



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

CONTROL ADAPTABLE DE ORDEN FRACCIONARIO OPTIMIZADO, APLICADO A LOS
REGULADORES AUTOMÁTICOS DE VOLTAJE

TESIS PARA OPTAR EL GRADO DE
MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA

MARCO ERNESTO ORTIZ QUISBERT

PROFESOR GUÍA:
DR. MANUEL A. DUARTE MERMOUD

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
DR. RODRIGO MORENO VIEYRA
DR. RICARDO PÉREZ CORREA
DR. HUMBERTO VERDEJO FREDES

SANTIAGO DE CHILE
DICIEMBRE 2014

RESUMEN DE LA TESIS
PARA OPTAR AL GRADO DE
MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
POR: MARCO ERNESTO ORTIZ QUISBERT
FECHA: DICIEMBRE 2014
PROF. GUÍA: DR. MANUEL A. DUARTE MERMOUD

CONTROL ADAPTABLE DE ORDEN FRACCIONARIO OPTIMIZADO, APLICADO A LOS
REGULADORES AUTOMÁTICOS DE VOLTAJE

En esta Tesis se presentan estrategias de Control Adaptable por Modelo de Referencia de orden entero y de orden fraccionario, aplicados a los Reguladores Automáticos de Voltaje utilizados en sistemas eléctricos de potencia. El documento se enfoca en la sintonización de las ganancias y órdenes de derivación de las leyes ajuste de ambos esquemas de control, asociados a la minimización de funciones objetivo no lineales y de alta dimensionalidad, mediante el uso de tres técnicas a mencionar; Programación Cuadrática Secuencial, Optimización por Enjambre de Partículas y Algoritmos Genéticos. Se estudian dos modelos comúnmente usados en el estudio de Reguladores Automáticos de Voltaje, que son los que se reportan en la literatura técnica. Estos modelos establecen los tres casos de estudio analizados en este documento. Finalmente, con el objetivo de analizar las ventajas y desventajas del controlador adaptable por modelo de referencia se realizan comparaciones con los resultados encontrados en la literatura, en particular con la técnica de control PID de orden entero y de orden fraccionario. Por otro lado, también se realizan comparaciones entre algoritmos de optimización para demostrar, mediante algunos índices de rendimiento, que los controladores de orden fraccionario con parámetros optimizados por la técnica de Optimización por Enjambre de Partículas, entrega mejores resultados en términos de robustez frente a variaciones paramétricas del modelo de la planta y mejoras en relación a la velocidad de convergencia de las señales a los valores de referencia del sistema de potencia.

*Dedicado a mi mamita Maria Luisa,
a mis hermanitas Daniela y Damariz
y a mis padres adoptivos Gonzalo y Cristina.*

Agradecimientos

De oídas lo había oído, pero ahora mis ojos lo ven. Clamé y respondió, por su fidelidad, quiero agradecer en primer lugar a DIOS.

Quiero agradecer a mi madre por haberme enseñado responsabilidad y a mis hermanitas por haber sido siempre un apoyo en tiempos de desánimo.

A una familia muy particular que siempre se desborda en amor y hospitalidad, los Troncoso Giacaman, mi familia Chilena.

A la Universidad de Chile, en especial a los académicos que participaron en mi formación como Magister. A mi Tutor y Mentor Ph.D. Manuel A. Duarte Mermoud por ser un guía de excelencia.

A los nuevos amigos y compañeros de Chile, dentro y fuera de la Universidad, quienes hicieron de esta etapa de mi vida una gran experiencia a nivel interpersonal.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Estado del Arte	2
1.3. Objetivos	4
1.4. Estructura de la Tesis	5
2. Fundamentos Teóricos	6
2.1. Introducción	6
2.2. Conceptos Básicos del Cálculo Fraccionario	6
2.3. Conceptos del Control Fraccionario	8
2.4. Control Adaptable por Modelo de Referencia	8
2.5. Reguladores Automáticos de Voltaje	11
2.5.1. Definición de los Sistemas de Generación	12
2.5.2. Características Generales de los Sistemas AVR	12
2.6. Algoritmos de Optimización	16
2.6.1. Particle Swarm Optimization (PSO)	16
2.6.2. Sequential Quadratic Programming (SQP)	18
2.6.3. Genetic Algorithms (GA)	19
3. Definición de Casos de Estudio y Condiciones de Optimización	21
3.1. MRAC como Problema de Optimización	21
3.2. Definición de las Funciones Objetivo	22
3.2.1. Función Objetivo 1 (OF ₁)	22
3.2.2. Función Objetivo 2 (OF ₂)	23

3.2.3. Índice de Comportamiento Adicionales	23
3.3. Definición de los Parámetros del Sistema y del MRAC	23
3.3.1. Modelo 1 del Generador (Modelo ₁)	23
3.3.2. Modelo 2 del Generador (Modelo ₂)	24
3.4. Definición de los Parámetros de los Algoritmos de Optimización y de los Casos de Estudio	25
4. Casos de Estudio y Análisis Comparativo de los Resultados	27
4.1. Caso de Estudio 1	28
4.1.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia	29
4.1.2. Análisis de Robustez de los Controladores Enteros y Fraccionarios	34
4.2. Caso de Estudio 2	38
4.2.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia	41
4.2.2. Análisis de Robustez de los Controladores Enteros y Fraccionarios	46
4.3. Caso de Estudio 3	50
4.3.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia	51
4.3.2. Análisis de Robustez Frente a Variaciones Paramétricas	53
5. Conclusiones y Trabajo Futuro	56
5.1. Conclusiones	56
5.2. Trabajo Futuro	57
Bibliografía	59

Índice de Tablas

2.1. Detalles generales de la técnica FOMRAC.	10
4.1. Parámetros obtenidos por los algoritmos de optimización para los controladores usados en el Caso de estudio 1.	29
4.2. Índices de comportamiento de todos los esquemas de control para el Caso de Estudio 1.	33
4.3. Parámetros optimizados de los controladores usando los algoritmos analizados para el Caso de Estudio 2.	41
4.4. Índices de rendimiento de los controladores del Caso de estudio 2.	45
4.5. Parámetros optimizados por PSO del MRAC para Caso de estudio 3.	51
4.6. Evaluación de las técnicas de control para el Caso de Estudio 3.	53

Índice de Figuras

2.1. Esquema general del control adaptable por modelo de referencia.	9
2.2. Diagrama de bloques simplificado del MRAC para $n^* \geq 2$, donde se aprecia el error auxiliar $e_2(t)$ y el error aumentado $\epsilon(t)$	10
2.3. Diagrama de bloques del sistema AVR, incluyendo el Modelo ₁ del Generador	13
2.4. Diagrama general del AVR utilizando el modelo lineal simplificado del generador	15
4.1. (a) Respuesta al escalón unitario del AVR con el Modelo ₁ en lazo abierto. (b) Respuesta al escalón unitario del Modelo de Referencia 1 en lazo abierto.	28
4.2. Respuesta del sistema controlado frente a un escalón de referencia para el voltaje en los bornes del generador $\Delta V_T(t)$	29
4.3. Comportamiento del voltaje del sistema de excitación $\Delta V_E(t)$ frente a un escalón unitario de referencia.	30
4.4. (a) Convergencia del error de control $e_1(t)$ y la acción de control $u(t)$. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y $k_1(t)$ para el IOMRAC _{PSO}	31
4.5. Respuesta del sistema controlado en forma fraccionaria frente a un escalón unitario de la referencia para el voltaje en bornes del generador $\Delta V_T(t)$	31
4.6. Respuesta del sistema bajo control fraccionario frente a un escalón unitario de la referencia para el voltaje de excitación $\Delta V_E(t)$	32
4.7. (a) Convergencia del error de seguimiento y la acción de control para el FOMRAC _{PSO} . (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y el parámetro $k_1(t)$ (línea roja resaltada) para el FOMRAC _{PSO}	32
4.8. Respuesta del voltaje en bornes frente a un escalón unitario de la referencia y posterior variación en el parámetro K_1 del generador.	35
4.9. Respuesta del voltaje de excitación cuando se aplica un escalón unitario en la referencia y posterior variación del parámetro K_1 del generador.	35
4.10. Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a un escalón en la referencia y posterior variación en el parámetro K_1 del generador.	36
4.11. Respuesta al escalón unitario del sistema y frente a variaciones en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$	37

4.12. Respuesta del voltaje en bornes ΔV_T frente a un escalón unitario de la referencia y posterior variación en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$	37
4.13. Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a un escalón unitario de referencia y posterior variación en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$	38
4.14. Diagrama de bloques del sistema más el controlador PID.	39
4.15. Diagrama de bloques del sistema controlado por un PID más el filtro de primer orden.	39
4.16. (a) Respuesta al escalón unitario del sistema con las dos representaciones del controlador PID (b) Variación del voltaje en el sistema de excitación usando las dos representaciones del controlador PID.	40
4.17. (a) Respuesta en lazo abierto de ΔV_T al escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ del Modelo ₂ del AVR. (b) Respuesta en lazo abierto de ΔV_T al escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ del modelo de referencia 2.	40
4.18. Voltaje medido en bornes del generador.	42
4.19. Voltaje medido en el sistema de excitación.	42
4.20. (a) Convergencia del error de seguimiento y la acción de control. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y $k_1(t)$ de IOMRAC _{PSO}	43
4.21. Voltaje medido en bornes del generador.	44
4.22. Voltaje medido en bornes del sistema de excitador.	44
4.23. (a) Convergencia del error de control y la acción de control. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ de FOMRAC _{PSO}	45
4.24. Variaciones del voltaje del generador frente a un escalón de 1 % en la referencia y posterior variación en las condiciones de carga.	47
4.25. Voltaje del Excitador frente a un escalón de 1 % y a variaciones en las condiciones de carga.	48
4.26. Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a variaciones en los parámetros del Generador.	48
4.27. Voltaje en bornes del generador frente a cambios en la referencia del 1 % y posterior variación paramétrica en el sistema de excitación y del generador.	49
4.28. Voltaje del Excitador frente a cambios en la referencia del 1 % y frente a variaciones paramétricas del excitador y del generador.	50
4.29. Error de referencia $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a variaciones en los parámetros del Generador y del sistema de excitación.	51
4.30. Respuesta de ΔV_T frente a un escalón de referencia usando control PID y MRAC	52
4.31. Respuesta de ΔV_E frente a un escalón de referencia.	52

4.32. Evolución del error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ para una variación de escalón unitario de la referencia.	53
4.33. (a) Evolución de ΔV_T para el sistema controlado frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador. (b) Respuesta de la variable manipulada frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador.	54
4.34. (a) Respuesta del sistema controlado por el MRAC frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador. (b) Respuesta de la variable manipulada frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador.	54
4.35. (a) Convergencia del error de seguimiento $e_c(t)$ para los controladores IOPID Y FOPID.(b) Convergencia del error de seguimiento para los controladores IOMRAC Y FOMRAC.	55

Capítulo 1

Introducción

Al iniciar este proceso de investigación, se propuso, utilizar estrategias de optimización y emplear técnicas de control avanzadas para los Reguladores Automáticos de Voltaje¹, para de esa forma mejorar los resultados obtenidos en la literatura técnica en términos de funciones objetivo e índices de rendimiento propuestos. Para tal fin y como primer paso, se estudió el cálculo fraccionario, en cuanto a operadores de orden fraccionario y sus propiedades se refiere. De esa manera se revisó conceptos de estabilidad de los sistemas de control fraccionario, para continuar con el estudio de la técnica de Control Adaptable por Modelo de Referencia², lo cual implicó conocer conceptos de modelos de error, elección de modelos referencia, convergencia paramétrica, criterios de estabilidad y convergencia en los sistemas de control adaptable. Tomando en cuenta las dos tareas mencionadas, éstas fueron combinadas para plantear y estudiar el Control Adaptable de Orden Fraccionario por Modelo de Referencia³. Por otro lado, el deseo de mejorar las velocidades de convergencia de las señales de voltaje a los valores nominales o referenciales, hizo más complejo el análisis, ya que se planteó el FOMRAC como un problema de optimización, cuyos parámetros de las leyes de ajuste fueron ajustados a partir de las mismas funciones de costo utilizados por otros autores en la literatura, con fines de comparación. Ésto implicaba conocer y estudiar estrategias de optimización, tales como la Optimización por Enjambre de Partículas⁴, Programación Cuadrática Secuencial⁵ y Algoritmos Genéticos⁶ y todas sus propiedades. Mediante funciones objetivo e índices comparativos, se estudia el comportamiento de los controladores aplicados en la literatura en relación al controlador propuesto en este trabajo, con interesantes resultados para las estrategias de optimización utilizadas.

1.1. Motivación

El interés por desarrollar esta línea de investigación, surge a partir de dos aspectos importantes propios de los sistemas eléctricos de potencia (SEP). Por un lado, éstos requieren dispositivos que mantengan y garanticen su estabilidad y por otro, éstos requieren tiempos de respuesta cada vez más rápidos. Son justamente estos dos aspectos los principales motivos que han inspirado a varios investigadores a buscar mejores resultados. Adicionalmente, ambos aspectos despertaron la curiosidad del autor con respecto a técnicas de control y estrategias de optimización, que no se

¹AVR, por sus siglas en inglés Automatic Voltage Regulator.

²MRAC, por sus siglas en inglés Model Reference Adaptive Control.

³FOMRAC, por sus siglas en inglés Fractional Order Model Reference Adaptive Control.

⁴PSO, por sus siglas en inglés Particle Swarm Optimization.

⁵SQP, por sus siglas en inglés Sequential Quadratic Programming.

⁶GA, por sus siglas en inglés Genetic Algorithms.

utilizan habitualmente en la literatura técnica para los SEP.

A esto se suman las cualidades del MRAC ó IOMRAC⁷, uno de los esquemas de control más importantes empleados para solucionar el primer aspecto mencionado en el párrafo anterior correspondiente a la estabilidad de los SEP. Esta técnica de control ajusta los parámetros del controlador, considerando los efectos ocasionados por los cambios en las condiciones de operación del sistema. El MRAC tiene como objetivo diseñar una señal de control adecuada, de tal manera que la salida del sistema controlado siga la salida de un modelo de referencia preestablecido, mientras que al mismo tiempo se preserva la estabilidad del sistema de lazo cerrado.

Para el segundo aspecto correspondiente a la velocidad de respuesta del sistema controlado, las herramientas utilizadas por los investigadores en los últimos años para satisfacer esta necesidad, son sin duda los algoritmos de optimización, tales como el método de SQP, los métodos heurísticos de los algoritmos genéticos y los algoritmos basados en grupos o enjambres de búsqueda PSO. Estos métodos optimizan parámetros minimizando una función objetivo que considera el tiempo de establecimiento t_s y otros parámetros de la respuesta del sistema controlado. A lo anterior se suma la utilización del cálculo fraccionario, el cual extiende el cálculo clásico que usa derivadas e integrales de orden entero, al caso de las ecuaciones diferenciales fraccionarias que emplean derivadas e integrales de ordenes reales. Esta extensión se ve reflejada en la ampliación de los espacios de búsqueda de los algoritmos de optimización, lo cual es aprovechado para mejorar la minimización de las funciones criterio. La combinación de ambos puntos, dan origen al llamado FOMRAC optimizado.

1.2. Estado del Arte

La estabilidad de ángulo, frecuencia y voltaje, son sólo algunas de las clases de estabilidad estudiadas en la literatura [1], en cuanto a sistemas eléctricos de potencia se refiere. Particularmente, trabajos previos se han enfocado en el estudio de las oscilaciones de potencia (estabilidad de ángulo) y el rol que el AVR debe cumplir dentro de los sistemas de transmisión y de las redes de distribución [2]. Además de la coordinación que debe existir entre el AVR y el Sistema de Estabilización de Potencia⁸ cuando han ocurrido perturbaciones transitorias severas, por ejemplo caída de línea [3].

Dado que ésta Tesis estudia la estabilidad de voltaje de un sistema de generación eléctrica que comprende a una máquina síncrona con rotor embobinado, el análisis de la literatura existente, se enfoca hacia los trabajos más recientes, en cuanto a implementación de sistemas de control para los reguladores automáticos de voltaje se refiere. Además, se pone énfasis en los controladores donde los parámetros han sido ajustados siguiendo alguna estrategia de optimización.

Al hacer el análisis de la literatura sobre el tema, muchos de los autores que trabajan en esta línea de investigación, mencionan a Gaing et al. [4] como su referencia principal, el cual mostró mejoras en la sintonización de los parámetros del controlador PID mediante la minimización de una función objetivo optimizada usando PSO. Más adelante, Conceicao et al. [5], utilizó el mismo sistema de [4]⁹ y presentó mejoras en el proceso de optimización modificando el algoritmo de PSO. Posteriormente Kim et al. [6] sintoniza parámetros del controlador utilizando una mezcla entre GA y PSO. Mitra et al. [7] introdujo la técnica del control difuso, utilizando un modelo tipo Sugeno, en el cual los parámetros son ajustados a través del algoritmo de aprendizaje híbrido, demostrando estabilidad para pequeña señal de los sistemas de generación eléctrica.

⁷IOMRAC, por sus siglas en inglés Integer Order Model Reference Adaptive Control.

⁸PSS, por sus siglas en inglés Power System Stabilizer.

⁹Modelo Simplificado del AVR.

En la medida en que los computadores han ido mejorando la capacidad de manejar mayores cantidades de información y en menor tiempo, los algoritmos de búsqueda también se volvieron más sofisticados. Es así que Zhu et al. [8] y Dos Santos et al. [9], introducen conceptos de la teoría del caos para mejorar los algoritmos de optimización y aplicarlos en el ajuste de los controladores de los sistemas de potencia. Por otro, lado diferentes algoritmos de optimización han sido desarrollados, como el caso de Gozde et al. [10] donde se comparan estrategias de búsqueda del mínimo de una función de costo, en relación a su propuesta que es el algoritmo basado en las colonias de abejas¹⁰. Panda et al. [11] propone alternativas de configuración para el PSO y Sahu et al. [12], modifica la forma de actualizar la posición de las partículas de PSO.

Una vez que los investigadores mejoraron los algoritmos de optimización en búsqueda de mejores soluciones para la sintonización de parámetros, propusieron la técnica del control fraccionario como un problema más de optimización. Tomando en cuenta el PID clásico, donde se ajustan hasta un máximo de 3 parámetros (3 ganancias), el control PID Fraccionario¹¹ extiende el intervalo de búsqueda hasta un máximo de 5 parámetros [13] (3 ganancias y los 2 órdenes de derivación e integración).

Los primeros resultados fueron publicados en el 2009, cuando Zamani et al. [14] sintoniza los órdenes fraccionarios, tanto de la acción integral como de la acción derivativa, mostrando mejoras en el control frente a variaciones paramétricas del sistema comparado con controlador PID de orden entero¹². Sin embargo, éste no pudo comparar su propuesta con los anteriores autores, ya que hace uso del modelo completo del generador.

Existen dos tipos de modelos para el caso de un generador con su AVR, los cuales han sido analizados por los autores en esta área. El modelo completo del generador, denominado aquí como Modelo₁ es extraído del libro Kundur [1] y el modelo simplificado del generador, denominado aquí como Modelo₂, que también es extraído del libro propuesto por Kundur [1]. Estos modelos serán desarrollados en detalle en la Sección 2.5, los cuales serán considerados en el diseño de los diferentes tipos de controladores.

Continuando con el análisis de la literatura referente a la introducción del cálculo fraccionario en los sistemas de control, Tang et al. [15], utiliza los mismos conceptos de [8, 9] pero, aplicado a la sintonización del controlador FOPID. En ese sentido, otros autores en [16, 17, 18] presentan mejores resultados en términos de robustez frente a incertidumbres en el modelo, en comparación a todas las anteriores estrategias utilizadas y encontradas en la literatura, referente a la aplicación de los algoritmos de optimización en el ajuste de los parámetros de los sistemas de control de los AVR. Award et al. [19] propone alternativas de configuración de la acción integral y fraccionaria, mostrando aún mejor rendimiento del controlador frente a variaciones de parámetros en el sistema AVR.

Los resultados reportados por Zamani et al. [14] no han sido comparados con otros resultados, ya que no existen resultados reportados en la literatura que cumplan con las mismas características en cuanto al modelo del sistema y a la función criterio utilizada. Sin embargo, Aguila-Camacho et al. [20] propone la estrategia FOMRAC, llevado a un problema de optimización y resuelto por GA. En este trabajo se utilizan las mismas condiciones de operación que [14] empleando el Modelo₁, donde se muestran mejores resultados en términos de robustez frente a variaciones en el modelo y el mínimo de la función criterio.

Todos los autores anteriores, consideran variaciones del voltaje de referencia $\Delta \mathbf{V}_r(\mathbf{t}) = \mathbf{1}[\text{pu}]$,

¹⁰ABC, por sus siglas en inglés Artificial Bee Colony.

¹¹FOPID, por sus siglas en inglés Fractional Order PID.

¹²IOPID, por sus siglas en inglés Integer Order PID.

con la finalidad de comparar estrategias de optimización en términos del mínimo de una función criterio determinada. Desde el punto de vista de los expertos en SEP, Mukherjee et al. [21] utiliza el mismo modelo anterior (Modelo Lineal Simplificado del AVR o Modelo₂), sin embargo, emplea $\Delta \mathbf{V}_r(\mathbf{t}) = 0.01[\text{pu}]$ minimizando una función criterio empleando una modificación del PSO llamada CRPSO¹³. Más adelante Chatterje et al [22] utiliza la misma estrategia de [21] proponiendo otra modificación al PSO llamada VUR-PSO¹⁴, mostrando mejoras en términos del mínimo de la misma función criterio empleada en [21].

En esta Tesis se presenta la técnica del control adaptable de orden fraccionario por modelo de referencia, como un problema de optimización, donde se sintonizan las ganancias y los órdenes de derivación de las leyes de ajuste. También, se consideran funciones objetivo¹⁵ OF_i para $i = 1, 2$ dependiendo del *Modelo_i* del AVR utilizado; $i = 1$ corresponde al al Modelo Lineal Completo del Generador o Modelo₁, e $i = 2$ corresponde al Modelo Lineal Simplificado del Generador o Modelo₂. En esta Tesis se muestran mejoras en términos de las funciones objetivo anteriores, reduciéndolas hasta un 64 % y 69 % del valor encontrado en la literatura en términos del tiempo de establecimiento de las OF y t_s , respectivamente.

1.3. Objetivos

En esta sección, se presenta el objetivo general como propósito global de esta Tesis de Magister. Además, se presentan los objetivos específicos que coadyuvarán en el desarrollo y cumplimiento de la idea general ya mencionada.

Objetivo General: Diseñar, optimizar, simular y analizar soluciones alternativas de control para mejorar el rendimiento de los reguladores automáticos de voltaje y compararlos con resultados existentes en la literatura, empleando diferentes funciones criterio e índices adicionales.

Objetivos Específicos: Muchos pasos intermedios se tienen que cumplir para poder alcanzar el objetivo general planteado, los que son mencionados a continuación.

- Realizar una completa revisión bibliográfica para establecer el estado del arte sobre los siguientes tópicos:
 - Ecuaciones diferenciales de orden fraccionario.
 - Aproximaciones usadas para la implementación de operadores fraccionarios.
 - Conceptos y criterios de estabilidad de controladores adaptables clásicos y fraccionarios.
 - Implementación de sistemas fraccionarios en MatLab-Simulink, considerando de manera conveniente las condiciones iniciales físicas e interpretables del problema.
- Revisar y analizar los modelos que representan la dinámica de los generadores síncronos y sus sistemas AVR.
- Definir los algoritmos de optimización a utilizar en el estudio, los cuales representan los motores de búsqueda para la minimización de las funciones de costo que se analizarán.

¹³Por sus siglas en inglés, Crazy based PSO.

¹⁴Por sus siglas en inglés Velocity Update Relaxed PSO.

¹⁵OF, por sus siglas en inglés Objective Function.

- Programar los algoritmos de control propuestos en plataformas de simulación de MatLab, que permitirán estudiar las estrategias de control adaptable de orden fraccionario y de optimización estudiadas.
- Realizar un estudio comparativo de los esquemas propuestos en esta Tesis con aquellas reportadas en la literatura técnica.

1.4. Estructura de la Tesis

La estructura que presenta la Tesis, responde a las necesidades surgidas de los objetivos específicos y es ordenada como sigue. El Capítulo 2 presenta los conceptos generales del FOMRAC, los algoritmos de optimización y los modelos del generador y su sistema AVR a utilizar en cada caso de estudio. Posteriormente, en el Capítulo 3 se establecen las condiciones, características del controlador, funciones objetivo y los parámetros de cada algoritmo de optimización, que dan origen a los casos de estudio y que son analizados empleando diferentes estrategias de control. El Capítulo 4 presenta los resultados por simulación para los diferentes casos analizados, comparando las distintas técnicas de control y estrategias de optimización empleados en esta Tesis, con aquellos encontrados en la literatura técnica. En este Capítulo se evalúan los comportamientos de los esquemas de control propuestos, frente a distintas condiciones de operación, haciendo uso de funciones de costo propias de la literatura y/o índices adicionales. Finalmente, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones del trabajo y se propone trabajo el futuro a desarrollar, derivado de los resultados obtenidos.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1. Introducción

En este capítulo, se presentan las bases teóricas necesarias para entender los temas que aborda esta Tesis. Cada Sección, contiene los temas más relevantes en su área y los principales desarrollos existentes en la literatura técnica.

2.2. Conceptos Básicos del Cálculo Fraccionario

Según Vinagre [23] la primera mención a la posibilidad de extender el sentido de la expresión $\frac{d^\alpha y}{dx^\alpha}$ para el caso de α no entero, se encuentra en una correspondencia entre Leibnitz y L'Hôpital. Hasta el siglo XIX fue un asunto que sólo trataron algunos eminentes científicos, tales como Euler, Laplace, Fourier, Liouville, Riemann y Abel, siendo éste último quien por primera vez lo aplicó en Física. El resumen del estado del arte correspondientes al cálculo fraccional hasta el año 2010, fue realizado en la Tesis de Castillo [24], quien propone una metodología de diseño de reguladores de orden fraccional, aplicado a canales de riego. En el estado del arte de la mencionada Tesis, se destaca el trabajo realizado por Lacroix [25], quien realiza una disertación sobre las derivadas de orden fraccionario redactada por primera vez en un libro.

Por otro lado Von-Borries [26] en el 2012, realizó una recopilación de lo que se había hecho hasta ese año, la cual destaca el libro de Podlubny [27], quien introduce las bases no sólo del las derivadas de orden fraccionario, si no las bases del cálculo fraccionario y analiza algunas ecuaciones diferenciales de orden fraccionario de común aparición. Algunas Tesis comienzan a aplicar el cálculo fraccionario a la teoría de control. Tal es el caso de la Tesis de Vinagre en [28] y más adelante, Valerio en [29] presenta conceptos de modelación de sistemas dinámicos fraccionarios, tanto a nivel de simulación como a nivel real. En un trabajo más reciente hecho por Wharmby et al. [30], se modifican las ecuaciones de Maxwell para materiales dieléctricos con conceptos del cálculo fraccionario.

Dentro de los modelos de error fraccionario tipo 4, correspondientes a los sistemas de control adaptable fraccionario analizados en esta Tesis, siguen siendo un tema abierto desde el punto de vista analítico. Sin embargo, este trabajo toma como base el paper presentado por Aguila-Camacho et al. [20], donde se muestra por medio de simulaciones la estabilidad y convergencia de los sistemas fraccionarios por modelo de referencia basados en los modelos de error tipo 4, aplicados a los sistemas AVR.

El cálculo fraccionario es una generalización del cálculo tradicional (D_t^α), donde α pasa de ser un número entero a un número real. Según Kilbas [31], la integral de orden fraccionario de Riemann-Liouville (RL) está definida por:

$${}^R\mathbf{I}_0^\alpha \mathbf{f}(\mathbf{t}) = \frac{\mathbf{1}}{\Gamma(\alpha)} \int_0^{\mathbf{t}} \frac{\mathbf{f}(\tau)}{(\mathbf{t} - \tau)^{1-\alpha}} \mathbf{d}\tau \quad (2.1)$$

con $t > 0$ y $\alpha \in \mathfrak{R}^+$. $\Gamma(\cdot)$ es la función Gamma de Euler [31].

En cuanto a la derivada de orden fraccionario, existe la definición según Riemann-Liouville desarrollada en [31], la cual es denotada con el super índice R y es mostrada a continuación.

$${}^R\mathbf{D}_0^\alpha \mathbf{f}(\mathbf{t}) = \frac{\mathbf{1}}{\Gamma(\mathbf{n} - \alpha)} \left(\frac{\mathbf{d}}{\mathbf{d}\mathbf{t}} \right)^{\mathbf{n}} \int_0^{\mathbf{t}} \frac{\mathbf{f}(\tau)}{(\mathbf{t} - \tau)^{\alpha - \mathbf{n} + 1}} \mathbf{d}\tau \quad (2.2)$$

con $n = [\Re(\alpha)] + 1; t > \alpha$, donde $[\Re(\alpha)]$ denota la parte entera de $\Re(\alpha)$.

Sin embargo la más utilizada en el campo de la ingeniería es la derivada según Caputo, debido a que incorpora el concepto de condiciones iniciales de la función y sus derivadas de orden entero que tienen un significado físico. Ella está definida por:

$${}^C\mathbf{D}_0^\alpha \mathbf{f}(\mathbf{t}) = \frac{\mathbf{1}}{\Gamma(\mathbf{n} - \alpha)} \int_0^{\mathbf{t}} \frac{\mathbf{f}^{(\mathbf{n})}(\tau)}{(\mathbf{t} - \tau)^{\alpha - \mathbf{n} + 1}} \mathbf{d}\tau \quad (2.3)$$

con $n - 1 < \alpha < n$ y $n \in \mathbb{Z}^+$.

Notar que se agrega a la notación el super índice C para identificar que se trata de la definición según Caputo. En la práctica, es necesario hacer aproximaciones de las derivadas no enteras para efectos de simulaciones.

Actualmente se utilizan aproximaciones disponibles en Matlab y en particular en el Toolbox Ninteger v.2.3, utilizada en este estudio. Las aproximaciones que se mencionan a continuación fueron desarrolladas por D. Valerio [32], las cuales son fundamentalmente las aproximaciones que se proponen en el Toolbox de cálculo fraccionario de Matlab que se usa (Ninteger v.2.3) en esta Tesis. El método de Oustaloup [33] es uno ellos, que sirve para implementar el comportamiento del operador s^α , el cual utiliza la aproximación de *Crone* para aproximar la siguiente función de transferencia en el dominio de Laplace,

$$\mathbf{C}(s) = s^\alpha \quad (2.4)$$

$\alpha \in \mathfrak{R}^+$.

Se empleó la aproximación *Crone* porque utiliza una distribución recursiva de N polos y N ceros, lo cual conduce a una función de transferencia de la forma

$$s^\alpha \approx k \prod_{n=1}^N \frac{1 + (s/\omega_{z,n})}{1 + (s/\omega_{p,n})}, \quad (2.5)$$

donde $\alpha > 0$, k es una ganancia que se ajusta de modo que, cuando k es 1 entonces la ganancia es 0 dB para una frecuencia de 1rad/s. Los polos y ceros se encuentran dentro del rango de frecuencia

$[\omega_l, \omega_h]$, donde para valores positivos de α están dadas por:

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \omega_l \sqrt{\eta} \\ \omega_{pn} &= \omega_{z,n-1} v, \quad n = 1, 2, \dots, N \\ \omega_{zn} &= \omega_{z,n-1} \eta, \quad n = 1, 2, \dots, N\end{aligned}$$

$$v = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{\alpha}{N}}, \quad \eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{1-\alpha}{N}} \quad (2.6)$$

Está claro que la aproximación depende de N , siendo éste el número de polos que se utilizará para realizar la aproximación. Con valores bajos para N se alcanzarán aproximaciones simples, mientras que con valores altos de N se alcanzarán mejores aproximaciones para la derivada fraccionaria, cuyo costo asociado es reflejado en el esfuerzo computacional. La aproximación está disponible mediante el bloque de Simulink del Toolbox ya mencionado. En esta Tesis, se ha resuelto utilizar la definición según Caputo, debido a que la derivada de Riemann-Liouville de una constante no es nula, mientras que la derivada según Caputo de una constante si es nula. Éste concepto se detalla más adelante en la Sub-sección 2.3.

2.3. Conceptos del Control Fraccionario

Esta sección trata de la evolución de los sistemas de control clásico de orden entero hacia los sistemas de control fraccionario. Además se presenta brevemente la aplicación del cálculo fraccionario a los sistemas de control y la literatura existente en el área a nivel internacional.

Según la Tesis de Castillo [24], el primer trabajo en el que se aplica el cálculo fraccionario fue presentado en [34], donde se estudia la respuesta en frecuencia de un operador integral de orden no entero y su aplicación a los sistemas de control. Más adelante en la Universidad de Burdeos, se genera el sistema *CRONE* (Comande Robuste d'Ordre Non Entier), con el cual se demuestran las ventajas del uso de los controladores de orden no entero y las que son mencionadas en [33].

Caponeto et al. [35], comienza el estudio de métodos de sintonización de los reguladores PID de orden fraccional. Fue en el 2003 cuando Barbosa et al. [36] inicia el estudio del ajuste de parámetros del controlador a partir de la minimización de funciones criterio o de costo. A esta idea se sumaron posteriormente varios autores como ser Chen et al. [37] en el 2004 y Monje et al. [38] en el 2006, quienes muestran que la sobresoscilación de la planta puede ser parcialmente eliminada a pesar de los cambios en sus parámetros. Ésto quiere decir robustez del sistema controlado frente a variaciones paramétricas.

En este contexto, presentamos el control adaptable como una alternativa para la estabilización de sistemas, el cual posee conceptos analíticos de convergencia y robustez.

2.4. Control Adaptable por Modelo de Referencia

En la práctica, muchos sistemas poseen ciertas incertidumbres causadas por el desconocimiento de sus parámetros, ya sean éstos fijos o variables en el tiempo. Por otro lado, existen sistemas que pueden ser sólo parcialmente modelados, debido a la existencia de no linealidades, por ejemplo. En

estos casos, la teoría de control convencional no alcanza un rendimiento satisfactorio, mientras que el control adaptativo ha sido una herramienta muy útil, dada su capacidad para ajustar los parámetros de forma automática, por medio de leyes de adaptación que permiten tratar la incertidumbre y lograr el comportamiento deseado del sistema. Una de las soluciones al problema, es la estrategia del control adaptable por modelo de referencia [39], basado de manera general, en lograr el comportamiento deseado de un sistema descrito por su función de transferencia $G_p(s)$, en términos de un modelo de referencia descrito por $G_m(s)$, que describe las propiedades de entrada-salida $\{r(t), \delta V_T(t)\}$ del sistema en lazo cerrado (Ver Figura 2.1).

Debido a que se ha investigado particularmente el FOMRAC, se comenzará realizando una breve introducción al Control Adaptable por Modelo de Referencia clásico, el cual resume las bases teóricas contenidas en [39].

Debido al grado relativo del sistema AVR que se analizará, el esquema de control a utilizar, es aquel que corresponde a $n^* \geq 2$ mostrado en la Figura 2.1 [20].

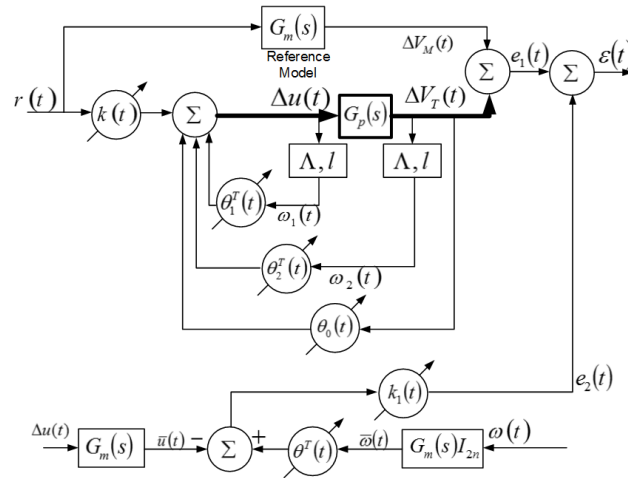


Figura 2.1: Esquema general del control adaptable por modelo de referencia.

Algunos conceptos son agregados al controlador, específicamente cuando $n^* \geq 2$, tales como el concepto del error aumentado $\epsilon(t)$ y el error auxiliar $e_2(t)$ (Figura 2.2). Para el MRAC clásico, los parámetros del controlador son ajustados usando ecuaciones diferenciales de orden entero (Leyes de Ajuste). Sin embargo, nuestro estudio corresponde al MRAC de orden fraccionario (FOMRAC), donde los parámetros son ajustados adaptativamente siguiendo ecuaciones diferenciales de orden fraccionario (Leyes de Ajuste de orden Fraccionario) y manteniendo la misma estructura del MRAC [39]. Las características más importantes de este tipo de controlador se muestran en la Tabla 2.1 donde la dimensión de las matrices Λ , l , el número de variables a optimizar, los parámetros del modelo de referencia y de la planta, serán definidos posteriormente en la Sección 3, dependiendo del caso estudiado. Además, tomando en cuenta la nomenclatura utilizada por los SEP, se utilizará de manera indistinta a $y_p(t) = \Delta V_T(t)$, $y_m(t) = \Delta V_M(t)$ y $u(t) = \Delta u(t)$ en la Tabla 2.1.

En la Tabla 2.1, se observa que las leyes adaptativas tienen orden α , cuya característica determina la dinámica del controlador MRAC, ya que si $\alpha = 1$ corresponde a IOMRAC, mientras que si $\alpha \in \mathfrak{R}$ y $0 < \alpha < 2$ corresponde al caso FOMRAC que se estudia en esta Tesis.

Según Von-Borries [26], la idea del FOMRAC es considerar leyes de ajuste basadas en la derivada fraccionaria de Caputo [31] en el contexto del MRAC. Las leyes de ajuste toman la siguiente forma.

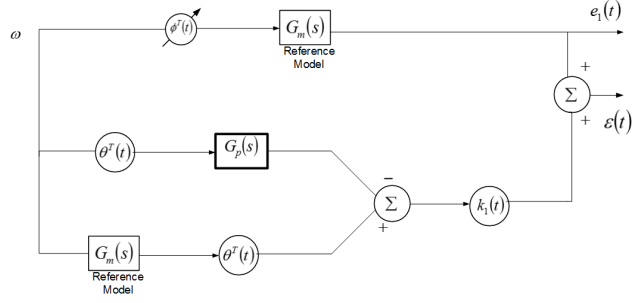


Figura 2.2: Diagrama de bloques simplificado del MRAC para $n^* \geq 2$, donde se aprecia el error auxiliar $e_2(t)$ y el error aumentado $\epsilon(t)$

Sistema	$G_p = \frac{b_p s^p + b_{p-1} s^{p-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}$
Modelo de Referencia	$G_m = \frac{k_m}{m_q s^q + m_{q-1} s^{q-1} + \dots + m_1 s + m_0}$
Control Law	$u(t) = \theta(t)^T \omega(t)$ $\theta(t)^T = [k(t) \theta_1^T(t) \theta_0(t) \theta_2^T(t)]$ $\omega(t) = [r(t) \omega_1^T(t) y_p(t) \omega_2^T(t)]$
Señales Auxiliares	$\dot{\omega}_1(t) = \Lambda \omega_1(t) + l u(t)$ $\dot{\omega}_2(t) = \Lambda \omega_2(t) + l y_p(t)$ $\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_4 \end{bmatrix}$ $l = [\ell_1 \ \ell_2 \ \ell_3 \ \ell_4]^T$
Error de Salida	$e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$
Errores Auxiliares	$e_2(t) = \theta^T(t) \bar{\omega}(t) - \bar{u}(t)$
Error Aumentado	$\epsilon(t) = e_1(t) + k_1(t) e_2(t)$
Otras Señales	$\bar{u}(t) = G_m(s) u(t)$ $\bar{\omega}(t) = G_m(s) \omega(t)$
Leyes de Ajuste	$\dot{\theta}^\alpha(t) = -\gamma \frac{\epsilon(t) \bar{\omega}(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)}$ $\dot{k}_1^\alpha(t) = -\gamma \frac{\epsilon(t) e_2(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)}$

Tabla 2.1: Detalles generales de la técnica FOMRAC.

$${}^C D^{\alpha_i} \theta_i(t) = -\gamma_i \frac{\epsilon(t) \bar{\omega}(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, 2n. \quad (2.7)$$

$${}^C D^{\alpha_{2n+1}} k_1(t) = -\gamma_{2n+1} \frac{\epsilon(t) e_2(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)} \quad (2.8)$$

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2n+1}]$$

$$\gamma = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{2n+1}]$$

y $[\alpha, \gamma]^T$ es un vector de dimensión $4n + 2$, y n es el orden del sistema. Además $n - p = n^*$ y $q = n^*$, siendo q el orden del modelo de referencia cuya ganancia del sistema es unitaria. Las aplicaciones del FOMRAC, donde los parámetros de las leyes de ajuste (órdenes y ganancias) son optimizados a partir de una función de costo, fueron utilizadas por Aguila-Camacho et. al. [20]. El trabajo mencionado presenta resultados significativos en términos de robustez ante variaciones en los parámetros del sistema AVR, en relación a todos los trabajos encontrados en la literatura técnica hasta esa fecha¹. Por lo tanto, entre los casos de estudio analizados en esta Tesis, se propone una mejora a los resultados obtenidos en dicha publicación.

2.5. Reguladores Automáticos de Voltaje

En estado estacionario el balance de la potencia activa de un sistema de generación debe mantenerse constante. De lo contrario, la frecuencia del sistema se verá influenciada. Por otro lado, si existe un desbalance en la potencia reactiva del sistema de generación, éste se verá reflejado en el desbalance del voltaje. Éstos son los problemas más comunes encontrados dentro de un sistema de generación eléctrica y pueden ser solucionados adicionando lazos de control que permitan al sistema volver a las condiciones normales de funcionamiento. Dichos controles principales se explican a continuación.

- Control Automático de Frecuencia².- La estabilidad de la frecuencia es la capacidad que tiene un sistema eléctrico de potencia, para mantener estable la frecuencia dentro de un rango nominal, al ser perturbado por un desequilibrio significativo entre la generación y la demanda. Esta capacidad depende de cómo se recupera el equilibrio entre generación y demanda, mencionado en Chou et al. [40].
- Regulador Automático de Voltaje (AVR).- Según Reguena [41], la estabilidad de tensión, es la capacidad que tiene un sistema eléctrico para mantener estable las tensiones en todos los nudos bajo condiciones normales de operación y después de ser sometido dicho sistema a una perturbación.

Existen además otros lazos de control como el estabilizador de sistemas de potencia³ mencionado por Van-Cutsem [42] y el control automático de generación⁴ mencionado por Mukherjee et. al. [21]. Sin embargo, este trabajo se enfoca en la implementación de un AVR para una máquina conectada a la barra infinita [1]. Por lo tanto, en esta sección definiremos todas las características de los sub-sistemas que lo conforman, dando lugar a la presentación de los dos Modelos utilizados para el generador; Modelo₁⁵ y Modelo₂⁶.

¹Aguila-Camacho et. al. [20] que fue publicado en el año 2012.

²AFC, por sus siglas en inglés Automatic Frequency Control.

³PSS, por sus siglas en inglés Power System Stabilizer.

⁴AGC, por sus siglas en inglés Automatic Generation Control.

⁵Modelo Lineal Completo del Generador.

⁶Modelo Lineal Simplificado del Generador.

2.5.1. Definición de los Sistemas de Generación

La potencia reactiva transmitida a través de una línea tiene un gran impacto en el perfil de tensión. Grandes transmisiones de potencia reactiva causan grandes caídas de tensión y por lo tanto deben ser evitadas. En la actualidad existen algunas alternativas para mantener la tensión generada dentro de los límites establecidos, tales como los mencionados por Andersson et al. [43]. Sin embargo, esta Tesis se enfoca en la implementación de un AVR en los sistemas de generación, siendo ésta una la manera más efectiva de controlar el voltaje en la mayoría de los sistemas de potencia. Según [43] hay varias fuentes y consumidores de potencia reactiva los que se describen a continuación.

- Fuentes
 - Máquinas síncronas sobreexcitadas.
 - Bancos capacitivos.
 - La capacitancia de las líneas aéreas y cables.
- Consumidores
 - Cargas inductivas estáticas.
 - Máquinas síncronas subexcitadas.
 - Motores de inducción.
 - La inductancia de líneas aéreas y cables.

El modelo general que caracteriza a los AVR consta de 4 sub-sistemas, los que serán desarrollados en esta Sub-Sección. Éstos sub-sistemas se encuentran trabajando en serie, con el objetivo de representar la fenomenología electromecánica del sistema AVR y mantener el voltaje en bornes del generador (ΔV_T), dentro de los valores nominales de generación mediante alguna estrategia de control (PID, MRAC, etc.). En la literatura se encuentran 2 grupos de investigadores que utilizan la misma estructura general del AVR, pero con dos modelos distintos para el generador, lo cual hace distinta la simulación y posterior análisis de ambos casos.

2.5.2. Características Generales de los Sistemas AVR

Los generadores a menudo funcionan a tensión constante mediante el uso de un AVR, el cual controla la tensión, mediante el campo electromagnético del sistema de excitación de la máquina. Ésta acción de control hace que el voltaje en bornes sea igual al valor nominal establecido.

Los sistemas AVR se componen de varios sub-sistemas que determinan el comportamiento dinámico. Ellos son; el sistema de amplificación, el sistema de excitación y el sensor, cuyas dinámicas son extraídas de [4, 5, 8, 9, 10, 11, 15, 19]. Por otro lado, la dinámica del generador será analizada de dos formas distintas, tal como se indica más adelante, usando un modelo completo (Modelo₁) y uno simplificado (Modelo₂). A continuación se describe cada sub-sistema.

Generador

Los generadores síncronos forman la fuente principal de energía eléctrica en los sistemas de potencia. Esencialmente, la estabilidad de un sistema de potencia consiste en mantener la operación

síncrona. Por lo tanto, el entendimiento de sus características y la modelación precisa de su comportamiento dinámico, son de fundamental importancia para el estudio de su estabilidad. Según Chapman [44], la máquina síncrona consta de dos elementos esenciales; el campo y la armadura. El embobinado de campo lleva corriente directa, produciendo un campo magnético, el cual induce voltaje alterno en el embobinado de la armadura. Por lo tanto, el campo del estator donde se encuentra la armadura, gira a la misma velocidad que el campo generado por el rotor. Es así, que el eje del rotor debe girar a una velocidad precisa, de tal forma que exista sincronismo en los campos generados (estator y rotor). A estos conceptos añadimos la representación mediante dos modelos que son presentados a continuación.

Modelo de la Máquina Síncrona 1 (Modelo₁)

La modelación y el análisis de la máquina síncrona ha sido siempre gran desafío. El problema fue investigado intensamente entre los años 1920 y 1940 y las ecuaciones fundamentales de las máquinas síncronas fueron desarrolladas por R.H. Park en [45] a finales de la década de 1920.

Estas ecuaciones también se denominan ecuaciones en los ejes $dq0$. La teoría y funcionamiento de las máquinas síncronas ha sido cubierta en un gran número de libros. Dependiendo del grado de detalle utilizado para la modelación de la máquina síncrona y el número de devanados del rotor, el número de variables de estado puede oscilar entre uno y seis. Sin embargo, uno de los modelos utilizados en este trabajo está representado en la Figura 2.3, el cual considera el devanado de campo y las características mecánicas del generador (Ver [1]).

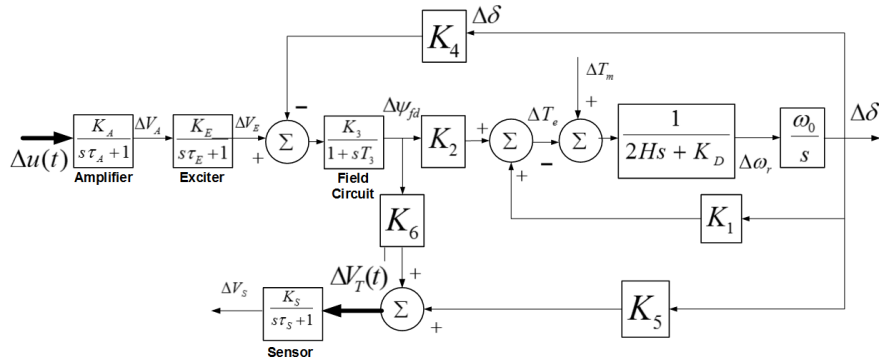


Figura 2.3: Diagrama de bloques del sistema AVR, incluyendo el Modelo₁ del Generador

El sistema AVR de la Figura 2.3 corresponde a un sistema de 6^{to} orden. Sin embargo, en [20] se plantea que la influencia del sensor puede ser ignorada debido a su rápida respuesta. Estas consideraciones hacen que el controlador tenga menos parámetros a ajustar y por ende, también el algoritmo de optimización que se utilice. Por lo tanto, el sistema completo llega a ser de 5^{to} orden y con grado relativo $n^* = 3$. Según Narendra et al. [39], el modelo de referencia $G_m(s)$ debe tener un grado relativo mayor o igual que el grado relativo del sistema y será definido en la Sección 3.

En este marco de ideas, el Modelo₁ ha sido utilizado en la literatura técnica por [20] y [14], en los cuales, los valores para ganancias y constantes de tiempo de la Figura 2.3, son extraídos del libro Kundur [1], cuyos valores numéricos de los parámetros son usados en este estudio; $K_A = 10$, $\tau_A = 0.1[s]$, $K_E = 1$, $\tau_E = 0.5[s]$, $K_1 = 1.591$, $K_2 = 1.5$, $K_3 = 0.333$, $K_4 = 1.8$, $K_5 = -0.12$, $K_6 = 0.3$, $\tau_3 = 1.91[s]H = 3$, $K_D = 0$, $\omega_0 = 377[rad/s]$ y $K_S = 1$, $\tau_S = 0.06[s]$.

Modelo de la Máquina Síncrona 2 (Modelo₂)

Según el libro de Kundur [1] se pueden hacer algunas suposiciones para obtener el modelo simplificado del generador, que considera la relación que existe entre el voltaje terminal y su voltaje de campo.

Suposición 1: Las ecuaciones que definen el comportamiento dinámico de las variables referidas al estator de la máquina, expresadas en voltaje por unidad, están definidas por

$$e_d = p\Psi_d - \Psi_q\omega_r - R_a i_d \quad (2.9)$$

$$e_q = p\Psi_q + \Psi_d\omega_r - R_a i_q \quad (2.10)$$

$$e_0 = p\Psi_0 - R_a i_0 \quad (2.11)$$

donde p corresponde al operador diferencial d/dt . i_d , i_q y i_0 son las corrientes asociadas a cada eje (dq) y a la secuencia cero, según corresponda. Por otro lado, las variables e_d , e_q , e_0 y Ψ_d , Ψ_q , Ψ_0 son las tensiones instantáneas y el flujo magnético del estator en sus ejes directo, de cuadratura y de secuencia cero respectivamente. ω_r corresponde a la velocidad angular del rotor medida en radianes eléctricos/segundo. R_a es la resistencia en la fase a del devanado del estator. Entonces, despreciar los efectos de las variaciones de velocidad en el voltaje del estator es la hipótesis que propone Kundur en [1]. Ésto quiere decir que el valor en por unidad de ω_r es igual a 1.0 en las ecuaciones de tensión del estator (Ecuaciones (2.9), (2.10) y (2.11)). Ésto no quiere decir que la velocidad es constante, si no que suponemos que sus cambios son muy pequeños y no tienen efectos significativos sobre el voltaje en el estator. Tal consideración elimina las variaciones de flujo del estator según los ejes dq ($p\Psi_d = 0$ y $p\Psi_q = 0$) y las ecuaciones de voltaje de cada eje con respecto a neutro se reducen a

$$e_d = -\Psi_q\omega_r - R_a i_d \quad (2.12)$$

$$e_q = \Psi_d\omega_r - R_a i_q \quad (2.13)$$

Suposición 2: El primer objetivo de simplificar el modelo de la máquina síncrona, es despreciar los efectos de amortiguamiento. Ésto hace que las Ecuaciones (2.12) y (2.13) queden tal cual. Sin embargo, las ecuaciones de flujo del estator en por unidad se reducen a:

$$\Psi_d = -L_d i_d + L_{ad} i_{fd} \quad (2.14)$$

$$\Psi_q = -L_q i_q \quad (2.15)$$

$$\Phi_{fd} = -L_{ad} i_d + L_{fd} i_{fd} \quad (2.16)$$

donde L_d y L_q son las inductancias entre el eje d y el eje q con la secuencia cero, respectivamente. L_{ad} corresponde a la inductancia entre la fase a y el eje d del estator. L_{fd} es la inductancia en el

campo. Por otro lado i_{fd} , i_q e i_d son las corrientes de campo del rotor y las corrientes en cada eje respectivamente. A ésto se adiciona la ecuación de voltaje en el rotor, representada a continuación.

$$e_{fd} = p\Psi_{fd} + R_{fd}i_{fd} \quad (2.17)$$

donde Ψ_{fd} , i_{fd} y R_{fd} son el flujo magnético, la corriente y la resistencia correspondientes al rotor. El autor en [1], propone alternativas para la simplificación mostrada en (2.17), y éstas son presentadas a continuación.

Si definimos

$$\begin{aligned} E_I &= L_{ad}i_{fd} = \text{Voltaje proporcional a } i_{fd} \\ E'_q &= \frac{L_{ad}}{L_{fd}}\Psi_{fd} = \text{Voltaje proporcional a } \Psi_{fd} \\ E_{fd} &= \frac{L_{ad}}{R_{fd}}e_{fd} = \text{Voltaje proporcional a } e_{fd} \end{aligned}$$

la Ecuación (2.17) puede ser escrita en términos de estas nuevas variables como se muestra a continuación.

$$pE'_q = \frac{1}{T'_{d0}}(E_{fd} - E_I) \quad (2.18)$$

donde $T'_{d0} = \frac{L_{ad}+L_{fd}+L_{pl}}{R_{fd}} = \tau_G$ y L_{pl} es la inductancia en serie que corresponde a la fuga periférica del flujo que vincula el campo con el amortiguador, pero no con la armadura.

Finalmente, el estator es definido como un amplificador constante de voltaje ya que no existen variaciones de flujo y el modelo del generador simplificado queda como una ecuación diferencial asociada a las características eléctricas de la máquina. Éste Modelo₂ es comúnmente utilizado en la literatura técnica, sin embargo la Ecuación (2.18) es escrita como (2.19), el cual es empleado por [22] y [46], donde la ganancia $K_G = 0.7$ y la constante de tiempo $\tau_G = 1[s]$ son extraídos de [4]. La Figura 2.4 representa el sistema resultante del proceso de simplificado. Considerando para el generador una función de transferencia

$$G_g(s) = \frac{K_G}{1 + \tau_G s} = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_E}. \quad (2.19)$$

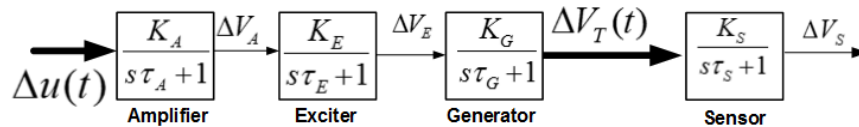


Figura 2.4: Diagrama general del AVR utilizando el modelo lineal simplificado del generador

Amplificador

El modelo del amplificador está representado por la ganancia K_A y una constante de tiempo τ_A , cuya función de transferencia es

$$G_a(s) = \frac{K_A}{1 + \tau_A s} = \frac{\Delta V_A}{\Delta u} \quad (2.20)$$

Sistema de Excitación

La función principal del sistema de excitación es suministrar energía en forma de voltaje y corriente directa al campo del generador, creando así el campo magnético. Además, el sistema de excitación comprende el equipo de control y protección, que regula la producción eléctrica del generador.

Existen varios tipos de sistemas de excitación [43], los cuales son descritos a continuación.

- **Sistema de excitación de corriente directa.-** El excitador es un generador de corriente continua y en muchos casos utiliza como primer mover (fuente motriz capaz de hacer girar un rotor) el mismo eje del rotor del generador.
- **Sistema de excitación de corriente alterna.-** El excitador es un generador de corriente alterna con un sistema electrónico de rectificación.
- **Sistema de excitación estático.-** La corriente de excitación es proporcionada por un rectificador, alimentado ya sea por los terminales del mismo generador o por una planta de generación auxiliar, que en la mayoría de los casos es un banco de baterías. En éste último caso, el banco de baterías es cargado con el voltaje de línea.

Está claro que el modelo del excitador depende de su tipo, sin embargo en esta Tesis utilizamos el modelo correspondiente a un sistema de excitación de corriente directa mencionado por Tang et. al. [15] el cual es representado por la siguiente función de transferencia.

$$G_e(s) = \frac{K_E}{1 + \tau_E s} = \frac{\Delta V_E}{\Delta V_A} \quad (2.21)$$

Sensor

El objetivo principal del sensor es llevar los voltajes medidos en bornes del generador, $\Delta V_T(t)$, a niveles que puedan ser comparados con el voltaje de referencia $\Delta V_r(t)$ suministrado por el operador. Ésta operación puede ser representada por una función de transferencia de primer orden y está definida por

$$G_s(s) = \frac{K_S}{1 + \tau_S s} = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_T}. \quad (2.22)$$

2.6. Algoritmos de Optimización

En esta sección se presentan los conceptos básicos asociados a los algoritmos utilizados en este trabajo, para realizar la minimización de las funciones objetivo planteadas en la Sección 3.

2.6.1. Particle Swarm Optimization (PSO)

PSO es una técnica de optimización global heurística [47]. Esta técnica permite resolver problemas de optimización mediante el uso de grupos o enjambres de partículas, las cuales simulan virtualmente el comportamiento de grupos sociales existentes en la naturaleza (bandadas,

muchedumbres, etc.), en su proceso de búsqueda de algún beneficio en común [48]. Además, el método ha mostrado mejoras en la minimización de la función criterio, en especial, cuando ésta tiene características no lineales, es no diferenciable, posee múltiples óptimos y es de alta dimensionalidad [14].

En cuanto a la aplicación de la estrategia PSO al control adaptable basado en modelos de error, sólo fueron encontradas un par aplicaciones. Coelho et al.[49] y dos Santos-Coelho et al. [50], proponen el control adaptable por modelo libre⁷, para regulación y no realizan comparaciones con otros métodos, mostrando convergencia del error de seguimiento mediante resultados por simulación. Sin embargo, no se encontraron aplicaciones de PSO para el caso de MRAC. Además, existen dos publicaciones adicionales, [51] y [52], que analizan el control adaptable inverso, aplicación en la cual se utiliza PSO para optimizar fuera de línea una red neuronal que hace las veces de controlador adaptable. En resumen, en cuanto a PSO se refiere, estos últimos dos trabajos no son más que una aplicación de PSO al entrenamiento de una red neuronal y además off-line.

Según Chatterje et al. [22], el método ha demostrado mejoras en el proceso de búsqueda debido al principio de colaboración grupal que caracteriza al PSO, en especial, cuando la función objetivo tiene características singulares (no linealidad, existencia de varios óptimos y alta dimensionalidad). En este marco de ideas, se define a los individuos que componen a una potencial solución como partículas que evolucionan iterativamente según distintas estrategias, operadores y elementos relacionados con el movimiento en un espacio λ -dimensional (donde λ es el número de incógnitas de la función a optimizar), con el objetivo de encontrar la mejor solución global posible.

Como la esencia de PSO es simular el movimiento de partículas en un espacio multidimensional, se requiere entonces de un conjunto de fórmulas para actualizar la velocidad y la posición de cada partícula, dentro del espacio de búsqueda. Cada partícula tiene una posición representada por una matriz $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{i\lambda})$ y una velocidad representada por la matriz $V_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{i\lambda})$ donde $\lambda \in \{1, 2, 3, \dots, d\}$ y d es la dimensión del espacio de búsqueda. Tal como ya se mencionó, cada partícula no sólo recuerda su mejor posición $P_i = (p_{i1}, p_{i2}, p_{i3}, \dots, p_{i\lambda})$, donde $i \in \{1, 2, 3, \dots, s\}$ es el índice perteneciente a cada partícula y s es el numero total de partículas, sino que también, la mejor posición global de todo el conjunto de partículas, el cual es almacenado en el vector $P_g = (p_1, p_2, p_3, \dots, p_s)$. En el algoritmo básico de PSO, la velocidad y posición de las partículas evolucionan por medio de las siguientes ecuaciones.

$$v_{id}^{(t+1)} = w_{iter}v_{id}^{(t)} + c_1r_1^{(t)}(p_{id}^{(t)} - x_{id}^{(t)}) + c_2r_2^{(t)}(p_{gd}^{(t)} - x_{id}^{(t)}) \quad (2.23)$$

$$x_{id}^{(t+1)} = x_{id}^{(t)} + v_{id}^{(t+1)} \quad (2.24)$$

Según Shi y Eberhart [53], w_{iter} representa el factor de inercia que está directamente vinculado a las características de exploración y explotación que posee el algoritmo. Cuando todas las partículas son distribuidas uniformemente cubriendo todo el espacio de búsqueda se habla de exploración, la cual es dada gracias al valor máximo de w_{iter} (w_{max}). Por otro lado, la explotación se refiere a la búsqueda minuciosa en la periferia de algún posible óptimo (local o global). Esta característica de explotación está dada cuando w_{iter} es mínima (w_{min}) del espacio de búsqueda, el cual, decrece según avancen las iteraciones de acuerdo a la siguiente regla

⁷MFAC, por sus siglas en inglés Model Free Adaptive Control.

$$w_{iter} = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \cdot iter \quad (2.25)$$

donde $iter_{max}$ representa el número máximo de iteraciones permitido para el algoritmo de búsqueda. c_1 y c_2 corresponden a las constantes cognitiva y social, respectivamente definidas en (2.23), las cuales influyen en la velocidad de convergencia de cada partícula. r_1 y r_2 son variables que proveen un ambiente estocástico para el algoritmo, con distribución uniforme en el intervalo $[0, 1]$ ($r_1, r_2 \sim U[0, 1]$). A su vez, estas variables permiten que las partículas no se estanquen en algún óptimo local.

PSO es un algoritmo iterativo y evoluciona de acuerdo al siguiente esquema.

1.- Determine las entradas del algoritmo, es decir, las matrices de posición X ($X \in \mathfrak{R}^{s \times d}$) y velocidad V ($V \in \mathfrak{R}^{s \times d}$).

2.- Defina la mejores posiciones individuales P_i y la mejor posición global P_g como

$$P_g = argmin\{OF(P_i)\} \quad (2.26)$$

y OF es la función objetivo definida en la Sección 3.2.

3.- Actualice la iteración $t \rightarrow t + 1$ y las velocidades de las partículas utilizando (2.23).

4.- Actualice las posiciones de cada partícula utilizando (2.24).

5.- Actualice P_i como sigue:

$$\{P_i = argmin\{OF(x_i), OF(p_i)\}\}_{i=1}^s \quad (2.27)$$

6.- Actualice P_g usando la Ecuación (2.26).

7.- Vuelva al Paso 3 hasta que el criterio de término se haya cumplido.

El algoritmo anterior fue extraído de [48] y sus parámetros serán definidos en la Sección 3.4, para posteriormente ocuparlo como uno de los métodos en el proceso de optimización de las ganancias y órdenes de derivación de las leyes de ajuste del FOMRAC propuestos en este trabajo.

2.6.2. Sequential Quadratic Programming (SQP)

En los últimos 15 años, un progreso considerable en el desarrollo del propósito general de la técnica de optimización SQP fue reportada en la literatura [54, 55]. Éste método considera la optimización no lineal a gran escala, el cual es muy eficiente, factible y puede ser aplicado a grandes problemas que consideran restricciones lineales y no lineales. El método requiere muy pocas evaluaciones de las funciones objetivo y converge a una solución, dependiendo de las condiciones iniciales del problema.

En general el problema de optimización de una función no lineal, sujeta a restricciones, puede

ser descrito de la siguiente manera.

$$\begin{aligned} & \underset{x \in R^n}{\text{minimizar}} && OF(x) \\ & \text{sujeto a} && b_l \leq \begin{Bmatrix} x \\ Ax \\ c(x) \end{Bmatrix} \leq b_u \end{aligned} \quad (2.28)$$

donde $OF(x)$ es la función objetivo a minimizar, c es un vector que define las restricciones no lineales. A es una matriz constante que define los parámetros de las restricciones lineales, b_l y b_u son vectores que definen las cuotas superiores e inferiores de cada restricción, respectivamente. La idea básica de SQP es resolver el problema a partir de una solución aproximada dada x^k mediante la formulación de un Subproblema de Programación Cuadrática, para después, utilizar este problema para construir la mejor aproximación en x^{k+1} . Éste proceso es iterado de modo tal que la solución esperada converja a una solución optima x^* [56]. Según Boggs [56], la elección correcta de el subproblema puede hacer que el método de SQP sea visto como el método de Newton, con rápida convergencia. Sin embargo, la presencia de restricciones hace que ambos análisis sean significativamente distintos. Adicionalmente, el método posee dos características a ser tomadas en cuenta.

- SQP no es un método de punto factible, es decir, que la condición inicial o algún punto subsecuente no estarán necesariamente dentro del espacio factible de solución (Un punto factible es aquel que satisface todas las restricciones asociadas a la función OF).
- El éxito del método SQP, depende de la existencia de un rápido y preciso algoritmo para resolver funciones cuadráticas.

El método de SQP introduce conceptos de Gradiente ($\nabla OF(x)$) y Hessiano de la función OF definido por

$$HOF(x)_{i,j} = \frac{\partial^2 OF(x)}{\partial x_i \partial x_j}. \quad (2.29)$$

Dentro del programa de simulación MatLab, utilizaremos la función *fmincon*, el cual es configurado para utilizar implícitamente el método SQP. Para más detalles del proceso específico de implementación del algoritmo, se sugiere al lector revisar la referencia [57] proporcionada por MatLab de MathWorks.

2.6.3. Genetic Algorithms (GA)

GA es un método que sirve para resolver problemas de optimización, tanto con restricciones como sin restricciones y se basa en el concepto de selección natural [58] que da origen a la evolución biológica. La teoría tradicional de GA referenciado en [59] supone de manera general que GA trabaja descubriendo, enfatizando y recombinando buenos “bloques de construcción” para alcanzar la mejor solución de algún problema en cuestión.

Los GA modifican repetidamente una población de posibles soluciones individuales. En cada paso, el algoritmo genético selecciona individuos al azar de la población actual y los denomina “padres” los cuales son utilizados para producir los “hijos” de la próxima generación. Después de varias generaciones, la población “evoluciona” hacia una solución óptima. Estos algoritmos pueden ser aplicados para resolver una variedad de problemas de optimización que no son muy adecuados

para los algoritmos de optimización estándar, incluyendo problemas en los que la función objetivo posee características de no linealidad, discontinuidad, no diferenciabilidad e incluso aleatoriedad.

Un algoritmo genético trabaja de la siguiente manera [60];

- 1.- Comience con una población de cromosomas generada al azar, éstas son las soluciones candidatas del problema.
- 2.- Evalúe la función criterio ($OF_1(x)$ u $OF_2(x)$ de (3.1) y (3.2) respectivamente) de cada cromosoma de la población.
- 3.- Repita las siguientes reglas hasta generar la siguiente población.
 - a.- Las Reglas de Selección se encargan de elegir a los individuos de la actual generación, llamados padres, que contribuyen a generar la población de la próxima generación.
 - b.- Las Reglas de Crossover (cruzamiento) combinan dos padres para formar los descendientes de la próxima generación con probabilidad p_c (probabilidad de Crossover).
 - c.- las Reglas de Mutación se aplican para producir cambios al azar a los descendientes individuales con probabilidad p_m (probabilidad de Mutación). Éstos son hijos con nuevas características.
- 4.- Reemplace la población actual (Padres) con la nueva población (Descendientes).
- 5.- Vuelva al paso 2 hasta que el criterio de término se haya cumplido.

Para obtener conceptos más detallados sobre los pasos específicos que sigue el GA en su implementación, se puede revisar la referencia [61] proporcionado por MatLab de MathWorks.

Capítulo 3

Definición de Casos de Estudio y Condiciones de Optimización

En este capítulo se definen los parámetros, condiciones y restricciones del proceso de control y optimización para cumplir con los objetivos de control. Además se detallan los parámetros de dos modelos dinámicos del generador (Modelo₁ y Modelo₂) que dan origen a los tres casos de estudio analizados en este documento.

3.1. MRAC como Problema de Optimización

En el estado del arte descrito en la Sección 1.2, se observa que muchos de los problemas de ajuste y sintonización de parámetros de un controlador se realiza de manera más eficiente cuando se utilizan algoritmos de optimización, comparado con los métodos analíticos establecidos en la misma literatura técnica. Por otro lado, el MRAC definido en la Sección 2.3 proporciona la acción de control definida como

$$u(t) = \theta(t)^T \omega(t)$$

donde: $\theta(t)^T = [k(t) \theta_1^T(t) \theta_0(t) \theta_2^T(t)] \in \mathfrak{R}^{2n}$ es el vector de parámetros que se ajustan adaptativamente según el error generado por $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$ o tal como se definió alternativamente a $e_1(t) = \Delta V_T(t) - \Delta V_M(t)$ y $u(t) = \Delta u(t)$ (Ver Figura 2.1). Por su parte, $\omega(t) = [r(t) \omega_1^T(t) y_p(t) \omega_2^T(t)] \in \mathfrak{R}^{2n}$ es el vector de información que considera todas las señales correspondientes al sistema de control. Entonces, la pregunta es: ¿Qué parámetros del controlador se podrían ajustar mediante los algoritmos de optimización? La respuesta surge del desconocimiento de las ganancias y órdenes de derivación óptimas de las leyes de ajuste definidas como

$${}^C D^{\alpha_i} \theta_i(t) = -\gamma_i \frac{\epsilon(t) \bar{\omega}(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)}, i = 1, 2, 3, \dots, 2n.$$

$${}^C D^{\alpha_{2n+1}} k_1(t) = -\gamma_{2n+1} \frac{\epsilon(t) e_2(t)}{1 + \bar{\omega}(t) \bar{\omega}^T(t)}$$

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2n+1}]$$

$$\gamma = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{2n+1}]$$

cuyas características fueron definidas en la Sección 2.4. En base a las leyes de ajuste del controlador IOMRAC ($\alpha_i = 1, i = 1, 2, 3, \dots, 2n + 1$) la convergencia a cero del error $e_1(t)$ está garantizada cuya

demostración está desarrollada en [39]. Sin embargo, no se conoce el tiempo o la velocidad a la que éste converge, ya que el tiempo de establecimiento de $e_1(t)$ puede variar según los factores de ganancia aplicados a cada ley de ajuste. Entonces, combinando ambas técnicas, es decir; los algoritmos de optimización y el control adaptable, podemos obtener un set de los mejores parámetros para cada ley de ajuste y así poder lograr menores tiempo de convergencia.

En este marco de ideas, nace el concepto de MRAC Optimizado basado en la minimización de una función criterio previamente definida, donde el número de parámetros a optimizar para el caso entero o IOMRAC será la mitad del caso fraccionario o FOMRAC. Éste mayor número de parámetros a optimizar para el controlador FOMRAC permite obtener ciertas ventajas, las que se discutirán en el Capítulo 4 para cada controlador, a partir de simulaciones e índices rendimiento.

3.2. Definición de las Funciones Objetivo

Las funciones de costo son muy utilizadas en la literatura, debido a que consideran en su estructura diferentes parámetros o índices a minimizar o maximizar, según sea el caso. Además, contempla restricciones en cuanto al espacio de búsqueda λ -dimensional. En este contexto se consideran dos funciones objetivo (OF_i donde $i = 1, 2$), las cuales fueron extraídas de la literatura técnica con fines de comparación.

3.2.1. Función Objetivo 1 (OF_1)

Con el fin de cuantificar el mejor rendimiento del controlador y basado en [14] y [20], entre otros, la primera función objetivo para nuestro estudio será llamada OF_1 y se muestra a continuación.

$$OF_1 = w_1 O_s + w_2 t_s + w_3 E_{ss} + w_4 \int_0^t |e_c(t)| dt + w_5 \int_0^t u^2(t) dt \quad (3.1)$$

donde O_s es el parámetro asociado al sobre-paso de la respuesta al escalón del sistema bajo control, t_s es el tiempo de establecimiento, E_{ss} es el error en estado estacionario, $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ es el error de control (diferente al error de seguimiento del controlador adaptable $e_1(t)$, definido en la Sección 2.4) y $u(t)$ corresponde a la acción de control generada por el MRAC. Los factores de peso w_i son aquellos que establecen la ponderación de cada índice dentro de la función objetivo. Es decir, asignan niveles de importancia dentro del proceso de optimización. Según la literatura, fijar estos parámetros sigue un proceso heurístico que depende del problema, ya que es necesario conocer las escalas en las cuales se mueve cada variable definida en la función de costo.

Cabe destacar que los valores de cada w_i con $i = 1, \dots, 5$ fueron extraídos de [20] para fines de comparación y adoptan los valores de $w_1 = w_2 = w_4 = 1$, $w_3 = 1000$ y $w_5 = 7$.

Para considerar la evaluación de los índices de rendimiento alternativos definidos en la Sub-Sección 3.2.2, el cuarto y el quinto término de OF_1 consideran el tiempo final de integración $t = 100[s]$. Los componentes del vector de ganancias (γ) y órdenes de las leyes de ajuste (α) están sujetas a las restricciones $0 < \alpha_i \leq 2$ y $0 < \gamma_i \leq 100$, para $i = 1, 2, 3, \dots, 2n + 1$.

3.2.2. Función Objetivo 2 (OF_2)

Desde el punto de vista de los sistemas eléctricos de potencia, Chatterjee et al. [22] y Mukherjee et al. [46, 21] definieron la función objetivo como se indica en (3.2). La principal variable a minimizar es O_s , por ello su factor de ponderación se fija como $w_1 = 10000$. t_s corresponde al tiempo de establecimiento y $\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right)$ es el valor máximo de la derivada de la señal de voltaje medida en bornes del generador, el cual, minimiza de manera implícita el tiempo de crecimiento t_r de $\Delta V_T(t)$. Los factores de ponderación de OF_2 son $w_2 = 1$ y $w_3 = 0.001$ y corresponden a los reportados en [22], escogidos así con fines de comparación.

$$OF_2 = (w_1 O_s)^2 + w_2 t_s^2 + \frac{w_3}{\left(\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right)\right)^2} \quad (3.2)$$

Al igual que el caso de OF_1 , las componentes del vector de ganancias $\gamma \in \mathfrak{R}^{2n+1}$ y órdenes de las leyes de ajuste $\alpha \in \mathfrak{R}^{2n+1}$, se restringen a los rangos $0 < \alpha_i \leq 2$ y $0 < \gamma_i \leq 9 \times 10^8$, para $i = 1, 2, 3, \dots, 2n + 1$.

Es importante considerar la cualidad de esta función objetivo, ya que no sólo considera la minimización de dos variables (O_s y t_s) si no también; la maximización de otra ($\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right)$), donde cada término es elevado al cuadrado para evitar valores negativos de la OF_2 .

3.2.3. Índice de Comportamiento Adicionales

Cabe destacar que adicionalmente se consideraron algunos índices clásicos de rendimiento, propuestos para determinar la eficiencia de cada controlador. Estos índices son reportados en [11], donde la integral del tiempo por del valor absoluto del error¹, la integral del valor absoluto², la integral del tiempo por el cuadrado del error³ y la integral del cuadrado del error⁴ son tomados en cuenta como una alternativa a OF_1 y OF_2 para validar los resultados obtenidos para cada caso de estudio.

3.3. Definición de los Parámetros del Sistema y del MRAC

En la Sección 2.4, particularmente en la Tabla 2.1, se presentaron de manera general todos los parámetros de la planta y del modelo de referencia, así como también todas las constantes asociadas a las señales auxiliares del controlador MRAC. En esta Sección definiremos las condiciones de trabajo de cada controlador de forma independiente, que en conjunto con el modelo del generador a utilizar, producen los casos de estudio descritos en la Sección 3.4 y analizados en el Capítulo 4.

3.3.1. Modelo 1 del Generador (Modelo₁)

Como se hizo mención en la Sección 2.5.2, el primer modelo utilizado en este estudio corresponde al indicado en la Figura 2.3, donde los parámetros escogidos son: $K_A = 10$, $\tau_A = 0.1[s]$, $K_E = 1$, $\tau_E =$

¹ITAE, por sus siglas en en inglés Integral of the Time-weighted-Absolute Error.

²IAE, por sus siglas en en inglés Integral of the Absolute Error.

³ITSE, por sus siglas en en inglés Integral of the Time-weighted Squared Error.

⁴ISE, por sus siglas en en inglés Integral of the Squared Error.

$0.5[s]$, $K_1 = 1.591$, $K_2 = 1.5$, $K_3 = 0.333$, $K_4 = 1.8$, $K_5 = -0.12$, $K_6 = 0.3$, $\tau_3 = 1.91[s]$, $H = 3$, $K_D = 0$, $\omega_0 = 377[rad/s]$ y $K_S = 1$, $\tau_S = 0.06[s]$, los cuales fueron extraídos de [1].

Tal como se indicó en la Sección 2.5.2, el sistema AVR de la Figura 2.3, considerando el Modelo₁ del generador, resulta ser un modelo de 6^{to} orden, que según [20] la influencia del sensor puede ser despreciada generando una planta de 5^{to} orden y con grado relativo $n^* = 3$. Según Narendra et al. [39], el modelo de referencia $G_m(s)$ debe tener un grado relativo mayor o igual que el grado relativo del sistema. En este caso de estudio utilizaremos el modelo de referencia representado por (3.4) el cual es extraído de [20].

En cuanto a los parámetros de las señales auxiliares y de la planta (Ver Tabla 2.1) para esta etapa denominada como Caso de Estudio 1, se utilizan los siguientes parámetros. $b_2 = 5.994$, $b_1 = 0$, $b_0 = 825.2$, $a_5 = 0.573$, $a_4 = 7.176$, $a_3 = 72.36$, $a_2 = 706.6$, $a_1 = 1302$, $a_0 = 260.8$, para la planta $G_{p1}(s)$ definida en la Tabla 2.1.

$$G_{p1} = \frac{5.994s^2 + 825.2}{0.573s^5 + 7.176s^4 + 72.36s^3 + 706.6s^2 + 1302s + 260.8} = \frac{\Delta V_T(t)}{\Delta r(t)} \quad (3.3)$$

Los parámetros correspondientes al modelo de referencia $G_m(s)$ son $k_m = 1.2$, $m_3 = 1$, $m_2 = 5.2$, $m_1 = 7$, $m_0 = 1.2$. Finalmente los parámetros para generar las señales auxiliares w_1 y w_2 son $Diag(\Lambda) = [-1 \ -2 \ -3 \ -4]$, $l = [-1 \ 1 \ 3 \ 4]^T$. Ésta primera aplicación, considera la optimización de 11 parámetros para el caso del controlador IOMRAC y de 22 parámetros para el caso del controlador FOMRAC. Además, estos parámetros fueron extraídos de [20] con fines de comparación.

$$G_{m1} = \frac{1.2}{s^3 + 5.2s^2 + 7s + 1.2} = \frac{\Delta V_M(t)}{\Delta r(t)} \quad (3.4)$$

Es importante notar que con el fin de comparar diferentes técnicas de control y estrategias de optimización estudiadas, ajustaremos los parámetros del controlador MRAC, considerando como entrada un escalón unitario $\Delta r(t) = 1[pu]$.

3.3.2. Modelo 2 del Generador (Modelo₂)

El modelo del generador utilizado en este caso, corresponde al mostrado en la Figura 2.4, donde los parámetros toman los valores de $K_A = 10$, $K_E = 1$, $K_G = 0.7$, $K_S = 1$, $\tau_A = 0.1[s]$, $\tau_E = 0.4[s]$, $\tau_G = 1[s]$ y $\tau_S = 0.01[s]$. La función de transferencia resultante que relaciona el voltaje medido por el sensor $\Delta V_S(t)$ y el voltaje de referencia $\Delta r(t)$ está definida de la siguiente manera.

$$G_{p2} = \frac{7}{0.0004s^4 + 0.0454s^3 + 0.555s^2 + 1.51s + 1} = \frac{\Delta V_S(t)}{\Delta r(t)} \quad (3.5)$$

Por otro lado, se sabe que el modelo de referencia debe ser elegido en base a algún conocimiento a priori del sistema, ésto quiere decir, una suave respuesta al paso y un mínimo sobre-paso y tiempo de establecimiento tomando en cuenta que se trata de un sistema de generación eléctrica. Por lo tanto, el modelo de referencia para este caso de estudio, fue elegido como un sistema de 4^{to} orden, considerando el grado relativo del Modelo₂ ($n^* = 4$). Además, el modelo de referencia elegido tiene ganancia unitaria y sus parámetros son (ver Tabla 2.1) $k_m = 630$, $m_4 = 1$, $m_3 = 21$, $m_2 = 159.8$,

$m_1 = 524.8$ y $m_0 = 630$, cuyo análisis será presentado en el Capítulo 4.

$$G_{m2} = \frac{630}{s^4 + 21s^3 + 159.8s^2 + 524.8s + 630} = \frac{\Delta V_M(t)}{\Delta r(t)} \quad (3.6)$$

Considerando que el Modelo₂, representa sólo la parte eléctrica del generador, éste es una simplificación del Modelo₁. Según [39] el número de parámetros a ajustar dentro del control adaptable, tiene relación con el orden del sistema. Para este segundo caso de estudio, el sistema AVR simplificado resulta ser es un modelo de 4to orden (ver Figura 2.4), lo que significa el ajuste de 9 parámetros ($2n + 1$ donde n es el orden del sistema) para el caso de un usar un esquema IOMRAC y 18 parámetros en el caso de usar un esquema FOMRAC. Sin embargo, tal como en el Modelo₁ y según [20], se puede despreciar el efecto del sensor por ser un sub-sistema de respuesta rápida. Tomando en cuenta ésta consideración, el sistema de este Modelo₂, queda como un modelo de 3er. orden, lo cual significa el ajuste de 7 parámetros en el caso de usar IOMRAC y es definida a continuación.

$$G_{p2a} = \frac{7}{0.04s^3 + 0.54s^2 + 1.5s + 1} = \frac{\Delta V_T(t)}{\Delta r(t)} \quad (3.7)$$

Por otro lado, la simplificación realizada para el generador [1] no tendría efecto si se implementa una técnica de control con muchos parámetros a ajustar (14 para es caso de utilizar un esquema FOMRAC). Es decir, si se simplificó al sistema, también debemos definir algunos criterios para simplificar el número de parámetros a ajustar de los esquemas IOMRAC y FOMRAC. En ese marco de ideas, se procede a analizar las respuesta al escalón unitario de la planta de 3er. orden (Ver Ecuación 3.7). De la cual se notó que este sistema tiene un comportamiento similar a uno de 2do. orden. Después de tales suposiciones, el controlador comprende a 5 parámetros a ajustar para el caso de utilizar el esquema IOMRAC y de 10 parámetros para el caso del esquema FORMRAC.

Las señales auxiliares w_1 y w_2 de la Tabla 2.1 para este Modelo₂ son $Diag(\Lambda) = [-20]$, $l = [1]^T$. Este segundo enfoque, considera la optimización de 5 y 10 parámetros (5 ganancias adaptativas, 5 ordenes de las leyes de ajuste) correspondientes al controlador IOMRAC y a los parámetros del controlador FOMRAC, respectivamente.

Es muy importante notar que no existen referencias en la literatura técnica, del control adaptable aplicado a los sistemas AVR simplificado (ver Figura 2.4) cuando $\Delta r(t) = 0.01[pu]$. Algunos trabajos reportados en [21, 22, 62], muestran este Modelo₂ utilizando PID como estrategia de control, cuyas ganancias (Proporcional, Integrativa y Derivativa) son ajustadas siguiendo distintas técnicas de optimización y utilizando la misma referencia o $\Delta r(t) = 0.01[pu]$. Por lo tanto, con el fin de comparar resultados encontrados por otros autores en la literatura técnica, con respecto a los resultados encontrados en este estudio, sintonizaremos todas las ganancias de las leyes de ajuste del IOMRAC y FOMRAC considerando como voltaje de referencia de este Modelo₂ a $\Delta r(t) = 0.01[pu]$.

3.4. Definición de los Parámetros de los Algoritmos de Optimización y de los Casos de Estudio

En esta sección, se definen los parámetros de los tres algoritmos de optimización utilizados en cada caso de estudio propuestos en este trabajo, cuyos parámetros se mantendrán fijos durante el

proceso de búsqueda del mínimo de cada función objetivo (OF_1 y OF_2 definidos en la Sección 3.2) sujetas a sus respectivas restricciones.

Para el Caso de Estudio 1, todos los algoritmos de optimización (GA, SQP y PSO) consideran cotas inferiores $LB_1^5 = 0.1$, $LB_2 = 0.001$ y cotas superiores $UB_1^6 = 100$, $UB_2 = 2$ para cada una de las ganancias adaptables y las ordenes de derivación de las leyes de ajuste, respectivamente. Por otro lado, para el caso fraccionario, el orden de aproximación utilizado por MatLab para aproximar la derivada fraccionaria, correspondiente a (2.5) fue escogido como $N = 10$.

En particular, para el método PSO, los parámetros utilizados en este estudio corresponden a aquellos definidos en [22] son los siguientes:

- La población inicial no puede ser elegida como en la literatura, ya que en nuestro caso se optimizan hasta el triple de parámetros. Como el número de individuos iniciales es particular para cada problema, en nuestro estudio se define 150 partículas para el proceso de búsqueda.
- El factor de inercia variable se escogió como $w_{max} = 1.9$ y $w_{min} = 0.4$.
- Las constantes de aceleración fueron elegidas como $c_1 = 2$ y $c_2 = 2$.
- El número máximo de iteraciones se fijó como $iter_{max} = 1000$.

Para el método GA, consideramos los parámetros por defecto de la función *ga* de MatLab. Adicionalmente, el cromosoma a evolucionar está conformado por el vector de ganancias y los órdenes de derivación de las leyes de ajuste del FOMRAC. El cromosoma inicial tiene una distribución uniforme en los intervalos $[LB_1; UB_1]$ para cada γ_i y $[LB_2; UB_2]$ para cada α_i donde $i = 1, 2, 3, \dots, 2n + 1$. Se considera además un número máximo de iteraciones $iter_{max} = 100$.

Para el método SQP, consideramos los parámetros por defecto de la función *fmincon* de MatLab. Adicionalmente, las condiciones iniciales para los parámetros son uniformemente distribuidos en los intervalos $[LB_1; UB_1]$ para γ_i y $[LB_2; UB_2]$ para α_i .

Los parámetros utilizados en el Caso de Estudio 2 y 3, que serán analizados en el Capítulo 4, tienen las mismas características que los parámetros de los algoritmos utilizados en el Caso de Estudio 1. Sin embargo, para realizar comparaciones con los trabajos reportados en la literatura técnica, el tiempo de optimización utilizado para el Caso de Estudio 1 es $t = 100[s]$ y $t = 10[s]$ para los Casos de Estudio 2 y 3. Por otro lado, las condiciones iniciales de cada población (para el método PSO y SQP) o cromosoma (para el método GA) a evolucionar son uniformemente distribuidos en los intervalos $[1; 9 \times 10^8]$ para cada γ_i y $[0; 2]$ para cada α_i , ésto para los Casos de Estudio 2 y 3.

Todos los modelos presentados en la Sección 3.3 (Modelo₁ y Modelo₂) fueron diseñados para análisis en pequeña señal. Además, son modelos que se utilizan para el estudio de sistemas AVR en estado estacionario. Bajo estas dos premisas, las condiciones iniciales correspondientes a cada planta es $\Delta V_T(0) = 0$ y por consecuencia la condición inicial para el modelo de referencia es $\Delta V_M(0) = 0$, lo cual quiere decir que el sistema AVR en estado estacionario está trabajando a tensión nominal. Siguiendo tales suposiciones, las señales auxiliares y las leyes de ajuste adaptables consideran el origen como sus condiciones iniciales. Una vez definidas todas las características de las funciones objetivo (OF_1 y OF_2), los modelos a utilizar (Modelo₁ y Modelo₂), los parámetros asociados a cada algoritmo de optimización (GA, SQP y PSO) y los tres casos de estudio (Caso de Estudio 1, 2 y 3) se procederá a realizar las simulaciones correspondientes y posterior análisis de los resultados, los cuales son presentados en el Capítulo 4.

⁵LB, por sus siglas en inglés Lower Bound.

⁶UB, por sus siglas en inglés Upper Bound.

Capítulo 4

Casos de Estudio y Análisis Comparativo de los Resultados

A partir de los aspectos de diseño desarrollados en el Capítulo 3, en este capítulo se presentan los resultados correspondientes a las estrategias propuestas, las cuales serán comparadas con los resultados encontrados en la literatura técnica. Muchas simulaciones fueron realizadas considerando los tres algoritmos de optimización, sin embargo por razones de espacio sólo los mejores resultados serán presentados y analizados en este capítulo. Inicialmente se realiza la etapa de entrenamiento o sintonización de las ganancias de las leyes de ajuste del controlador de orden entero (IOMRAC). A continuación, se procedió a sintonizar las ganancias y órdenes de derivación de las leyes de ajuste de las estrategias de control de orden fraccionario (FOMRAC), haciendo uso de los mismos algoritmos optimizadores (GA, SQP y PSO presentados en la Sección 3.4) que permitieron obtener el mejor mínimo (evaluación de OF_1 y OF_2) para el caso de los controladores de orden entero. Además, para cada caso de estudio se considera un distinto intervalo de tiempo definido con fines de comparación. Con los parámetros ya entrenados a partir de la minimización de las funciones objetivo (OF_1 y OF_2), se procede con las pruebas para evaluar el comportamiento de cada estrategia de control. Es decir, se evalúa el rendimiento del sistema bajo control frente a cambios en la referencia y variaciones en los parámetros del sistema AVR. En ese sentido, las mejoras presentadas en este capítulo son definidas en términos porcentuales (tanto por ciento %), tomando como base el valor encontrado en la literatura (Ver Ecuación 4.1). Por ejemplo, si en esta Tesis se obtiene un $t_s = 10[s]$ para alguna técnica de control A y en la literatura se reporta un $t_s = 40[s]$ para la técnica de control B , ésto significa que el t_s de A es 75% menor que el t_s de B reportado en la literatura.

$$Mejora_A[\%] = 100 - \frac{V_T * 100}{V_L} \quad (4.1)$$

donde V_T es el valor de algún índice obtenido por la técnica de control presentada en esta Tesis y V_L es el valor del mismo índice obtenido de la literatura técnica.

Además, el análisis de este Capítulo se divide en los tres casos de estudio definidos en el Capítulo 3. Por otro lado, cabe mencionar que todas las simulaciones, fueron realizadas bajo la misma plataforma de simulación MATLAB Version 8.1.0.604 (R2013a).

4.1. Caso de Estudio 1

Los resultados mostrados en esta Sección, corresponden a las simulaciones realizadas usando el sistema AVR con el Modelo₁ para el generador (ver Figura 2.3) que corresponde al modelo lineal completo del generador en conjunto con la OF_1 (ver Ecuación 3.1). Cabe mencionar que en este caso las variaciones de referencia $\Delta r(t)$ se realizan en torno al valor 100 % del nominal o bien 1 en $[pu]$. Estos resultados serán comparados con los resultados obtenidos por Aguila-Camacho et al. [20] y Zamani et al. [14]. Por otro lado, se sabe que el FOMRAC es una técnica de control distinta a IOMRAC. Aunque, ellos dos compartan la misma estructura, son diferentes en cuanto a las leyes de ajuste y en cuanto al análisis de estabilidad y convergencia. Lo mismo puede decirse de FOPID en relación a IOPID. En ese marco de ideas, se analizan 4 técnicas de control diferentes y la comparación de todas ellas, es válida sólo en términos de los índices de rendimiento establecidos en este trabajo. En este Caso de Estudio 1, todas las simulaciones trabajan bajo las mismas condiciones de operación, es decir que utilizan el mismo Modelo₁ del generador, la misma función objetivo OF_1 y sujetas a las mismas restricciones. Sin embargo, se analizarán de forma separada los controladores de orden entero (IOPID e IOMRAC) para luego seguir con el análisis de los controladores de orden fraccionario (FOPID y FOMRAC). Al final los mejores resultados de ambos tipos de controladores se comparan para determinar las conclusiones finales de este primer caso de estudio.

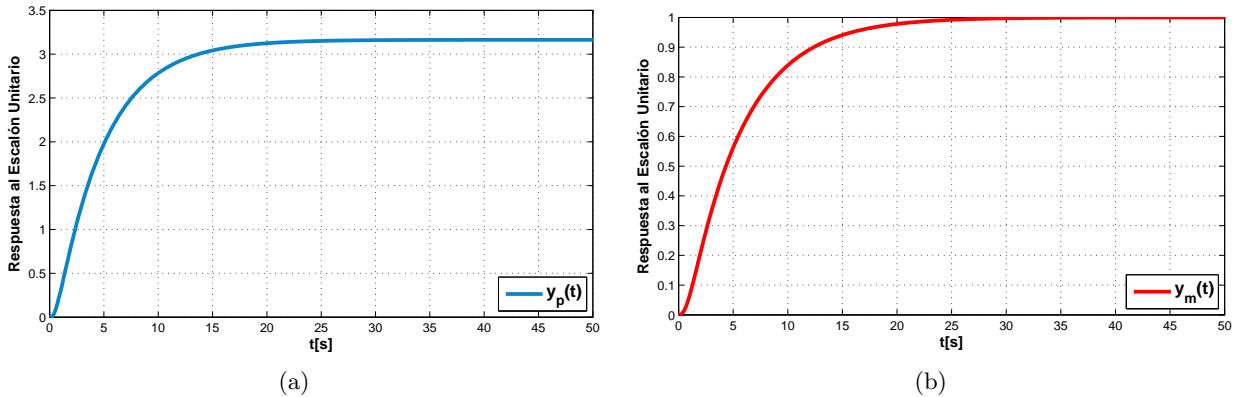


Figura 4.1: (a) Respuesta al escalón unitario del AVR con el Modelo₁ en lazo abierto. (b) Respuesta al escalón unitario del Modelo de Referencia 1 en lazo abierto.

La Figura 4.1a, muestra la respuesta al escalón unitario del sistema completo en lazo abierto, cuya ganancia no es unitaria. La planta original completa es de 6to. orden, pero tal como se menciona en [20], se realiza la simplificación a un sistema de 5to orden despreciando el comportamiento del sensor por tener una respuesta muy rápida [20]. El comportamiento del sistema, queda caracterizado por los siguientes datos numéricos: $t_r = 9.74[s]$, $t_s = 17.80[s]$, $O_s = 0$. Una vez definidos los valores de la planta en la Sección 3.3.1, que en esencia es lineal e invariante en el tiempo, se procede con el análisis del modelo de referencia (ver Ecuación 3.4).

Los parámetros del modelo de referencia que considera este caso de estudio (ver la respuesta al escalón unitario en la Figura 4.1b) fueron tomados de [20], donde se explica que el modelo fue elegido considerando el mínimo esfuerzo de control $\Delta u(t)$ posible y cuya respuesta a escalón posee las siguientes características $t_r = 11.11[s]$, $t_s = 20.43[s]$, $O_s = 0$. Este primer caso de estudio, considera los mismos parámetros mencionados en el análisis de [20], pero considerando otras estrategias de optimización tales como: PSO y SQP, las cuales dan origen a IOMRAC_{PSO} y IOMRAC_{SQP}, cuyos resultados se compararán con IOMRAC_{GA}, en términos de la función criterio OF_1 y los índices adicionales de comportamiento J .

4.1.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia

Primeramente se realizó una serie de simulaciones en busca del mínimo de la función OF_1 , donde los algoritmos GA, SQP y PSO entregan los valores para los parámetros de los controladores, cuyos resultados se presentan en la Tabla 4.1, tanto para el caso entero (IOMRAC) y para el caso fraccionario (FOMRAC).

		Órdenes de Derivación α											Ganancias Adaptativas γ											OF ₁
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
IOMRAC	GA	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.814	10.179	11.449	9.969	4.522	3.844	1.254	5.130	0.391	1.823	20.399	127.35
	SQP	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	4.671	6.147	3.455	7.709	7.417	4.857	5.816	2.784	4.872	4.784	37.426	127.12
	PSO	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3.936	13.920	31.494	33.367	50.000	24.575	33.367	32.226	9.398	16.733	7.564	123.83
FOMRAC	GA	0.1508	0.4152	0.6000	0.1844	0.7627	0.2944	0.8110	0.9998	0.7024	0.1446	0.9885	3.435	1.810	0.442	1.912	1.824	0.782	0.058	2.367	0.176	0.798	2.906	144.73
	SQP	0.9304	0.0021	0.7522	0.9967	0.9973	0.0003	0.0051	0.0006	0.0001	0.0007	0.7470	0.641	0.701	0.200	0.962	0.150	4.367	0.103	4.619	1.287	1.198	0.104	119.14
	PSO	0.5641	0.0627	0.2419	0.0970	0.4194	0.6026	0.9979	0.8240	0.2006	0.0640	0.9999	0.497	4.975	7.113	7.833	1.949	5.820	8.000	7.351	7.105	7.983	7.999	112.30

Tabla 4.1: Parámetros obtenidos por los algoritmos de optimización para los controladores usados en el Caso de estudio 1.

La Tabla 4.1, presenta los mejores resultados obtenidos para todos los parámetros de las leyes de ajuste asociadas al mínimo de la función de costo OF_1 . Una particularidad que resalta de los parámetros obtenidos, es que la magnitud de las ganancias adaptativas para todos los casos FOMRAC son mucho menores que para el caso IOMRAC. Ésta reducción se ve reflejada en un menor esfuerzo de control, lo cual se analizará más adelante. También es importante mostrar los mejores resultados obtenidos usando el controlador PID, ya que el análisis comparativo también se lo hará con esa técnica de control.

El controlador PID para el caso entero está definido como $C_I(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{u(t)}{e_c(t)}$ y para el caso fraccionario como $C_F(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\alpha} + K_d s^\beta$. El mejor PID encontrado en la literatura tiene como parámetros $K_p = 1.38$, $K_i = 0.0268$, $K_d = 0.18$, para el controlador IOPID y $K_p = 0.17$, $K_i = 0.03$, $K_d = 0.014$, $\alpha = 0.97$ y $\beta = 1.38$, para el caso FOPID, los cuales fueron analizados por Zamani et al. [14].

i) Controladores de Orden Entero

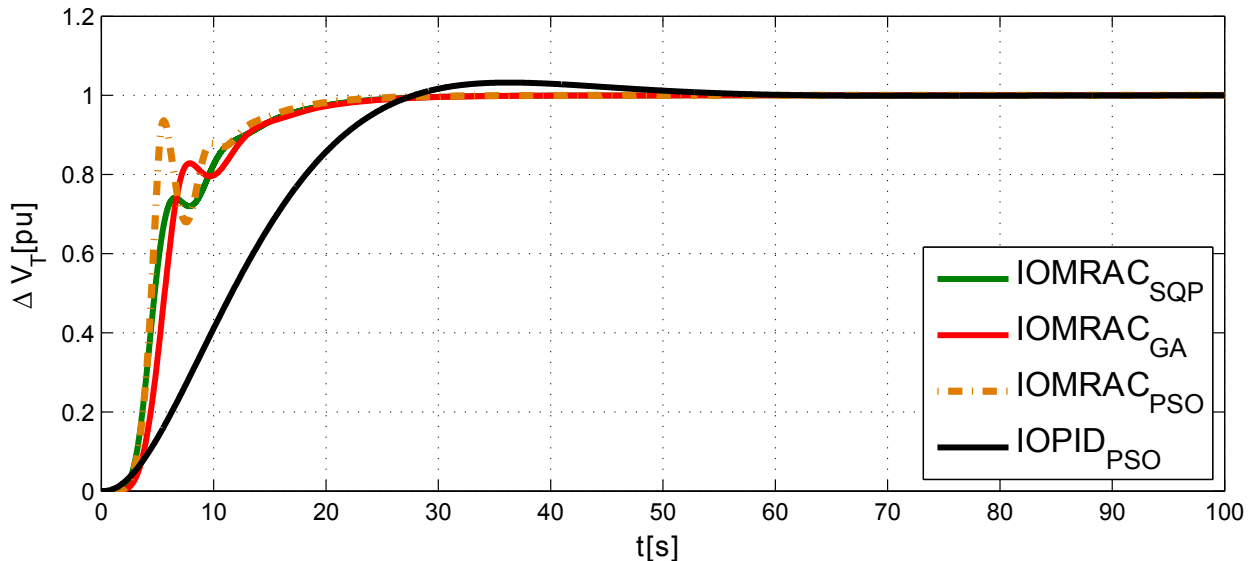


Figura 4.2: Respuesta del sistema controlado frente a un escalón de referencia para el voltaje en los bornes del generador $\Delta V_T(t)$.

La Figura 4.2 muestra la respuesta del sistema bajo control para el voltaje medido en bornes del generador, cuando se aplica un escalón unitario como referencia de voltaje. En ella se comparan dos técnicas de control (IOPID_{PSO} y IOMRAC_{GA}) extraídas de la literatura [14, 20] con las propuestas realizadas en este estudio (IOMRAC_{PSO} y IOMRAC_{SQP}). De esta figura se destaca el sobre-paso $O_s = 0$ para los controladores IOMRAC a diferencia del IOPID_{PSO} que posee $O_s = 3.24\%$. Por otro lado, los parámetros sintonizados por el método de PSO hacen que el sistema bajo control tenga menor tiempo de establecimiento t_s . Los detalles de ambas señales son mostradas en la Tabla 4.2, donde el menor tiempo de crecimiento t_r de todos los resultados presentados anteriormente, corresponde al IOMRAC_{PSO}. Sin embargo, ésta mejora tiene un costo asociado y es la acción de control o el incremento del voltaje en el sistema de excitación, el cual se muestra en la Figura 4.3.

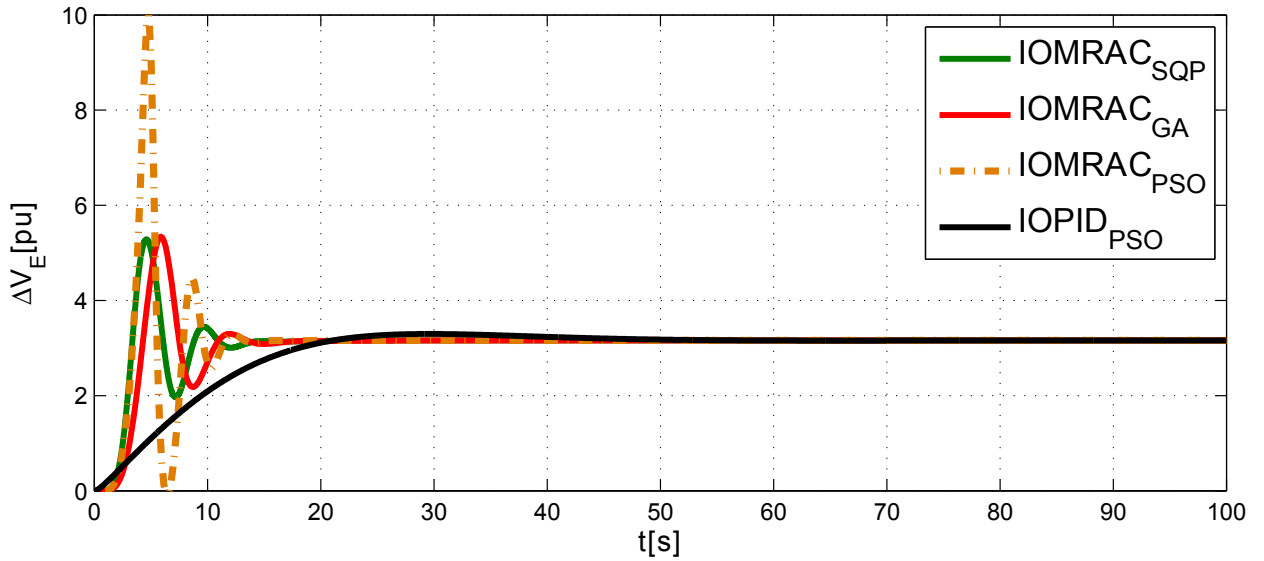


Figura 4.3: Comportamiento del voltaje del sistema de excitación $\Delta V_E(t)$ frente a un escalón unitario de referencia.

En cuanto a la acción de control, la Figura 4.3 no corresponde al resultado explícito del esfuerzo de control definido como $u(t) = \theta(t)^T \omega(t)$, si no que corresponde al voltaje de campo del generador o específicamente hablando el voltaje a la salida del sistema de excitación $\Delta V_E(t)$, el cual se encarga de controlar el voltaje en bornes del generador $\Delta V_T(t)$ en torno a un punto de operación predefinido por el operador.

La Figura 4.4a, muestra a modo de ilustración dos señales que son muy importantes dentro del análisis de los sistemas de control adaptable, el error de control $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$ el cual converge al origen en tiempo finito y la acción de control $u(t) = \theta(t)^T \omega(t)$. La Figura 4.4b presenta todos los parámetros adaptables del esquema de control. En ambos casos los resultados convergen al mejor resultado obtenido con la técnica de control IOMRAC_{PSO}. Por otro lado se mencionó que la Figura 4.3 no representa al esfuerzo de control definido como $u(t) = \theta(t)^T \omega(t)$, si no que al voltaje aplicado al sistema de excitación. Sin embargo la Figura 4.4a si muestra explícitamente $u(t)$. La convergencia paramétrica está representada en la Figura 4.4b, donde se muestra la evaluación de los 10 parámetros pertenecientes a $\theta(t)$ y el parámetro $k_1(t)$ resaltado con rojo. Este último ($k_1(t)$) es el resultado de utilizar la ecuación del error aumentado $\epsilon(t)$ correspondiente a los Modelos de Error Tipo 4 de la Figura 2.1.

Hasta el momento se ha presentado todo el análisis correspondiente a los controladores de orden entero IOMRAC e IOPID, de donde se establece que IOMRAC_{PSO} es 6.54% mejor que IOMRAC_{GA}

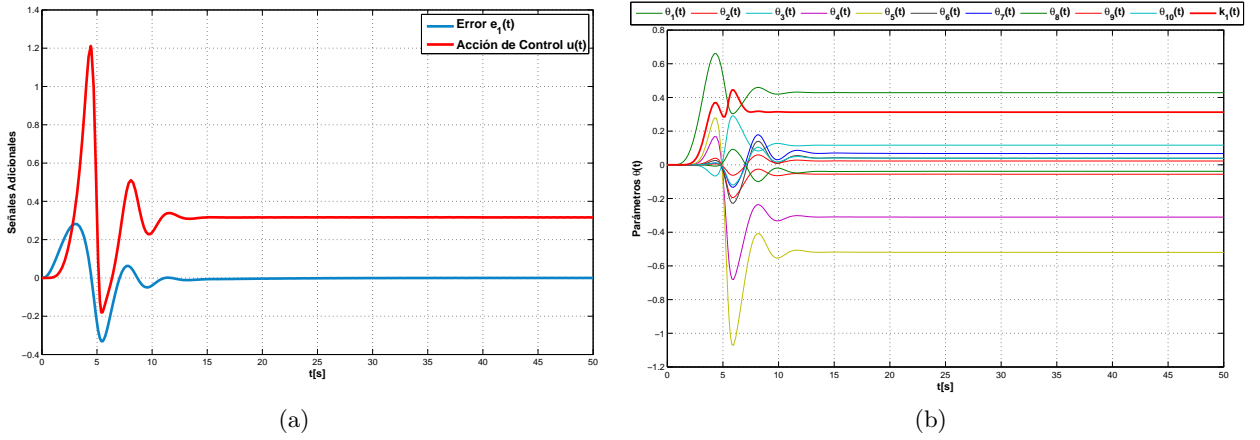


Figura 4.4: (a) Convergencia del error de control $e_1(t)$ y la acción de control $u(t)$. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y $k_1(t)$ para el IOMRAC_{PSO}.

encontrado en la literatura [20] en términos de la OF_1 , siendo ésta la primera conclusión.

ii) Controladores de Orden Fraccionario

Para el caso fraccionario también se hicieron numerosas simulaciones en búsqueda del mínimo de la función OF_1 y por lo tanto, los mejores parámetros del controlador obtenidos por cada algoritmo de optimización. Los parámetros obtenidos se presentan en la Tabla 4.1. Se observan mejoras significativas en términos de la OF_1 y t_s , en relación al caso del mejor esquema de control de orden entero analizado en este mismo trabajo (IOMRAC_{PSO}), incluyendo a los resultados encontrados en la literatura por otros autores (IOPDI y FOPID). El comportamiento de los controladores fraccionarios es mostrado en el Figura 4.5, cuyo análisis en detalle es desarrollado en la Tabla 4.2.

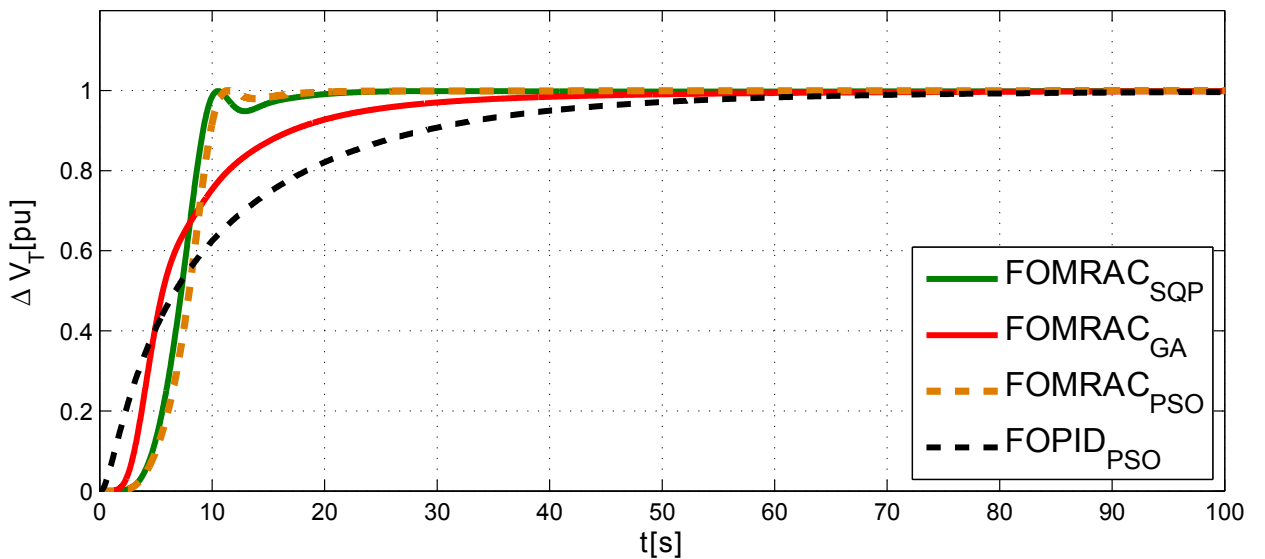


Figura 4.5: Respuesta del sistema controlado en forma fraccionaria frente a un escalón unitario de la referencia para el voltaje en bornes del generador $\Delta V_T(t)$.

La Figura 4.5, muestra por un lado dos técnicas de control fraccionario reportadas en la literatura (FOMRAC_{GA} obtenido en [20] y FOPID_{PSO} obtenido en [14]) y por otro lado, los resultados propuestos en este trabajo correspondientes a FOMRAC_{PSO} y FOPID_{SQP}. De la revisión hecha en la literatura, se observa que al introducir operadores fraccionarios en los sistemas de control, las respuestas del sistema bajo control no tienen sobre-paso, característica que también se observa en este análisis.

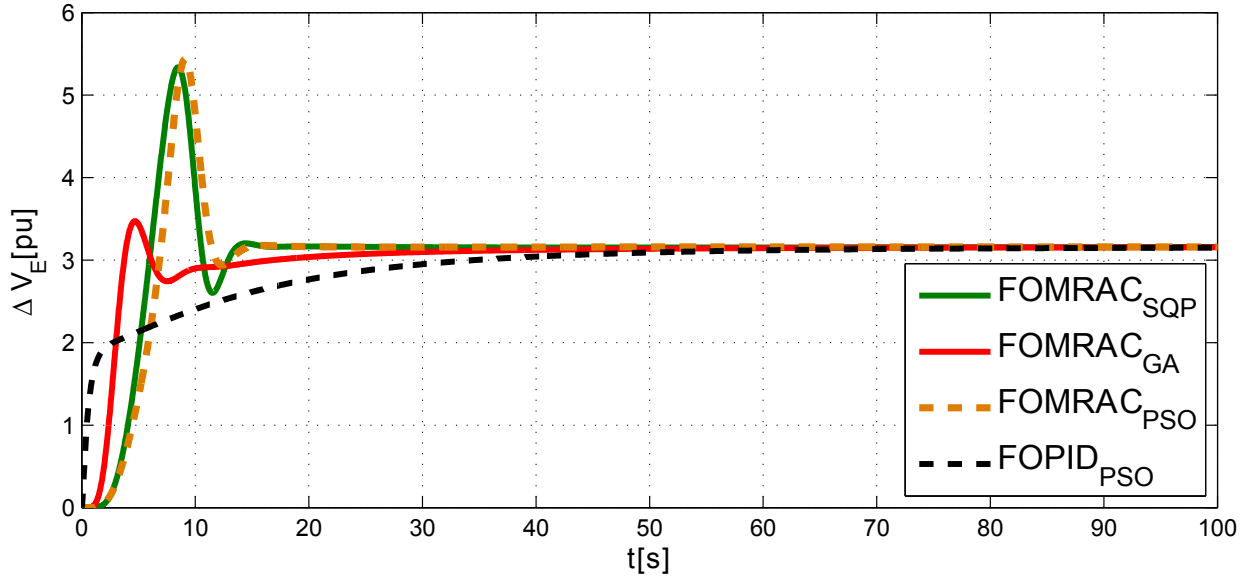


Figura 4.6: Respuesta del sistema bajo control fraccionario frente a un escalón unitario de la referencia para el voltaje de excitación $\Delta V_E(t)$.

De la Tabla 4.1, el mejor resultado en términos de la función de costo OF_1 es el correspondiente a FOMRAC_{PSO}, cuyos parámetros del controlador se muestran también en la misma tabla. Sin embargo, éste tiene un costo asociado y que es el voltaje de excitación $\Delta V_E(t)$ del sistema mostrado en la Figura 4.6 resulta mayor. En ese sentido, es necesario también analizar las señales mostradas en las Figuras 4.7a y 4.7b.

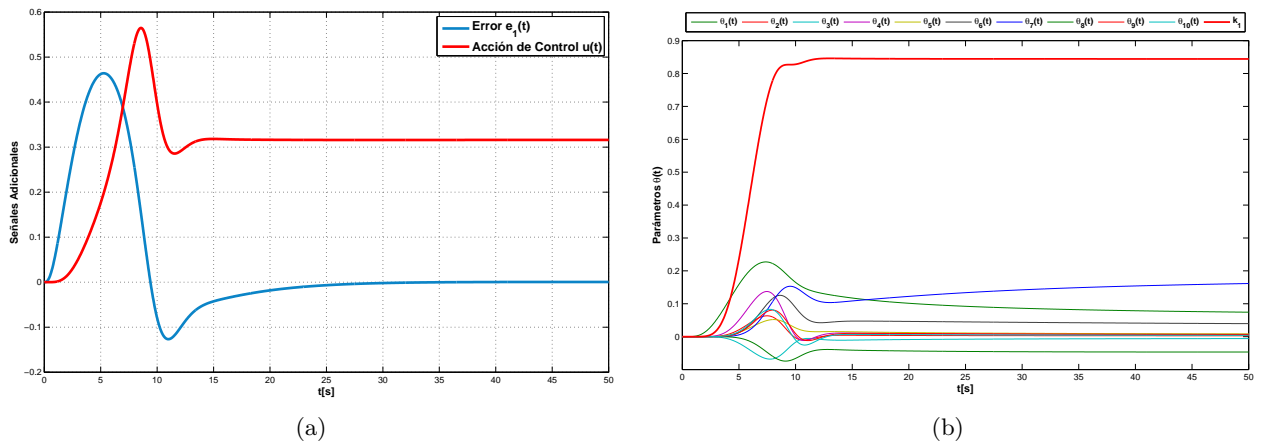


Figura 4.7: (a) Convergencia del error de seguimiento y la acción de control para el FOMRAC_{PSO}. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y el parámetro $k_1(t)$ (línea roja resaltada) para el FOMRAC_{PSO}.

Si bien aún no se ha establecido el análisis teórico de estabilidad ni de convergencia cuando

el control adaptable es fraccionario, se puede observar de la Figura 4.7b que todos los parámetros adaptables convergen, cuando el error de control $e_1(t)$ (Figura 4.7a) converge al origen.

Como se ha mencionado en el Capítulo 3, el Modelo₁ fue desarrollado para análisis en pequeña señal, por lo tanto al realizar variaciones en la referencia del 100 % o $\Delta r(t) = 1[pu]$ estamos llevando al sistema a situaciones de estrés máximo. Sin embargo se demuestra mediante simulaciones que ante situaciones extremas de funcionamiento, el controlador es capaz de mantener el voltaje generado en torno al voltaje de referencia. En la Tabla 4.2 se muestra el detalle de los índices de rendimiento asociados a cada técnica de control fraccionaria con su respectivo método de optimización. Estos son los índices conocidos como IAE, ITAE, ISE y ITSE que ya fueron definidos en la Sección 3.2.3 que se evalúan en toda la ventana de tiempo, es decir 100[s] tanto para el caso entero como para el caso fraccionario.

		O_s [%]	t_s [s]	E_{ss}	OF_1	IAE	ITAE	ISE	ITSE	J
IOMRAC	GA	0	21.64	0.02	127.40	7.08	50.04	5.04	24.53	62.52
	SQP	0	21.12	0.02	127.12	6.00	41.26	3.83	17.46	55.99
	PSO	0	19.60	0.02	123.83	6.39	43.16	4.53	21.15	48.51
IOPID	PSO	3.24	45.43	0.02	128.30	12.90	120.97	8.65	49.08	191.60
FOMRAC	GA	0	34.55	0.02	144.77	8.70	80.90	5.03	17.33	111.96
	SQP	0	16.51	0.02	119.14	8.42	53.00	6.82	25.00	72.69
	PSO	0	10.65	0.02	112.30	7.82	34.39	6.64	23.57	72.42
FOPID	PSO	0	53.57	0.02	143.11	11.87	172.58	5.38	31.53	222.07

Tabla 4.2: Índices de comportamiento de todos los esquemas de control para el Caso de Estudio 1.

La Tabla 4.2 muestra el mínimo de la función objetivo OF_1 encontrado por los tres métodos de optimización, donde el mejor es proporcionado por la técnica de PSO con el mínimo de la función $OF_1 = 112.30$, tal como sucedió en el caso entero. Primero se comparará este $FOMRAC_{PSO}$ con los mejores resultados de la literatura para el caso fraccionario, para posteriormente hacer el análisis general o global. El $FOMRAC_{PSO}$ obtenido en este trabajo es un 22.43 % mejor que $FOMRAC_{GA}$ de [20] y un 66.99 % mejor que $FOPID_{PSO}$ encontrado por [14], ambos en términos de OF_1 .

Una vez presentadas todas las técnicas de control, tanto para el caso entero como para el caso fraccionario, se analiza en términos numéricos los resultados obtenidos de manera global considerando todas las técnicas de control de la presente Tesis y las otras encontradas en la literatura técnica. En base a dicho análisis podemos establecer las siguientes conclusiones.

- i) El $IOPID_{PSO}$ de [14] es mejor que $IOMRAC_{PSO}$ de este trabajo, en términos de la OF_1 . Sin embargo, el sobre-paso $O_s = 3.24$ del $IOPID_{PSO}$ hace desventajosa esta técnica, ya que todas las estrategias de control pretenden en lo posible eliminar el sobre-paso.
- ii) Dentro de los IOMRAC, los resultados obtenidos por la estrategia de optimización PSO, propuesta en este trabajo, es la que mejores resultados entrega, siendo un 6.54 % mejor en términos de la OF_1 y un 14.18 % en términos de t_s , en relación a $IOMRAC_{GA}$ encontrado en la literatura técnica [20]. Por otro lado, $IOMRAC_{PSO}$ es 55.36 % mejor que $IOPID_{PSO}$ de [14] tomando en cuenta el tiempo de establecimiento t_s .
- iii) Para el caso fraccionario, el $FOMRAC_{PSO}$ presenta resultados significativos, ya que mejora la función OF_1 en un 22.43 % en relación a $FOMRAC_{GA}$ de [20] y en un 66.99 % en relación a $FOPID_{PSO}$ de [14]. Por otro lado, se considera que los tiempos de establecimiento t_s son muy importantes para los sistemas AVR. En ese sentido, el $FOMRAC_{PSO}$ mejora

considerablemente, ya que, el t_s es un 69.17% menor que el t_s de FOMRAC_{GA} de [20] y un 79.52% menor que el FOPID_{PSO} de [14].

- iv) La Tabla 4.2 analiza otros 4 índices de rendimiento adicionales, donde se considera el error $e_c(t) = r(t) - y(p)$ ó $e_c(t) = \Delta r(t) - \Delta V_T(t)$ siendo, $r(t) = \Delta r(t)$ el voltaje de referencia. Estos índices analizan el error de 4 formas distintas cuya sumatoria se presenta en la columna J de la Tabla 4.2 y nos indica el comportamiento del error en función de los índices ya mencionados. El mínimo de ellos es para el IOMRAC_{PSO} que también fue propuesto en este trabajo, el cual mejora en un 34,41% al del IOMRAC_{GA} de [20].
- v) Finalmente, el FOMRAC_{PSO} mejora en un 54.93% el t_s del mejor resultado obtenido en la literatura que es IOMRAC_{GA} de [20].

De manera general entonces, el FOMRAC_{PSO} propuesto en esta Tesis, es la mejor técnica de control en relación a todos los encontrados en la literatura, en términos de t_s y OF_1 . Pero, la técnica de control optimizada optimizadas por SQP (IOMRAC_{SPQ} y FOMRAC_{SPQ}) no dejan de ser una buena alternativa, ya que en términos del error $e_c(t) = \Delta r(t) - \Delta V_T(t)$ es el que mejores resultados presenta después de las técnicas optimizadas por PSO.

4.1.2. Análisis de Robustez de los Controladores Enteros y Fraccionarios

Considerando las características físicas del generador, éste puede presentar cambios en sus parámetros por diferentes motivos, ya sea por el desgaste de materiales a lo largo de su vida útil ó por las variaciones mismas en la carga. Por tal motivo se analiza el comportamiento de las estrategias de control frente a cambios paramétricos, empleando las mismas pruebas de robustez reportadas en [20]. Para efectos de comparación, supongamos que el sistema está trabajando en condiciones normales con los parámetros nominales establecidos anteriormente y luego en $t = 100[s]$ el parámetro K_1 cambia su valor de $K_1 = 1.59$ a $K_1 = 1$ lo cual significa que hubo un cambio en las condiciones de carga.

La Figura 4.8 muestra los resultados obtenidos en este estudio de robustez. El mejor de ellos corresponde al FOMRAC_{PSO} el que se compara con los mejores resultados obtenidos en la literatura (FOMRAC_{GA} de [20] y FOPID de [14]). Si bien la amplitud de la perturbación es similar en los cuatro casos MRAC (entero y fraccionario), el tiempo de establecimiento del sistema t_s es menor para el caso FOMRAC_{PSO}, en relación al calculado por IOMRAC_{GA}, siendo éstos de 12.41[s] y 17.22[s] respectivamente. Ésto quiere decir que FOMRAC_{PSO} se estabiliza un 27.93% más rápido que IOMRAC_{GA}, después que sucede la variación del parámetro K_1 del generador. Por otro lado, la acción de control (voltaje en el sistema de excitación $\Delta V_E(t)$) de la Figura 4.9 muestra que no existen diferencias notables entre ambas estrategias, lo que hace aún más atractivo al FOMRAC_{PSO} propuesto.

En términos de la función objetivo OF_1 y los índices de rendimiento adicionales, el FOMRAC_{PSO} sigue a la vanguardia en términos de mejor rendimiento de la OF_1 , ya que es un 6.40% y un 81.98% menor que el IOMRAC_{GA} [20] y IOPID [14], respectivamente. Este análisis es tomado de los datos numéricos de la Figura 4.10, considerando toda la ventana de tiempo, es decir $t = 250[s]$. Si tomamos en cuenta la sumatoria de todos los índices de rendimiento adicionales (J de la Tabla 4.2), IOMRAC_{PSO} es menor en un 47.34% en relación al menor valor encontrado en la literatura que es IOMRAC_{GA} reportado en [20].

El menor error de seguimiento $e_c(t)$ de todas las técnicas de control optimizadas según la estrategia correspondiente, determina el mejor comportamiento del controlador. En base a todo

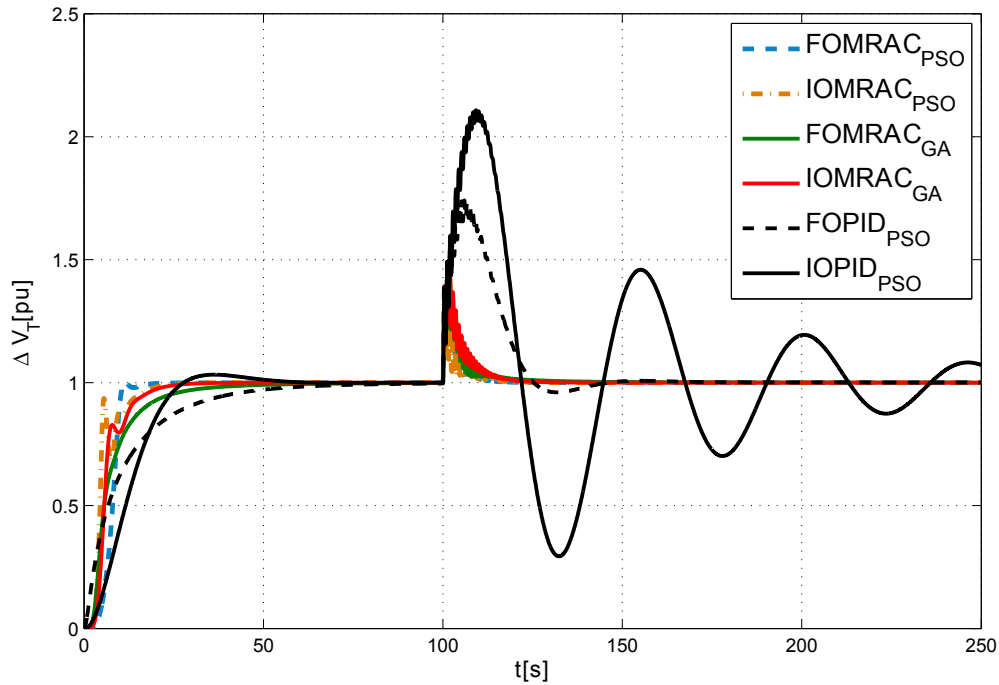


Figura 4.8: Respuesta del voltaje en bornes frente a un escalón unitario de la referencia y posterior variación en el parámetro K_1 del generador.

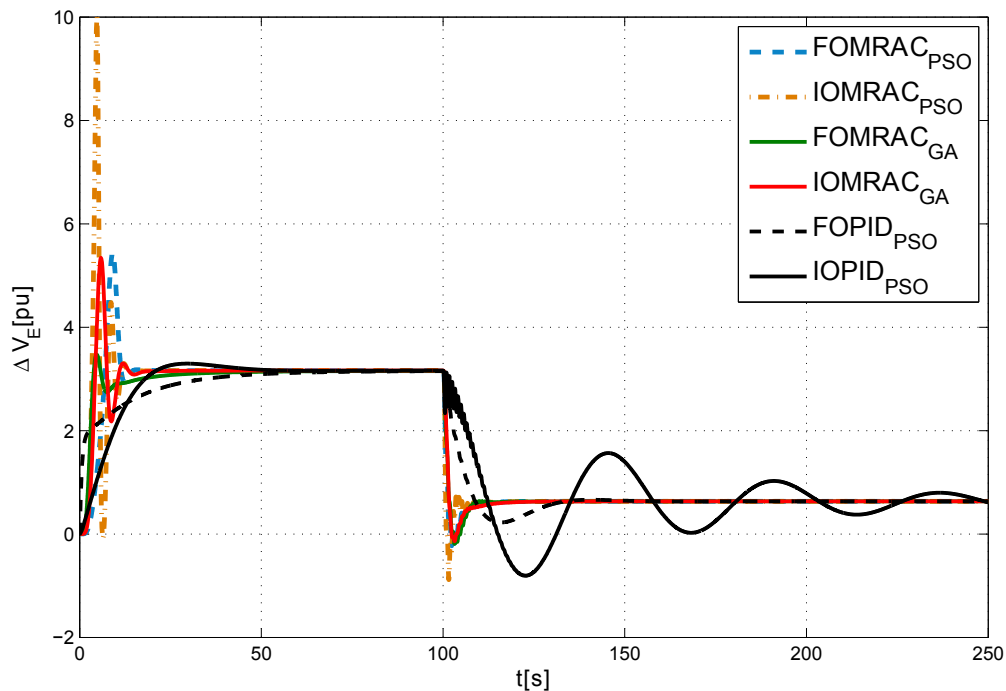


Figura 4.9: Respuesta del voltaje de excitación cuando se aplica un escalón unitario en la referencia y posterior variación del parámetro K_1 del generador.

el análisis hecho anteriormente, se concluye que el $IOMRAC_{PSO}$ y $FOMRAC_{PSO}$ propuestos en este trabajo, presentan el mejor rendimiento en términos de $e_c(t)$ y t_s , respectivamente, frente a variaciones en el parámetro K_1 del generador.

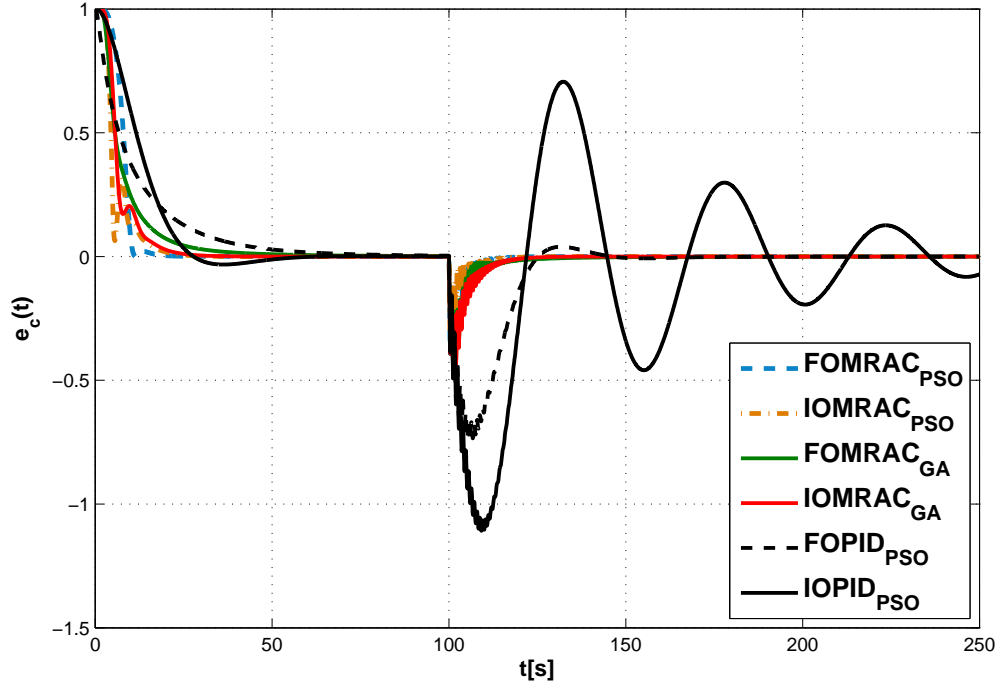


Figura 4.10: Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a un escalón en la referencia y posterior variación en el parámetro K_1 del generador.

El segundo test de robustez, tiene que ver con cambios en las condiciones de funcionamiento del excitador de la Ecuación (2.21) y para fines de comparación esta prueba fue diseñada de acuerdo a [20] y [14]. En condiciones normales el excitador posee parámetros de la función de transferencia $G_E(s) = \frac{1}{0.5s+1}$, el cual en $t = 100[s]$ cambia sus parámetros a $G_{E_1} = \frac{1}{0.5s+0.5}$. La Figura 4.11 muestra la respuesta al escalón unitario del sistema en $t = 0$ y luego en $t = 100$ frente a las dos variaciones paramétricas indicadas anteriormente, es decir, cambios ocurridos en la carga (variación en K_1) y simultáneamente cambios ocurridos en el sistema de excitación (variaciones en $G_E(s)$).

En términos de tiempo de establecimiento t_s , de la Figura 4.11 se observa que $FOMRAC_{PSO}$ y $FOMRAC_{GA}$ son iguales a $14.13[s]$ y $16.52[s]$, respectivamente. Ésto significa que $FOMRAC_{PSO}$ se estabiliza un 14.4 % más rápido que $FOMRAC_{GA}$.

En cuanto a la acción de control se refiere, al mejorar el tiempo de establecimiento, $FOMRAC_{PSO}$ no tiene un costo asociado reflejado en la Figura 4.12. Ésto hace aún más eficiente el controlador propuesto, en relación a los resultados obtenidos en la literatura. Resulta también importante analizar el comportamiento del error, medido en términos de los índices de rendimiento adicionales definidos. El menor valor de la sumatoria de estos cuatro índices (J) determina el mejor comportamiento del controlador frente a variaciones en los parámetros del sistema de excitación. En ese contexto el $IOMRAC_{PSO}$ contiene el mínimo de la $OF_1 = 223.68$ y $J = 242.60$, siendo estos menores en un 49.17 % y en un 6.83 %, respectivamente, en relación al mejor controlador encontrado en la literatura que es $FOMRAC_{GA}$ ($OF_1 = 440.06$ y $J = 260.39$) de [20].

La Figura 4.13 muestra gráficamente todo el análisis hecho en el párrafo anterior, ya que presenta el comportamiento del error frente a dos tipos de variación; variación del parámetro K_1 del generador y variación en uno de los parámetros del sistema de excitación, ambos en el mismo instante de tiempo $t = 100[s]$.

Finalmente, analizando las dos pruebas de robustez consideradas en esta Tesis, se puede

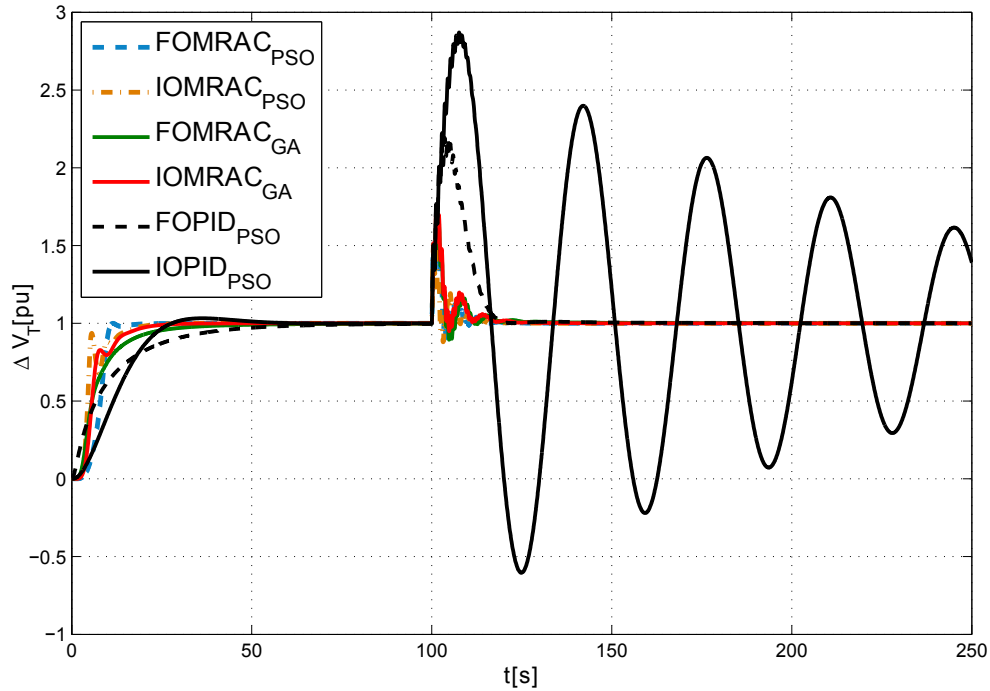


Figura 4.11: Respuesta al escalón unitario del sistema y frente a variaciones en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$.

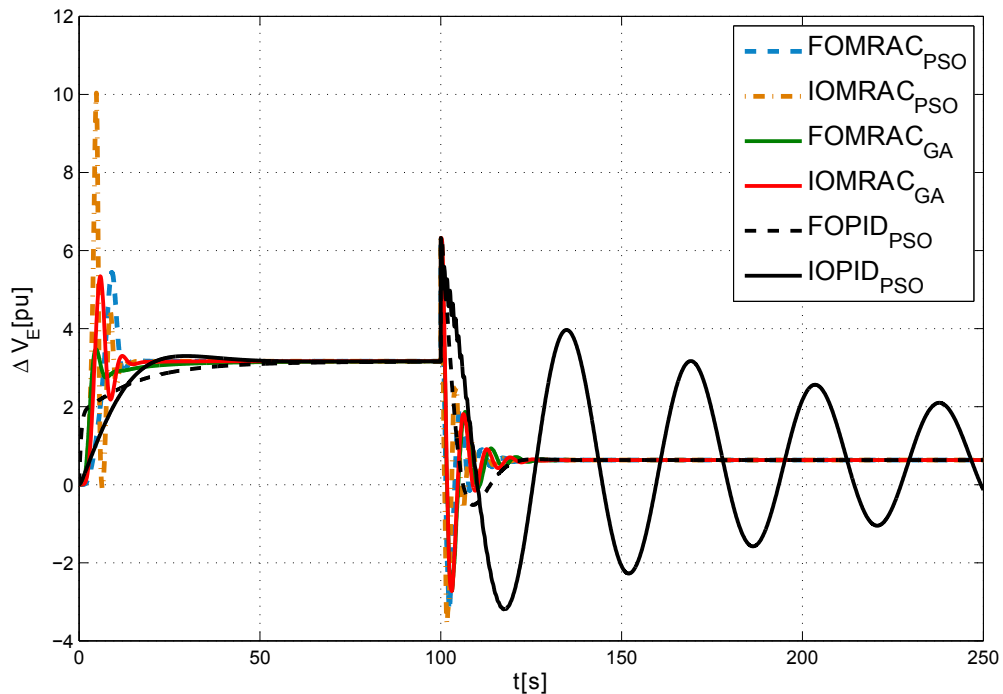


Figura 4.12: Respuesta del voltaje en bornes ΔV_T frente a un escalón unitario de la referencia y posterior variación en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$.

concluir que las técnicas de control, ya sea $IOMRAC_{PSO}$ o $FOMRAC_{PSO}$, presentan el mejor comportamiento, en términos de tiempos de establecimiento t_s , en términos del mínimo de la función criterio principal OF_1 y en términos de los índices de rendimiento adicionales, comparados con

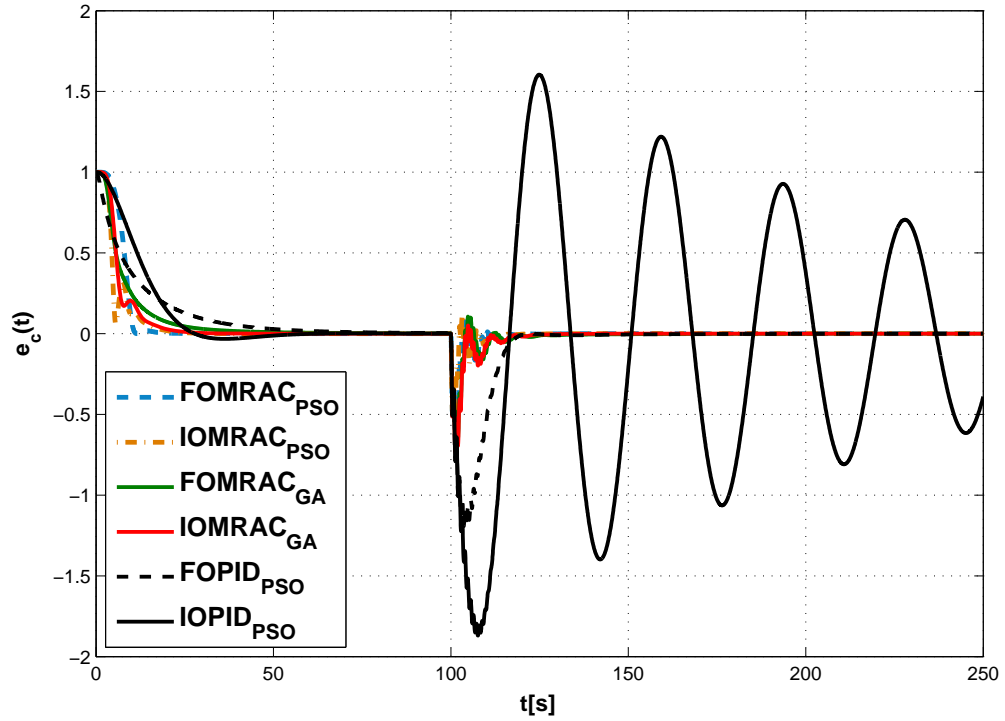


Figura 4.13: Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a un escalón unitario de referencia y posterior variación en los parámetros del generador y del sistema de excitación en $t = 100[s]$.

aquéllos encontrados por Aguila-Camacho et al. [20] y por Zamani et al. [14].

4.2. Caso de Estudio 2

Los resultados mostrados en esta Sección, corresponden a las simulaciones realizadas utilizando OF_2 y el Modelo₂, correspondiente al modelo lineal simplificado del generador definido por (2.19). Los resultados obtenidos por simulación serán comparados con los de Chatterjee et al. [22] y Mukherjee et al. [46], los cuales implementaron el control PID sólo para el caso entero y los parámetros en [22, 46] fueron optimizados por PSO, empleando la función objetivo OF_2 . La propuesta de esta Tesis, mejora los resultados obtenidos en la literatura y serán desarrollados en esta sección.

Haciendo referencia al caso particular del AVR encontrado en la literatura para este caso de estudio, Chatterjee et al. [22] obtiene como parámetros del controlador los siguientes valores.

- $K_p = 0.6658$
- $K_i = 0.4821$
- $K_d = 0.1963$

Estos parámetros fueron utilizados para reproducir los resultados encontrados en la literatura [22], cuyo diagrama de bloques del controlador implementado en Simulink de MatLab es representado en la Figura 4.14, el mismo que es mostrado por [22], pero en forma de función de transferencia.

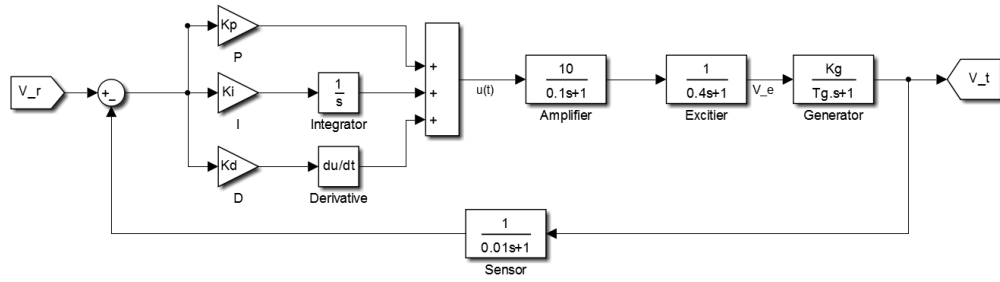


Figura 4.14: Diagrama de bloques del sistema más el controlador PID.

Cabe destacar que en [22], para presentar los resultados, se adiciona un filtro en la acción derivativa del controlador de la Ecuación (4.2), por lo tanto no se trata de un simple PID como ellos resaltan en su proceso de investigación, sino que se trata de un controlador PID más un filtro el cual no es explícitamente mencionado en la publicación. Con ésto el PID tiene la forma

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \frac{N}{s + N} \quad (4.2)$$

donde $N = 100$ representa el parámetro principal del filtro de primer orden. Las figuras presentadas como resultados finales en [22], no corresponden a la respuesta del sistema controlado por un PID ideal (Figura 4.14), sino a la respuesta del sistema controlado por un PID más un filtro de primer orden, tal como se muestra en la Figura 4.15. Como el controlador PID ideal en el dominio de Laplace es $C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$, el cual corresponde a una función impropia, que no es admitida por la plataforma de simulación Simulink por su principio de causalidad, MatLab adiciona un polo para hacer que la función $C(s)$ sea una función propia y causal en el rango de frecuencias adecuado.

Es importante resaltar esta característica, ya que muchos autores en la literatura presentan la función de transferencia de todo el sistema en lazo cerrado, en el cual no se considera este filtro. Sin embargo, presentan resultados con el filtro que es utilizado por defecto por el bloque PID de Simulink en MatLab.

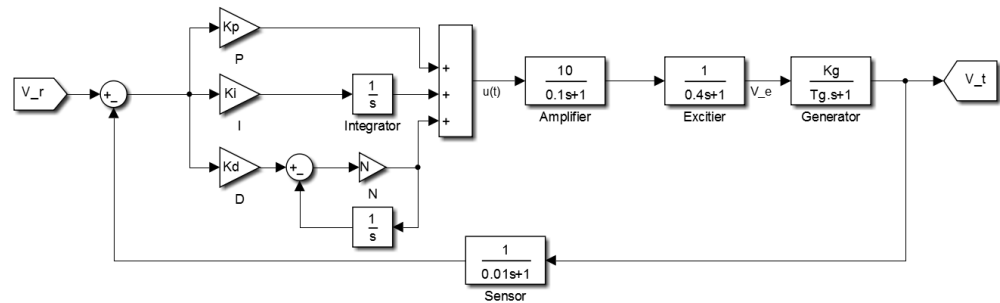


Figura 4.15: Diagrama de bloques del sistema controlado por un PID más el filtro de primer orden.

La Figura 4.16a presenta las respuestas cuando se aplica un escalón $\Delta r(t) = 0.01[pu]$, para el sistema controlado por el PID, con filtro y sin filtro, donde el PID_{FILTERED}, presenta un $t_s = 0.68[s]$, $O_s = 0.29\%$ y $\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right) = 0.03$, mientras que el PID_{IDEAL} de la misma Figura 4.16a posee un $t_s = 3.87[s]$, $O_s = 11.4469\%$ y $\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right) = 0.02$. Como se menciona en [11, 12, 10, 9], donde se hacen comparaciones a partir del PID_{IDEAL}, un caso similar es el reportado por Anwar et al. [19].

Considerando lo expresado en el análisis previo, se realizan las comparaciones del PID_{FILTERED}

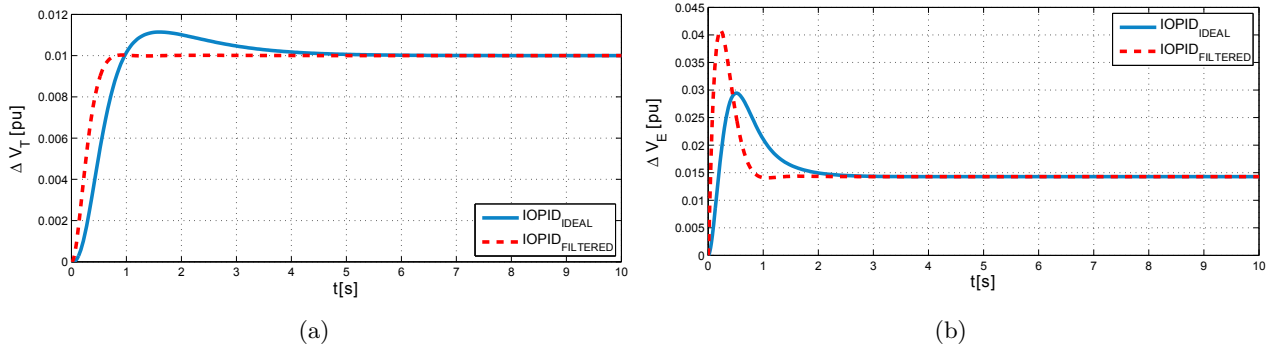


Figura 4.16: (a) Respuesta al escalón unitario del sistema con las dos representaciones del controlador PID (b) Variación del voltaje en el sistema de excitación usando las dos representaciones del controlador PID.

con respecto a los resultados obtenidos en este caso de estudio. Para un escalón $\Delta r = 0.01[pu]$, la respuesta del sistema del diagrama de bloques de la Figura 4.15, con los parámetros obtenidos en [22]. Ésta es presentada con líneas rojas y segmentadas en la Figura 4.16a, la misma que es utilizada para realizar las comparaciones con los esquemas de control propuestos en esta Tesis.

Para comenzar con el estudio, en la Figura 4.17a se presenta la respuesta $\Delta V_T(t)$ en lazo abierto al escalón unitario de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ del Modelo₂ del sistema AVR.

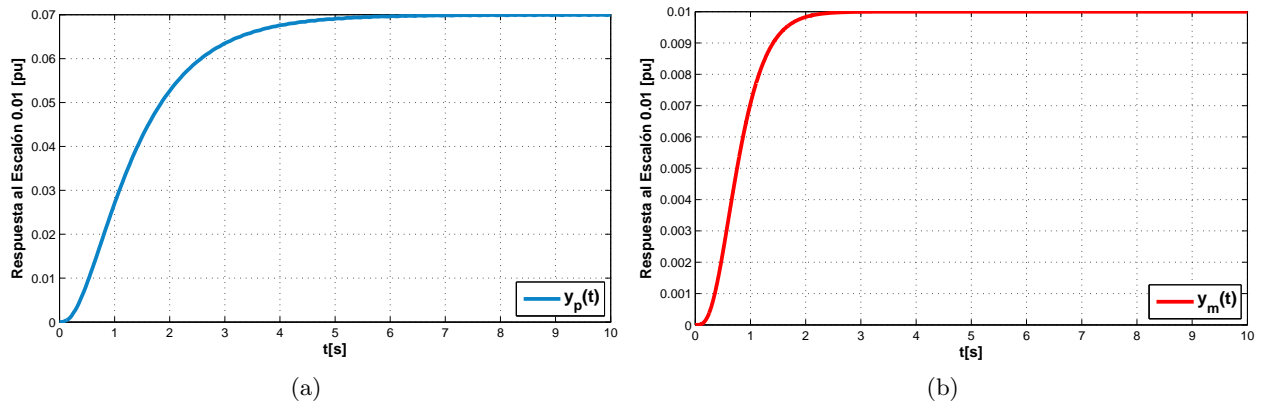


Figura 4.17: (a) Respuesta en lazo abierto de ΔV_T al escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ del Modelo₂ del AVR. (b) Respuesta en lazo abierto de ΔV_T al escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ del modelo de referencia 2.

La planta es un sistema de 4to orden, estable y perteneciente a los sistemas LTI, cuya respuesta en lazo abierto frente a un escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ posee un $t_r = 2.48[s]$, un $t_s = 4.54[s]$ y un $O_s = 0\%$. El control adaptable implementado en esta Tesis, necesita un modelo de referencia, al cual el sistema con su controlador pueda seguir y de esta forma cumplir con el objetivo de control que es $\lim_{t \rightarrow \infty} |e_1(t)| = 0$, donde $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$. La Figura 4.17b, muestra la dinámica de dicho modelo de referencia, determinado en la Sección 3, cuyas características frente al escalón de magnitud $\Delta r = 0.01[pu]$ son $t_r = 1.06[s]$, $t_s = 1.5[s]$ y $O_s = 0\%$.

4.2.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia

Antes de presentar los resultados, es importante mencionar que el modelo linealizado del generador según Kundur [1], correspondiente al Modelo₂ utilizado en este segundo caso de estudio, no deja de ser una representación en pequeña señal de la dinámica del generador y todos los detalles en cuanto a sus valores paramétricos ya fueron definidos en la Sección 3.3.2. La Tabla 4.3, muestra los parámetros de los controladores obtenidos por las técnicas de optimización analizadas en este trabajo (GA, SQP y PSO). En la Sección 3.4 se mostró el desarrollo y las restricciones asociadas a cada proceso de búsqueda, tales como las cotas para el orden de las leyes de ajuste y las restricciones asociadas a las ganancias adaptativas. La Figura 4.18 presenta la variación del voltaje en bornes del generador ΔV_T considerando el controlador MRAC de tipo entero, cuando la referencia cambia en un 1% del voltaje nominal, es decir, $\Delta r = 0.01[pu]$. Cabe destacar que este caso de estudio si tiene aplicación e interpretación física, ya que se hacen variaciones en pequeña señal tomando como referencia el punto de equilibrio $\Delta V_T(t) = 0$.

		Órdenes de Derivación α					Ganancias Adaptativas γ					OF ₂
		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	
IOMRAC	GA	1	1	1	1	1	150075519.96	471452555.67	193523152.02	634051780.56	882047330.78	2.25E+09
	SQP	1	1	1	1	1	136455975.70	639308187.82	690803328.56	872560567.79	876822473.11	1.82E+08
	PSO	1	1	1	1	1	125930508.02	373843038.68	462069378.71	739689316.27	899918348.78	8.18E+07
FOMRAC	GA	0.87	1.22	0.04	0.02	1.11	353004378.43	581681745.29	492494022.36	825474306.66	701250529.76	2.37E+08
	SQP	0.36	0.42	0.31	0.42	0.80	186968063.72	271121697.62	423831013.55	207439344.25	759877913.31	1.16E+09
	PSO	1.10	0.37	0.18	0.96	1.38	8333153.52	752265696.35	527845557.08	619790700.47	616252640.16	22.27

Tabla 4.3: Parámetros optimizados de los controladores usando los algoritmos analizados para el Caso de Estudio 2.

i) Controladores de Orden Entero

La Figura 4.18 presenta el resultado de las técnicas de control estudiadas, tal y como se hizo en el Caso de Estudio 1. Se realiza la comparación del mejor resultado encontrado en la literatura que es IOPID_{VURPSO} de [22], con respecto a los resultados propuestos en esta Tesis que son; MRAC_{PSO,SQP,AG} tanto para el caso fraccionario como para el caso entero y además con el FOPID_{PSO}. Según [22], *VURPSO* es una modificación del PSO clásico en la Ecuación (2.24), que actualiza la velocidad de cada partícula. Lo correcto es mencionar a los resultados encontrados en la literatura como IOPID_{VURPSO}, sin embargo, por comodidad de nomenclatura, a partir de este punto se hará mención a él como IOPID_{PSO}, tomando en cuenta sólo el nombre genérico de la estrategia de optimización.

Como en el caso anterior (Caso de Estudio 1), se realiza el análisis de los resultados en términos porcentuales. Por un lado el t_s del mejor resultado obtenido en este estudio en cuanto al caso entero se refiere (IOMRAC_{PSO}) no mejora el IOPID_{PSO} de [22]. Sin embargo, las bondades del control adaptable se ven reflejadas cuando existen incertidumbres en el modelo. Las pruebas donde se realizan variaciones paramétricas del sistema AVR, serán analizadas más adelante en la Sección 4.2.2. También se pueden hacer comparaciones entre las estrategias de optimización y de control en términos de la OF₂. En ese sentido, el mejor resultado encontrado en este caso de estudio para el caso entero IOMRAC es el que corresponde a las ganancias optimizadas por PSO, el cual mejora en un 55.13% a SQP y en un 96.37% a GA (ver Tabla 4.4). Esta mejora es significativa para los sistemas eléctricos, ya que la minimización de la OF₂ implica también la minimización del tiempo de establecimiento, y por ende la velocidad de respuesta de los sistemas AVR. Más adelante se analiza en detalle la Tabla 4.4, que presenta en forma resumida el comportamiento de cada técnica de control con sus respectivas estrategias de optimización.

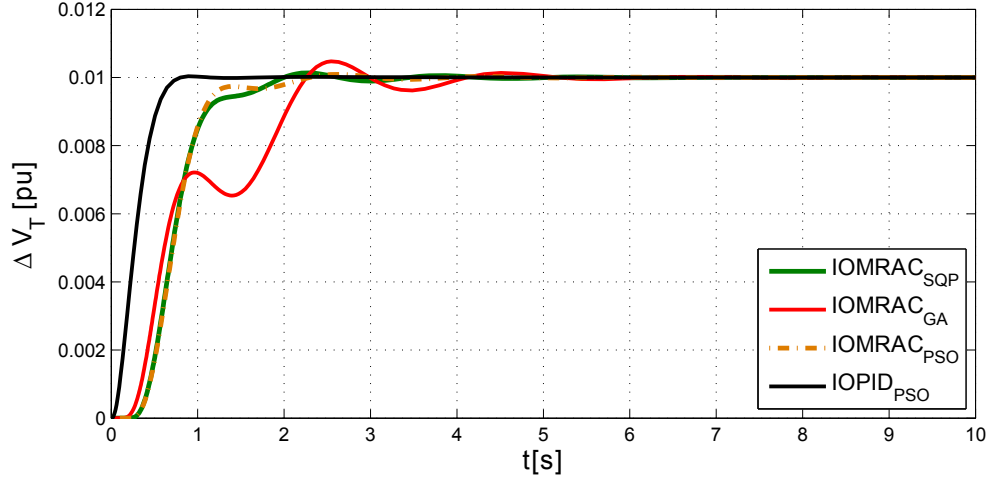


Figura 4.18: Voltaje medido en bornes del generador.

El voltaje en los bornes del generador, es controlado mediante el voltaje de excitación $\Delta V_E(t)$, el cual es medido para cada técnica de control y mostrado en la Figura 4.19. El IOPID_{PSO}, que es la mejor respuesta encontrada en la literatura para este caso de estudio, entrega un voltaje hasta un 40 % mayor en relación al IOMRAC_{PSO}, siendo éste el costo asociado a la mejora obtenida. Sin embargo, la magnitud de esta acción de control está dentro del rango de operación de los sistemas de excitación.

En la Sección 2.6.2 se observó que SQP es un método con análisis de convergencia, es decir que dependiendo de la condición inicial, el algoritmo convergerá a un óptimo, ya sea este local o global. Si bien el otro algoritmo utilizado (GA) no tiene análisis de convergencia debido a sus características aleatorias en el proceso de búsqueda, éste aumenta la probabilidad de encontrar el óptimo global de la función a minimizar. Por otro lado, según [48] algunas versiones de PSO poseen análisis de convergencia, tomando en cuenta ciertas restricciones.

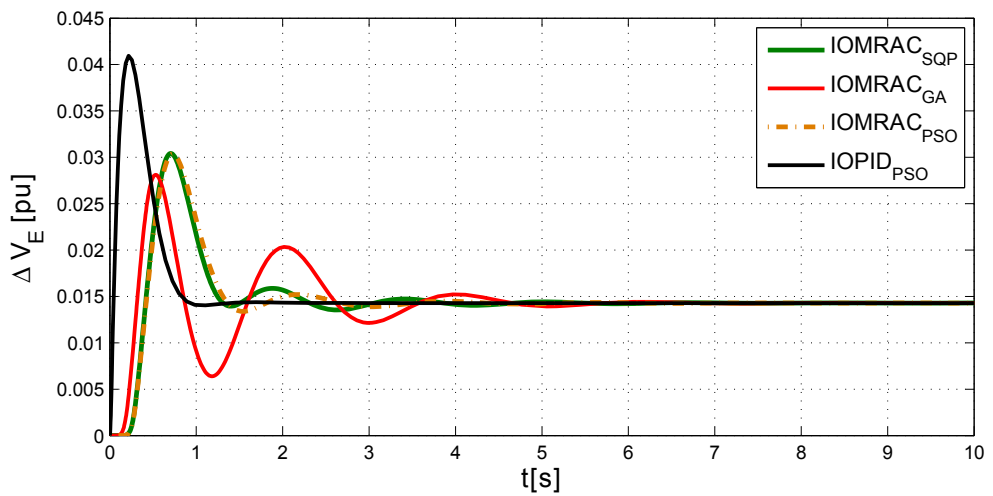


Figura 4.19: Voltaje medido en el sistema de excitación.

Otro análisis importante es la convergencia paramétrica. En la Figura 4.20b se muestra la evolución de los parámetros $\theta_i(t)$ con $i = 1, 2, 3, 4, 5$ y el parámetro $k_1(t)$. En la misma Figura 4.20b, se puede ver la magnitud de $k_1(t)$, el cual es mucho mayor en relación a los otros 8 parámetros.

Sin embargo, estos datos son cálculos numéricos dentro de un procesador lo cual no afecta el voltaje de generación. La dinámica del error de referencia es muy importante para poder analizar el comportamiento de todos los esquemas de control. Para este análisis se presenta la Figura 4.20a, que muestra por un lado la convergencia del error al origen, cumpliendo así el objetivo de control que es $\lim_{t \rightarrow \infty} |e_1(t)| = 0$ con $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t) = \Delta V_T(t) - \Delta V_M(t)$ y por otro, el esfuerzo de control, es decir $u(t) = \theta(t)\omega^T(t)$. Finalmente, se adicionan algunos índices de rendimiento, los cuales proporcionan mayor información del comportamiento del error $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ con $r(t) = \Delta r(t)$ que es distinto a $e_1(t)$. Estos índices son los definidos en la Sección 3.2.3 cuya sumatoria es J en la Tabla 4.4.

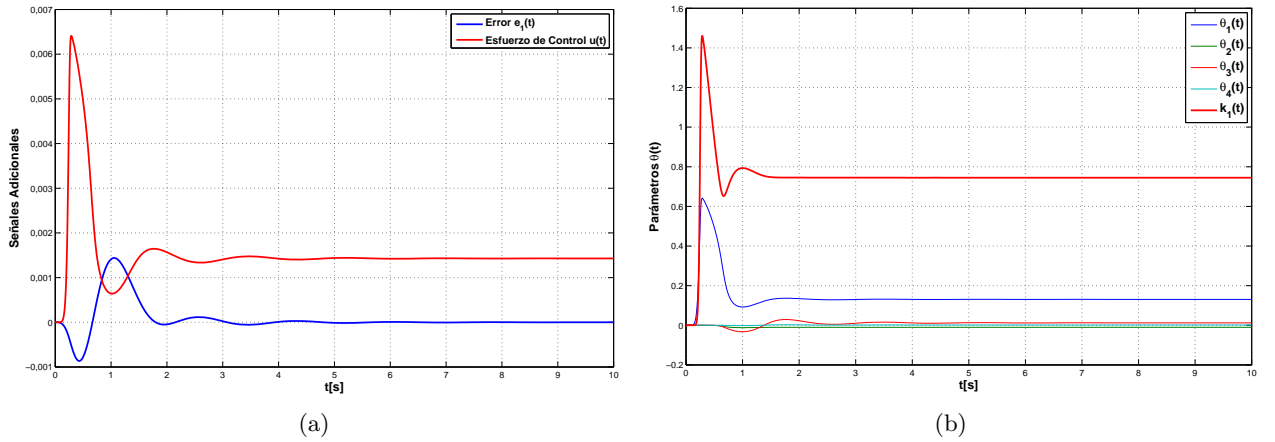


Figura 4.20: (a) Convergencia del error de seguimiento y la acción de control. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ y $k_1(t)$ de IOMRAC_{PSO}.

En este primer análisis de los IOMRAC no se ven reflejadas las ventajas de esta estrategia de control adaptable, de modo que hasta este punto el PID encontrado en la literatura [22], presenta mejores resultados en términos de la OF_2 (ver Tabla 4.4).

ii) Controladores de Orden Fraccionario

La práctica demuestra que el controlador tipo fraccionario, ofrece mejores respuestas en relación al mínimo de la función OF_2 . Ésto se debe a la expansión del espacio de búsqueda, de sólo $\alpha = 1$ a $0 < \alpha < 2$, con $\alpha \in \mathfrak{R}$. La Figura 4.21 presenta el voltaje en los bornes del generador frente a un cambio de referencia del 1 % del valor nominal, es decir $\Delta r = 0.01[pu]$, empleando los 4 controladores fraccionarios.

En párrafos anteriores se mostró que el IOPID es mejor en términos del tiempo de establecimiento t_s y del mínimo de la función OF_2 , con respecto al IOMRAC, encontrado para este caso de estudio. En esta sección se considera al FOMRAC presentado en la Figura 4.21, cuyo sobre-paso O_s es cero y esta mejora se ve reflejada en términos de la OF_2 (ver Tabla 4.4).

Cabe destacar que la OF_2 no considera el $\Delta V_E(t)$ como parámetro a minimizar, pero sin embargo la Figura 4.22 muestra que este voltaje está dentro los límites permitidos en la práctica. Ésto significa, que frente a un cambio en la referencia del 1 % ($\Delta r = 0.01[pu]$), el sistema de excitación requiere de hasta un máximo de 8 % de su valor nominal ($max(\Delta V_E) = 0.08[pu]$) para volver a estabilizar el voltaje en bornes del generador.

Las Figuras 4.21 y 4.22 muestran además el sistema controlado por la técnica PID de tipo

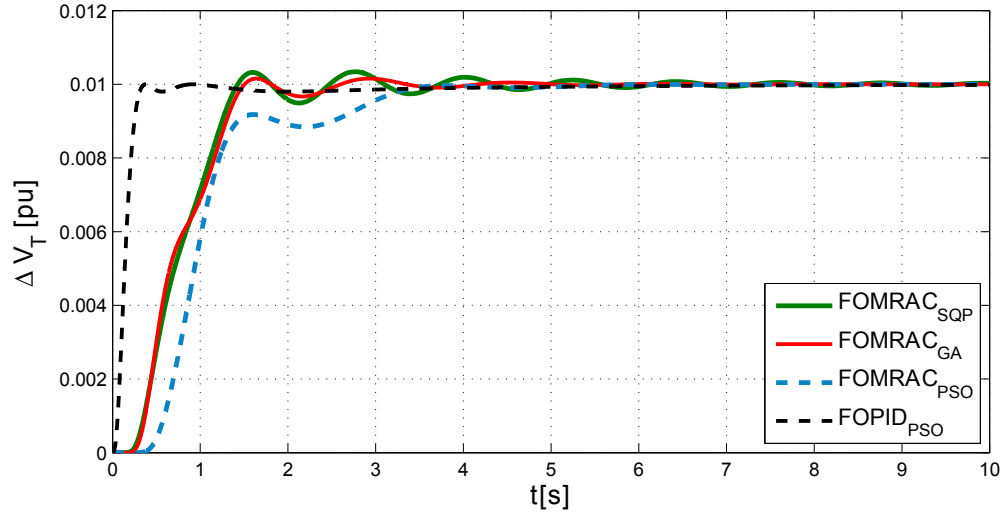


Figura 4.21: Voltaje medido en bornes del generador.

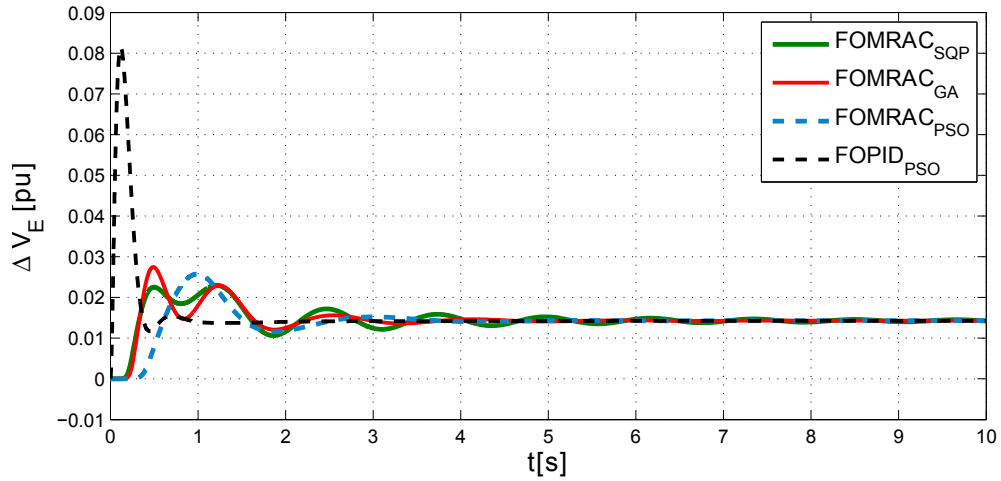


Figura 4.22: Voltaje medido en bornes del sistema de excitador.

fraccionario (FOPID_{PSO}). En la literatura técnica no existen resultados utilizando operadores fraccionarios para el controlador PID asociado al Modelo₂ y con un voltaje de referencia de magnitud $\Delta r(t) = 0.01[pu]$. Por lo tanto en esta Tesis se procedió a sintonizar las ganancias y órdenes del FOPID mediante la minimización de la OF_2 utilizando PSO. Los parámetros obtenidos para el FOPID_{PSO} son los siguientes:

- $\alpha = 0.9722$
- $\beta = 1.2090$
- $K_p = 1.5338$
- $K_i = 0.6523$
- $K_d = 0.9722$

correspondientes al orden de la acción integral ($s^{-\alpha}$), al orden de la acción derivativa (s^β) y las ganancias asociadas a cada una de las ganancias proporcional, derivativa e integral del FOPID.

Si bien FOPID_{PSO} posee un menor tiempo de establecimiento t_s (ver Tabla 4.4) en relación a los IOMRAC, éste tiene un gran costo asociado, ya que el voltaje en el sistema de excitación (ver Figura 4.22) que es aproximadamente 4 veces mayor en comparación con el mejor encontrado en la literatura (IOPID_{PSO} [22]). Sin embargo, el FOPID_{PSO} encontrado en esta Tesis es mejor en términos del O_s y del t_s en relación al IOPID_{PSO} (ver Tabla 4.4).

Analicemos ahora el error de control $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$ y la acción de control $u(t) = \theta(t)\omega^T(t)$ mostradas en la Figura 4.23a, las cuales corresponden a las señales del mejor resultado obtenido en este trabajo para el caso fraccionario que es FOMRAC_{PSO}.

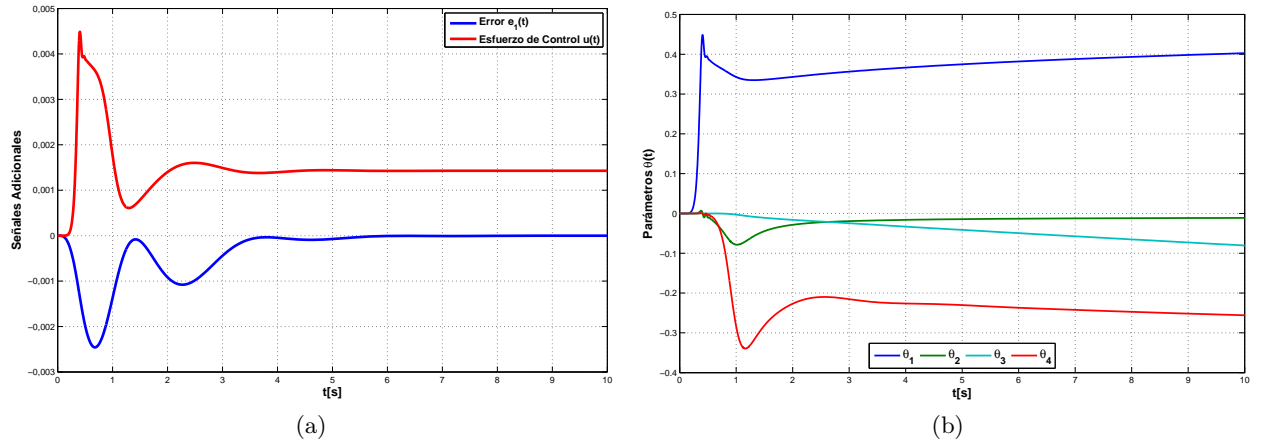


Figura 4.23: (a) Convergencia del error de control y la acción de control. (b) Convergencia de los parámetros $\theta(t)$ de FOMRAC_{PSO}.

Al analizar la Figura 4.23a, se observa que las señales son acotadas y para este caso particular del AVR, con el modelo del generador simplificado (Modelo₂), la señal del error además converge al origen, cumpliendo así con el objetivo de control. Sin embargo, la convergencia paramétrica no está garantizada para esta clase de sistemas de control adaptable tipo fraccionario, lo cual significa que en la literatura aún no existen análisis de convergencia de los parámetros del controlador para los Modelos de Error 4 de tipo fraccionario. Este análisis se ve reflejado en la Figura 4.23b, donde se muestra que los parámetros no convergen a un valor cuando $e_1(t)$ converge al origen.

	FOMRAC			FOPID	IOMRAC			IOPID
	SQP	GA	PSO	PSO	SQP	GA	PSO	PSO
t_s [s]	3.54	1.38	3.26	0.58	1.83	1.88	2.01	0.68
O_s [%]	3.41	1.54	0	0	1.35	1.59	0.90	0.34
$\max\left(\frac{dV_T}{dt}\right)$	0.0133	0.0166	0.0130	0.0533	0.0168	0.0169	0.0166	0.0250
J	0.0152	0.0128	0.0205	0.0051	0.0119	0.0122	0.0116	0.0036
OF₂	1.16E+09	2.37E+08	16.57	14.22	1.82E+08	2.53E+08	8.18E+07	8.56E+06

Tabla 4.4: Índices de rendimiento de los controladores del Caso de estudio 2.

Una vez presentadas todas las técnicas de control para el Caso de Estudio 2, tanto para el caso entero como para el caso fraccionario, se analiza en términos numéricos los resultados obtenidos de manera global, considerando todas las técnicas de control de la presente Tesis, las cuales son presentadas en la Tabla 4.4. En la Tabla 4.4 se presenta además la sumatoria de todos los índices de rendimiento presentados en la Sección 3, pero no se muestra el detalle de cada índice de forma particular, ya que las magnitudes de cada uno está en el orden de 10^{-4} , por ser este caso de estudio

un análisis en pequeña señal. La sumatoria está definida como

$$J = \int_0^t |e_c(t)|dt + \int_0^t e_c(t)^2 dt + \int_0^t t|e_c(t)|dt + \int_0^t te_c(t)^2 dt \quad (4.3)$$

donde $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$, y no $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$, ya que el controlador PID no proporciona el parámetro $y_m(t)$ y la ventana de tiempo se fija en $t = 10[s]$.

En base a lo dicho anteriormente se puede establecer lo siguiente.

- i) El peor resultado encontrado en este caso de estudio, corresponde al IOMRAC_{GA}, siendo éste el más lento en cuanto a t_s , el que mayor O_s presenta y en consecuencia el de mayor valor para la función objetivo OF_2 .
- ii) En contraste, la misma estrategia de optimización (GA) encuentra las mejores ganancias adaptativas para el controlador FOMRAC, el cual tiene el menor t_s , pero, es altamente penalizado por el O_s que éste proporciona. El mínimo sobre-paso hace que la OF_2 del FOMRAC_{GA} crezca considerablemente.
- iii) De manera general y en términos de la principal medida de comparación que es la OF_2 , el FOMRAC_{PSO} es el mejor resultado obtenido dentro de los controladores adaptables propuestos en este trabajo, debido al $O_s = 0\%$.
- iv) Se sabe que para este caso de estudio, en la literatura sólo se propone el IOPID optimizado por una variación del PSO llamada VURPSO [22]. La propuesta de esta Tesis tiene que ver también con el controlador PID pero, de orden fraccionario, el cual presenta el mejor resultado obtenido en este caso de estudio, en comparación al resultado encontrado en la literatura. Por un lado el FOPID_{PSO} mejora considerablemente al FOMRAC_{PSO} mejorando en un 96.95% su OF_1 y por otro en un 14.70% el t_s del IOPID_{PSO} reportado en [22].
- v) Los índices de rendimiento adicionales (J) determinan el comportamiento del error de seguimiento $e_c(t)$ lo cual determina la eficiencia del controlador. Desde este punto de vista el FOPID_{PSO} en este caso de estudio mejora en un 74.8% al IOPID_{PSO} de [22].

De manera general, el FOPID_{PSO} propuesto en esta Tesis, es la mejor técnica de control en relación al encontrado en la literatura, en términos de t_s y OF_2 , pero, la técnica de control optimizada FOMRAC_{PSO} no deja de ser una buena alternativa, ya que en términos del $\Delta V_E(t)$ es el que mejores resultados presenta, si se considera parámetros adaptables en el tiempo.

Como se había hecho mención, en esta sección no se observan ventajas relevantes del MRAC con respecto a las técnicas de control PID. Sin embargo, dentro de la estructura de control MRAC, el control tipo fraccionario resulta ser mejor en términos de los criterios de evaluación establecidos, en relación al MRAC de orden entero. Por otro lado, dentro de los controladores PID, el caso fraccionario también resulta ser mejor que el caso PID entero, lo que confirma la hipótesis, ya que al expandir el espacio de búsqueda se aumentan las probabilidades de encontrar un mejor mínimo para la función OF_2 .

4.2.2. Análisis de Robustez de los Controladores Enteros y Fraccionarios

Una vez encontrados los mejores resultados obtenidos en esta Tesis para el Caso de Estudio 2, en relación a los encontrados en la literatura, procederemos a realizar pruebas de robustez,

es decir verificar el comportamiento del sistema frente a variaciones paramétricas. La estrategia de optimización PSO asociada a la técnica de control FOPID encontraron el mejor mínimo para la función OF_2 y por lo tanto será comparada con la encontrada en la literatura por PID en el caso entero [22]. Por otro lado, adicionaremos el comportamiento del $MRAC_{PSO}$, tanto para el caso fraccionario como para el caso entero, donde se observan las verdaderas ventajas de este tipo de controlador. Cabe mencionar, además, que no se hará uso de los resultados obtenidos por los algoritmos SQP ni GA, ya que en la etapa anterior se mostró que en términos de los índices de rendimiento, PSO obtiene mejores, en relación a los otros dos algoritmos.

La primera prueba de robustez realizada en este Caso de Estudio 2, corresponde a las variaciones en los parámetros del generador. El sistema, después del cambio de referencia inicial de $\Delta r = 0.01[pu]$, logra estabilizarse gracias a las acciones de control. Sin embargo en $t = 10[s]$ se produce un cambio en los parámetros de la carga y estos se ven reflejados en variaciones paramétricas del generador, de tal modo $K_G = 0.7$ y $\tau_G = 1$ pasan a ser 0.87 y 2.5, respectivamente. Para volver a las condiciones de carga iniciales, modificamos el cambio realizado anteriormente en los parámetros iniciales del generador en $t = 30[s]$. La Figura 4.24 muestra el efecto sobre el voltaje en bornes del generador $\Delta V_T(t)$, de las 2 variaciones anteriormente mencionadas.

El $FOPID_{PSO}$ mejora en un 11.12% el tiempo de establecimiento del $IOPID_{PSO}$. La OF_2 del $FOMRAC_{PSO}$ es 1.62×10^{11} , el cual mejora en un 4.21% el mínimo de la función obtenida con el $IOPID_{PSO}$ encontrado en la literatura [22], el cual tiene un valor de 1.69×10^{11} .

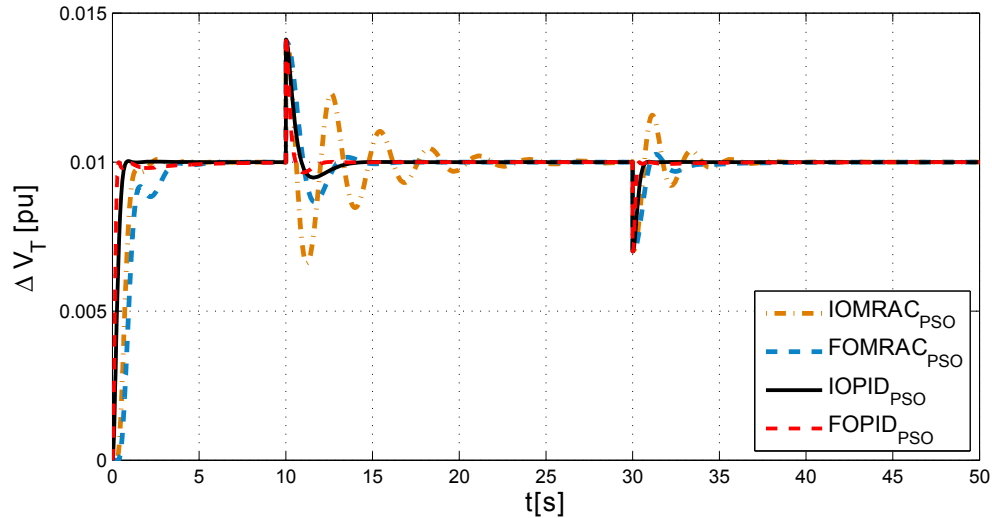


Figura 4.24: Variaciones del voltaje del generador frente a un escalón de 1% en la referencia y posterior variación en las condiciones de carga.

De la Figura 4.26 se observa claramente que la mejor respuesta en términos del J es $FOPID_{PSO}$ con un valor de $J = 0.04$ en comparación a $J = 0.06$ de $IOPID_{PSO}$. Ésto significa una mejora del 33.33% en comparación del $IOPID_{PSO}$ reportado en [22]. Sin embargo, esta mejora hace que la magnitud del voltaje de excitación $\Delta V_E(t)$ sea hasta 2 veces mayor en relación a las técnicas adaptativas ($IOMRAC$), mostradas en la Figura 4.25.

Hasta este punto, no se observan ventajas considerables de las técnicas propuestas en este Caso de Estudio 2, en relación a los resultados reportados en la literatura técnica por Chatterjee et al. [22]. Si embargo, nuevamente se aprecia la ventaja de los controladores fraccionarios (Ver Figuras 4.24 y 4.25). Si bien el $IOPID$ y el $FOPID$ comparten estructura, las técnicas son distintas por el análisis de convergencia y estabilidad que éstos proporcionan y también por el número de parámetros a ajustar.

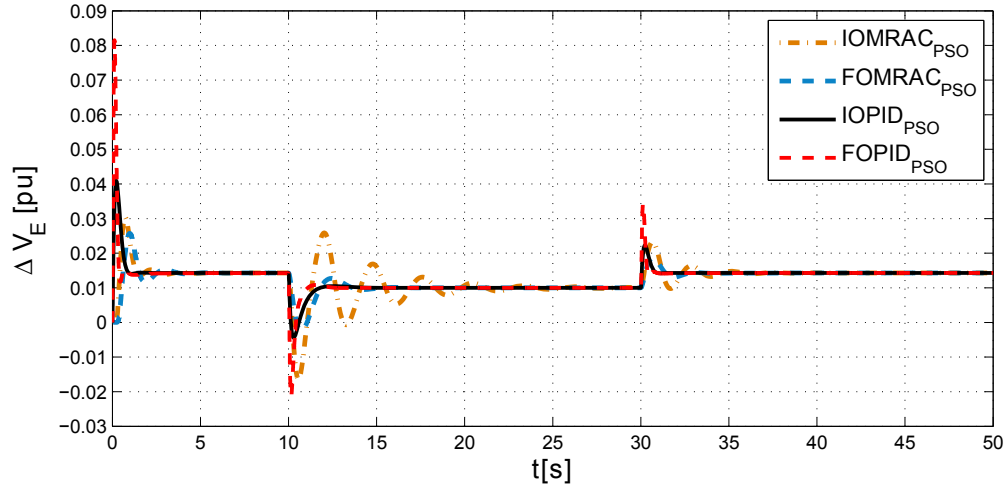


Figura 4.25: Voltaje del Excitador frente a un escalón de 1% y a variaciones en las condiciones de carga.

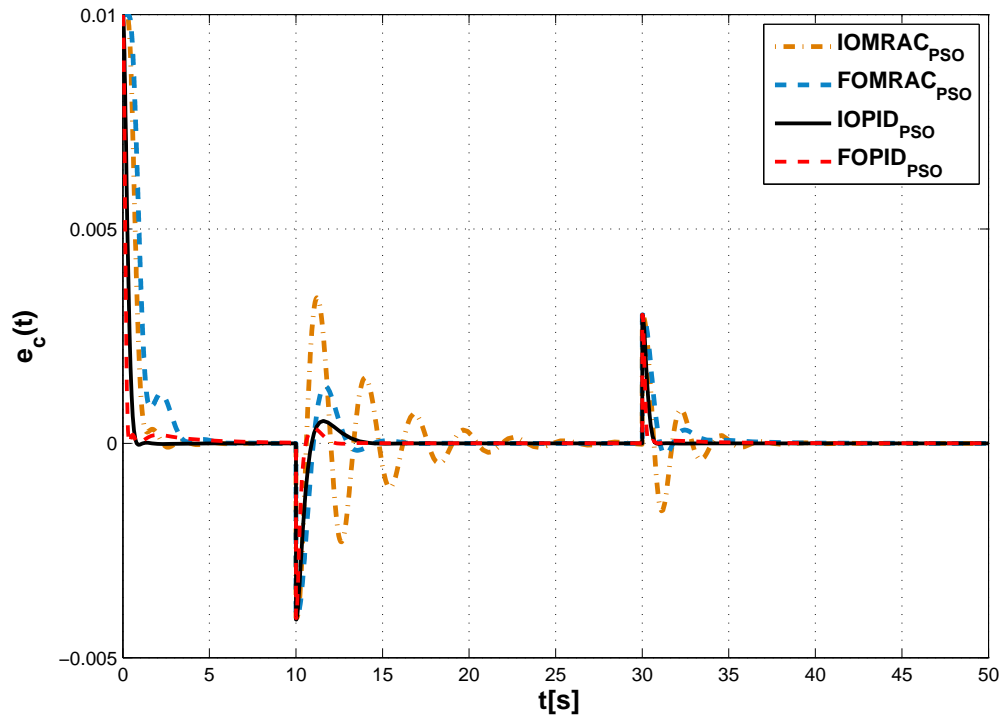


Figura 4.26: Error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a variaciones en los parámetros del Generador.

Lo mismo sucede con los controladores IOMRAC y FOMRAC. En ese contexto la comparación es válida entre las cuatro técnicas empleando índices de rendimiento y la función de costo OF_2 .

Dentro de las variaciones paramétricas, también se consideran posibles cambios en el sistema de excitación, lo cual conforma el segundo test de robustez de los controladores presentados en este caso de estudio. El sistema de excitación, cambia sus parámetros en $t = 10[s]$ de $G_e(s) = \frac{1}{0.5s+1}$ a $G_{e1} = \frac{2}{5s+1}$, además de los cambios de los parámetros del generador ya explicados en la primera prueba de robustez. Los resultados se muestran en la Figura 4.27.

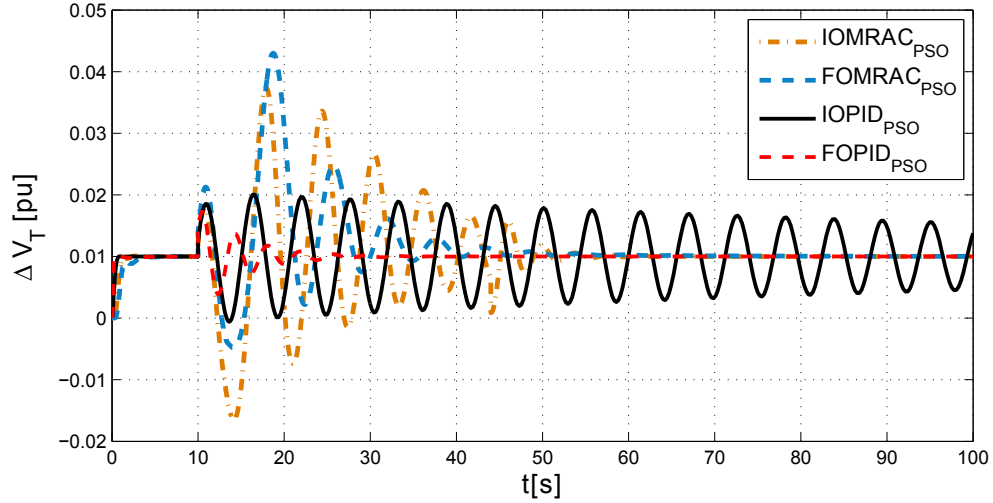


Figura 4.27: Voltaje en bornes del generador frente a cambios en la referencia del 1 % y posterior variación paramétrica en el sistema de excitación y del generador.

Cuando se supone que existen variaciones considerables en los parámetros del sistema, conviene implementar el control adaptable en cualquiera de sus dos representaciones (fraccionario o entero). Hasta aquí se demostró que el controlador PID de orden entero presenta buenos resultados en términos de simplicidad en la implementación y en términos de los índices de rendimiento establecidos. Ésto se debe a que el sistema es también simple, lineal y de parámetros fijos. Sin embargo, al llevar el sistema a condiciones de estrés máximo, el controlador PID de orden entero no es capaz de volver a estabilizar el sistema y menos hacer que el error de referencia converja a cero en tiempos razonables, tomando en cuenta los tiempos de respuesta de los sistemas eléctricos.

Cuando el controlador PID de orden entero deja de ser eficiente, es cuando los tres controladores propuestos en este Caso de Estudio 2 (FOPID, IOMRAC y FOMRAC), continúan funcionando de manera eficiente, los que serán analizados en términos de los índices de desempeño ya mencionados.

Como se muestra en la Figura 4.27, observando los controladores PID, el controlador de orden entero IOPID_{PSO} no logra estabilizar al sistema, a diferencia del controlador fraccionario FOPID_{PSO}, teniendo éste un $t_s = 18[s]$ después de la perturbación. El sobre-paso asociado a la variación de los parámetros del excitador, hace que la OF_2 sea de 5.332×10^{11} . Por lo tanto no es necesario hacer un análisis en términos porcentuales ya que el PID no logra estabilizarse en la ventana de tiempo predeterminada, lo cual hace obvia su ineficiente labor. Finalmente, para este tipo de controlador, el caso fraccionario demuestra una vez más la robustez del mismo frente a variaciones paramétricas del sistema.

Por otro lado, es importante reconocer la rendimiento del controlador tipo adaptable, del cual se podría decir que tiene información en tiempo real del error de referencia, con el cual produce una actualización constante de sus parámetros. En ese sentido, el IOMRAC_{PSO} propuesto en este documento, tiende a estabilizar al sistema y cumplir con el objetivo de control en $43.95[s]$ después de ocurrida la variación del parámetro. Sin embargo el FOMRAC_{PSO} ofrece un mejor tiempo de establecimiento, el cual es un 8.20 % mejor que el IOMRAC_{PSO} de este mismo trabajo, el cual tiene un $t_s = 53.95[s]$. Estos resultados pueden ser vistos gráficamente en el Figura 4.27. Considerando la sumatoria de los índices de desempeño fijados en la Sección 3.2.3 (J) el FOMRAC_{PSO} posee un $J = 5.85$, el cual mejora en un 37.92 % el del IOMRAC_{PSO} ($J = 9.42$).

La ventaja más considerable, en cuanto al comportamiento de los controladores frente a

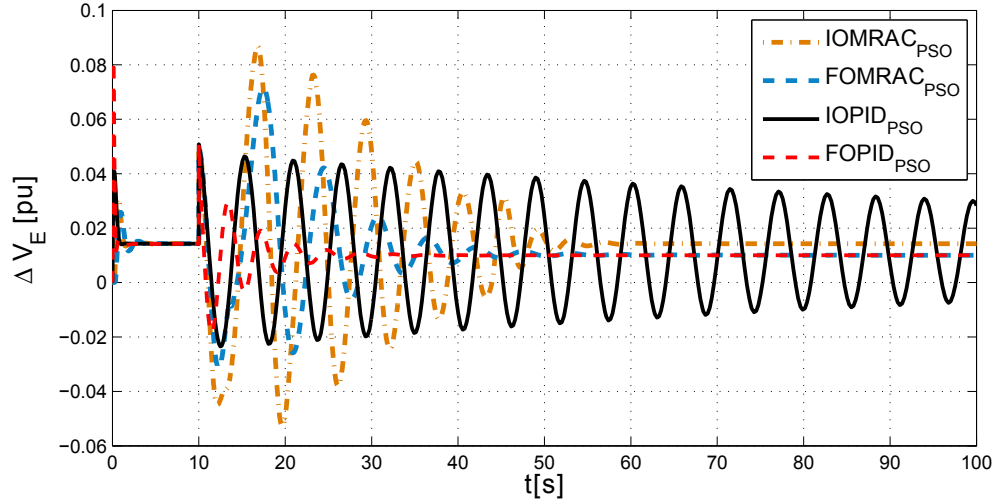


Figura 4.28: Voltaje del Excitador frente a cambios en la referencia del 1% y frente a variaciones paramétricas del excitador y del generador.

variaciones en los parámetros del sistema de excitación, es en el t_s . En ese sentido, el FOPID_{PSO} de este trabajo hace que el sistema se estabilice $t_s = 18[s]$ comparado con el IOPID_{PSO} de [22] que no llega a estabilizarse en el tiempo definido ($t = 100[s]$) y por lo tanto, no se realizan comparaciones con IOPID_{PSO}. Por otro lado, el FOPID_{PSO} ($J = 0.48$) es un 91,79% menor que FOMRAC_{PSO} ($J = 5.85$) propuesto en esta Tesis, en términos de la sumatoria de los índices de rendimiento adicionales (J), cuyo error de referencia es simulado en la Figura 4.29.

De este modo, el FOPID_{PSO} resulta ser más eficiente tomando en cuenta las variaciones en los parámetros del sistema de excitación. Además, la magnitud de la acción de control es similar al IOPID y mucho menor que los MRAC, la cual se muestra en la Figura 4.28.

Finalmente, en términos generales, el mejor controlador en relación a la función objetivo principal OF_2 , y los índices adicionales J , es el FOPID_{PSO}. Pero no debe descartarse el uso de los MRAC_{PSO} (caso entero y fraccionario), ya que por el análisis realizado, también logran cumplir con el objetivo de control en tiempos razonables.

4.3. Caso de Estudio 3

En esta sección, analizamos un caso adicional a los ya analizados anteriormente, el cual corresponde a la implementación del Modelo₂ (modelo lineal simplificado del generador) en conjunto con la función objetivo OF_2 . La diferencia con el Caso de Estudio 2, tiene que ver con la restricción en relación a las variaciones del voltaje de referencia, ya que en este Caso de Estudio 3 se emplea $\Delta r = 1[pu]$ en lugar de $\Delta r = 0.01[pu]$. Además, esta sección se presenta para confirmar los resultados presentados en los Casos de Estudio 1 y 2. Muchos autores han realizado publicaciones utilizando esta misma restricción y éste mismo modelo, pero, con diferentes funciones objetivo [4, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 15, 16, 17, 19, 63]. Al no existir una función de costo estándar para todas ellas, en esta Tesis se realizan simulaciones propias, empezando con el controlador PID para el caso de orden entero y para el caso orden fraccionario, para continuar con la implementación del MRAC tanto entero como fraccionario, al igual que en los 2 casos de estudio anteriores. Se analizan los índices de rendimiento que determinan las ventajas y desventajas de cada tipo de control.

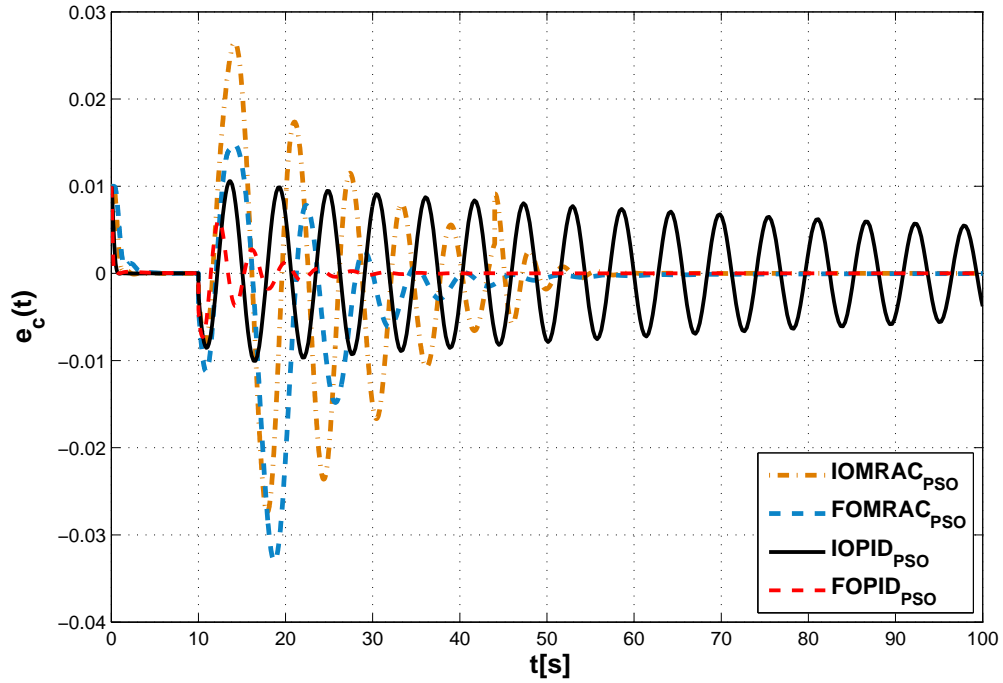


Figura 4.29: Error de referencia $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ frente a variaciones en los parámetros del Generador y del sistema de excitación.

La Tabla 4.5, muestra los parámetros obtenidos para el controlador MRAC en los dos casos (IOMRAC y FOMRAC). Cabe destacar que el único algoritmo de optimización que se utiliza en este caso de estudio adicional, es el algoritmo de optimización PSO, debido a que para esta aplicación en particular demostró ventajas en relación a las demás estrategias de optimización presentadas en los casos anteriores.

	Órdenes de Derivación α					Ganancias Adaptivas γ					OF ₂
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	
IOMRAC	1	1	1	1	1	8228347.7	500000000.0	303459790.9	196829082.1	317820160.0	2.66E+08
FOMRAC	0.86	1.367	1.53	1.339	1.218	300000000.7	54938608.0	600000000.3	600000000.3	600000000.3	4.63E+07

Tabla 4.5: Parámetros optimizados por PSO del MRAC para Caso de estudio 3.

4.3.1. Comportamiento del MRAC Frente a Variaciones de la Referencia

En los casos de estudio anteriores se mostró de manera general, que para esta aplicación, con el algoritmo de optimización PSO se logra obtener un mejor mínimo para las funciones OF_1 y OF_2 . Debido a ello, los resultados para el Caso de Estudio 3 se presentarán sólo para este algoritmo de optimización y para cada técnica de control, los que son mostrados en la Figura 4.30. Antes de proceder con el análisis numérico de estos resultados, es necesario indicar los parámetros obtenidos para los controladores PID. Ellos son: $K_p = 0.54455$, $K_i = 0.36898$, $K_d = 0.17382$ para el caso entero ó IOPID_{PSO} y $\alpha = 0.8448$, $\beta = 1.1123$, $K_p = 0.7697$, $K_i = 0.5171$, $K_d = 0.2302$ para el caso fraccionario ó FOPID_{PSO}. El ajuste de estos parámetros en este Caso de Estudio 3 fue realizado considerando todas las restricciones y condiciones presentadas en la Sección 3.4, definidas para el algoritmo PSO. Además, se utiliza el esquema analizado en la Figura 4.15, el cual corresponde al esquema del IOPID_{FILTERED}. De la Figura 4.30, nuevamente se observa la ventaja del controlador PID para este tipo de sistemas (Ver Tabla 4.6). Sin embargo, resaltamos las ventajas del control tipo

fraccionario en relación al caso entero para ambas estructuras de control; $FOPID_{PSO}$ en relación a $IOPID_{PSO}$ y $FOMRAC_{PSO}$ en relación al $IOMRAC_{PSO}$, en términos del tiempo de establecimiento t_s .

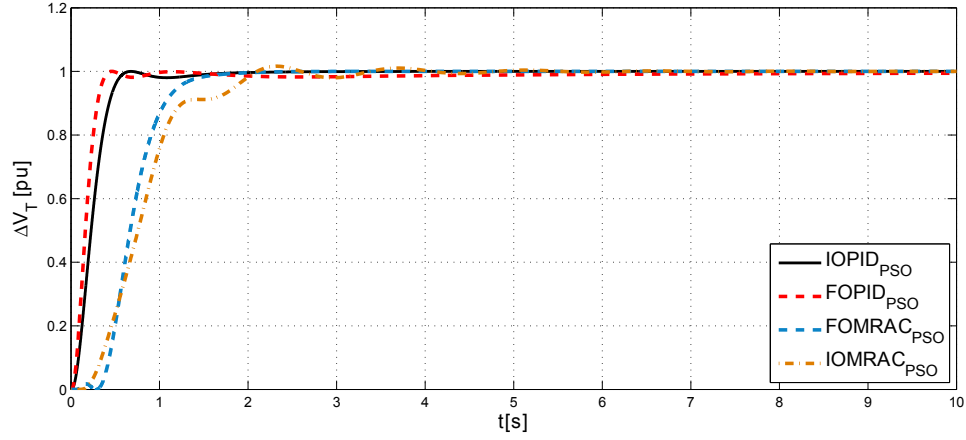


Figura 4.30: Respuesta de ΔV_T frente a un escalón de referencia usando control PID y MRAC

Según la Tabla 4.6 el $FOMRAC_{PSO}$ mejora en un 8.47 % al $IOMRAC_{PSO}$ en relación al tiempo de establecimiento t_s . Por otro lado, el $FOPID_{PSO}$ mejora en un 31.08 % al $IOPID_{PSO}$ también en términos de t_s .

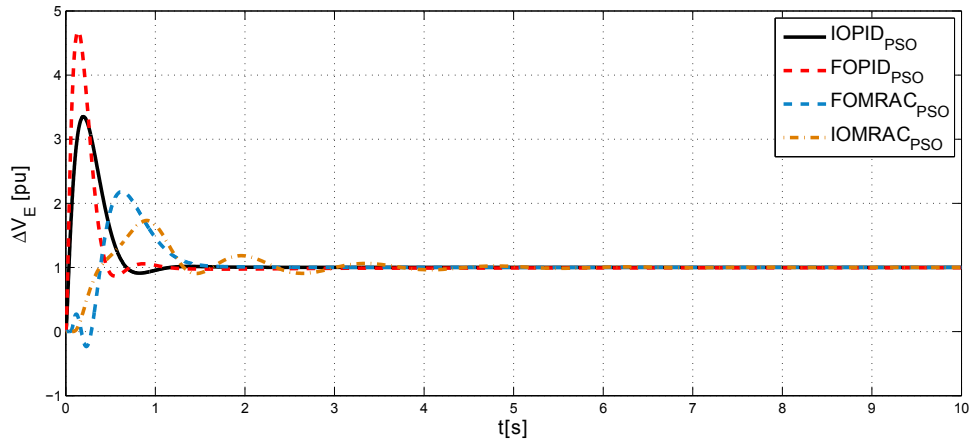


Figura 4.31: Respuesta de ΔV_E frente a un escalón de referencia.

Como en todos los casos de estudio anteriores, el costo asociado a la mejora en el tiempo de establecimiento, tiene que ver con la magnitud de la variable manipulada. La Figura 4.31 muestra que los controladores $IOPID$ y $FOPID$, poseen una magnitud inicial de aproximadamente el doble de voltaje de excitación, para lograr estabilizar el sistema a partir de un cambio en el punto de operación, en relación a los controladores tipo MRAC.

El comportamiento del error de seguimiento ($e_c(t)$) es fundamental para determinar la eficiencia de cada técnica de control. Tal como en el Caso de Estudio 2, sólo se presenta la sumatoria de los índices de rendimiento adicionales (J), debido a que se está evaluando la misma función $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$, cuya dinámica se observa en la Figura 4.32. En estos términos el $FOMRAC$ mejora en un 12.55 % al $IOMRAC$, tal como se aprecia en la Tabla 4.6.

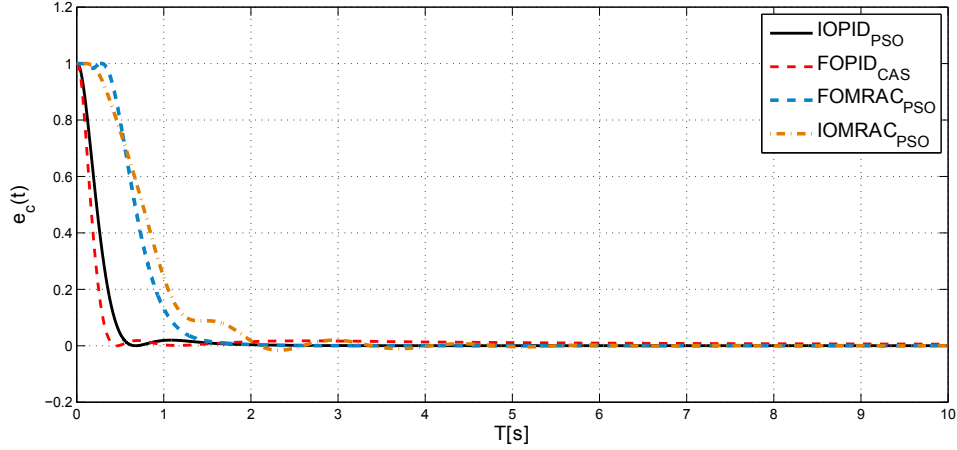


Figura 4.32: Evolución del error de seguimiento $e_c(t) = r(t) - y_p(t)$ para una variación de escalón unitario de la referencia.

	IOMRAC	FOMRAC	IOPID	FOPID
t_s [s]	2.97	2.03	0.55	0.38
O_s [%]	1.63	0.68	0.00	0.00
$max\left(\frac{dV_T}{dt}\right)$	1.11	2.09	2.97	4.31
J	2.16	1.81	0.51	0.87
OF₂	2.7E+08	4.6E+07	0.30	0.14

Tabla 4.6: Evaluación de las técnicas de control para el Caso de Estudio 3.

4.3.2. Análisis de Robustez Frente a Variaciones Paramétricas

Este estudio es el más importante y donde se destacan los beneficios de cada estrategia de control fraccionario, con respecto a sus pares de orden entero. Se realizan los siguientes cambios paramétricos en el sistema AVR; por un lado en el generador $K_g = 1$ y $\tau_G = 1$ cambian a 0.87 y 2.5, respectivamente y por otro, en el sistema de excitación $G_e(s) = \frac{1}{0.4s+1}$ cambia a $G_{e1}(s) = \frac{2}{6s+1}$, ambos en $t = 10$ [s]. Estos cambios llevan al sistema a un punto de operación de estrés máximo. Para poder observar mejor el comportamiento de cada controlador serán mostrados separadamente considerando su estructura.

La Figura 4.33a muestra el comportamiento del voltaje en bornes ΔV_T para el sistema controlado por ambas técnicas PID, donde el FOPID estabiliza el sistema después de haber ocurrido la variación, sin embargo el IOPID no logra estabilizar el sistema en la ventana de tiempo determinada. Como se puede observar en la Figura 4.33a se analiza la ventana de tiempo $t = [10100]$ [s] para resaltar la ventaja del FOPID con respecto al IOPID. Además el FOPID, no tiene costo asociado en ΔV_E , ya que tiene aproximadamente la misma magnitud máxima de la variable manipulada que el IOPID, lo cual se aprecia en la Figura 4.33b.

En cuanto al controlador MRAC, una vez más se confirma la ventaja del FOMRAC sobre el IOMRAC, en términos del mínimo de la OF_2 , ya que el FOMRAC posee un $OF_2 = 1.27 \times 10^{13}$, el cual mejora en un 76.58 % al IOMRAC ($OF_2 = 5.40 \times 10^{13}$), debido a la magnitud del O_s como se observa en la Figura 4.34a. Por otro lado, el voltaje en el sistema de excitación ΔV_E de la Figura 4.34b, muestra que, a pesar de la mejora, la magnitud de la señal del FOMRAC es menor que IOMRAC, lo cual hace aun más eficiente el rendimiento del controlador adaptable tipo fraccionario.

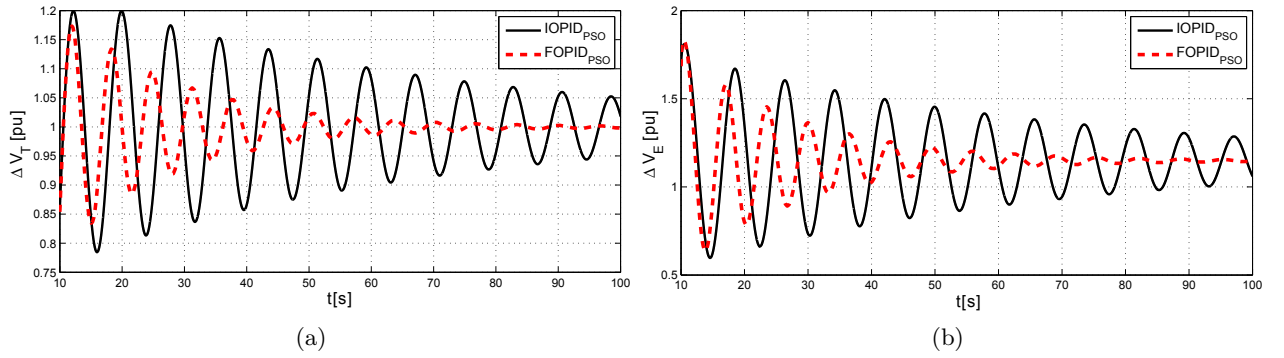


Figura 4.33: (a) Evolución de ΔV_T para el sistema controlado frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador. (b) Respuesta de la variable manipulada frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador.

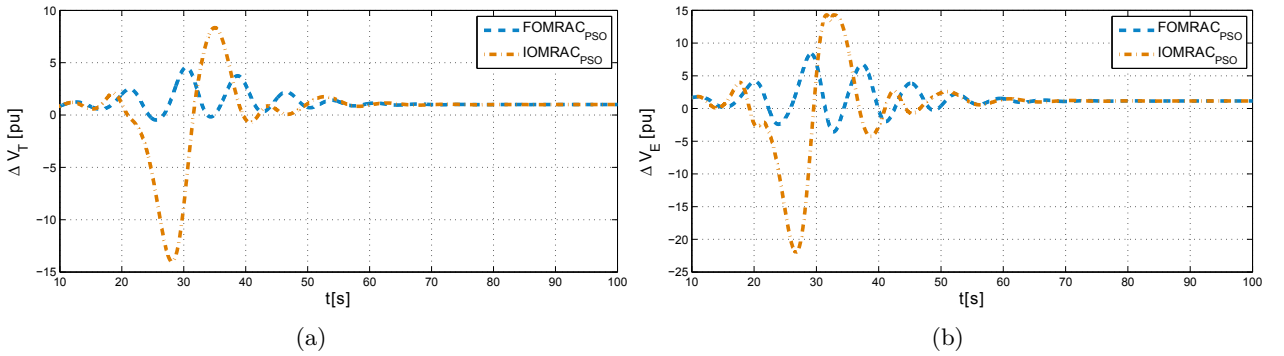


Figura 4.34: (a) Respuesta del sistema controlado por el MRAC frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador. (b) Respuesta de la variable manipulada frente a variaciones en los parámetros del generador y del excitador.

Otro aspecto a resaltar, es el tiempo de establecimiento t_s de los controladores MRAC, el FOMRAC se estabiliza en 42.31[s] comparado con los 45.31[s] del IOMRAC.

Para finalizar el análisis de este caso de estudio adicional, se realiza la comparación en términos de los índices de rendimiento adicionales J , donde el controlador FOPID supera considerablemente el comportamiento del error de seguimiento en comparación al IOPID. Esta característica es mostrada en la Figura 4.35a y para el intervalo [10 100][s]. La sumatoria definida como J es igual a 340.07 para el IOPID en relación a la sumatoria $J = 76.86$ obtenida para el FOPID. Estos datos numéricos pertenecen a la Figura 4.35a. Ésto significa una mejora del 90.74%. En cuanto al IOMRAC, se tiene que $J = 36867.74$ en relación a $J = 3670.92$ para el FOMRAC, lo que significa una mejora del 90.04%. Estos resultados son expresados de forma gráfica en la Figura 4.35b.

De manera general podemos decir que para el Caso de Estudio 3, el control tipo fraccionario presenta mejores resultados, en términos de los índices de rendimiento propuestos en este trabajo, en relación a sus similares de orden entero.

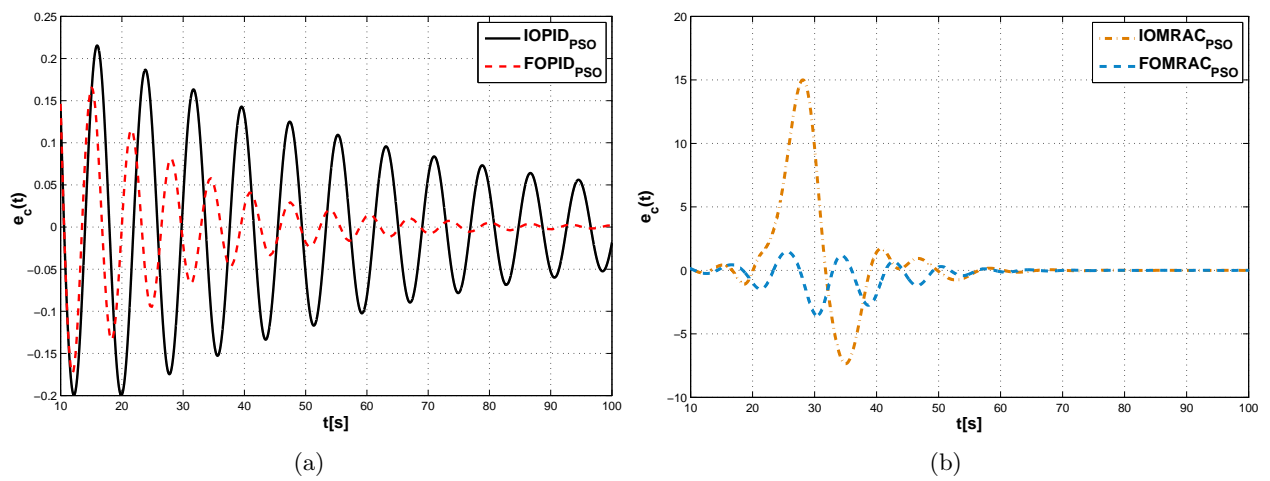


Figura 4.35: (a) Convergencia del error de seguimiento $e_c(t)$ para los controladores IOPID Y FOPID.(b) Convergencia del error de seguimiento para los controladores IOMRAC Y FOMRAC.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

5.1. Conclusiones

En el trabajo de investigación realizado en esta Tesis, se ha presentado el control adaptable de orden fraccionario por modelo de referencia (FOMRAC), el cual considera la optimización de sus parámetros de diseño mediante técnicas de optimización y aplicado a los reguladores automáticos de voltaje (AVR). Diferentes técnicas de optimización (GA, SQP y PSO) fueron analizadas en relación a la minimización de 2 funciones objetivo (OF_1 y OF_2) asociadas a dos modelos utilizados para el generador en el sistema AVR; Modelo lineal completo (Modelo₁) y Modelo lineal simplificado (Modelo₂).

En el Caso de Estudio 1 (formado por el Modelo₁ y la OF_1) se observa que el FOMRAC_{PSO} propuesto en este trabajo, mejora en un 69.17% el t_s del mejor resultado encontrado en la literatura por [20], cuando se realiza variaciones en la referencia ($\Delta r(t)$). En este caso de estudio, se considera la minimización de OF_1 , la cual de manera implícita determina el rendimiento de los algoritmos de optimización usados en cada caso. Al ser ésta una función de costo no lineal y de alta dimensionalidad, PSO, demuestra sus ventajas, ya que mejora en un 22.43% (ver Tabla 4.2) la minimización en relación al algoritmo de GA encontrado en la literatura, también cuando se realizan variaciones en $\Delta r(t)$. Por otro lado, para el análisis de las respuestas del sistema frente a variaciones paramétricas del sistema, se establecen además índices de rendimiento adicionales (J), que determinan la eficiencia de los controladores, ya que toman en cuenta el comportamiento del error de seguimiento $e_c(t)$. En ese sentido, una vez más el IOMRAC_{PSO} ($J = 176.40$ propuesto en este trabajo), mejora en un 47.34% el J en relación a su par encontrado en la literatura que es el IOMRAC_{GA} ($J = 335.0$) de [20]. Para medir el rendimiento de los controladores frente a variaciones en los parámetros del generador y del sistema de excitación, a lo largo del documento se hace mención a los beneficios del control adaptable frente a incertidumbres en el modelo. Es así que el FOMRAC_{PSO} ($OF_1 = 223.68$) mejora en un 58.83% la minimización de OF_1 , frente a variaciones en los parámetros del generador y del sistema de excitación con relación al encontrado por el FOPID ($OF_1 = 543.30$) de [14].

En el Caso de Estudio 2 que combina el Modelo₂ (modelo lineal simplificado del generador) junto a la OF_2 , es necesario hacer el análisis de manera independiente para cada controlador, ya que al utilizar el Modelo₂, no se justifica usar un controlador tan complejo como el MRAC, en términos del número de parámetros a ajustar. Por tal motivo, se procedió también con la simplificación del controlador adaptivo, lo que hace más eficiente el cumplimiento del objetivo de control. Dentro de cada estructura particular, por un lado la estructura del PID y por otro la estructura del MRAC,

los casos fraccionarios presentan mejores resultados en términos de la sumatoria de los índices de rendimiento adicionales J , siendo el $FOPID_{PSO}$ menor en un 74.80% en relación a $IOPID_{PSO}$ de [22] (ver Tabla 4.4), cuando se evalúa al sistema frente a la variación en la referencia.

También se realizan pruebas de robustez frente a variaciones paramétricas del generador y del excitador, donde cabe destacar el comportamiento de los controladores adaptables. Cuando se lleva al sistema a situaciones de estrés máximo, el controlador PID de orden entero propuesto en la literatura por [22], deja de ser eficiente y no cumple con el objetivo de control. Sin embargo, las otras tres técnicas de control propuestas en este trabajo, continúan trabajando de manera eficiente y si cumplen con el objetivo de control.

Como un caso adicional se presentó el Caso de Estudio 3, el cual se propuso para verificar las ventajas de los controladores fraccionarios ($FOPID$ y $FOMRAC$), en términos de los índices de desempeño analizados (OF_2 y J), en los dos primeros casos de estudio, donde se confirma la eficiencia de estos controladores fraccionarios en relación a sus pares en el caso entero (ver Tabla 4.6). Al igual que el Caso de Estudio 2, el controlador $IOPID$ deja de ser eficiente cuando se lleva al sistema AVR a situaciones extremas de funcionamiento. Ésto significa que los controladores $FOPID$ y los $MRAC$ cumplen con el objetivo de control, lo cual hace aconsejable su aplicación.

El Capítulo 4 menciona, que los algoritmos optimizadores (GA, SQP y PSO) que permitieron la obtención del mejor mínimo para los controladores de orden entero, son los mismos utilizados para los controladores de orden fraccionario. Además cabe mencionar, que si reajustamos los parámetros usados en cada algoritmo optimizador, se podría obtener mejores mínimos en la evaluación de las funciones objetivo, por ser éstos, algoritmos heurísticos. Sin embargo, se puede decir, que para las condiciones establecidas en esta Tesis, las dos estructuras de control (PID y MRAC) y su extensión desde el caso entero ($IOPID$ y $IOMRAC$) al caso fraccionario ($FOPID$ y $FOMRAC$), presentaron mejores resultados en términos de tiempos de establecimiento t_s y en términos del mínimo de cada función objetivo (OF_1 y OF_2). Muchos índices de rendimiento fueron analizados en este trabajo (OF_1 , OF_2 y J), los cuales permiten apreciar las ventajas, desventajas del control fraccionario y su buen comportamiento frente a variaciones en los parámetros internos del sistema.

5.2. Trabajo Futuro

A partir de los resultados de la investigación reportados en esta Tesis, aparecen una serie de aspectos que merecen ser estudiados en mayor profundidad y que escapan a los objetivos originales de esta Tesis.

En las últimas décadas, el cálculo fraccionario (o de orden no-entero) ha cobrado gran importancia. En particular, durante los últimos años se han encontrado aplicaciones en diversas áreas de la ciencia y de la ingeniería, lo cual se puede ver en la cantidad de artículos científicos publicados, sólo en el campo de la teoría del control automático.

Al comenzar a realizar la Tesis, el autor se dió cuenta que el cálculo fraccionario y también el control fraccionario, es una generalización todavía poco explorada o ajena. Sin embargo, al avanzar en la Tesis, se dió cuenta que éste debería ser una opción natural, ya que al utilizar la generalización de los operadores en el control de sistemas, se vieron nuevos aspectos, tanto en el aumento de la flexibilidad al diseñar un controlador, como en la obtención de resultados interesantes, que de manera general fueron satisfactorias en cuanto a la robustez, sin aumentar la complejidad de estructura del controlador. Algunos estudios han mostrado que la extensión o generalización del control fraccionario, garantiza un mejor óptimo si se considera la minimización de funciones

criterio. Por lo tanto, con el avance de la tecnología se pueden establecer algoritmos de optimización más eficientes, que en combinación con el control fraccionario, se pueden generar resultados con mejores óptimos locales, basados en una mejor sintonización de sus parámetros. En ese contexto, es necesario desarrollar el análisis de estabilidad de los sistemas adaptables resultantes y el análisis de la convergencia de sus parámetros para el Modelo de Error 4. Estos desarrollos podrían definir de manera matemática los fundamentos de esta novedosa técnica de control.

En el Estado del Arte de la Sección 1.2, se hace mención de la tarea que debe cumplir un AVR en coordinación con un sistema de estabilización de potencia¹. Básicamente, debe existir un equilibrio entre la sincronización del torque proporcionado por el AVR y el torque de amortiguamiento proporcionado por el PSS. Dado que un AVR bien ajustado puede perjudicar la acción de un PSS. En base a esta Tesis se podría estudiar la implementación de los operadores fraccionarios en el PSS de un sistema de generación eléctrica y analizar dicha coordinación.

¹PSS, por sus siglas en inglés Power System Stabilizer.

Bibliografía

- [1] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. Palo Alto, California, 1994.
- [2] Kim Law, David Hill, and Noel Godfrey. ROBUST CO-ORDINATED AVR-PSS DESIGN. *IEEE Transactions on Power Systems*, 9(3):1218–1225, 1994.
- [3] Graham J W Dudgeon, William E Leithead, Adam Dys, John O Reilly, Senior Member, and James R Mcdonald. The Effective Role of AVR and PSS in Power Systems : Frequency Response Analysis. *IEEE Transactions on Power Systems*, 22(4):1986–1994, 2007.
- [4] Z.-L. Gaing. A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(2):384–391, June 2004.
- [5] Imaculada Conceicao. Quantum Gaussian Particle Swarm Optimization Approach for PID Controller Design in AVR System. In *Proceedings International Conference on Systems, Man and Cybernetics.*, number 2, pages 3708–3713, 2008.
- [6] DongHwa Kim and JinIll Park. Intelligent PID Controller Tuning of AVR System Using GA and PSO. In De-Shuang Huang, Xiao-Ping Zhang, and Guang-Bin Huang, editors, *Advances in Intelligent Computing*, Lecture Notes in Computer Science, pages 366–375. Springer Berlin Heidelberg, 2005.
- [7] P Mitra, S Maulik, S P Chowdhury, and S Chowdhury. Anfis Based Automatic Voltage Regulator with Hybrid Learning Algorithm. In *Proceedings of de 42nd International Universities Power Engineering Conference UPEC*, pages 397–401, 2007.
- [8] Hui Zhu, Lixiang Li, Ying Zhao, Yu Guo, and Yixian Yang. CAS algorithm-based optimum design of PID controller in AVR system. *Chaos, Solitons and Fractals*, 42(2):792–800, October 2009.
- [9] Leandro dos Santos Coelho. Tuning of PID controller for an automatic regulator voltage system using chaotic optimization approach. *Chaos, Solitons & Fractals*, 39(4):1504–1514, February 2009.
- [10] Haluk Gozde and M.Cengiz Taplamacioglu. Comparative performance analysis of artificial bee colony algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system. *Journal of the Franklin Institute*, 348(8):1927–1946, October 2011.
- [11] S. Panda, B.K. Sahu, and P.K. Mohanty. Design and performance analysis of PID controller for an automatic voltage regulator system using simplified particle swarm optimization. *Journal of the Franklin Institute*, 349(8):2609–2625, October 2012.
- [12] B. K. Sahu, P. K. Mohanty, S. Panda, S. K. Kar, and N. Mishra. Design and comparative performance analysis of PID controlled automatic voltage regulator tuned by many optimizing

- liaisons. In *Proceedings of the 2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*, pages 1–6. IEEE, 2012.
- [13] Indranil Pan and Saptarshi Das. Frequency domain design of fractional order PID controller for AVR system using chaotic multi-objective optimization. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 51:106–118, October 2013.
- [14] Majid Zamani, Masoud Karimi-Ghartemani, Nasser Sadati, and Mostafa Parniani. Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization. *Control Engineering Practice*, 17(12):1380–1387, December 2009.
- [15] Yinggan Tang, Mingyong Cui, Changchun Hua, Lixiang Li, and Yixian Yang. Optimum design of fractional order PI λ D μ controller for AVR system using chaotic ant swarm. *Expert Systems with Applications*, 39(8):6887–6896, June 2012.
- [16] Zhang Dong-li. Optimum Design of Fractional Order PID Controller for an AVR System Using an Improved Artificial Bee. *Acta Automatica Sinica*, 40(5):973–979, May 2014.
- [17] Hanene Bekkouche and Abdelfatah Charef. Analytical Parameters Tuning of the Fractional PI λ D μ Controller for an Automatic Voltage Regulator. In *Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control*, pages 1–6, Algiers, Algeria, 2013. IEEE.
- [18] Indranil Pan and Saptarshi Das. Chaotic multi-objective optimization based design of fractional order PI λ D μ controller in AVR system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 43(1):393–407, December 2012.
- [19] Md Nishat Anwar and Somnath Pan. A frequency domain design of PID controller for an AVR system. *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*, 15(4):293–299, April 2014.
- [20] Norelys Aguila-Camacho and Manuel A. Duarte-Mermoud. Fractional adaptive control for an automatic voltage regulator. *ISA transactions*, 52(6):807–15, November 2013.
- [21] V. Mukherjee and S.P. Ghoshal. Comparison of intelligent fuzzy based AGC coordinated PID controlled and PSS controlled AVR system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 29(9):679–689, November 2007.
- [22] A. Chatterjee, V. Mukherjee, and S.P. Ghoshal. Velocity relaxed and craziness-based swarm optimized intelligent PID and PSS controlled AVR system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 31(7-8):323–333, September 2009.
- [23] Blas M Vinagre and Concepción A Monje. Introducción al control fraccionario. *RIAI*, 3(3):5–23, 2009.
- [24] Fernando J. Castillo García. *Metodología de Diseño de Reguladores de Orden Fraccional a Partir de Especificaciones Temporales. Aplicación a Canales Principales de Riego*. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica-Universidad de Castilla-La Mancha, 2010.
- [25] Silvestre F Lacroix. *Traité du calcul différentiel et du calcul intégral*, volume 1. Courcier, 1810.
- [26] Andrea Magdalena Von-Borries Segovia. *Estudio y Simulación de Sistemas Adaptables Fraccionarios*. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica-Universidad de Chile, 2012.
- [27] Igor Podlubny. *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*, volume 198. Academic press, 1998.

-
- [28] Blas M. Vinagre. *Modelado y Control de Sistemas Dinámicos caracterizados por Ecuaciones Íntegro-Diferenciales de Orden Fraccionario*. PhD thesis, Universidad Nacional De Educación a Distancia, 2001.
- [29] Duarte Valério. Fractional robust system control. *Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa*, 2005.
- [30] Andrew W. Wharmby and Ronald L. Bagley. Modifying Maxwell's equations for dielectric materials based on techniques from viscoelasticity and concepts from fractional calculus. *International Journal of Engineering Science*, 79:59–80, June 2014.
- [31] Anatoly A. Kilbas, Hari. M. Srivastava, and Juan J. Trujillo. *Theory and Applications of Fractional Differential Equations*. Elsevier B.V., San Diego, USA, 2006.
- [32] Duarte Valério and José Sá da Costa. Ninteger: a non-integer control toolbox for MatLab. In *Proceedings of the First IFAC Workshop on Fractional Differentiation and Applications, Bordeaux, France*, pages 208–213, 2004.
- [33] Alain Oustaloup. *La commande CRONE: commande robuste d'ordre non entier*. Hermes, 1991.
- [34] S. Manabe. The non-integer Integral and its Application to Control Systems. *ETJ of Japan*, 6(3-4):5, 1961.
- [35] R Caponetto, L Fortuna, and D Porto. Parameter tuning of a non integer order PID controller. In *Proceedings of 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems*, 2002.
- [36] Ramiro S Barbosa, J A Tenreiro Machado, and Isabel M Ferreira. A fractional calculus perspective of PID tuning. In *Proceedings International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference ASME*, pages 651–659. American Society of Mechanical Engineers, 2003.
- [37] Yangquan Chen, Kevin L Moore, Blas M Vinagre, and Igor Podlubny. ROBUST PID CONTROLLER AUTOTUNING WITH A PHASE SHAPER. *IFAC FDA04*, page 7, 2004.
- [38] A. Monje, Blas M. Vinagre, Vicente Feliu, and YangQuan Chen. On auto-tuning of fractional order PID Controllers. In *Proceedings of the 2nd IFAC Workshop on fractional Differentiation and its Applications*, volume 024, page 6, 2006.
- [39] Kuntati S. Narendra and Anuradha M. Annaswamy. *Stable Adaptive Systems*. Prentice Hall, New York, NY, USA, 1989.
- [40] Q.B. Chou, P Kundur, P N Acchione, B Lautsch, and Ontario Hydro. Improving Nuclear Generating Station Response for Electrical Grid Islanding. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 4(3), 1989.
- [41] Ricardo Requena P. *Diseño de un Estabilizador de Sistemas Eléctricos de Potencia Adaptivo Predictivo Experto*. PhD thesis, Universidad Nacional de educación a distancia, 2013.
- [42] Thierry Van Cutsem and Costas Vournas. *Voltage Stability of Electric Power Systems*. Springer Science, New York, paperback edition, 1998.
- [43] Göran Andersson, Carlos Álvarez Bel, and Claudio Cañizares. Frequency and Voltage Control. In Antonio Gómez-Expósito and Antonio Conejo, editors, *Electric Energy Systems: Analysis and Operation*, chapter 9, pages 355–399. CRC Press, Burgos Province, Spain, 2009.

-
- [44] Stephen J. Chapman. *Maquinas Electricas 2006*. British Aerospace Australia, tercera ed edition, 2006.
- [45] Robert H Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [46] V. Mukherjee and S.P. Ghoshal. Intelligent particle swarm optimized fuzzy PID controller for AVR system. *Electric Power Systems Research*, 77(12):1689–1698, October 2007.
- [47] James Kennedy and Russell Eberhart. Particle Swarm Optimization. *IEEE*, 95:1942–1948, 1995.
- [48] Rodrigo Hernán Ordóñez Hurtado. *Aplicación de la técnica PSO a la determinación de funciones de Lyapunov cuadráticas comunes y a sistemas adaptables basados en modelos de error*. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica- Universidad De Chile, 2012.
- [49] Santos Coelho and Fabio A Guerra. Applying Particle Swarm Optimization to Adaptive. *Soft Computing in Industrial Applications*, 39:82–91, 2007.
- [50] Leandro dos Santos Coelho and Antonio Augusto Rodrigues Coelho. Model-free adaptive control optimization using a chaotic particle swarm approach. *Chaos, Solitons & Fractals*, 41(4):2001–2009, August 2009.
- [51] Yushen Wang, Kejun Wang, Jiasheng Qu, and Yurong Yang. Adaptive Inverse Control Based On Particle Swarm Optimization Algorithm. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics & Automation*, number July, pages 0–3, Niagara Falls, Canada, 2005.
- [52] Wei Liu, Yubo Duan, Keyong Shao, Kejun Wang, and A Problem Statement. Chaotic Synchronization of Adaptive Inverse Control Based on Hybrid Particle Swarm Optimization Algorithm. In *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pages 2409–2413, Harbin, China.
- [53] Y. Shi and R.C. Eberhart. Empirical study of particle swarm optimization. *Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-CEC99 (Cat. No. 99TH8406)*, pages 1945–1950, 1999.
- [54] J T Betts and P D Frank. A sparse nonlinear optimization algorithm. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 82(3):519–541, 1994.
- [55] S. K. Eldersveld. *Large-scale sequential quadratic programming algorithms*. PhD thesis, Department of Operations Research-Stanford University, Stanford, 1991.
- [56] Paul T. Boggs. *Sequential Quadratic Programming*. PhD thesis, Departments of Mathematics and Operations Research-University of North Carolina, 1996.
- [57] Math Work. fmincon SQP Algorithm, 2014.
- [58] David E Goldberg. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning âAddison-Wesley, 1989. *Reading, MA*, 3, 1989.
- [59] J H Holland. *Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence*. The MIT Press, 1992.
- [60] Melanie Mitchell. Genetic Algorithms : An Overview 1. In *An Introduction to Genetic Algorithms*, chapter Chapter 1, pages 1–17. Santa Fe, 1995.

- [61] MathWork. Genetic Algorithm, 2014.
- [62] A. Chatterjee, S.P. Ghoshal, and V. Mukherjee. Chaotic ant swarm optimization for fuzzy-based tuning of power system stabilizer. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 33(3):657–672, March 2011.
- [63] Pradeep K. Mohanty, Binod K. Sahu, and Sidhartha Panda. Tuning and Assessment of ProportionalâIntegralâDerivative Controller for an Automatic Voltage Regulator System Employing Local Unimodal Sampling Algorithm. *Electric Power Components and Systems*, 42(9):959–969, May 2014.