación corresponde a la función de transferencia (Ecuación (4.26)) del convertidor de electrónica de potencia, lo cual permite introducir la corriente de salida del panel fotovoltaico, para el ajuste de voltaje dependiendo de la señal de control.

Los parámetros obtenidos mediante la simulación para los controles ADRC y SMADRC son mostrados en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Parámetros de los controles ADRC y SMADRC para la simulación de control del panel fotovoltaico.

SMESO		Derivador Levant		Sumas ponderadas		ESO		Derivador Han	
Parám	Valor	Parám	Valor	Parám	Valor	Parám	Valor	Parám	Valor
alo	8	h	0.00001	r_e	340	w_0	8.2170	h	0.00001
β	11	λ_m	15	c	0.001	β_1	$3^* w_0$	r	10
k_{a1}	2	α_m	$\lambda_m + 1$	h_1	0.15	β_2	$3^* w_0^2$	h_0	0.001
k_{be}	2			d_e	$r_e^* h_1$	β_3	$3^* w_0^3$	d	1
w_{0sm}	8.905			d_{0e}	$h_1^* d_e$	α_1	1.5	d_0	0.1
β_{1sm}	$(3^* w_{0sm})/10$					α_2	2		
β_{2sm}	$3^* w_{0sm}^{2.09}$					δ_1	1		
β_{3sm}	$3^* w_{0sm}^3$								
SMADRC						ADRC			

Para el caso del modelo del panel fotovoltaico, la Tabla 4.2 muestra los valores utilizados en la simulación.

Tabla 4.2 Parámetros utilizados para la celda solar.

$I_{cc} = 3.56A$	$A = 0.01m^2$	$A = 148W/mK$	$\rho = 0.117kg$
$R_{sh} = 6.707\Omega$	$c = 712j/kg$	$v_{oc} = 0.6v$	$C1 = 129.6exp^{-9}$
$C2 = 59.5exp^{-3}$	$l_x = 10cm$	$l_y = 10cm$	$Cp0 = 712.0$
$M0 = 0.014625$	$Lx0 = 0.00502361528$	$A0 = 0.005$	$Rxix = 0.005023615286$
$Rx_A = 0.01$	$Rx_{tC} = 148.0$	$Ry1ly = 0.1$	$Ry1_A = 0.005$
$si_vt = -0.00157$	$K2 = 0.0595$	$Ca = 0.1$	$Cp7 = 712.0$
$r = 588.235294 sf = 1000$	$nt = 0.17$	$T_a = 290$	$T_b = -290$

En las siguientes subsecciones se presentan diferentes tipos de escenarios.

4.4.1. Escenario de la variación de la irradiación

Uno de los escenarios más comunes que pueden presentarse en un sistema fotovoltaico es el de la variación de la irradiación incidente sobre el panel o conjunto de paneles, lo cual ocasiona una disminución de la potencia generada.

En este sentido, y de acuerdo con los parámetros de la Tabla 4.1 y Tabla 4.2 utilizados para la simulación, se establece como referencia un voltaje de 40 volts para mantener a la salida del convertidor de potencia. La irradiación se considera constante, con una intensidad de 1000 Wb/m^2 , al inicio y final de la simulación, y con una disminución del 50% entre los instantes de tiempo de 3s a 5s.

La Figura 4.6 muestra los resultados de la simulación.

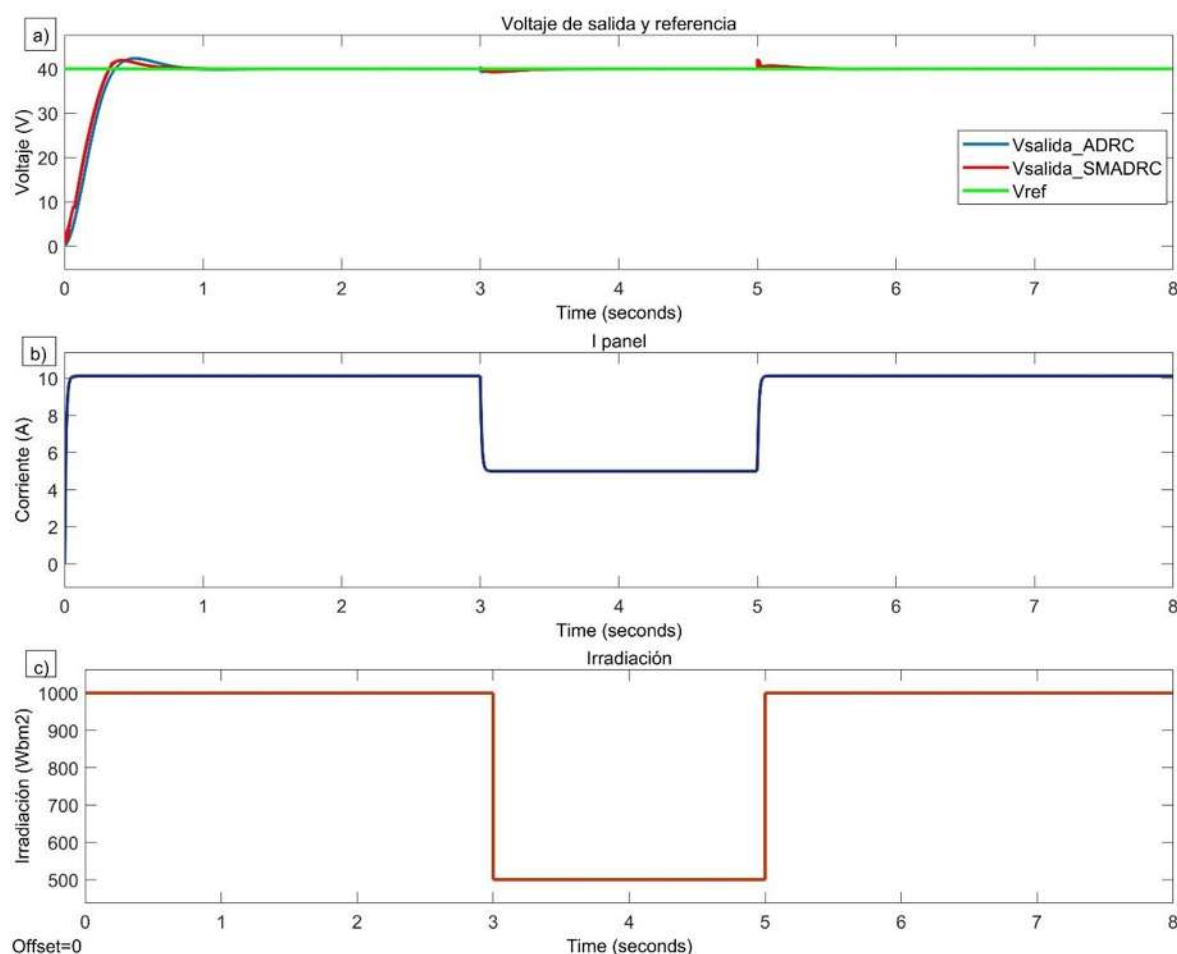


Figura 4.6 Respuesta de los controles ADRC y SMADRC, a) voltaje de salida ADRC, SMADRC y referencia, b) corriente del panel fotovoltaico, c) irradiación

En la respuesta del voltaje (Figura 4.6a) se observa que ambos controles logran el objetivo de mantener el voltaje de salida del convertidor en el valor fijado de referencia, así

como también el hecho de rechazar la perturbación (cambio en la intensidad de la irradiación incidente sobre el panel fotovoltaico).

Realizando un acercamiento en el instante del cambio en la irradiación, es notorio que la respuesta del ADRC es ligeramente más rápida que la del control SMADRC. Esto se muestra en la Figura 4.7, donde el control SMADRC presenta al inicio un rizado que logra desvanecerse y asemejar la respuesta con el ADRC, ambos se estabilizan en la referencia deseada.

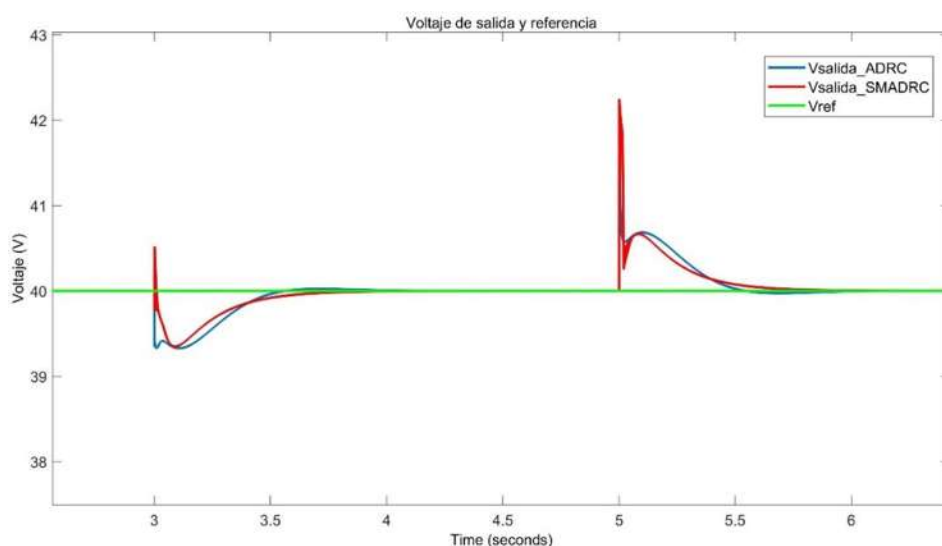


Figura 4.7 Acercamiento para la señal de voltaje en el instante de la perturbación.

Como se mencionó anteriormente, al disminuir la intensidad de la irradiación sobre el panel fotovoltaico, la potencia entregada por el sistema disminuirá. La Figura 4.8 muestra la potencia de salida en el sistema.

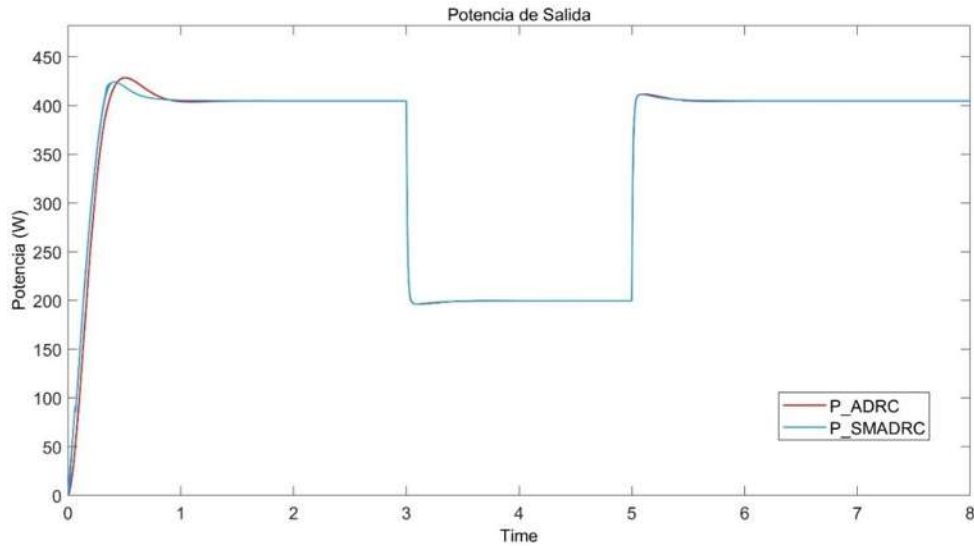


Figura 4.8 Respuesta de la potencia de salida del panel fotovoltaico.

Como se puede apreciar, el control ADRC y SMADRC se obtiene resultados similares, sin embargo, la sintonización y uso de parámetros en cada una de sus etapas cambia de uno a otro Tabla 4.2.

4.4.2. Escenario de irradiación no uniforme

El efecto de sombreado en un panel fotovoltaico provoca que la zona que no recibe irradiación en vez de producir corriente, la consume. Si el efecto de sombreado continua por un tiempo prolongado, la celda o zona sombreada comienza a sufrir un calentamiento (debido al consumo de corriente), a este efecto se le conoce como “punto caliente”. Para evitar que la celda o zona consuma la corriente en lugar de producirla, se utilizan diodos bypass colocados físicamente entre un conjunto de celdas dentro de la estructura del panel fotovoltaico. De esta manera, para un panel que contiene 60 celdas se utilizan normalmente 3 diodos bypass, provocando que, si una celda se encuentra sombreada, uno de los 3 diodos se activara (debido a la corriente inversa que circula por él) disminuyendo la producción de la energía en 1/3.

El modelo del panel fotovoltaico permite observar el efecto de sombreado, o mejor dicho de una irradiación no uniforme incidente sobre el panel, debido a que en el panel se

pueden considerar 8 secciones que lo conformen, como las mostradas en la Figura 4.2 para la celda solar. De esta manera se realiza una simulación considerando que la irradiación en la estructura no es uniforme (efecto de sombreado en secciones del panel), siendo el escenario el siguiente: Se fija una irradiación constante sobre las cuatro secciones de la parte superior del panel de 800 Wb/m^2 , en el instante de 3 segundos la irradiación sobre la sección 1 se disminuye a 400 Wb/m^2 , en el instante de 3.5 segundos la irradiación en la sección 2 también se disminuye a 400 Wb/m^2 , después en el instante de 5 segundos la irradiación en la sección 1 regresa a 800 Wb/m^2 , y finalmente a los 6.5 segundos la sección 2 tiene vuelve a los 800 Wb/m^2 . La Figura 4.9c muestra los cambios de la irradiación sobre el panel fotovoltaico.

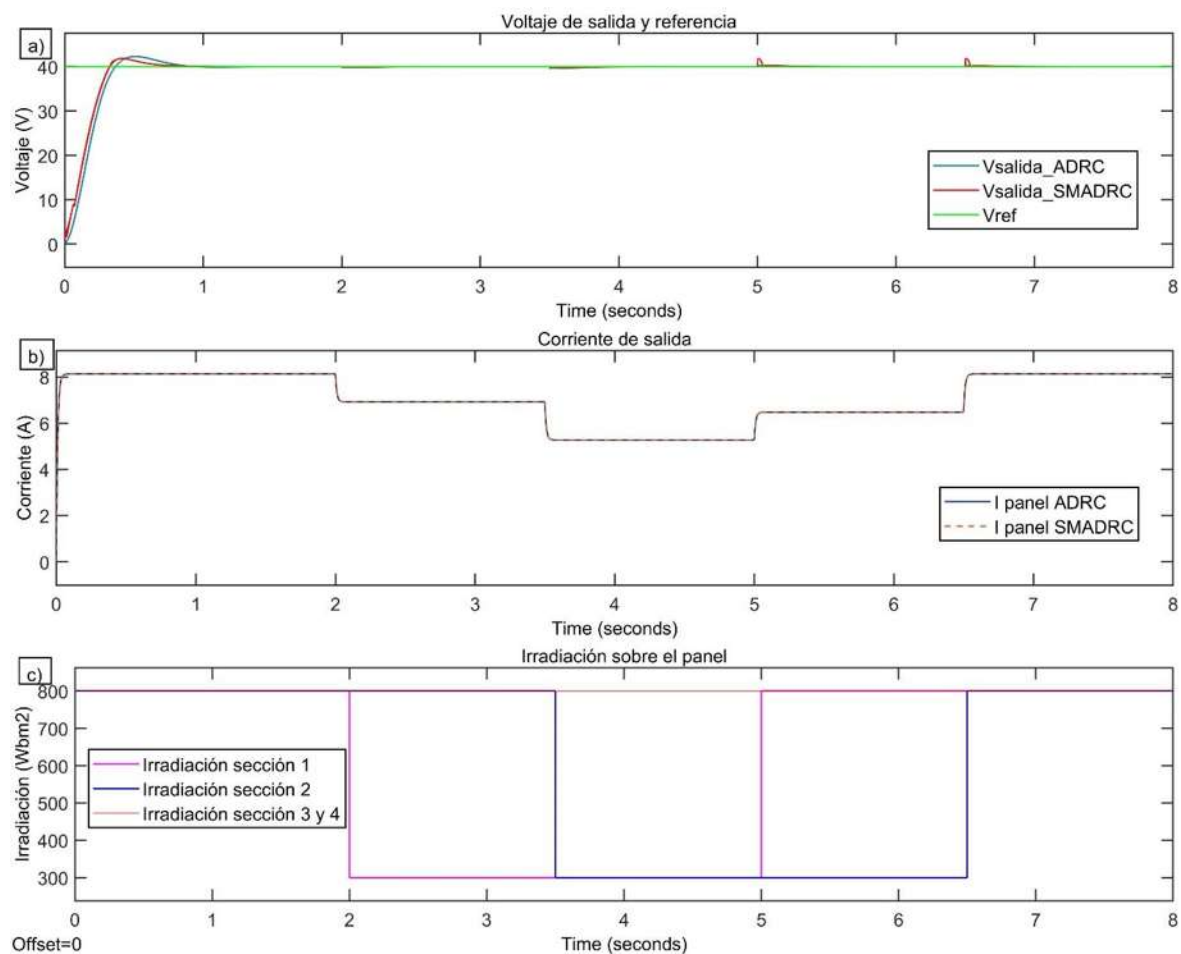


Figura 4.9 Escenario del efecto de una irradiación no uniforme, a) voltaje de salida, b) corriente del panel fotovoltaico, c) irradiación en las cuatro secciones.

La corriente en ambos sistemas disminuye en la medida en que la irradiación sobre una de las secciones lo hace también, y de la misma manera aumenta (ver Figura 4.9b) al regresar el valor de la irradiación a su valor fijado inicialmente. En lo que respecta al voltaje de salida, este se fija a 40 volts y se observa cómo se mantiene en la referencia (Figura 4.9a).

La potencia de salida en ambos sistemas es mostrada en la Figura 4.10, donde se observa que ambas curvas son muy similares, así como también la variación de la potencia en relación con la cantidad de irradiación sobre cada una de las secciones.

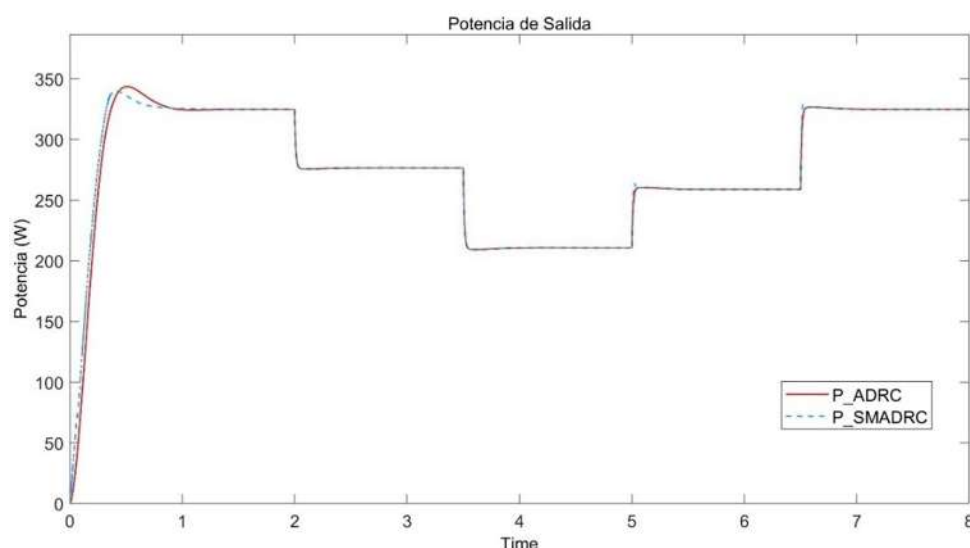


Figura 4.10 Respuesta de la potencia de salida ante un efecto de irradiación no uniforme.

Un análisis dentro de la estructura del panel puede ser realizado tomando en cuenta los flujos térmicos, sin embargo, el objetivo es mostrar como las leyes de control mantienen el voltaje de salida en la referencia dada.

4.4.3. Escenario de variación de temperatura e irradiación

La temperatura ambiente, y la debida a la estructura del panel están asociadas con la disminución de corriente generada por el panel fotovoltaico, debido a que la incidencia de la luz solar sobre el panel genera que éste se caliente debido a la absorción de los rayos luminosos. Es por esto, que el modelo del panel fotovoltaico, al tener una estructura termoeléctrica permite observar su comportamiento bajo la variación de la temperatura.

En este escenario, se toma en cuenta la variación de la irradiación solar y de la temperatura ambiente durante las 24 horas del día. Para lo anterior, el modelo para la generación de la forma de onda de la irradiación y temperatura utilizado en (Vázquez Gutiérrez, 2019) es considerado aquí.

Tomando en consideración que el eje de tiempo (en la simulación) esta especificado en horas, el escenario plantea que la salida del sol inicia alrededor de las 06:45 horas, y la puesta del sol es a las 17:15 horas, y entre ese horario, la irradiación solar toma una forma cóncava hacia abajo, la cual llega a su punto máximo a las 12:00 horas. Lo anterior puede observarse en la curva de la irradiación de la Figura 4.11c.

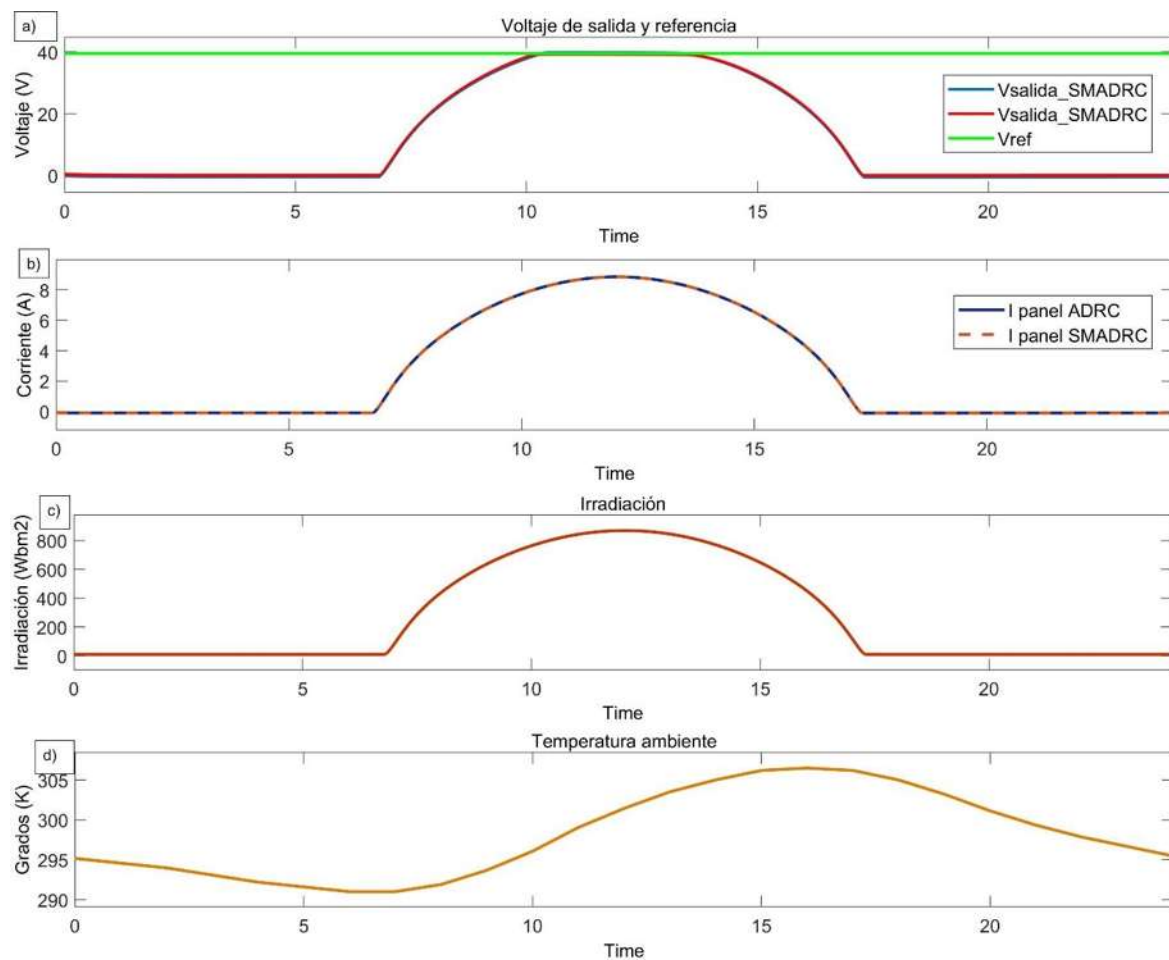


Figura 4.11 Escenario de la variación de la temperatura e irradiación durante 24 horas, a) voltaje de salida, b) corriente del panel, c) irradiación, d) variación de la temperatura ambiente.

De la misma manera que la irradiación, la temperatura cambia durante el día, la diferencia radica en que su cambio es más constante y lento. Esto debido a que durante las 24 horas se tiene una variación en su amplitud (constante) con un ritmo y frecuencia particular (lento). Normalmente la parte más fresca o fría de día corresponde a las mañanas cuando el sol comienza a salir, y llega a la parte más calurosa por la tarde poco antes de que el sol comience a ocultarse. La Figura 4.11d, muestra la curva de la temperatura ambiente, así como su forma de onda característica.

Es importante observar en la Figura 4.11a, que el voltaje de salida en ambas estructuras de control alcanza la referencia fijada de 39 volts alrededor de las 10:00 horas, y comienza a descender a las 14:00 horas. Es importante mencionar que la curva del voltaje de salida, tanto en la subida, como en la bajada, presenta el mismo comportamiento que la señal de corriente (Figura 4.11b), esto es debido a la forma de irradiación y a que debe de tenerse un cierto nivel en la corriente, para alcanzar la referencia de voltaje fijada.

Al igual y como se presentó en los escenarios anteriores, la muestra la curva de la potencia extraída en el panel fotovoltaico, la cual presenta la misma forma que tiene la corriente del panel.

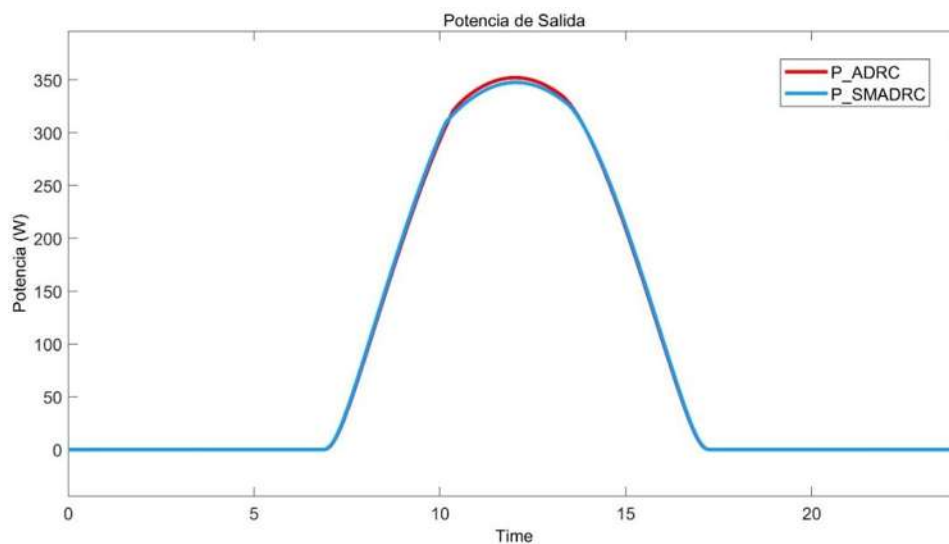


Figura 4.12 Respuesta de la potencia de salida ante la variación de la temperatura y la irradiación durante 24 horas.

En este escenario, se muestra como una ley de control aplicada para instantes de tiempo del orden del segundo (escenario 1 y 2), puede ser utilizada para simular sistemas en otra escala de tiempo. Para lo anterior, se hizo necesario realizar simplemente la conversión en la escala de tiempo.

4.5. Conclusiones

En este capítulo, se presentó el modelo del panel fotovoltaico utilizado para el sistema seleccionado. Este modelo fue tomado de (Vázquez Gutiérrez, 2019), y considera los aspectos térmicos de la estructura de la celda solar, así como su composición física, desde el punto de vista de sus dimensiones. El modelo del convertidor de electrónica de potencia, sobre el cual se realiza el control también fue presentado. Las leyes de control ADRC y SMADRC fueron empleadas en el sistema, con el fin de poder comparar sus respuestas. En relación con este punto, las respuestas de la simulación mostraron que ambos controles tienen un comportamiento similar, sin embargo, el cálculo del número de parámetros en cada uno de ellos cambia de uno a otro, considerando que el SMADRC presenta un número inferior de parámetros a sintonizar, tomando en cuenta las relaciones propuestas en esta tesis.

Tres escenarios o casos de estudios se presentaron con el objetivo de mostrar la comparativa de las dos leyes de control utilizadas. Se considero un tipo de irradiación diferente en cada uno de los escenarios, para el primero fue una irradiación constante con una disminución en su magnitud, para el segundo escenario una irradiación no uniforme con cambios en diferentes secciones del panel, y para el tercero se consideró el perfil de la curva de irradiación durante las 24 horas de un día, además del perfil de variación de la temperatura ambiente también.

Los resultados de las simulaciones en cada uno de los escenarios mostro como la ley de control rechaza la perturbación de una manera correcta. Observándose encada una de las leyes de control lo descrito anteriormente.

Capítulo 5

5. Conclusiones

5.1 Conclusiones Generales

En esta tesis se presentó la estructura del control activo de rechazo a perturbaciones, así como la adaptación a una de sus etapas que lo componen, además de presentar algunas opciones para el cálculo de los parámetros necesarios en cada una de las etapas.

Primeramente, se presentaron tres tipos diferentes de derivadores: Ibrir, Levant, y Wang, con el fin de comprobar su funcionamiento y comparar con cual se obtiene una mejor respuesta, en comparación con el propuesto originalmente (Han) en la estructura del control. Esto se realizó sometiéndoles a diferente tipo de señales y añadiendo ruido en ellas. Se planteó una manera alternativa para el ajuste de los parámetros en los derivadores, esto debido a que, en algunos casos, en la literatura, no se presentan lineamientos para su obtención. Para lo anterior, se trató de hacer una dependencia entre los parámetros para optimizar este proceso lo cual se logra, pero no se cumple en su totalidad ya que estos valores cambian al momento de introducir una señal diferente en la entrada, pero mostraron ser útiles como referencia de partida.

Se presentó la estructura del control activo de rechazo a perturbaciones utilizando el observador de estado extendido de modos deslizantes, en conjunto con el derivar basado en modos deslizantes (SMADRC), manteniendo la suma ponderada de errores del ADRC original. La estructura de control fue comparada por medio de simulaciones con la original, mostrando que en ambos casos la perturbación al sistema es rechazada correctamente, encontrando diferencias en el número de parámetros a calcular en cada una de las estructuras. Se mostró también, que el observador de estado extendido es el componente de la estructura

de control que presenta un impacto mayor, esto debido a que tanto para el ESO como el SMESO independientemente del diferenciador de seguimiento utilizado, la perturbación, en el estado extendido, es bien identificada y rechazada con la ayuda de la suma ponderada de errores.

Finalmente, la aplicación del control ADRC y SMADRC fue presentada. Se utilizó el modelo termoelectrico de la estructura de la celda solar para formular el panel fotovoltaico utilizado en conjunto con el convertidor de potencia para controlar el voltaje de salida. Los resultados fueron presentados por medio de un comparativa y se mostró el correcto rechazo de la perturbación en ambos casos.

5.2. Trabajos Futuros

Como trabajos futuros se tiene visualizado realizar los siguientes:

- Realizar un estudio matemático para el cálculo de las ganancias de cada uno de los derivadores.
- Realizar un estudio matemático que sea más preciso para el ajuste de las ganancias del ESO y del SMESO.
- Realizar una simulación en tiempo real del sistema planteado para verificar su comportamiento.

Referencias

- Zhang, Wu, & Hou, 2004 Zhang, M., Wu, J., & Hou , C. (2004). The Control System of Renewable Energy Connected Grid Based on the ADRC Technology. *Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control*, 1-4.
- Abdul Adheem, W. R., & Kasim Ibraheem, I. (2016). Improved Sliding Mode Nonlinear Extended State Observer Based Active Disturbance Rejection Control For Uncertain Systems With Unknown Total Disturbance. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 1-4.
- Gao, Z. (2006). Active Disturbance Rejection Control: A Paradigm Shift in Feedback Control System Design. *IEEE Proceedings of the 2006 American Control Conference*, 1-6.
- Gao, Z., & Guo, B.-Z. (2014). Active Disturbance Rejection Control. *A Pre-Conference Tutorial at the 2014 IFAC World Congress*, 1-5.
- Han, J. (2009). From PID to Active Disturbance Rejection Control. *IEEE Trasactions On Industril Electronics*, 1-6.
- Han, Y., He, G., Fan, X., Zhao, Q., & Shen, H. (2018). Design and analysis of improved ADRC controller for multiple grid-connected photovoltaic inverters. *World Scientic*, 1-6.
- Huang, Y., & Xue, W. (2014). Active Disturbance Rejection Control:Methodology And Theoretical Analysis. *ELSEVIER*, 1-12.
- Huping , Y., Qiangxin , J., & yun, Z. (2010). Active-Disturbance Rejection Control and Its Application to Solar PV DC-DC Converter . *3rd International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering* , 1-4.
- Ibrir, S. (2003). Online Exact Differentiation and Notion of Asymptotic. *IEEE Trasactions On Industrial Electronics*, 1-5.

- Jian-liang, P., Xiu-xia, S., Wen-han, D., & Shu-guang, L. (2007). Design of a Terse Discrete High Speed Tracking differentiator. *China Postdoctoral Science Foundation*, 1-5.
- Jiuhe, W., Jinlong, Z., & Jian, Y. (2010). A New Second Order Nonlinear Tracking Differentiator and Application. *International Conference On Computer Design And Appliations*, 1-3.
- Lázaro Castillo, I. I. (2015). Ingeniería de Sistemas de Control Continuo. In I. I. Lázaro Castillo, *Ingeniería de Sistemas de Control Continuo* (pp. 1-10). Morelia: ISBN.
- Levant, A. (1998). Robust Exact Diferentiation via Sliding Mode Technique. *Pergamon*, 1-2.
- Levant, A. (2006). Principles of 2-sliding mode design. *Science Direct*, 1-3.
- Li, Y. (2010). A Complementary form of the Discrete Tracking-Differentiator. *International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, 1-3.
- Orozco Soto, S., & Ibarra Zannatha, J. (2017). Control con rechazo activo de perturbaciones para el equilibrio de robots humanoides. *Research in Computing Science* 135, 1-12.
- Shibasaki, H., & Ishida , Y. (2016). Modified Model-Following Sliding Mode Control Based on the Active Disturbance Rejection Control. *7th International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation*, 1-6.
- Suri, M., & Cebecauer, T. (2019). *Global Solar Atlas*. Retrieved from Global Solar Atlas: <https://globalsolaratlas.info/map?c=16.130262,-22.851563,2&m=site>
- Vázquez Gutiérrez, J. E. (2019, Agosto). Modelado Termoeléctrico y Control Difuso inverso de un Panel Solar. *Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica*. Morelia, Michoacan, México: Universidad Michoacanan de San Nicolás de Hidalgo.
- Villalva, M. G., Gazoli, J. R., & Filho, E. R. (2009). Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics* , 1198-1208.
- Wang, X., Chen, Z., & Yang, G. (2007). Finite-Time-Convergent Differentiator Based on Singular Perturbation Technique. *IEEE Trasactions On Industrial Electronics*, 1-6.

- Wang, X., Chen, Z., & Yang, G. (2007a). Finite-Time-Convergent Differentiator Based on Singular. *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, 1-7.
- Wang, X., Yau, S., & Huangt, J. (2000). A Study of Tracking-Differentiator. *IEEE*, 1-2.
- Xie, Y., Zhang, H., She, L., Xiao, G., Zhai, C., & Pan, T.-C. (2019). Design and Implementation of an Efficient. *IEEE Access*, 1-4.
- Xue, W., Bai, W., Yang, S., Song, K., & Huang, Y. (2015). ADRC with Adaptive Extended State Observer and Its Application to Air-fuel Ratio Control in Gasoline Engines. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 1-10.
- Yi, H., Wenchao, X., Gao, Z., Sira Ramirez, H., Dan, W., & Mingwei, S. (2014). Active Disturbance Rejection Control: Methodology, Practice and Analysis. *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, 1-3.
- Yu, Y., & Hu, X. (2018). Active disturbance rejection control strategy for grid-connected photovoltaic inverter based on virtual synchronous generator. *IEEE Access*, 1-6.

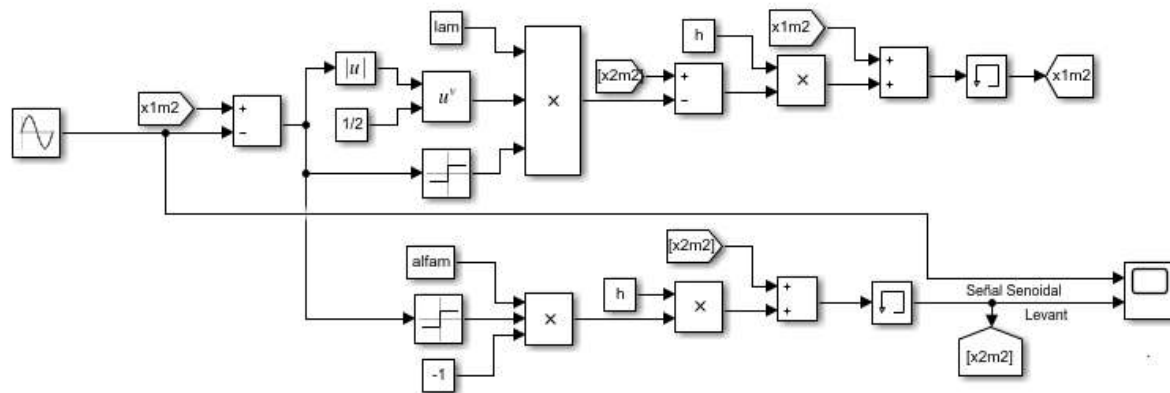


Figura. A.1.2 Esquema de la simulación del derivador de modos deslizantes de segundo orden (Levant).

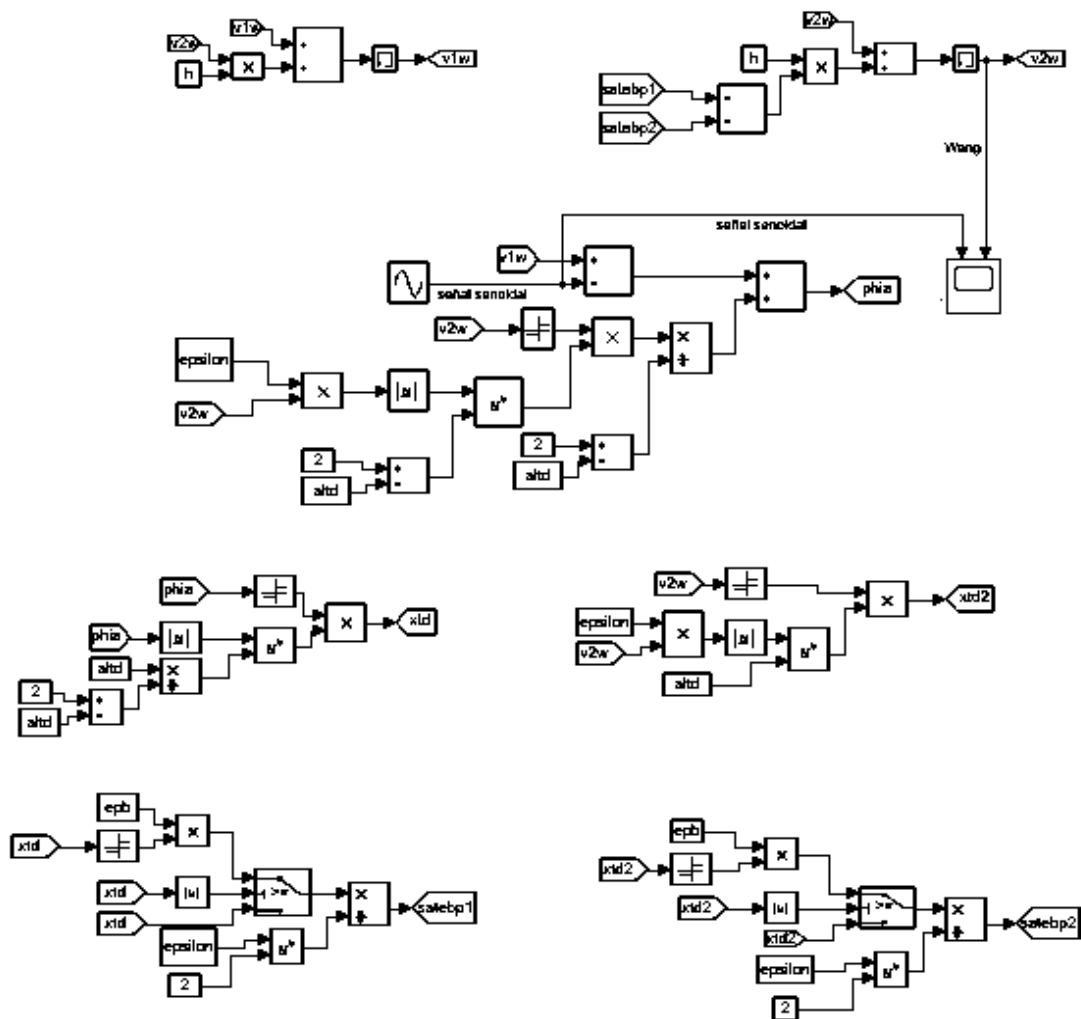


Figura. A.1.3 Esquema de simulación del derivador de tiempo de convergencia finito (Wang) con una señal senoidal de entrada.

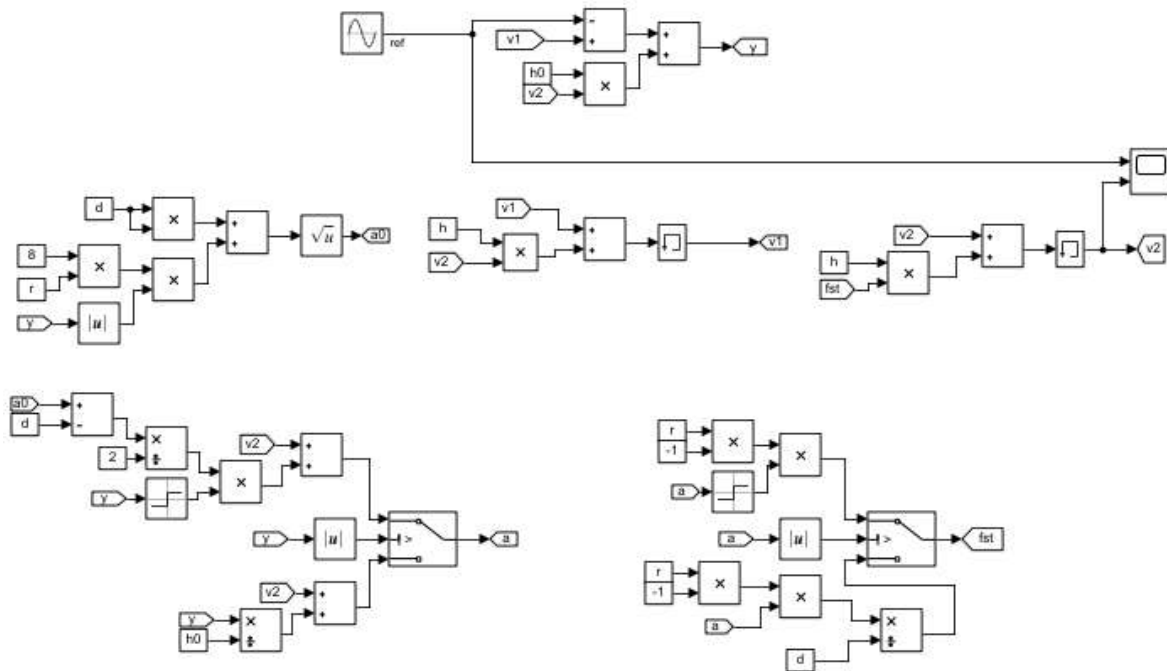


Figura. A.1.4 Esquema de simulación del diferenciador de seguimiento (Han), con una señal senoidal de entrada.

A.2. Esquemas del ADRC

En esta subsección se presentan los diagramas a bloques y esquemas de simulación utilizados en el control ADRC y SMADRC.

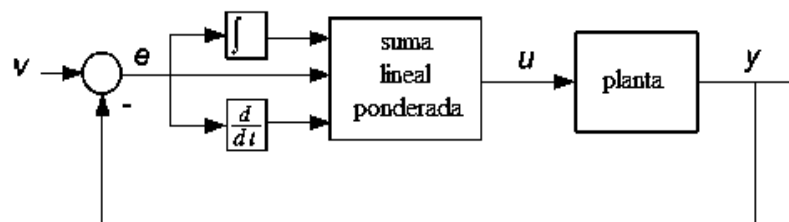


Figura. A.2.1 Esquema de un control

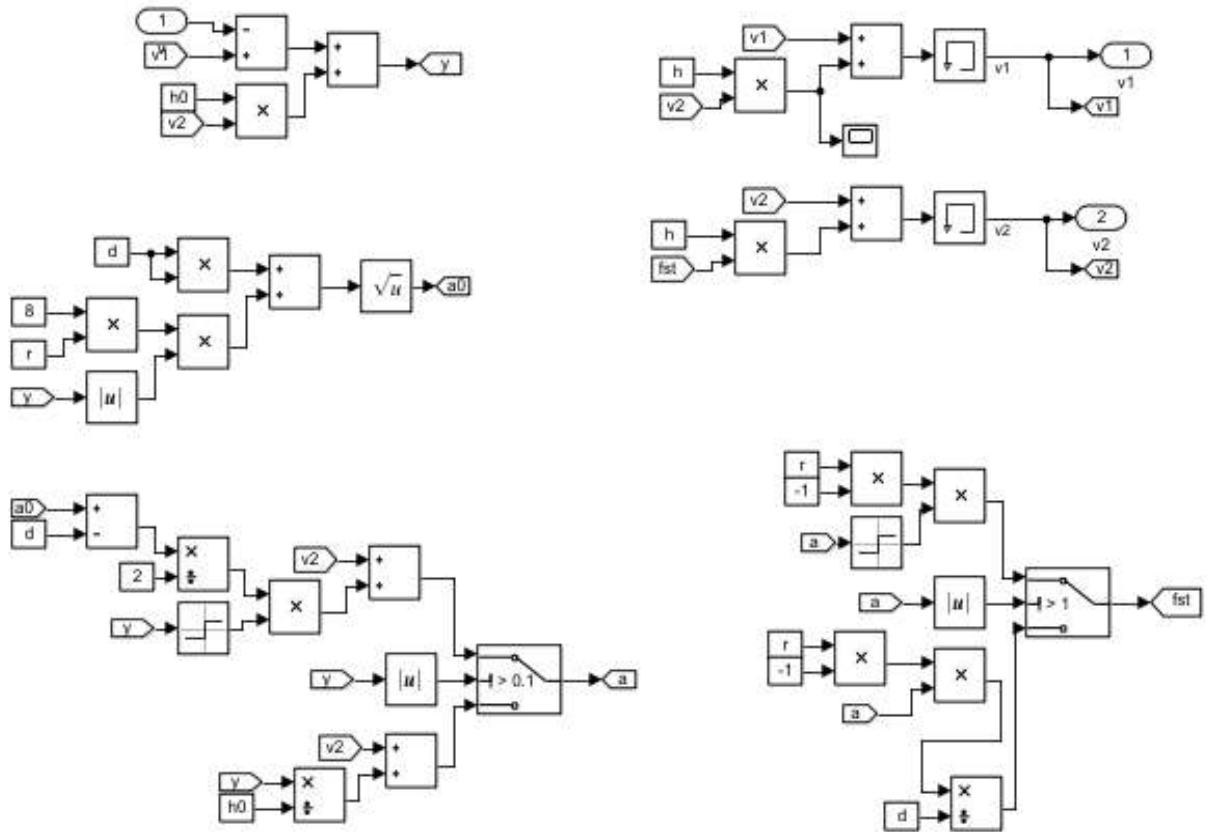


Figura. A.2.2 Diagrama de bloques del generador de perfil transitorio.

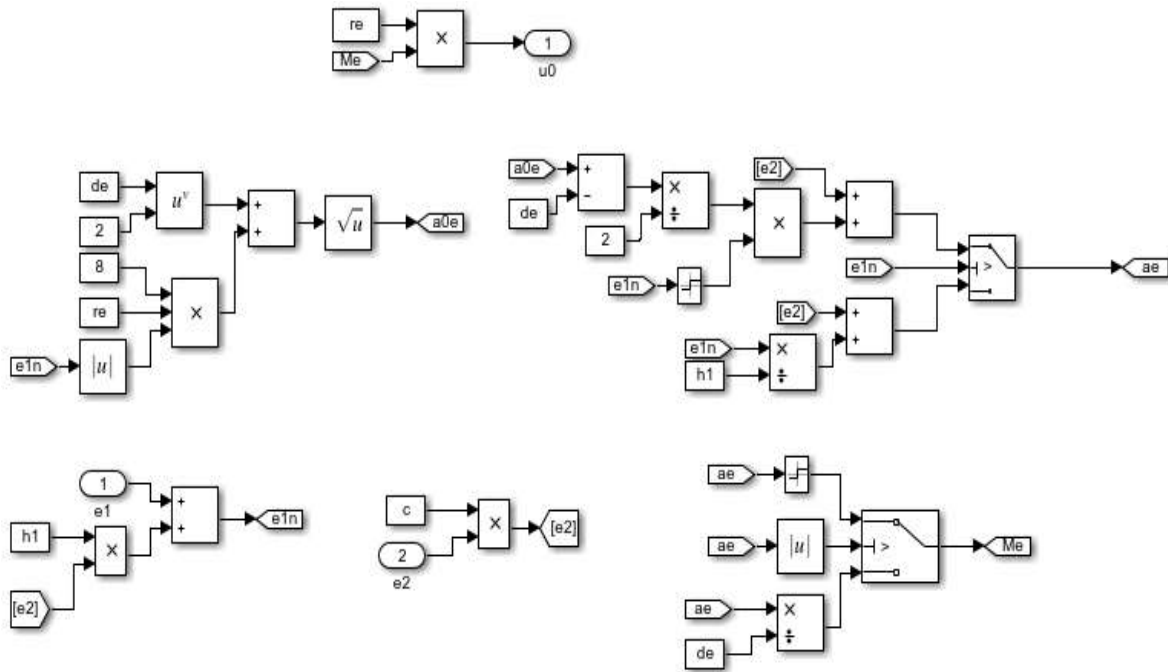


Figura. A.2.3 Diagrama de bloques de la suma ponderada de errores.

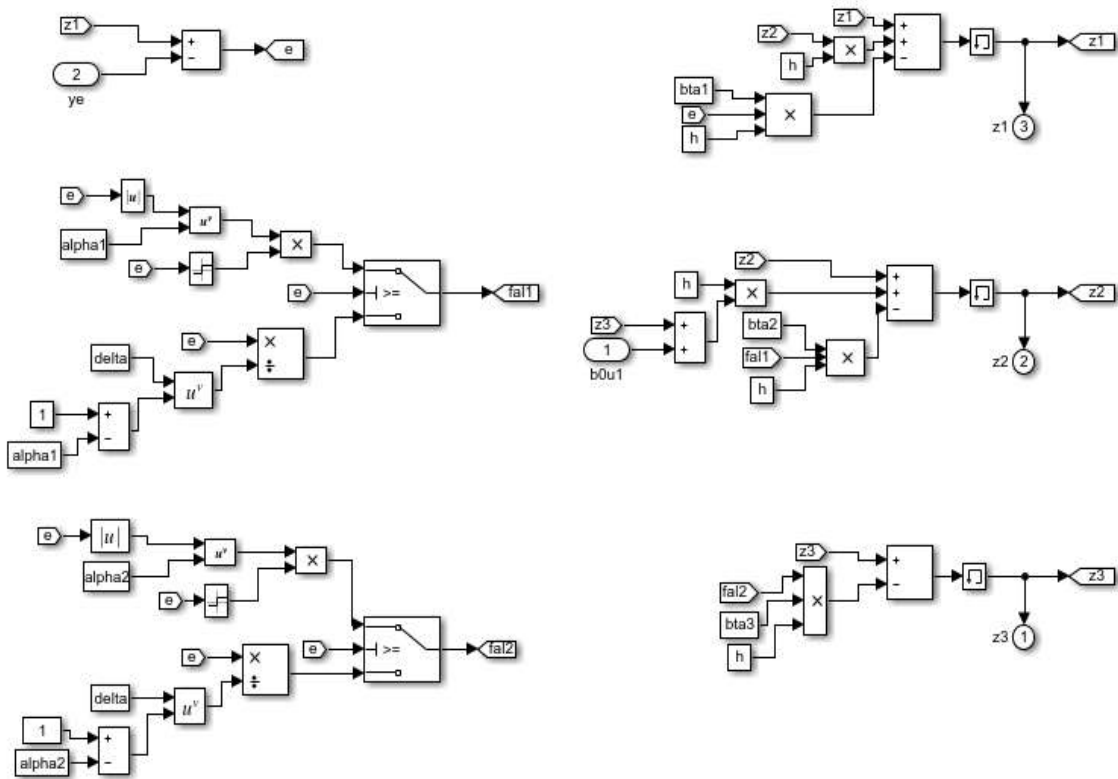


Figura. A.2.4 Diagrama de bloques del Observador de Estado Extendido (ESO).

