

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



CONTROL ACTIVO TOLERANTE A FALLAS PARA SISTEMAS
HAMILTONIANOS CONVERGENTES

POR

M.C. LUIS HUMBERTO RODRÍGUEZ ALFARO

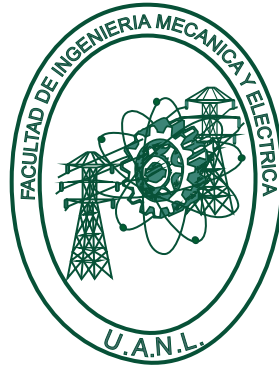
TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

CD. UNIVERSITARIA

NOVIEMBRE DEL 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



CONTROL ACTIVO TOLERANTE A FALLAS PARA SISTEMAS
HAMILTONIANOS CONVERGENTES

POR

M.C. LUIS HUMBERTO RODRÍGUEZ ALFARO

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

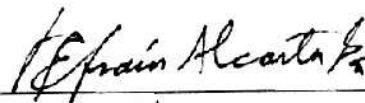
CD. UNIVERSITARIA

NOVIEMBRE DEL 2013

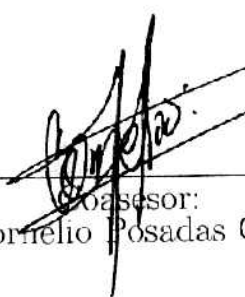
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "Control activo tolerante a fallas para sistemas Hamiltonianos convergentes" realizada por el alumno M.C. Luis Humberto Rodríguez Alfaro, matrícula 1505410 sea aceptada por su defensa como opción al grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis



Asesor
Dr. Efraín Alcorta García



Coasesor:
Dr. Cornelio Posadas Castillo

Coasesor:
Dr. Juan Angel Rodríguez Liñán

Coasesor:
Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

Coasesor:
Dr. David Lara Alabazares

Vo. Bo.
Dr. Moisés Hinojosa
División de Estudios de Posgrado

Cd. Universitaria, a Noviembre del 2013

Agradecimientos

Doy las gracias al Dr. Efraín Alcorta García, por su valiosa asesoría para el desarrollo de esta tesis, por todo el tiempo dedicado, por toda la disposición y apoyo que me brindó para la conclusión de esta misma.

Doy las gracias al Dr. Cornelio Posadas Castillo, por su valiosa colaboración y recomendaciones para mejorar la calidad de esta tesis.

Doy las gracias al Dr. Gerardo René Espinosa Pérez por su valiosa asesoría durante y después del período de estancia, por su atención y disposición de ayuda.

Doy las gracias al Dr. Juan Angel Rodríguez Liñan y al Dr. David Lara Alabazares por sus recomendaciones y revisión para mejorar la tesis. Y a todas aquellas personas que me apoyaron de alguna u otra forma en estos tres años con la finalidad de concluir y realizar esta tesis. Al CONACYT y a la Universidad Autónoma de Nuevo León.

RESUMEN

Publicación No. _____

Luis Humberto Rodríguez Alfaro, Doctorado en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2013

Profesor Asesor: Dr. Efraín Alcorta García

En este trabajo se presenta una propuesta para resolver el problema de diagnóstico y control activo tolerante a fallas para una clase de sistemas convergentes que admiten una representación Hamiltoniana.

La propuesta consiste en un nuevo enfoque para hacer la detección y aislamiento de fallas así como una nueva estructura de control activo tolerante a fallas. El enfoque de diagnóstico se realiza con métodos basados en el modelo específicamente usando observadores no lineales, con los observadores se forman los generadores de residuo a partir de los cuales se define la ocurrencia de fallas, se propone una forma de diseño para los observadores no lineales a partir de la representación Hamiltoniana generalizada; con los observadores no lineales se forman los generadores de residuo con los cuales se detecta la ocurrencia de fallas y para el aislamiento de fallas se aplica una metodología de desacoplo con la que se obtienen subsistemas con sensibilidad a alguna falla.

La estructura propuesta de control activo tolerante a fallas permite eliminar el efecto de la falla, una de sus características es que para la reconfiguración no es necesario modificar la ley de control nominal lo cual puede llegar a ser de gran utilidad cuando se quiera implementar éste enfoque de tolerancia a un sistema de control, con esta estructura se pretende hacer que la trayectoria del sistema con falla siga a la trayectoria del sistema nominal para de esta manera recuperar el desempeño nominal, recuperación de desempeño nominal se refiere a que la salida

del sistema con falla al ser reconfigurado alcance nuevamente el valor de la referencia, esto siempre y cuando las condiciones físicas del sistema en presencia de falla lo permitan.

Para mostrar la eficiencia del enfoque propuesto de diagnóstico éste se aplica en simulación a un Motor Síncrono de Imán Permanente (PMSM por sus siglas en inglés) y a un PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing aircraft). De igual forma se aplica en simulación la estructura propuesta de control activo tolerante a fallas al PMSM.

Índice General

Resumen	IV
Índice General	VI
Índice de Tablas	VIII
Índice de Figuras	IX
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos particulares	4
1.3. Alcances	4
1.4. Organización de la tesis	5
2. Preliminares	6
2.1. Representación Hamiltoniana	6
2.2. Sistemas convergentes	8
2.3. Control no lineal basado en pasividad	9
3. Diagnóstico de fallas en sistemas Hamiltonianos	13
3.1. Conceptos sobre diagnóstico de fallas	13
3.2. Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas	15
3.2.1. Representación Hamiltoniana generalizada	17
3.2.2. Representación Hamiltoniana con fallas	18

3.2.3.	Desacoplo de fallas	18
3.2.4.	Observador basado en la representación Hamiltoniana	19
3.2.5.	Diagnóstico	22
4.	Esquema propuesto de Control Activo tolerante a fallas	24
4.1.	Conceptos sobre control tolerante a fallas	25
4.2.	Esquema propuesto de Control activo tolerante a fallas para sistemas Hamiltonianos	26
5.	Casos de estudio	28
5.1.	Motor Síncrono de Imán Permanente (PMSM)	28
5.1.1.	Descripción de las fallas comunes en PMSM	29
5.1.2.	Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas en PMSM	34
5.1.3.	Esquema propuesto de FTC aplicado al PMSM	48
5.1.4.	Análisis de estabilidad del PMSM con falla	55
5.2.	PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing aircraft)	68
5.2.1.	Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas en PVTOL	70
5.2.2.	Resultados de simulación	80
6.	Conclusiones	91
	Bibliografía	93

Índice de cuadros

- 5.1. Fallas en PMSM 36
- 5.2. Casos de falla 42
- 5.3. Parámetros PMSM 43
- 5.4. Sensibilidad de los subsistemas 81

Índice de figuras

3.1. Esquema de diagnóstico	16
3.2. Esquema de diagnóstico de fallas	22
4.1. Esquema propuesto de FTC	27
5.1. Velocidad deseada	44
5.2. Velocidad nominal	44
5.3. Residuos nominales	45
5.4. Residuos cuando ocurre f_a	46
5.5. Residuos cuando ocurre $\Delta\tau_L$	47
5.6. Residuos cuando ocurre $\Delta\omega$	48
5.7. Velocidad deseada	64
5.8. PMSM en condiciones nominales	65
5.9. PMSM sin reconfiguración con falla en actuador	65
5.10. PMSM sin reconfiguración con falla en par de carga	66
5.11. PMSM sin reconfiguración con falla sensor	66
5.12. PMSM con reconfiguración con falla en actuador	67
5.13. PMSM con reconfiguración con falla en par de carga	67
5.14. PMSM con reconfiguración con falla en sensor	68
5.15. PVTOL de dos rotores	69
5.16. Salida del PVTOL en condiciones nominales	82
5.17. Señales de salida del PVTOL	83
5.18. Residuos nominales	84
5.19. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s1}	85
5.20. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s2}	86

5.21. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s3}	87
5.22. Residuos cuando ocurre la falla f_{a1} en el actuador U_z	88
5.23. Residuos cuando ocurre la falla f_{a2} en el actuador U_y	89
5.24. Residuos cuando ocurre la falla f_{a3} en el actuador l	90

Capítulo 1

Introducción

La capacidad para seguir operando aun en condiciones que no son las nominales es una característica que cada vez más es incorporada a los sistemas de control automático, esta capacidad de tolerancia a fallas se obtiene al reconfigurar el lazo de control nominal para obtener el Control Tolerante a Fallas (FTC) por sus siglas en inglés. Las condiciones de operación se desvían de las nominales cuando ocurre un evento que provoca la desviación del valor nominal de los parámetros del sistema, estos eventos no deseados se denominan fallas y debido a que producen un comportamiento indeseado del sistema es que es de suma importancia los métodos de Detección y Aislamiento de Fallas (FDI) por sus siglas en inglés, con los cuales se obtiene la información de que ocurrió y donde ocurrió la falla y en base a esta información tomar decisiones de corrección para evitar que la falla evolucione con el tiempo y provoque averías o daños mayores en el sistema de control.

En esta tesis se considera el problema de control activo tolerante a fallas (FTC) así como la detección y aislamiento de fallas (FDI) para una clase de sistemas no lineales que admiten una representación Hamiltoniana. Para el problema de FTC activo se propone un esquema de control con el que se reconfigura la el lazo nominal y el diagnóstico se hace usando métodos basados en el modelo específicamente con observadores no lineales y generadores de residuo

desacoplados.

1.1. Antecedentes

Al estar los sistemas en constante funcionamiento, estos se ven en algún momento sujetos a la ocurrencia de fallas, las cuales provocan inicialmente un deterioro en el funcionamiento y en consecuencia del desempeño de estos. Estas fallas pueden provocar una avería en el sistema. El origen o causa de las fallas puede ser muy variado, como por ejemplo: defectos del material con el que están formadas las piezas, deterioro natural por uso que sufren las partes o unidades funcionales, envejecimiento por uso bajo condiciones de sobrecarga, etc.

El objetivo del control activo tolerante a fallas es compensar el efecto de las fallas que se producen en una o más de las unidades funcionales del sistema de control, así como evitar que la falla se propague y mantener el desempeño del sistema con falla lo mas cercano o en el mejor de los casos igual al desempeño del sistema nominal (sin falla), manteniendo de esta forma una operación segura y continua en las aplicaciones del control [1], [2] y [3].

El diseño del control tolerante a fallas se ha estudiado por un lado, en base a modelos linealizados alrededor de determinadas condiciones de operación (punto de equilibrio), dentro de estos enfoques se encuentran: la ganancia de scheduling [4], modelos multiples [5], [6], modos deslizantes [7] entre otros. Sin embargo, la mayoría de éstos trabajos consideran ya sea falla en actuador, sensor o sistema pero no dos o tres de estas opciones.

Y por otro lado con el fin de tratar con sistemas no lineales, además de usar enfoques basados en modelos linealizados, varios esquemas de control activo no lineal tolerante a fallas reconfigurable han sido desarrollados tales como backstepping [8], regulador no lineal [9], métodos de Lyapunov [10], entre otros.

El diagnóstico de fallas permite saber que ocurrió y donde ocurrió la falla, lo cual se debe hacer en el menor tiempo posible y así tomar decisiones apropiadas para la corrección de la falla. Existen muchos resultados asociados con sistemas lineales, como por ejemplo ver [11], [12], [13] y [14], entre otros. Para el caso de sistemas no lineales se puede revisar [15] y [16]. Existen diferentes enfoques para hacer el diagnóstico de fallas como por ejemplo en [17] se hace el diagnóstico de fallas para sistemas no lineales usando un enfoque geométrico el cual requiere condiciones que no son sencillas de satisfacer. Otros enfoques consideran sistemas no lineales tipo Lipschitz junto con métodos basados en observadores [18], [19]. En [20] se usa un observador con entradas desconocidas (UIO) para sistemas afín, usando teoría de suma de los cuadrados (SOS) y geometría de Lie como principales herramientas. Otros enfoques utilizan un índice de energía para hacer el diagnóstico [21], en [22] implementan un banco de observadores de alto orden en el contexto de modos deslizantes. En el contexto de máquinas eléctricas para el diagnóstico en [23] y [24] utilizan métodos de análisis frecuencial.

Entonces existen muchas metodologías para el diagnóstico y tolerancia a fallas dependiendo de la clase de sistema no lineal, lo que se busca en esta tesis es considerar una clase amplia de sistemas no lineales pues con la representación Hamiltoniana que esta en un contexto energético es posible considerar una gran cantidad de sistemas no lineales además, las propiedades que requiere la representación son fáciles de cumplir.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

Desarrollo de un esquema de control activo tolerante a fallas y de un enfoque de diagnóstico para la clase de sistemas no lineales denominada Hamiltonianos convergentes con la capacidad de detectar y eliminar el efecto de fallas admisibles del tipo aditiva en sensores, actuadores y

componentes, esto sin modificar el control nominal del sistema.

1.2.2. Objetivos particulares

- Desarrollo, análisis y diseño de generadores de residuos para la detección y aislamiento de fallas para sistemas Hamiltonianos.
- Propuesta de diseño de observadores no lineales para formar los generadores de residuo.
- Establecimiento de una arquitectura de control activo tolerante a fallas adecuada para la clase de sistemas no lineales considerada.
- Determinar las condiciones en las cuales es posible desarrollar un control tolerante a fallas.
- Considerar fallas en sensor, actuador y componente en las propuestas de tolerancia y de diagnóstico.
- Implementar los enfoques propuestos a un caso de estudio.

1.3. Alcances

En esta tesis se considera el análisis y diseño de un enfoque de diagnóstico y control activo tolerante a fallas para la clase de sistemas no lineales que admiten una representación Hamiltoniana y que son convergentes (sistemas convergentes tienen la propiedad de estabilidad asintótica). En los enfoques se considera el manejo de las fallas en sensor, actuador y componentes que puedan llegar a presentarse en las unidades funcionales del sistema de control. En la parte de diagnóstico se considera tanto la detección como el aislamiento de la falla y en la parte de reconfiguración se considera el análisis de estabilidad del sistema con falla con y sin

reconfiguración. El enfoque de diagnóstico y tolerancia a fallas se implementará al menos a un caso de estudio en forma de simulación. No se considera la ocurrencia de fallas simultáneas.

1.4. Organización de la tesis

Esta tesis esta organizada de la siguiente manera:

Capítulo 2 se presentan los conceptos de de control con los que se trabaja en la tesis. Se presenta la estructura y condiciones de la representación Hamiltoniana, de igual forma se presentan las condiciones de los sistemas convergentes y la filosofía para el diseño de controladores no lineales basados en pasividad.

Capítulo 3 se presenta el enfoque propuesto de diagnóstico de fallas con el que se hace la detección y aislamiento de fallas así como las condiciones para el diseño de los observadores no lineales basados en la representación Hamiltoniana con los cuales se obtienen los generadores de residuo.

Capítulo 4 el esquema propuesto de control activo tolerante a fallas con el que se elimina el efecto de las fallas en el sistema es presentado en este capítulo. También son presentados los análisis de estabilidad del sistema no lineal con falla cuando éste esta sin y con la acción de reconfiguración tolerante a fallas.

Capítulo 5 son presentados los resultados de aplicar los enfoques de diagnóstico y control tolerante a fallas a un Motor Síncrono de Imán Permanente (MSIP).

Capítulo 6 las conclusiones y trabajo futuro son presentados en este capítulo.

Capítulo 2

Preliminares

En esta tesis se hace uso de diferentes herramientas para llegar a la solución del problema definido como lo es la representación Hamiltoniana para el diseño de observadores no lineales para formar los generadores de residuo, la definición de sistemas convergentes que tienen la propiedad de estabilidad asintótica y el enfoque pasivo para el diseño de controladores no lineales.

2.1. Representación Hamiltoniana

En [25] se presenta una generalización de los sistemas Hamiltonianos al definir la estructura para sistemas Hamiltonianos Controlados por Puertos con Disipación (PCHD por sus siglas en inglés) y en [26] hacen uso de ésta estructura PCHD pero desde un enfoque en el que se ve como una representación a la que se puede llevar cualquier sistema no lineal que cumpla con las condiciones y propiedades de tal representación, siendo los sistemas modelados desde un enfoque energético como el de Euler Lagrange (EL) los que pueden ser llevados a esta representación pues es bien sabido de su equivalencia con los sistemas Hamiltonianos a partir de los cuales resulta la representación Hamiltoniana. Bajo esta percepción de PCHD como una

representación Hamiltoniana se simplifica el diseño de observadores no lineales pues a partir de la estructura de la representación Hamiltoniana el diseño de éstos observadores es muy similar al diseño de observadores para sistemas lineales.

Considere un sistema no lineal descrito en forma general como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u), \\ y &= h(x),\end{aligned}\tag{2.1.1}$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$ es el vector de estados, $u \in \mathbf{R}^p$ es el vector de entradas al sistema y $y \in \mathbf{R}^m$ representa el vector de salidas, f y h son campos vectoriales suaves. Algunos sistemas no lineales como el representado en (2.1.1) pueden ser llevados a una representación Hamiltoniana generalizada [26] y [25], la cual esta dada por:

$$\dot{x} = [J(x) + S(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + F(x) + gu,\tag{2.1.2}$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$ es el vector de estados, u es el vector de entradas, g es una matriz constante, $J(x)$ es la matriz de interconexión que representa la parte conservativa del sistema y la matriz $S(x)$ representa la parte no conservativa del sistema, ambas deben satisfacer para toda $x \in \mathbf{R}^n$, las siguientes propiedades

$$J(x) = -J^T(x), \quad S(x) = S^T(x),\tag{2.1.3}$$

$H(x)$ es una función suave de energía definida globalmente positiva en \mathbf{R}^n que generalmente es una función cuadrática de energía descrita como:

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T Mx,\tag{2.1.4}$$

donde M es una matriz constante simétrica definida positiva, al derivar parcialmente $H(x)$ con respecto a x se obtiene el vector gradiente

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = \left[\frac{\partial H(x)}{\partial x_1}, \frac{\partial H(x)}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial H(x)}{\partial x_n} \right] = Mx,\tag{2.1.5}$$

y las no linealidades están contenidas en el campo vectorial $F(x)$. Debido a que las condiciones de la representación Hamiltoniana no tienen un grado elevado de restricción una gran cantidad de sistemas no lineales puede ser llevada a una representación Hamiltoniana tales como sistemas electromecánicos, eléctricos, mecánicos y más.

2.2. Sistemas convergentes

El concepto de convergencia, representa una formalización de la propiedad que posee un sistema para su convergencia a una solución en estado estacionario, la cual es determinada por la entrada de éste. La propiedad de convergencia es una extensión para el caso no lineal de la propiedad de estabilidad asintótica en los sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI) [27]. Por lo tanto, los sistemas convergentes tienen un número de propiedades de estabilidad que son heredadas de los sistemas lineales asintóticamente estables.

Considere el sistema no lineal

$$\dot{x} = f(x, t), \quad (2.2.1)$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$ y $t \in \mathbf{R}$; $f(x, t)$ es localmente Lipschitz en x y continua por pedazos en t .

Definición 2.2.1. [27]. El sistema (2.2.1) se dice que es

- convergente si existe una solución $x_{ss}(t)$ que satisface las siguientes condiciones:
 - $x_{ss}(t)$ esta definida y acotada para todo $t \in \mathbf{R}$
 - $x_{ss}(t)$ es asintóticamente estable en \mathcal{X} .
- uniformemente convergente en si es convergente y $x_{ss}(t)$ es uniforme asintóticamente estable.

Donde $x_{ss}(t)$ es la solución en estado estacionario o solución límite.

2.3. Control no lineal basado en pasividad

El Control Basado en Pasividad (PBC por sus siglas en inglés) fue definido por primera vez en [28] para definir una metodología que consiste en controlar un sistema con el objetivo de hacer que el sistema en lazo cerrado sea pasivo. Donde un sistema pasivo, es un sistema que no puede almacenar más energía de la que le es suministrada desde el exterior y donde la diferencia entre la energía almacenada y la suministrada es la energía disipada [29]. En los sistemas pasivos, una propiedad fundamental es la de interconexión por retroalimentación; que consiste en el hecho que de la interconexión de dos sistemas pasivos resulta un sistema que sigue siendo pasivo. Concepto que es también aplicado para descomponer sistemas pasivos en subsistemas pasivos. Y con esta filosofía es que el controlador puede ser diseñado como un sistema pasivo.

En términos de energía de disipación, PBC consiste en dos etapas: 1.- Moldeo de la energía, que consiste en lograr un objetivo de pasivación con un función deseada de almacenamiento formada por la energía cinética original y la nueva función deseada de energía potencial, donde la nueva función de energía potencial tiene un único y mínimo global en el equilibrio deseado. 2.- Inyección de amortiguamiento, que consiste en modificar las propiedades de disipación del sistema, para que sea estrictamente pasivo. La inyección de amortiguamiento refuerza la etapa de moldeo de energía para la salida estrictamente pasiva.

Para poder definir del control basado en pasividad, es preciso definir los conceptos relacionados con un sistema pasivo. Para definir formalmente el concepto de pasividad, considere un sistema no lineal

$$\dot{x} = f(x, u), \quad (2.3.1)$$

$$y = h(x, u), \quad (2.3.2)$$

donde $f : \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^n$ es localmente Lipschitz, $h : \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^m$ es continua, $f(0, 0) = 0$,

y $h(0,0) = 0$. El sistema tiene el mismo numero de entradas y salidas.

Definición 1. [30]. El sistema (2.3.1)–(2.3.2) se dice que es pasivo si existe una función positiva semidefinida continuamente diferenciable $V(x)$, llamada función de almacenamiento, tal que

$$u^T y \geq \frac{\partial V}{\partial x} f(x, u) + \epsilon u^T u + \delta y^T y + \rho \psi(x), \quad \forall (x, u) \in \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m, \quad (2.3.3)$$

donde ϵ , δ y ρ son constantes positivas, y $\psi(x)$ es una función positiva semidefinida de x tal que

$$\psi(x(t)) \equiv 0 \Rightarrow x(t) \equiv 0, \quad (2.3.4)$$

para toda solución de (2.3.1) y alguna $u(t)$ para la cual la solución existe. El término $\rho\psi(x)$ es la tasa de disipación. Por lo tanto, el sistema es

- no disipativo si (2.3.3) se satisface y $\epsilon = \delta = \rho = 0$, esto es,

$$u^T y \geq \frac{\partial V}{\partial x} f(x, u), \quad (2.3.5)$$

- estrictamente pasivo con la entrada si $\epsilon > 0$,
- estrictamente pasivo con la salida si $\delta > 0$,
- estrictamente pasivo con el estado si $\rho > 0$.

Si más de una de las constantes ϵ , δ , ρ son positivas, se combinan los nombres. Por ejemplo, si ϵ y δ son positivas, entonces se dice que el sistema es estrictamente pasivo con la entrada y con la salida.

La estabilidad del sistema pasivo es definida en el siguiente lema

Lema 1. [30]. Considere el sistema (2.3.1)–(2.3.2),

- Si el sistema es pasivo con una función definida positiva de almacenamiento de energía $V(x)$, entonces el origen de $\dot{x} = f(x,0)$ es estable.

- Si el sistema es estrictamente pasivo con respecto a la salida, entonces es \mathcal{L}_2 estable con ganancia finita.
- Si el sistema es estrictamente pasivo con respecto a la entrada con una función definida positiva de almacenamiento de energía $V(x)$, y es cero estado observable, entonces el origen de $\dot{x} = f(x, 0)$ es asintóticamente estable.
- Si el sistema es estrictamente pasivo con respecto al estado con una función definida positiva de almacenamiento de energía $V(x)$, entonces el origen de $\dot{x} = f(x, 0)$ es asintóticamente estable.

Además, si $V(x)$ es radialmente no acotada en cualquiera de los dos último casos, el origen será global asintóticamente estable.

Para saber si el sistema pasivo es asintóticamente estable cuando es estrictamente pasivo con respecto a la entrada, éste debe ser cero estado observable cuya definición es la siguiente.

Definición 2. [29]. Un sistema $\dot{x} = f(x, 0)$, $x \in \mathbf{R}^n$ es cero estado observable desde la salida $y = h(x, 0)$, si para todas las condiciones iniciales $x(0) \in \mathbf{R}^n$ se tiene que $y(t) \equiv 0 \rightarrow x(t) \equiv 0$.

De igual forma, cuando el sistema es estrictamente pasivo con respecto a la salida, se requiere el concepto de estabilidad \mathcal{L}_2 con ganancia finita. Este concepto es:

Definición 3. [29]. El sistema (2.3.1)-(2.3.2) es \mathcal{L}_2 estable con ganancia finita si existe una constante positiva γ tal que para cada condición inicial x_0 , existe una constante finita $\beta(x_0)$ tal que

$$\| y \|_{2T} \leq \gamma \| u \|_{2T} + \beta(x_0). \quad (2.3.6)$$

Donde $\| \cdot \|_{2T}$ es la norma \mathcal{L}_2 truncada.

En [29] se presentan más conceptos, propiedades y definiciones sobre sistemas pasivos. La propiedad de interconexión de sistemas pasivos también es definida.

Una forma de definir el proceso para el diseño del control basado en pasividad, es el siguiente:

- Partiendo del modelo Euler Lagrange (EL) que describe la dinámica del sistema, se define la dinámica deseada (estados deseados) del sistema.
- Definir la ecuación de error, de forma que los estados medibles converjan a los deseados. Esto es, estados medibles menos estados deseados.
- Despejar de la ecuación de error los estados medibles y sustituirlos en el modelo del sistema.
- Encontrar los puntos de equilibrio del sistema y definir la ley de control pasiva para que el error tienda a cero. A esta ley de control se le inyecta el amortiguamiento.
- Análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov para determinar el amortiguamiento que garantiza la convergencia del error a cero. La función candidata se propone en función del error.

Una observación importante en el diseño del PBC, es que tiene la característica de convertir un problema de seguimiento en uno de regulación.

Capítulo 3

Diagnóstico de fallas en sistemas Hamiltonianos

En este capítulo, se presenta el enfoque propuesto para el diagnóstico de fallas en sistemas no lineales que admiten una representación Hamiltoniana. De igual forma, se presentan los conceptos usados en el enfoque propuesto de diagnóstico de fallas, tales como: generación residual, detección de fallas, aislamiento de fallas, métodos de diagnóstico basados en el modelo, entre otros conceptos básicos.

3.1. Conceptos sobre diagnóstico de fallas

Las exigencias cada vez más de sistemas con alto desempeño, productos de mayor calidad y eficiencia en los costos de producción, ha provocado un continuo aumento de la complejidad y grado de automatización en los procesos automáticos. Este desarrollo por lo tanto exige más seguridad y confiabilidad de los sistemas, siendo la seguridad y confiabilidad características consideradas en el diseño de sistemas automáticos. La forma tradicional de mejorar la seguridad y confiabilidad del sistema es, mejorar la calidad y robustez de los componentes individuales

del sistema tales como sensores, actuadores, controladores u ordenadores. Sin embargo, aún así una operación del sistema libre de fallas no puede ser garantizada. Por esta razón, es que los procesos de monitoreo y diagnóstico de fallas se están convirtiendo en una parte indispensable en los sistemas de control automático modernos.

A principios de los años 70 se originó la técnica de diagnóstico de fallas basada en el modelo y desde entonces ha tenido un desarrollo notable. Su eficiencia para la detección de fallas en sistemas ha sido demostrada exitosamente en procesos industriales y sistemas de control automático, así como en un gran número de aplicaciones más. En la actualidad, el diagnóstico de fallas basado en el modelo está completamente integrado en los sistemas de control como por ejemplo en vehículos, robots, sistemas de transporte, procesos de fabricación, sistemas de control de procesos y otras aplicaciones.

Las técnicas de diagnóstico de fallas basadas en el modelo, utilizan el modelo del proceso a partir del cual, se diseñan e implementan algoritmos para procesar en línea los datos del sistema. Entre los esquemas de diagnóstico basados en el modelo, las técnicas basadas en observadores han tenido la atención desde los años 90. Esta técnica se ha desarrollado en un marco bien establecido en la teoría de control avanzada, donde se han desarrollado poderosas herramientas para el diseño de observadores. En esta tesis el enfoque de diagnóstico basado en el modelo con observadores es la filosofía sobre la que se trabaja.

Los conceptos de diagnóstico de fallas consisten en las siguientes tres tareas esenciales [14].

- Detección de fallas: consiste en detectar la ocurrencia de fallas en las unidades funcionales del proceso, que conducen a un comportamiento indeseable o intolerable del sistema de control.
- Aislamiento de fallas: se determina la ubicación y el tiempo en que ocurre la falla mediante la evaluación de los síntomas.

- Análisis o identificación de la falla: consiste en determinar el tipo, magnitud y causa de la falla.

El diagnóstico en un sistema depende de su empleo por ejemplo, cuando se implementa la detección de fallas el diagnóstico es conocida como FD, si se emplea la detección y el aislamiento se conoce como FDI y si se implementa la detección, aislamiento y análisis es llamada FDIA. Las salidas de estos diagnósticos son señales de alarma que indican la ocurrencia de fallas.

Una falla es algo que cambia el comportamiento del sistema al grado que éste ya no puede seguir satisfaciendo el propósito para el que fue diseñado. Puede ser un evento interno en el sistema, que interrumpa o detenga la fuente de alimentación, que rompa un enlace de información o que produzca una fuga por ejemplo en un sistema hidráulico.

Falla: es una desviación del valor nominal de los parámetros o de la estructura de un sistema dinámico.

Residuo: es la diferencia entre las variables medibles y estimadas de un proceso.

Generador de residuo: es el procedimiento de creación de los estimadores de las salidas del sistema y la construcción de la diferencia entre las salidas medibles y estimadas del sistema.

3.2. Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas

El algoritmo propuesto para la detección y aislamiento de fallas esta basado en el procedimiento clásico de diseño, donde primero se hace un desacoplo de las diferentes fallas. Después, se obtiene un residuo usando un observador diseñado para cada uno de los subsistemas desacoplados (cada subsistema es sensible a una falla en particular e insensible al resto). Para el diseño del observador se extienden resultados bien conocidos tomados de [26]. Los residuos, son señales que dependen solo de las fallas y estos son idealmente cero cuando no hay presencia

de fallas y diferentes de cero en caso contrario [11]. Después que los residuos están disponibles, éstos se evalúan para extraer la información de la falla. Generalmente se define un umbral con la finalidad de evitar falsas alarmas.

En la figura 3.1 se presenta el esquema de diagnóstico de fallas para sistemas Hamiltonianos. Donde C_n es el control nominal Σ_H es un sistema no lineal en representación Hamiltoniana y en bloque de diagnóstico esta contenido el generador de residuos.

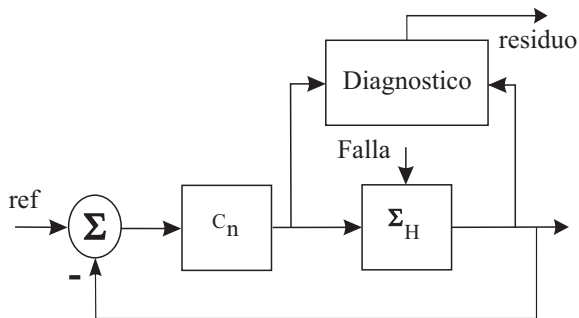


Figura 3.1. Esquema de diagnóstico

Los pasos para hacer el diagnóstico de fallas en sistemas no lineales que admiten una representación Hamiltoniana son:

1. Llevar el sistema no lineal a la representación Hamiltoniana generalizada.
2. Cálculo de los subsistemas sensibles a una falla en específico.
3. Diseño del generador de residuo, para esto se diseña un observador para cada subsistema desacoplado.
4. Función de evaluación para saber cuando y donde ocurrió la falla.

Cada uno de estos pasos se describen con detalle a continuación.

3.2.1. Representación Hamiltoniana generalizada

Este paso se explicó en la subsección del capítulo 2, es por esto que aquí presentamos directamente la representación:

considere un sistema no lineal descrito en forma general como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u), \\ y &= h(x),\end{aligned}\tag{3.2.1}$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$ es el vector de estados, $u \in \mathbf{R}^p$ es el vector de entradas al sistema y $y \in \mathbf{R}^m$ representa el vector de salidas, f y h son campos vectoriales suaves. Algunos sistemas no lineales como el representado en (3.2.1) pueden ser llevados a una representación Hamiltoniana generalizada, la cual esta dada por:

$$\dot{x} = [J(x) + S(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + F(x) + gu,\tag{3.2.2}$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$ es el vector de estados, u es el vector de entradas, g es una matriz constante, $J(x)$ es la matriz de interconexión que representa la parte conservativa del sistema y la matriz $S(x)$ representa la parte no conservativa del sistema, ambas deben satisfacer para toda $x \in \mathbf{R}^n$, las siguientes propiedades

$$J(x) = -J^T(x), \quad S(x) = S^T(x),\tag{3.2.3}$$

$H(x)$ es una función suave de energía definida globalmente positiva en \mathbf{R}^n que generalmente es una función cuadrática de energía descrita como:

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T Mx,\tag{3.2.4}$$

donde M es una matriz constante simétrica definida positiva, $\partial H(x)/\partial x$ es el vector gradiente de $H(x)$ y $F(x)$ es un campo vectorial que contiene las no linealidades del sistema.

3.2.2. Representación Hamiltoniana con fallas

Las ecuaciones (3.2.2) representan la dinámica del sistema en condiciones nominales, pero cuando el sistema se ve sujeto a la ocurrencia de fallas la representación generalizada Hamiltoniana cambia a las ecuaciones (3.2.5), donde las fallas aditivas aparecen como entradas adicionales al sistema, estas fallas son entradas desconocidas.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= J(x)\frac{\partial H}{\partial x} + S(x)\frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + g(u) + N(\Delta f), \\ y &= C\frac{\partial H}{\partial x} + Q(\Delta f),\end{aligned}\tag{3.2.5}$$

donde $N(\Delta f)$ y $Q(\Delta f)$ son los términos que representan las fallas aditivas en el sistema.

3.2.3. Desacoplo de fallas

La idea es definir un conjunto de transformaciones de tal manera que cada sistema transformado dependa de un conjunto de fallas con características que permiten agruparlas o de una falla en específico. Existen algunos trabajos sobre el análisis y síntesis de estas transformaciones, ver por ejemplo [31], [32], [17]. La idea básica implementada en [31] es encontrar un sistema con fallas desacoplado (subsistema).

Considere una transformación no lineal

$$\zeta = T(x).\tag{3.2.6}$$

Se requiere que

$$\dot{\zeta} = \frac{\partial T(x)}{\partial x}\dot{x},\tag{3.2.7}$$

y la transformación $T(x)$ se selecciona de tal forma que el sistema transformado tenga la sensibilidad a la falla definida. Detalles acerca de la existencia de la transformación pueden ser encontrados en [31].

3.2.4. Observador basado en la representación Hamiltoniana

La metodología para el diseño de un observador no lineal a partir de la representación Hamiltoniana de un sistema no lineal, fue propuesta en [26]. Con la finalidad de extender éste resultado para el caso en que la función vectorial F esta en función del estado además de las salidas del sistema como fue presentado en [26], se propone un observador no lineal que es una copia de las ecuaciones del sistema más un término de corrección, filosofía similar a la del diseño de un observador de Thau [33].

Considere un sistema no lineal en representación Hamiltoniana con un mapeo lineal de la salida y [26], dado por:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [J(y) + S(y)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + F(x) + g(u), \\ y &= C \frac{\partial H(x)}{\partial x},\end{aligned}\tag{3.2.8}$$

donde $x \in \mathbf{R}^n$, $y \in \mathbf{R}^m$ es el vector de salida y C es la matriz de salida con dimensiones apropiadas.

El observador no lineal que se propone para el sistema (3.2.8) es definido por:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= [J(y) + S(y)] \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}} + F(\hat{x}) + g(u) + K(y - \eta), \\ \eta &= C \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}},\end{aligned}\tag{3.2.9}$$

donde K es la ganancia del observador, \hat{x} es el estado estimado, η es la salida estimada calculada en términos de \hat{x} , $\frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}} = M\hat{x}$ es el vector gradiente con M como una matriz definida positiva.

El correspondiente error de estimación definido por $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ así como el error de estimación de salida $e_y(t) = y(t) - \eta(t)$, están descritos por:

$$\begin{aligned}\dot{e} &= J(y) \frac{\partial H(e)}{\partial e} + [I + S - KC] \frac{\partial H(e)}{\partial e}, \quad e \in \mathbf{R}^n, \\ e_y &= C \frac{\partial H(e)}{\partial e}, \quad e_y \in \mathbf{R}^m,\end{aligned}\tag{3.2.10}$$

donde $\frac{\partial H(e)}{\partial e}$ es el vector gradiente de la función modificada de energía

$$\frac{\partial H(e)}{\partial e} = \frac{\partial H(x)}{\partial x} - \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}} = M(x - \hat{x}) = Me. \quad (3.2.11)$$

Las condiciones de diseño se describen en el siguiente teorema.

Teorema 1. *El estado x del sistema no lineal (3.2.8) puede ser global, exponencial, asintóticamente estimado por el sistema (3.2.9), si el par (C, S) es detectable y la matriz*

$$M^T \left(S - \frac{1}{2} KC + C^T K^T \right) M + \Pi \quad (3.2.12)$$

es definida negativa. Con $\Pi = \frac{1}{2} \left[M^T \frac{\partial F}{\partial x}(\zeta) + \left(\frac{\partial F}{\partial x}(\zeta) \right)^T M \right]$ donde ζ es un vector tal que $\zeta \in (x, \hat{x})$.

Prueba:

De la representación Hamiltoniana generalizada

$$\begin{aligned} \dot{x} &= J(y) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + (I + S) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + F(x) + g(u), \\ y &= C \frac{\partial H(x)}{\partial x}, \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

y considerando el observador

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= J(y) \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}} + (I + S) \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}} + F(\hat{x}) + g(u) + K(y - \eta), \\ \eta &= C \frac{\partial H(\hat{x})}{\partial \hat{x}}. \end{aligned} \quad (3.2.14)$$

Definiendo el error como $e = x - \hat{x}$ y $\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}$, reemplazando \dot{x} y $\dot{\hat{x}}$ en \dot{e} , resulta

$$\dot{e} = J(y) \frac{\partial H}{\partial e} + (I + S - KC) \frac{\partial H}{\partial e} + F(x) - F(\hat{x}), \quad (3.2.15)$$

donde

$$\frac{\partial H}{\partial e} = \frac{\partial H}{\partial x} - \frac{\partial H}{\partial \hat{x}} = M(x - \hat{x}) = Me. \quad (3.2.16)$$

Tomando como función Hamiltoniana modificada de energía la función definida positiva

$$H(e) = \frac{1}{2}e^T e, \quad (3.2.17)$$

cuya derivada con respecto al tiempo es

$$\dot{H}(e) = \frac{\partial H(e)}{\partial e} \dot{e}, \quad (3.2.18)$$

y reemplazando \dot{e} en (3.2.18), se obtiene

$$\dot{H}(e) = \frac{\partial H(e)}{\partial e} (J(y) + I + S - KC) \frac{\partial H(e)}{\partial e} + \frac{\partial H(e)}{\partial e} (F(x) - F(\hat{x})), \quad (3.2.19)$$

como $J(y)$ e I son matrices antisimétricas, (3.2.19) se reduce a

$$\dot{H}(e) = \frac{\partial H(e)}{\partial e} \left[S - \frac{1}{2}(KC + C^T K^T) \right] \frac{\partial H(e)}{\partial e} + \frac{\partial H(e)}{\partial e} (F(x) - F(\hat{x})), \quad (3.2.20)$$

donde la parte antisimétrica de la matriz KC es eliminada. Ahora, aplicando el teorema del valor medio [34] a el último término de (3.2.20), se obtiene

$$F(x) - F(\hat{x}) = \frac{\partial F(\zeta)}{\partial x} e \quad (3.2.21)$$

y finalmente se obtiene

$$\dot{H}(e) = e^T \left[M^T \left(S - \frac{1}{2}(KC + C^T K^T) \right) M + \Pi \right] e, \quad (3.2.22)$$

donde $\Pi = \frac{1}{2} \left(M^T \frac{\partial F(\zeta)}{\partial x} + \frac{\partial F(\zeta)}{\partial x}^T M \right)$.

Para (3.2.22)

$$\exists K | \lambda(M^T (S - \frac{1}{2}(KC + C^T K^T)) M + \Pi) \in C_- \Rightarrow \dot{H}(e) < 0, \quad (3.2.23)$$

con la condición (3.2.23) se garantiza que el error de estimación e tiende a cero cuando el tiempo tiende a infinito. $\triangle\triangle$

3.2.5. Diagnóstico

El objetivo del diagnóstico de fallas es proporcionar información sobre la ocurrencia de fallas en el sistema la más rápido posible para evitar así daños mayores, con la detección se sabe que a ocurrido una falla, con el aislamiento se tiene la información de que unidad funcional del sistema ha fallado y con la identificación de la falla se obtiene la información de la magnitud y tipo de la falla.

Un procedimiento generalmente aceptado para la detección y aislamiento de fallas consiste en tres pasos [11]: 1.- Generación residual. Los residuos son señales formadas de forma que en el caso ideal cuando no hay fallas el residuo es cero y diferente de cero si al menos una falla esta afectando al sistema, esto es:

$$\text{residuo} \begin{cases} =0 & \text{No ocurrió falla} \\ \neq 0 & \text{Ocurrió falla} \end{cases}$$

2.- Evaluación del residuo. La evaluación del residuo es necesaria para extraer la información de la falla. Generalmente, se requiere definir un umbral para la evaluación del residuo así como una función de evaluación. 3.- Identificación de la falla. Se obtiene la magnitud y tipo de falla. Ver figura 3.2.

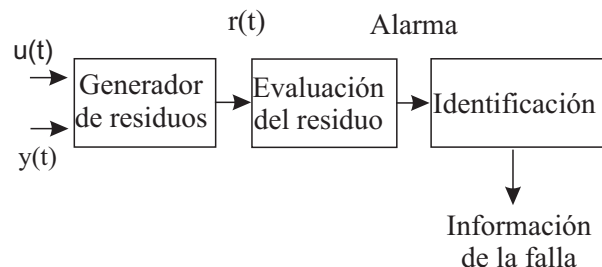


Figura 3.2. Esquema de diagnóstico de fallas

Una forma común de definir el residuo para un sistema, es la diferencia entre las salidas

medibles y estimadas.

$$r(t) = y(t) - \hat{y}(t). \quad (3.2.24)$$

Donde existen diferentes métodos para estimar las salidas del sistema. Como ya se ha mencionado previamente en éste trabajo se usa la filosofía de los métodos basados en el modelo con diseño de observadores no lineales.

Capítulo 4

Esquema propuesto de Control Activo tolerante a fallas

En éste capítulo, se presenta el esquema propuesto de control activo tolerante a fallas para la clase de sistemas no lineales que admiten una representación Hamiltoniana generalizada. El enfoque de tolerancia a fallas, se basa en la idea de agregar un lazo externo de control al sistema en lazo cerrado así como también en la filosofía de seguimiento de trayectoria nominal, de tal forma que el sistema en presencia de fallas mantenga su desempeño tan cerca como sea posible o en el mejor de los casos igual al desempeño nominal (cuando el sistema esta libre de fallas), todo esto sin la necesidad de modificar el control nominal del sistema que se desea hacer tolerante. Esto siempre y cuando las condiciones físicas del sistema con falla lo permitan, esto es, puede presentarse el caso en que la falla no se ha corregido en el tiempo adecuado, lo cual ha permitido que la falla se haga más critica al grado que ésta se ha convertido en una avería o malfuncionamiento escenario en el que la unidad funcional del sistema se ha dañada por completo y por lo tanto la única solución es reemplazar la unidad funcional por una nueva. Por esta razón es que es de gran importancia eliminar el efecto de la falla lo más rápido posible para evitar una avería o malfuncionamiento en el sistema.

4.1. Conceptos sobre control tolerante a fallas

La teoría de control para automatizar sistemas ha sido ampliamente desarrollada y aplicada a procesos industriales. Estas técnicas aseguran la estabilidad del sistema en lazo cerrado y garantizan un desempeño predefinido para el caso en el que todos los componentes del sistema operan satisfactoriamente. Sin embargo, entre más sea automatizado un proceso, éste está más propenso a la ocurrencia de fallas. Consecuentemente, el diseño convencional de una ley de control no puede hacer frente a estas situaciones de falla en las unidades funcionales del sistema, pues para su diseño se consideran condiciones nominales de operación, lo que resulta en una degradación del desempeño, o incluso puede ser que la falla produzca inestabilidad en el sistema.

Para procesos industriales altamente automatizados en donde el mantenimiento o reparación no siempre pueden hacerse inmediatamente, es conveniente diseñar métodos de control capaces de asegurar desempeño nominal tomando en cuenta la ocurrencia de fallas. Estas técnicas de control en las que para su diseño se toma en cuenta la ocurrencia de fallas se conocen como técnicas de Control Tolerante a Fallas (FTC, por sus siglas en inglés).

Varios estudios que tratan con el FTC están basados en redundancia con hardware o con redundancia analítica. La redundancia con hardware se emplea en sistemas de control donde la seguridad de personas puede ser afectada, pero es poco usada debido a su alto costo financiero. Mientras que la redundancia analítica reduce los costos de instrumentación y mantenimiento. La redundancia analítica se puede lograr de forma pasiva con el uso de leyes de control diseñadas para ser insensibles a un conjunto de fallas conocidas o de forma activa con un mecanismo de diagnóstico y un rediseño de la ley de control nominal.

Control tolerante a fallas: tiene como objetivo compensar o eliminar el efecto de las fallas que se produzcan en las unidades funcionales del sistema de control. Evitando así, la degradación del desempeño, paros no programados y la evolución de las fallas; manteniendo de esta forma

una operación segura y continua en los sistemas de control. [1], [2] y [3].

La estructura del control activo tolerante a fallas esta formada por dos elementos, un proceso de diagnóstico y un rediseño del control nominal. El proceso de diagnóstico usa la entrada y salida del sistema y verifica su consistencia con el modelo de la planta, su resultado es una caracterización de la falla con suficiente precisión para hacer el rediseño del control nominal. La etapa de rediseño usa la información del proceso de diagnóstico para ajustar el control nominal a la situación de falla.

4.2. Esquema propuesto de Control activo tolerante a fallas para sistemas Hamiltonianos

Con el esquema propuesto de control activo tolerante a fallas, se busca eliminar el efecto de las fallas que se presenten en el sistema, que es el objetivo del FTC. El esquema se basa en la filosofía de hacer que el sistema con falla siga la trayectoria o salida del sistema nominal (libre de falla). Se propone hacer un cambio de la referencia del sistema nominal en lazo cerrado, para este cambio se suma a la referencia nominal la acción del control tolerante a fallas. El objetivo de la ley de control tolerante es eliminar el error entre la trayectoria del sistema con falla y la trayectoria del sistema nominal, logrando de esta forma un seguimiento de trayectoria nominal. Con este cambio de referencia interno se elimina el efecto de la falla y se busca mantener el desempeño del sistema con falla muy cercano o igual al desempeño del sistema como hasta antes de que ocurriera la falla, esto siempre y cuando lo permitan las condiciones físicas del sistema con falla pues si la falla no se corrige lo más rápido posible esta puede causar una avería en la unidad funcional del sistema para lo cual la única solución es reemplazar la parte dañada. En la figura 4.1 se presenta el esquema propuesto.

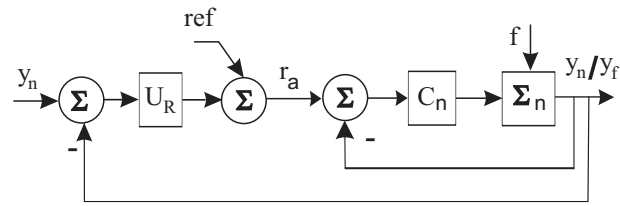


Figura 4.1. Esquema propuesto de FTC

Donde Σ_n , y C_n son el sistema y control nominal, y_n es la salida nominal, f son las fallas, y_f es la salida con falla, ref es la referencia, r_a es la referencia aplicada al sistema y U_R es la ley de control tolerante a fallas.

Note que cuando no hay falla el esquema con tolerancia a fallas se reduce al esquema del sistema nominal en lazo cerrado, esto es ($y_f = y_n$) lo que implica que el error es cero entre la trayectoria nominal y con falla.

Con este enfoque de control tolerante se permite mantener sin cambio el control nominal del sistema, lo cual puede llegar a ser de gran utilidad en la implementación para hacer tolerante a fallas a algún determinado proceso.

Este esquema fue aplicado a un Motor Síncrono de Imán Permanente (PMSM por sus siglas en inglés) como caso estudio. Para éste caso particular, se ha demostrado de forma analítica la estabilidad tanto del sistema con falla en lazo cerrado pero sin acción de tolerancia a fallas así como cuando se agrega la acción de tolerancia a fallas.

Capítulo 5

Casos de estudio

Las metodologías propuestas de diagnóstico y control tolerante a fallas son aplicadas a un Motor Síncrono de Imán Permanente (PMSM). La metodología de diagnóstico también se aplica a un PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing aircraft). Los resultados de simulación para ambos casos de estudio son presentados en este capítulo.

5.1. Motor Síncrono de Imán Permanente (PMSM)

El motor síncrono de imán permanente se caracteriza por tener montados imanes en su rotor con los cuales se genera el campo magnético principal del motor y su estator esta formado por un devanado similar al del motor de inducción. También existen los motores de imán permanente con devanado de campo, los cuales en lugar de tener imanes en el rotor cuentan con devanado inductor en el rotor que genera el campo magnético principal del motor, el devanado de campo se alimenta con una fuente de corriente directa por medio de un par de anillos deslizantes y un juego de escobillas.

El motor síncrono de imán permanente al igual que el de devanado de campo, es un motor de corriente alterna en el que la velocidad de su rotor es proporcional a la frecuencia del voltaje aplicado al estator [35], [36]. Se le llama síncrono debido a que la velocidad del rotor en condiciones nominales es igual a la del campo magnético giratorio generado por el estator, a esta velocidad se le llama velocidad de sincronismo.

El PMSM esta formado por principalmente por una parte fija llamada estator y una giratoria llamada rotor. Entre estas dos partes se encuentra un espacio conocido como entrehierro. En las ranuras del estator se encuentra distribuido el devanado trifásico de armadura y en el rotor están los imanes permanentes. Los devanados del estator están distribuidos de forma que sus ejes magnéticos estén desplazados entre si $2\pi/3$ radianes eléctricos.

5.1.1. Descripción de las fallas comunes en PMSM

Alrededor del 60 % de las fallas en máquinas eléctricas ocurren en las partes mecánicas tales como cojinetes, el eje o rotor y el acoplamiento con la carga. Cerca del 80 % de éstas fallas resultan ser un desplazamiento de los ejes de simetría o rotación del rotor. Por lo tanto, la asimetría existente entre el rotor y el estator causan alrededor del 50 % de las fallas en los motores [37].

Fallas en el estator

Causas

La mayoría de las fallas en las bobinas del estator son causadas por la descomposición o degradamiento del aislamiento en el cable de la bobina, esto como resultado de descargas eléctricas y estrés térmico presente en las bobinas del estator [38].

Efectos

En las primeras etapas el motor puede seguir operando, sin embargo, la falla puede propagarse rápidamente a otras vueltas o partes de la bobina, ya que hace circular una alta corriente debida al corto, produciendo así calor excesivo. Por lo tanto, la detección oportuna de la falla durante la operación es muy importante para evitar daños posteriores a las vueltas adyacentes y al núcleo del estator, reduciendo así el tiempo de inactividad de la máquina por mantenimiento no programado.

Cuando se presenta un corto circuito, la resistencia, la inductancia propia y mutua son afectadas por fase [39].

Excentricidad del rotor

Causas

Ocurren debido a defectos de manufactura tales como desbalance de una masa, inclinación inadecuada del eje y tolerancia en los cojinetes [40].

Efectos

Se modifica la distancia del entrehierro lo que afecta la distribución de la densidad del campo magnético, problemas dinámicos tales como vibraciones, ruido y pulsaciones en el torque. En [41] se presenta que una falla debida a la excentricidad estática puede incrementar la densidad del flujo magnético, la densidad de la fuerza radial y atracción magnética desbalanceada. En [40] mencionan que debido a la excentricidad dinámica y al desalineamiento del rotor así como la carga pueden hacer que éste tenga contacto con el estator provocando que el imán llegue a romperse en un caso extremo. Esta variación de flujo se ve reflejada en las corrientes del estator.

Donde las definiciones de excentricidad son [39]:

Excentricidad estática: es cuando la distancia entre el rotor y el estator ó el entrehierro varía, esto podría ser causado por

- Un estator con núcleo ovalado,
- Ubicación incorrecta del rotor o estator en la etapa de ensamble.

Excentricidad dinámica: El centro del rotor no es el centro de rotación, esto puede deberse a:

- Eje del rotor doblado
- Desgaste de cojinetes o una mala alineación
- Resonancia mecánica de velocidad crítica

En todos los motores hay una excentricidad permisible de hasta 10 %, debida a manufactura y ensamble.

La excentricidad estática provoca cambios en la inductancia mutua y propia tanto en rotor como en estator, para nuestro caso sólo afecta a las inductancias del estator pues el rotor es de imán permanente.

Falla en los cojinetes

Son los elementos sobre los cuales gira el rotor, que aunque están recubiertos de una capa de lubricante para disminuir la fricción son elementos que se desgastan. Los cojinetes [42] están formados por un anillo interno y otro externo, los cuales mantienen unidos para rotar a un conjunto de rodamientos o bolas de metal. Aproximadamente la cuarta parte de las fallas que ocurren en los máquinas eléctricas son debidas a fallas en los cojinetes.

Causas

Contaminación y corrosión, falta de lubricación, instalación incorrecta de los cojinetes (como forzar el rotor a entrar en los cojinetes) [39].

Efectos

Afecta a el coeficiente de fricción en el modelo del motor, y como consecuencia, es afectada la velocidad mecánica.

Fallas en actuadores

Los actuadores para máquinas eléctricas incluido el PMSM, están integrados en parte por dispositivos semiconductores de potencia con los que se generan los voltajes de corriente directa o corriente alterna para el control de los motores. Estos actuadores son generalmente alimentados por fuentes trifásicas con el fin de proporcionar una apropiada conversión de potencia. Como resultado, las fallas típicas de actuador son relacionadas con la fuente de alimentación o con el convertidor [43].

Fallas en sensores

La perdida o falla de los sensores produce un comportamiento insatisfactorio e incluso peligroso.

Causas

Los sensores en general pueden presentar las siguientes condiciones de falla [39]:

1. Conexión intermitente
2. Pérdida completa de la señal del sensor

3. Offset en la medición

Las fallas más severas son la 1 y 2 pues implican una pérdida completa o momentánea de información que se requiere para el propósito de control.

Efectos

Debido a la falta de información correcta se corre el riesgo de inestabilidad en lazo cerrado si no se toman las medidas adecuadas. Éste fenómeno es debido a la acción integral que se incluye en la ley de control para el seguimiento de la referencia. En general las fallas de sensores se modelan como perturbaciones aditivas [39]:

$$a(t) = a_0(t) + a_{\Delta}(t), \quad (5.1.1)$$

donde a es la salida medida, a_0 es el valor nominal y a_{Δ} es el valor de la falla ($a_{\Delta} = 0 \quad \forall t \leq t_{onset}$).

Modelo del PMSM

El modelo del motor síncrono en el marco de referencia estacionario $dq0$ se obtiene al aplicar la transformada de Blondel Park a las ecuaciones del modelo trifásico. El modelo en coordenadas $dq0$ se tomó de [44] y está descrito por:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_d + g_2(x)u_q + g_3(x)\tau_L, \quad (5.1.2)$$

donde $x = [i_d \ i_q \ \omega]^T$, $g_1 = [\frac{1}{L} \ 0 \ 0]^T$, $g_2 = [0 \ \frac{1}{L} \ 0]^T$, $g_3 = [0 \ 0 \ \tau_L]^T$, $h(x) = [i_d \ i_q \ \omega]$ y

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d + P\omega i_q \\ -\frac{R}{L}i_q - P\omega i_d - \frac{P\Phi}{L}\omega \\ \frac{3P\Phi}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{1}{J} \end{bmatrix},$$

donde B es el coeficiente de fricción viscosa, R es la resistencia de estator, L es la inductancia, Φ es el flujo de imán permanente, P es número de par de polos, i_d e i_q son las corrientes eléctricas

en el eje de directa y cuadratura respectivamente, u_d y u_q son los voltajes en el eje de directa y cuadratura respectivamente, ω es la velocidad del rotor, J es la inercia del rotor, y τ_L es el par de carga.

5.1.2. Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas en PMSM

Con la finalidad de tomar ventaja del observador presentado en la sección 3.2.4, una representación Hamiltoniana a generalized Hamiltonian representation is required.

Representación Hamiltoniana del PMSM

Para obtener la representación Hamiltoniana (2.1.2) del motor síncrono descrito por el modelo (5.1.2), se define el Hamiltoniano como:

$$H(x) = \frac{1}{2}(i_d^2 + Li_q^2 + \frac{2}{3}J\omega^2), \quad (5.1.3)$$

donde $H(x)$ es una función suave de energía definida positiva. Cuyo vector gradiente es

$$\frac{\partial}{\partial x}H(x) = \left[i_d \quad Li_q \quad \frac{2}{3}J\omega \right]^T, \quad (5.1.4)$$

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = Mx \quad \Rightarrow \quad M = \text{diag} \left[1 \quad L \quad \frac{2}{3}J \right], \quad (5.1.5)$$

donde M es una matriz simétrica constante y definida positiva. Una vez definida la función Hamiltoniana y su vector gradiente, la representación Hamiltoniana del PMSM resulta como:

$$\dot{x} = J(x)\frac{\partial H}{\partial x} + S(x)\frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + g(u), \quad (5.1.6)$$

donde $\dot{x} = [i_d \ i_q \ \omega]^T$, $u = [u_d \ u_q \ \tau_L]^T$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3P\Phi}{2JL} \\ 0 & \frac{3P\Phi}{2JL} & 0 \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L^2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3B}{2J^2} \end{bmatrix}, \quad (5.1.7)$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} P\omega i_q \\ -P\omega i_d \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}.$$

En la representación (5.1.6) del motor síncrono las matrices J y S cumplen con las propiedades de antisimetría y simetría respectivamente. Ya que la representación Hamiltoniana es otra forma de ver el modelo de un sistema, ésta no debe cambiar al modelo que representa.

Representación Hamiltoniana con fallas

Una conexión intermitente, pérdida de señal y “offset” son algunas de las fallas que ocurren comúnmente en los sensores [39], siendo la primera y segunda las que más afectan el desempeño del sistema y el objetivo de control. La falla en par de carga se considera como un cambio desconocido en el parámetro y que afecta al sistema como una entrada adicional y su efecto es modelado como una falla aditiva. Las máquinas eléctricas utilizan actuadores integrados por dispositivos semiconductores de potencia para producir voltaje de corriente directa o alterna, debido a esto es que las fallas típicas de actuador se relacionan ya sea con la fuente de alimentación o con el convertidor [39], [43]. En el motor síncrono pueden ocurrir fallas en elementos como sensores, actuadores y componentes. En este trabajo se consideran las falla descritas en la tabla (5.2).

Tabla 5.1. Fallas en PMSM

No.	Falla	Símbolo	Tipo
1	Actuador	f_a	Aditiva
2	Sensor	$\Delta\omega$	Aditiva
3	Actuador	$\Delta\tau_L$	Aditiva

Cuando se consideran las fallas en el modelo dinámico del motor síncrono, la representación Hamiltoniana con falla es:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= J(x)\frac{\partial H}{\partial x} + S(x)\frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + g(u) + N(\Delta f), \\ y &= C\frac{\partial H}{\partial x} + Q(\Delta f), \end{aligned} \quad (5.1.8)$$

donde \dot{x} , S , J , $F(x)$, g , u contienen los mismos elementos que en el caso nominal cuando no hay presencia de fallas y y_m son las salidas medibles. Los vectores que modelan el efecto de la falla son:

$$N(\Delta f) = \begin{bmatrix} f_a \\ f_a \\ \Delta\tau_L \end{bmatrix}, \quad Q(\Delta f) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Delta\omega \end{bmatrix}.$$

Desacoplo de fallas

La metodología de desacoplo definida en la subsección 3.2.3 se aplica al modelo dinámico del motor síncrono de imán permanente para obtener subsistemas con sensibilidad a una falla e insensibles al resto de ellas, es decir hacer el desacoplo de fallas. Por lo tanto, existe de un subsistema por cada falla en el sistema. El procedimiento aplicado para el desacoplo de fallas en el PMSM es el siguiente:

1) *Desacoplo de la falla en actuador f_a* : para el desacoplo de esta falla, partiendo del sistema (5.1.8) es necesario evitar el uso de la salida medible y_3 y del estado \dot{x}_3 , ya que esta salida es

sensible a la falla en sensor de velocidad $\Delta\omega$ y este estado esta en función de $\Delta\omega$. De este análisis, se definen las siguientes ecuaciones:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + Px_3x_2 + \frac{1}{L}u_d + f_a, \quad (5.1.9)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - Px_3x_1 - \frac{P\phi}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + f_a, \quad (5.1.10)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial H(x)}{x}. \quad (5.1.11)$$

Las ecuaciones (5.1.9)–(5.1.11) están en función del estado x_3 que no usamos por su dependencia con la falla en par de carga. Para evitar depender del estado x_3 , lo despejamos de (5.1.10),

$$x_3 = \frac{L}{P\phi + PLx_1} \left(-\dot{x}_2 - \frac{R}{L}x_2 - \frac{1}{L}u_q + f_a \right), \quad (5.1.12)$$

sustituyendo x_3 en (5.1.9), resulta:

$$\begin{aligned} \frac{\phi}{L}\dot{x}_1 + x_1\dot{x}_1 + x_2\dot{x}_2 &= -\frac{R}{L} \left(\frac{\phi}{L}x_1 + x_1^2 + x_2^2 \right) + \frac{1}{L}u_qx_2 + \\ &\quad \frac{1}{L}u_d \left(\frac{\phi}{L} + x_1 \right) + \left(x_2 + \frac{\phi}{L} + x_1 \right) f_a, \end{aligned} \quad (5.1.13)$$

si definimos un nuevo estado

$$v_1 = \frac{\phi}{L}x_1 + \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{dv_1}{dt} = \frac{\phi}{L}\dot{x}_1 + x_1\dot{x}_1 + x_2\dot{x}_2,$$

entonces (5.1.13), queda definido como el subsistema 1 el cual queda en función únicamente de la falla en actuador.

Subsistema 1:

$$\dot{v}_1 = -\frac{R}{L}v_1 - \frac{R}{2L}(y_1^2 + y_2^2) + \frac{u_q}{L}y_2 + \frac{u_d}{L} \left(\frac{\phi}{L} + y_1 \right) + \left(y_2 + \frac{\phi}{L} + y_1 \right) f_a, \quad (5.1.14)$$

$$y_{s1} = v_1. \quad (5.1.15)$$

2) *Desacoplo de la falla en el par de carga $\Delta\tau_L$:* una vez más para evitar que el efecto de la falla en sensor afecte a este subsistema se evita el uso de la salida medible y_3 .

Puesto que se desea encontrar un subsistema que dependa de la falla en par de carga, de (5.1.8) se considera el estado \dot{x}_3 y con esta misma idea se resta el estado \dot{x}_1 menos el estado \dot{x}_2 para eliminar a f_a ,

$$(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) = -\frac{R}{L}(x_1 - x_2) + Px_3(x_1 + x_2) + \frac{1}{L}(u_d - u_q + \frac{P\phi}{L}x_3), \quad (5.1.16)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{3P\phi}{2J}x_2 - \frac{B}{J}x_3 - \frac{\tau_L}{J} + \Delta\tau_L, \quad (5.1.17)$$

si definimos un nuevo estado como

$$v_2 = x_1 - x_2 \quad \Rightarrow \quad x_1 = v_2 + x_2 \quad \Rightarrow \quad \frac{dv_2}{dt} = \dot{x}_1 - \dot{x}_2.$$

entonces resulta el subsistema 2 que es sensible a la falla $\Delta\tau_L$, descrito por

Subsistema 2:

$$\dot{v}_2 = -\frac{R}{L}v_2 + Px_3(v_2 + 2y_2) + \frac{P\phi}{L}x_3 + \frac{1}{L}(u_d - u_q), \quad (5.1.18)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{3P\phi}{2J}y_2 - \frac{B}{J}x_3 - \frac{\tau_L}{J} + \Delta\tau_L, \quad (5.1.19)$$

$$y_{s2} = v_2 + x_3. \quad (5.1.20)$$

3) *Desacoplo de la falla $\Delta\omega$* : ya que este subsistema debe ser sensible a la falla en sensor se utiliza la salida medible y_3 y los estados \dot{x}_1 y x_2 de (5.1.8). Esto es

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + Px_3x_2 + \frac{1}{L}u_d + f_a, \quad (5.1.21)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - Px_3x_1 - \frac{P\phi}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + f_a, \quad (5.1.22)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3}{2J} \end{bmatrix} \frac{\partial H(x)}{x}. \quad (5.1.23)$$

Restando el estado (5.1.21) menos el estado (5.1.22) se elimina el efecto de la falla en actuador.

$$(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) = -\frac{R}{L}(x_1 - x_2) + Px_3(x_1 + x_2) + \frac{1}{L}(u_d - u_q + \frac{P\phi}{L}x_3), \quad (5.1.24)$$

si se define un nuevo estado como

$$v_3 = x_1 - x_2 \quad \Rightarrow \quad x_1 = v_3 + x_2, \quad \frac{dv_3}{dt} = \dot{x}_1 - \dot{x}_2, \quad (5.1.25)$$

considerando el nuevo estado \dot{v}_3 , el subsistema 3 que es sensible a la falla en sensor queda definido como:

Subsistema 3:

$$\dot{v}_3 = -\frac{R}{L}v_3 + Py_3(y_1 + y_2) + \frac{P\phi}{L}y_3 + \frac{1}{L}(u_d - u_q), \quad (5.1.26)$$

$$y_{s3} = v_3. \quad (5.1.27)$$

Diseño del residuo basado en el observador

En la sección 3.2.4 se presentó un resultado que es una extensión del resultado presentado en [26], ya que permite el diseño del observador cuando el campo vectorial F que contiene las no linealidades no depende de la salida.

El generador de residuo es la diferencia entre la salidas actuales y las salidas estimadas. El observador para generar las salidas estimadas se diseña a partir del sistema nominal. El sistema con falla es quien proporciona las salidas actuales.

$$r(t) = y(t) - \hat{y}(t). \quad (5.1.28)$$

Para obtener el generador de residuo sensible a la falla en actuador, se diseña el observador para el subsistema nominal 1.

Subsistema nominal 1

$$\dot{v}_1 = -\frac{R}{L}v_1 - \frac{R}{2L}(y_1^2 + y_2^2) + \frac{u_q}{L}y_2 + \frac{u_d}{L}\left(\frac{\phi}{L} + y_1\right), \quad (5.1.29)$$

$$y_{s1n} = v_1, \quad (5.1.30)$$

donde y_{s1n} es la salida del subsistema nominal 1. Para el subsistema nominal 1 que resultó como un sistema lineal, con un observador del tipo Luenberger se obtiene la salida estimada.

Éste observador con ganancia L , esta descrito por las ecuaciones (5.1.31)-(5.1.32).

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly, \quad (5.1.31)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (5.1.32)$$

El observador con el que se genera la salida estimada del subsistema nominal 1 resultó como:

$$\dot{\hat{v}}_1 = -180\hat{v}_1 - \frac{R}{2L}(y_1^2 + y_2^2) + \frac{u_q}{L}y_2 + \frac{u_d}{L}\left(\frac{\phi}{L} + y_1\right) + \left(180 - \frac{R}{L}\right)v_1, \quad (5.1.33)$$

$$\hat{y}_{s1n} = \hat{v}_1. \quad (5.1.34)$$

Con la salida del observador y con la salida actual obtenidas, el generador de residuo sensible a la falla f_a es

$$r_1 = y_{s1} - \hat{y}_{s1n}. \quad (5.1.35)$$

El subsistema 2 resultó como un sistema no lineal pues contiene una multiplicación de estados. Por lo tanto, se requiere el diseño de un observador no lineal para estimar la salida del sistema nominal. Para el diseño de este observador se aplica la metodología propuesta en este trabajo y que fue definida en la subsección 3.2.4.

Subsistema nominal 2:

$$\dot{v}_2 = -\frac{R}{L}v_2 + Px_3(v_2 + 2y_2) + \frac{P\phi}{L}x_3 + \frac{1}{L}(u_d - u_q), \quad (5.1.36)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{3P\phi}{2J}y_2 - \frac{B}{J}x_3 - \frac{\tau_L}{J}, \quad (5.1.37)$$

$$y_{s2n} = v_{s2} + x_3, \quad (5.1.38)$$

donde y_{s2n} es la salida del subsistema nominal 2. El diseño del observador no lineal se basa en la representación Hamiltoniana. Por lo tanto se requiere llevar el subsistema nominal (5.1.36)–(5.1.38) a la representación Hamiltoniana (2.1.2), para lo cual definimos una función Hamiltoniana como:

$$H(x) = \frac{1}{2}\frac{R}{L}v_2^2 + \frac{1}{2}\frac{B}{J}x_3^2, \quad (5.1.39)$$

cuyo vector gradiente es

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = \left[\frac{R}{L}v_2, \frac{B}{J}x_3 \right]^T \Rightarrow M = \text{diag} \left[\frac{R}{L}, \frac{B}{J} \right], \quad (5.1.40)$$

con la función Hamiltoniana (5.1.39) y con el vector gradiente (5.1.40), se obtiene la representación Hamiltoniana del subsistema 2, esto es:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{JP\phi}{2BL} \\ -\frac{JP\phi}{2BL} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R}{L}v_2 \\ \frac{B}{J}x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & \frac{JP\phi}{2BL} \\ \frac{JP\phi}{2BL} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R}{L}v_2 \\ \frac{B}{J}x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Px_3(v_2 + 2y_2) \\ -\frac{\tau_L}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{3P\phi}{2J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (u_d - u_q) \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (5.1.41)$$

$$y_{s2n} = \begin{bmatrix} \frac{L}{R} & \frac{J}{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R}{L}v_2 \\ \frac{B}{J}x_3 \end{bmatrix}. \quad (5.1.42)$$

De la representación Hamiltoniana (5.1.41)–(5.1.42) del subsistema nominal 2, resulta que el par de matrices (C, S) es observable y el observador para estimar el estado del subsistema 2 resulta como:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{v}}_2 &= \frac{P\phi}{L}\hat{x}_3 - \frac{R}{L}\hat{v}_2 + P\hat{x}_3(\hat{v}_2 + 2y_2) + \frac{1}{L}(u_d - u_q) + L_2(v_2 - \hat{v}_2), \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\frac{B}{J}\hat{x}_3 - \frac{\tau_L}{J} + \frac{3P\phi}{2J}y_2 + L_3(v_2 - \hat{v}_2), \\ \hat{y}_{s2n} &= \hat{v}_2 + \hat{x}_3. \end{aligned} \quad (5.1.43)$$

Y el generador de residuo sensible a la falla en par de carga, está definido como:

$$r_2 = y_{s2} - \hat{y}_{s2n}. \quad (5.1.44)$$

El subsistema 3 resulta como un sistema lineal y por lo tanto un observador lineal es requerido.

El procedimiento es el mismo que se siguió para obtener el generador de residuo r_1 .

Subsistema nominal 3:

$$\dot{v}_3 = -\frac{R}{L}v_3 + Py_3(y_1 + y_2) + \frac{P\phi}{L}y_3 + \frac{1}{L}(u_d - u_q), \quad (5.1.45)$$

$$y_{s3n} = v_3, \quad (5.1.46)$$

donde y_{s3n} es la salida del subsistema nominal 3. Note que en este subsistema la salida medible del sistema (5.1.8) no tiene el efecto de la falla, es decir ($\Delta\omega = 0$) lo que implica que $y_3 = \omega$.

El observador resultó como

$$\dot{\hat{v}}_3 = -200\hat{v}_3 + Py_3(y_1 + y_2) + \frac{P\phi}{L}y_3 + \frac{1}{L}(u_d - u_q) + (200 - \frac{R}{L})v_3, \quad (5.1.47)$$

$$\hat{y}_{s3n} = \hat{v}_3, \quad (5.1.48)$$

Y el generador de residuo es

$$r_3 = y_{s3} - \hat{y}_{s3n}. \quad (5.1.49)$$

Resultados de simulación del diagnóstico en PMSM

Para la simulación se implementó el esquema mostrado en la figura 3.2. En la tabla 5.2 se presentan las características de las fallas en actuador, sensor y cambio de carga. En la tabla 5.3 se muestran los parámetros del motor síncrono de imán permanente.

Tabla 5.2. Casos de falla

Caso	Falla	Intervalo de falla (<i>sec.</i>)	Magnitud
1	0	0	0
2	f_a	[2, 2.5]	10 %
3	$\Delta\tau_L$	[3, 3.5]	10 %
4	$\Delta\omega$	[4, 4.5]	10 %

Tabla 5.3. Parámetros PMSM

Parámetro	Cantidad
Resistencia (R)	1.6 Ω
Inercia en el rotor (J)	76.5 $\times 10^{-6}$ kg m ²
Coefficiente de fricción (B)	0.02 Nm/rev/min
Flujo de imán (Φ)	0.29 Nm/A
Inductancia (L)	9.4 $\times 10^{-3}$ H
Par de carga (τ_L)	1 Nm
Numero de par de polos (P)	1

Como control nominal se implementó un control no lineal basado en pasividad descrito por las ecuaciones (5.1.82)-(5.1.84), éste control es ampliamente utilizado en control de máquinas eléctricas [29] y [45]. En la siguiente sección de control tolerante a fallas se tratará con detalle el diseño de este control. Las ganancias del control nominal utilizadas son $K_e = 1.2$, $a = 10000$ y $b = a$.

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e \omega x_d + R_e x_d + g_e \omega - K_e e_e, \quad (5.1.50)$$

$$\tau_L = -J \dot{\omega}_d - B \omega_d + \tau_d + z, \quad (5.1.51)$$

$$\dot{z} = -az + b e_\omega, \quad (5.1.52)$$

La referencia que define el perfil de velocidad deseado en el rotor del PMSM es mostrada en la figura 5.1.

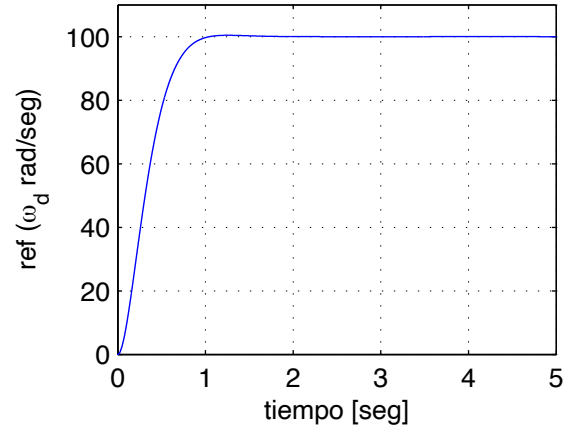


Figura 5.1. Velocidad deseada

En condiciones nominales, el control nominal implementado hace que se cumpla el objetivo de control. En la figura 5.2 se muestra la velocidad del motor síncrono cuando no hay presencia de fallas, de igual forma en la figura 5.3 se muestran los residuos en condiciones nominales.

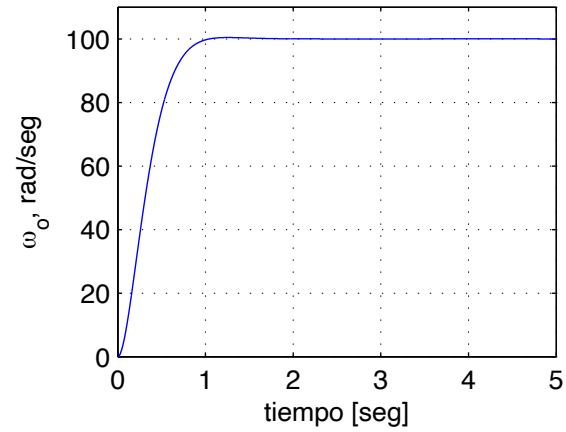


Figura 5.2. Velocidad nominal

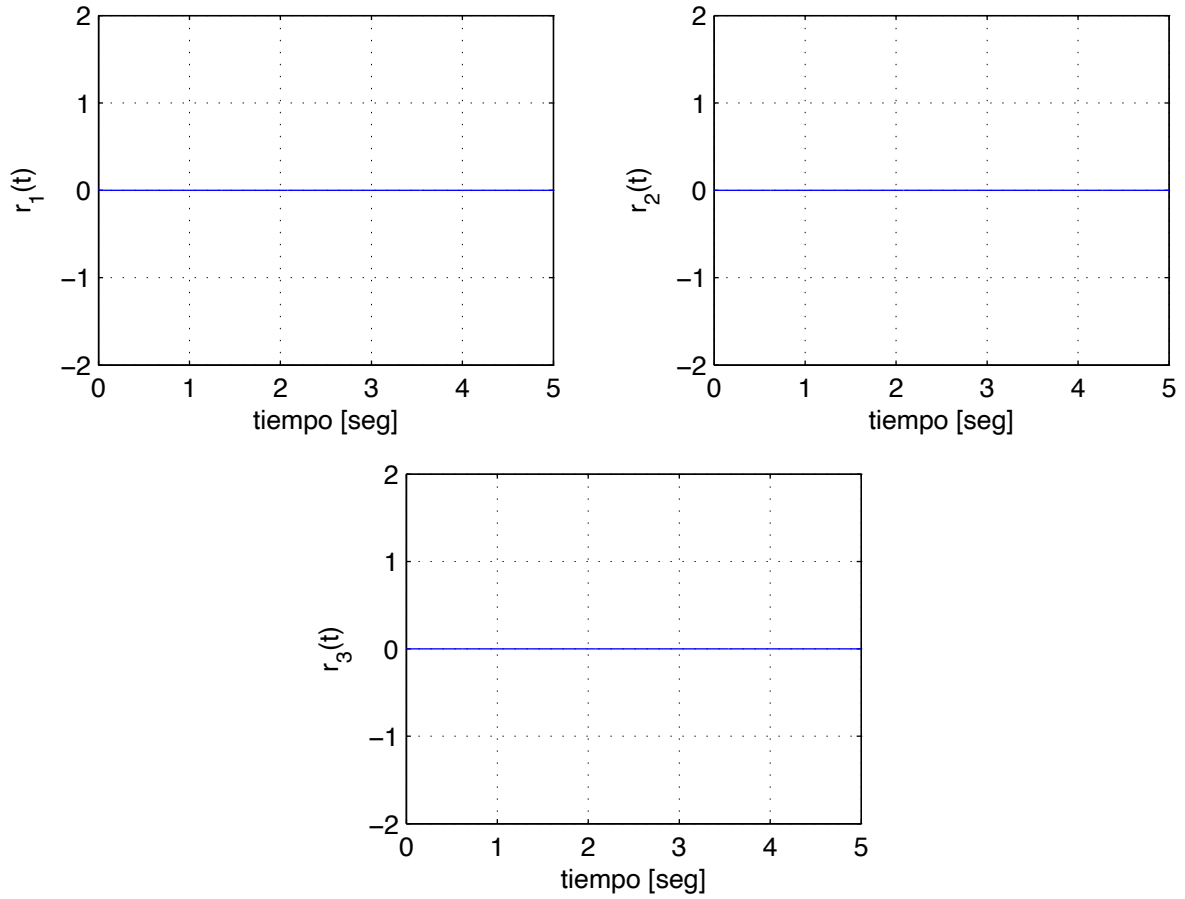


Figura 5.3. Residuos nominales

En la figura 5.4 se muestra la evolución en el tiempo de los residuos cuando ocurre la falla en actuador f_a , se aprecia que los residuos 2 y 3 son igual a cero pues son insensibles al efecto de f_a , mientras que el residuo 1 es diferente de cero, indicando su sensibilidad a la falla en actuador.

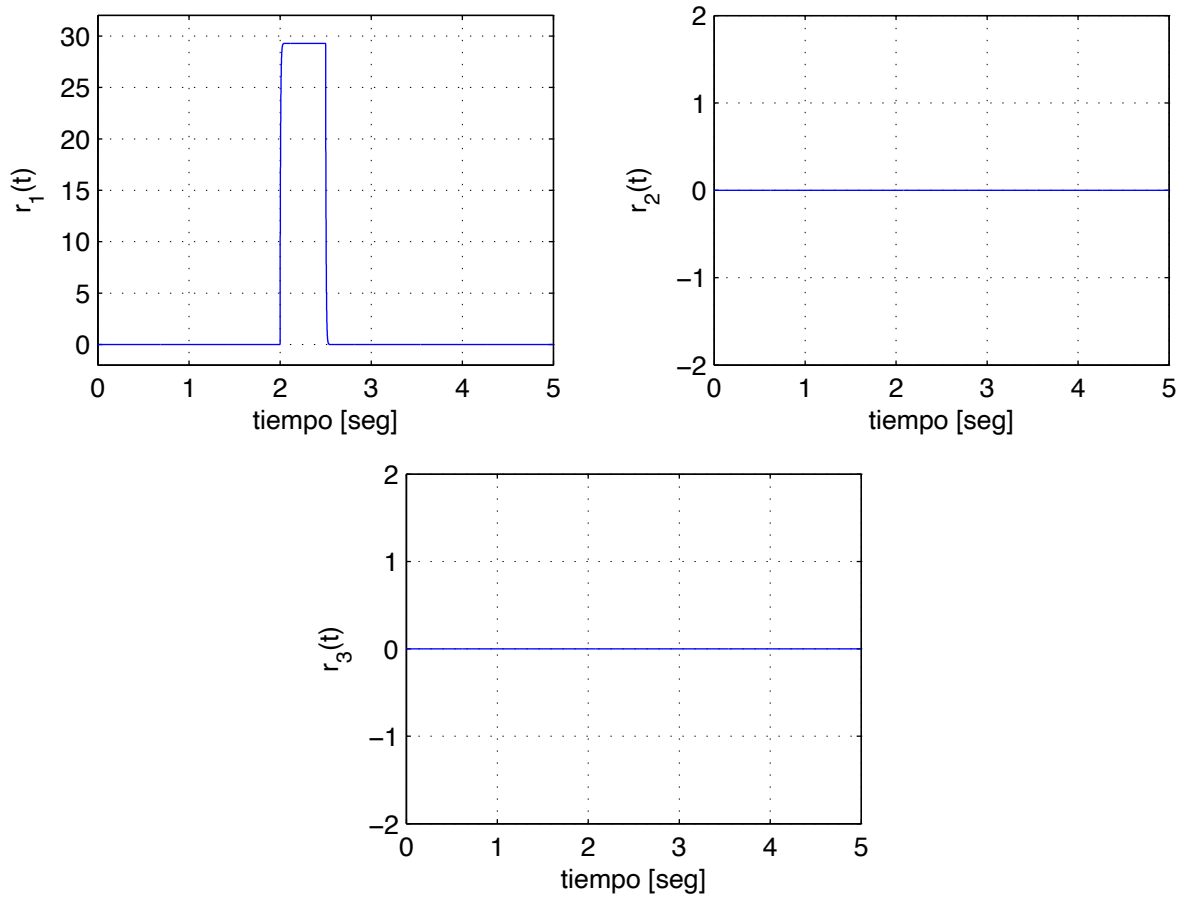


Figura 5.4. Residuos cuando ocurre f_a

La evolución en el tiempo de los residuos cuando se presenta la falla $\Delta\tau_L$ es mostrada en la figura 5.5, donde ahora los residuos 1 y 3 son los que permanecen en cero para todo tiempo pues son insensibles a la falla en par de carga y el residuo 2 ahora es diferente de cero pues es sensible a la falla en par de carga.

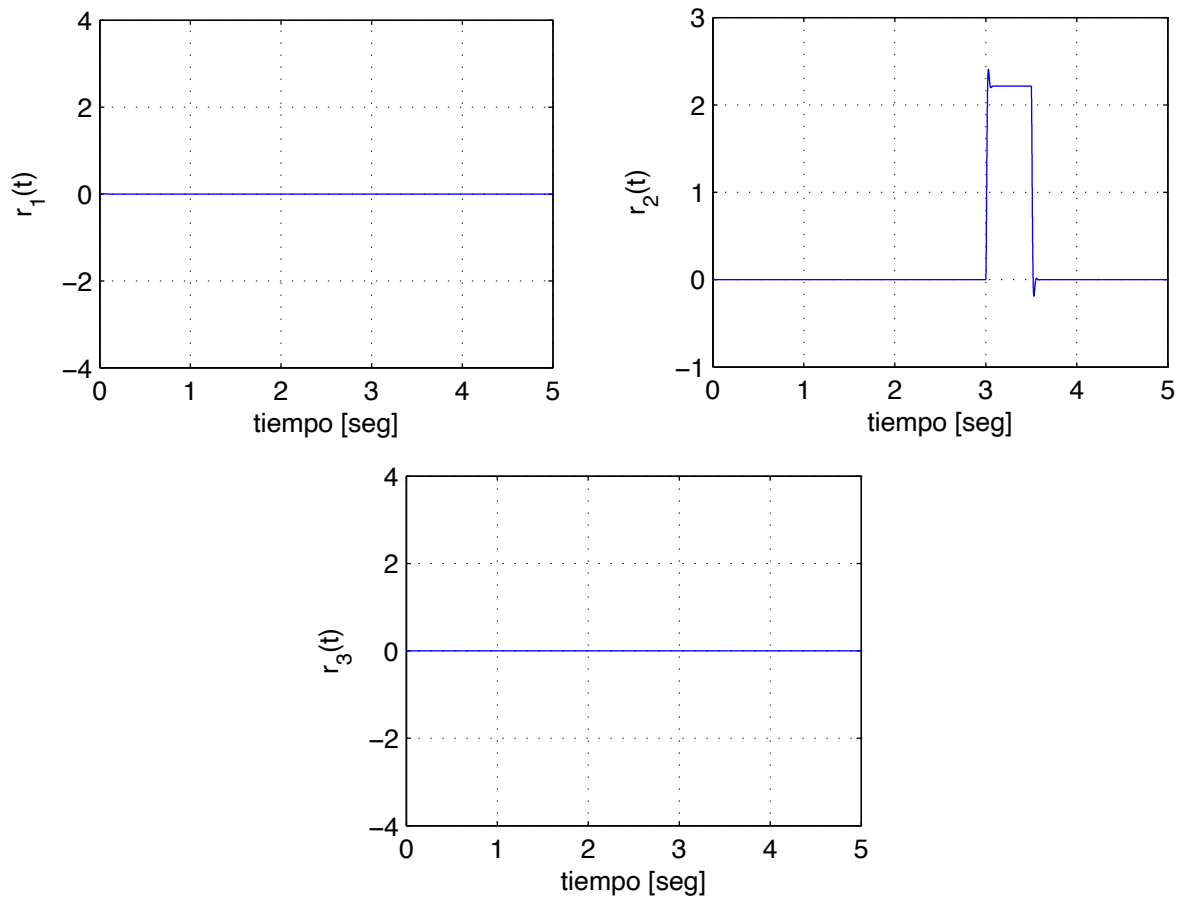


Figura 5.5. Residuos cuando ocurre $\Delta\tau_L$

En la figura 5.6 se muestra la evolución de los residuos en el tiempo cuando se presenta la falla en sensor de velocidad, los residuos 1 y 2 permanecen igual a cero pues son insensibles a la falla en sensor y el residuo 3 es diferente de cero en el momento en que ocurre la falla $\Delta\omega$.

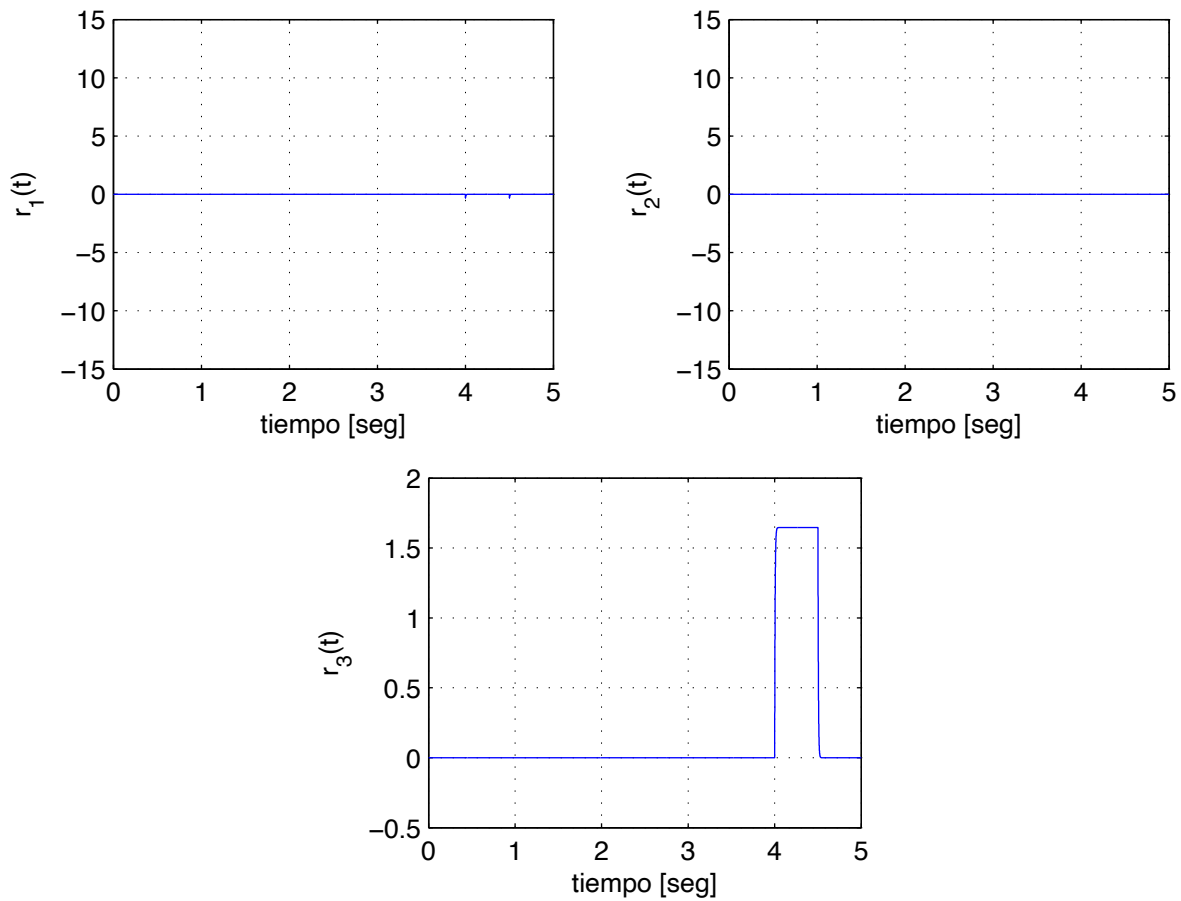


Figura 5.6. Residuos cuando ocurre $\Delta\omega$

Al inicio de las gráficas que muestran la evolución del residuo en las figuras 5.3 a 5.6, se aprecia un transitorio mínimo que no afecta a la detección y aislamiento de las fallas, pues su magnitud es demasiado pequeña comparada con la magnitud del efecto de la falla.

5.1.3. Esquema propuesto de FTC aplicado al PMSM

Inicialmente se considera el PMSM en condiciones nominales de operación, esto es, el sistema nominal Σ_n es controlado sólo por el control nominal C_n , en estas condiciones el sistema nominal

tiene un desempeño nominal y mantiene la propiedad de estabilidad, ver figura 4.1. Cuando la falla ocurre en el PMSM sus condiciones de operación y desempeño nominal se ven afectadas de forma negativa, es decir el PMSM con falla no alcanza la velocidad deseada y su estabilidad se ve afectada.

El objetivo del esquema propuesto de tolerancia a fallas es recuperar el desempeño nominal y la propiedad de estabilidad asintótica del sistema con falla. Para esto se requiere eliminar las fallas en sensor, actuador y cambio desconocido en el par de carga, así como, hacer que la trayectoria del sistema con falla imite o sea lo más parecida posible a la trayectoria del sistema nominal, esto siempre que lo permitan las condiciones físicas del sistema con falla.

En esta sección se presentan los análisis de estabilidad del PMSM cuando esta en presencia de fallas sin acción de control tolerante a fallas y cuando se agrega el control tolerante.

PMSM en condiciones nominales de operación

Sistema nominal.

Como control nominal se implementó un Control no lineal Basado en Pasividad (PBC por sus sigla en inglés). El diseño del PBC parte del sistema en representación Euler Lagrange, considerando esto el modelo Euler Lagrange en el marco de referencia estacionario $dq0$ en condiciones nominales del PMSM tomado de [44] esta descrito por

$$D_e \dot{x} + C_e \omega x + R_e x + g_e \omega = U_e, \quad (5.1.53)$$

$$J\dot{\omega} + B\omega - \tau = \tau_L, \quad (5.1.54)$$

$$y = \omega \quad (5.1.55)$$

con $x = [i_d, i_q]^T$, $D_e = \text{diag}[L, L]$, $\tau = \frac{3\phi}{2}i_q$,

$$C_e = \begin{bmatrix} 0 & -L \\ L & 0 \end{bmatrix}, \quad R_e = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix},$$

$$g_e = \begin{bmatrix} 0 & \phi \end{bmatrix}^T, \quad U_e = \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T,$$

donde el subíndice e denota variable eléctrica, ω es la velocidad del rotor, ϕ es el flujo de imán permanente, J es la inercia del rotor, B es el coeficiente de fricción viscosa, τ es el par electromagnético, τ_L es el par de carga, L es la inductancia, i_d , i_q son las corrientes eléctricas en los ejes de directa y cuadratura respectivamente, u_d , u_q son los voltajes en los ejes de directa y cuadratura respectivamente y R es la resistencia de estator.

Control nominal.

Para el diseño del PBC el modelo del motor síncrono se descompone en dos subsistemas pasivos: un subsistema eléctrico (Σ_e) y un subsistema mecánico (Σ_m), primero se diseña el control para el subsistema eléctrico considerando la parte mecánica como una perturbación y luego se diseña el control para el subsistema mecánico.

El objetivo de control es que el PMSM alcance la velocidad deseada, para lograr esto es necesario que el motor desarrolle un par electromagnético deseado. Y para producir este par es necesario que por los devanados de motor circulen las corrientes deseadas, esto es:

$$\text{Corrientes deseadas} \Rightarrow \text{Par electromagnético deseado} \Rightarrow \text{Velocidad deseada.}$$

El diseño del PBC se hace bajo las siguientes suposiciones:

1. Todos los parámetros del motor son conocidos incluido el par de carga que es acotado.
2. Se dispone de la medición de las corrientes de estator y velocidad del rotor.

3. La velocidad deseada del rotor es una función suave, acotada y dos veces diferenciable con cotas conocidas.

Control subsistema eléctrico.

Para este control se definen las corrientes deseadas que produzcan el para electromagnético deseado, esto es

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x = x_d \quad \Rightarrow \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tau = \tau_d, \quad (5.1.56)$$

de esta forma, para el (\sum_e) se diseña un controlador que asegure el seguimiento de las corrientes, lo que implica un seguimiento del par electromagnético, teniendo como entrada los voltajes aplicados a los devanados del estator. Las corrientes deseadas $x_d = [x_{1d}, x_{2d}]^T = [i_{dd}, i_{qd}]^T$, se obtienen a partir de la ecuación del par electromagnético deseado τ_d .

$$\tau_d = \frac{3}{2} P x_{2d} (3x_{1d} L_{\Delta m} + \phi), \quad (5.1.57)$$

donde para motores de rotor cilíndrico $L_d = L_q \Rightarrow L_{\Delta m} = \frac{L_d - L_q}{3} = 0 \Rightarrow x_{1d} = 0$, esto también implica que el τ_d se reduzca a

$$\tau_d = \frac{3}{2} P \phi x_{2d}, \quad (5.1.58)$$

despejando resulta que

$$x_{2d} = \frac{2\tau_d}{3P\phi}, \quad (5.1.59)$$

en forma matricial la corrientes deseadas quedan definidas como

$$x_d = \begin{bmatrix} i_{dd} \\ i_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2\tau_d}{3P\phi} \end{bmatrix}. \quad (5.1.60)$$

Una vez determinadas las corrientes deseadas, se procede a obtener la ecuación del error $e_e(t) = x(t) - x_d(t)$ donde x es la dinámica actual y x_d es la dinámica deseada.

Subsistema eléctrico

$$D_e \dot{x} + C_e \omega x + R_e x + g_e \omega = U_e \quad (5.1.61)$$

La dinámica donde todas las variables eléctricas alcanzan sus valores deseados es

$$D_e \dot{x}_d + C_e \omega x_d + R_e x_d + g_e \omega = U_{ed}, \quad (5.1.62)$$

restando la dinámica deseada (5.1.62) al modelo del subsistema eléctrico (5.1.61), resulta la ecuación del subsistema en términos del error de corrientes

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + R_e e_e = U_e - U_{ed}. \quad (5.1.63)$$

Si

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + R_e e_e = 0, \quad (5.1.64)$$

entonces existe un punto de equilibrio $e_e = 0$, lo que implica que $e_e \rightarrow 0$. Con esto (5.1.63) se reduce a

$$U_e - U_{ed} = 0, \quad (5.1.65)$$

despejando U_e de (5.1.65) y sustituyendo U_d , resulta la ley de control para el subsistema eléctrico

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e \omega x_d + R_e x_d + g_e \omega - K_e e_e, \quad (5.1.66)$$

donde se incluye una inyección de amortiguamiento K_e en el error de corrientes, tal que:

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + R_e e_e = U_e - U_{ed}, \quad (5.1.67)$$

sustituyendo U_e y a U_{ed} en (5.1.67)

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + R_e e_e = -K_e e_e, \quad (5.1.68)$$

donde $K_e = \text{diag}[k_e, k_e]$. Con un análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov se encuentra el valor del amortiguamiento.

El subsistema eléctrico es pasivo desde la entrada $[u, -\omega]^T$ hasta la salida $[x, \tau]^T$ con la función de almacenamiento de energía

$$H_e = \frac{1}{2} x^T D_e x, \quad (5.1.69)$$

donde $D_e \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ es la matriz de inductancias y es simétrica definida positiva. Si se propone una función de Lyapunov en términos del error de corrientes x , definida como

$$H_e = \frac{1}{2} e_e^T D_e e_e, \quad (5.1.70)$$

como D_e es simétrica y definida positiva implica que $H_e > 0$. La derivada con respecto al tiempo de H_e resulta como

$$\dot{H}_e = e_e^T D_e \dot{e}_e, \quad (5.1.71)$$

de la ecuación de error (5.1.68) despejamos

$$D_e \dot{e}_e = -C_e \omega e_e - R_e e_e - K_e e_e, \quad (5.1.72)$$

sustituyendo (5.1.72) en (5.1.71)

$$\dot{H}_e = -e_e^T C_e \omega e_e - e_e^T R_e e_e - e_e^T K_e e_e, \quad (5.1.73)$$

donde el primer término de (5.1.73) es cero debido a que C_e es una matriz antisimétrica, resultando

$$\dot{H}_e = -e_e^T (R_e + K_e) e_e, \quad (5.1.74)$$

entonces para garantizar que $\dot{H}_e < 0$ se requiere que $K_e > 0$.

Control subsistema mecánico.

Con este control se busca que el par electromagnético tienda al par electromagnético deseado ($\tau \rightarrow \tau_d$). Este par electromagnético deseado se requiere en el control de la parte eléctrica, este control esta descrito por la ecuación (5.1.66).

Subsistema eléctrico

$$J\dot{\omega} = \tau - B\omega - \tau_L. \quad (5.1.75)$$

Si definimos la dinámica del error mecánico de forma que los la velocidad converja a la velocidad deseada como

$$e_m(t) = \omega - \omega_d \quad \Rightarrow \quad \dot{\omega} = \dot{e}_m + \dot{\omega}_d, \quad (5.1.76)$$

sustituyendo (5.1.76) en (5.1.75), resulta

$$J\dot{e}_m + Be_m = \tau - J\dot{\omega}_d - B\omega_d - \tau_L, \quad (5.1.77)$$

donde definimos $J\dot{e}_m + Be_m = \Phi$.

Si $\Phi = 0$ entonces $e_m \rightarrow 0$ lo que implica que el par electromagnético tienda al par electromagnético deseado ($\tau \rightarrow \tau_d$). Tomando en consideración esto, el par electromagnético deseado se define como

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \tau_L - K_m e_m, \quad (5.1.78)$$

donde se incluye la inyección de amortiguamiento $K_m > 0$ para aumentar la velocidad de convergencia a cero del error de velocidad (e_m).

El control para la parte eléctrica esta descrito por la ecuación (5.1.66). Esta ecuación de control, esta en función de la derivada de las corrientes eléctricas deseadas

$$\dot{x}_d = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{dd} \\ \frac{d}{dt} i_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2\dot{\tau}_d}{3P\phi} \end{bmatrix}, \quad (5.1.79)$$

a su vez las corrientes deseadas (5.1.79), están en función de la derivada con respecto al tiempo del par electromagnético deseado ($\dot{\tau}_d$). El requerirse la derivada con respecto al tiempo del par deseado implica requerir el error de aceleración así como la la segunda derivada de la velocidad deseada. Obtener la segunda derivada de la velocidad deseada no es problema puesto que nosotros proponemos esta velocidad, pero el error de aceleración esta en función de la aceleración medida lo cual en la implementación puede llegar a ser un problema. Para evitar requerir la medición de esta variable se implementa un filtro lineal que genera esta aceleración [46]. Con esto el control (5.1.78) de la parte mecánica, cambia a

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \tau_L - z, \quad (5.1.80)$$

donde z es la salida del filtro lineal

$$\dot{z} = -az + be_m, \quad z(0) = e_m(0), \quad (5.1.81)$$

donde $a, b > 0$.

5.1.4. Análisis de estabilidad del PMSM con falla

En esta subsección se presentan dos análisis de estabilidad del motor síncrono con falla. En el primer análisis se considera el modelo con falla del motor el cual es controlado sólo por el control nominal esto es sin la acción de reconfiguración. En el segundo análisis se considera también el modelo con falla del motor pero ahora además de estar controlado sólo por el control nominal también se le aplica la acción de control activo tolerante a fallas del esquema propuesto. El control nominal del PMSM es

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e \omega x_d + R_e x_d + g_e \omega - K_e e_e, \quad (5.1.82)$$

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \tau_L - z, \quad (5.1.83)$$

$$\dot{z} = -az + be_m, \quad (5.1.84)$$

Análisis de estabilidad del PMSM con falla sin acción de control activo tolerante a fallas

Cuando se presentan las fallas, el modelo nominal (5.1.53)–(5.1.55) del PMSM cambia al modelo con falla descrito por las siguientes ecuaciones

$$D_e \dot{x} + C_e \omega x + R_e x + g_e \omega = U_e + \Delta U_e, \quad (5.1.85)$$

$$J \dot{\omega} + B \omega - \tau = \tau_L + \Delta \tau_L, \quad (5.1.86)$$

$$y = \omega + \Delta \omega, \quad (5.1.87)$$

donde $\Delta U_e = [\Delta u_d, \Delta u_q]^T$ es el vector de falla en actuador, $\Delta \tau_L$ es una variación desconocida del par de carga y $\Delta \omega$ es la falla en sensor.

Cuando ocurre la falla en sensor

$$\omega = \omega_o + \Delta \omega, \quad (5.1.88)$$

donde ω es la velocidad actual, ω_o es la velocidad nominal y $\Delta \omega$ es el valor de la falla. Note que cuando no hay falla en el sensor $\Delta \omega = 0$ lo que implica que $\omega = \omega_o$.

Considerando (5.1.88) la ecuación de error mecánico $e_m = \omega - \omega_d$, cambia a

$$e_\omega = \omega_o + \Delta \omega - \omega_d, \quad (5.1.89)$$

Considerando (5.1.88) y (5.1.89) la ecuación del control nominal (5.1.82)-(5.1.84) cambia a

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e(\omega_o + \Delta \omega)x_d + R_e x_d + g_e(\omega_o + \Delta \omega) - K_e e_e, \quad (5.1.90)$$

$$-\tau_L = J\dot{\omega}_d + B\omega_d - \tau_d - z, \quad (5.1.91)$$

$$\dot{z} = -az + b(\omega_o + \Delta \omega - \omega_d). \quad (5.1.92)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.1.90)-(5.1.92) en el sistema con falla (5.1.85)-(5.1.87), resulta el sistema con falla en lazo cerrado con el control nominal

$$D_e(\dot{x} - \dot{x}_d + C_e\omega(x - x_d) - C_e\Delta\omega x_d + R_e(x - x_d) - g_e\Delta\omega + K_e e_e = \Delta U_e, \quad (5.1.93)$$

$$J(\dot{\omega} - \dot{\omega}_d) + B(\omega - \omega_d) - \tau + \tau_d + z = \Delta \tau_L, \quad (5.1.94)$$

$$\dot{z} + az - be_{\omega - \omega_d} = b\Delta\omega, \quad (5.1.95)$$

sustituyendo $e_e = (x - x_d)$, $e_m = \omega - \omega_d$ y $(\tau - \tau_d) = \frac{3\phi}{2}(i_q - i_{qd})$ se obtiene

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + (R_e + K_e) e_e = \Gamma \Delta \omega + \Delta U_e \quad (5.1.96)$$

$$J \dot{e}_\omega + B e_\omega - \frac{3\phi}{2} e_{e2} + z = \Delta \tau_L, \quad (5.1.97)$$

$$\dot{z} + az - b e_\omega = b \Delta \omega, \quad (5.1.98)$$

donde

$$\Gamma = (C_e x_d + g_e) = \begin{bmatrix} -Li_{qd} \\ Li_{dd} + \phi \end{bmatrix}.$$

El modelo el sistema con falla en lazo con el control nominal descrito por las ecuaciones (5.1.96)-(5.1.98), también puede ser escrito en forma matricial, como:

$$D\dot{e} + Ce + R_T e = \Delta f, \quad (5.1.99)$$

con $e = [e_e, e_\omega, z]$,

$$D = \begin{bmatrix} D_e & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} C_{e\omega} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

y

$$R_T = \begin{bmatrix} (R_e + K_e) & 0 & 0 \\ -\frac{3\phi}{2}v & B & 1 \\ 0 & -b & a \end{bmatrix}, \quad \Delta f = \begin{bmatrix} \Gamma\Delta\omega + \Delta U_e \\ \Delta\tau_L \\ b\Delta\omega \end{bmatrix},$$

donde

$$K_e = \begin{bmatrix} k_e & 0 \\ 0 & k_e \end{bmatrix}, \quad v = [0, 1]^T.$$

Proposición 1. *Considere el modelo del PMSM descrito por (5.1.85)-(5.1.87) en lazo cerrado con el control basado en pasividad (5.1.90)-(5.1.92). Si la ganancia del control nominal $k_e = \frac{9\phi^2}{16B} - R$ y los parámetros del filtro $a > 0$, $b > 0$ se satisfecen entonces, la dinámica del error del sistema con falla en lazo cerrado (5.1.99) tiene la propiedad de estabilidad Entrada–Estado (ISS) con Δf como entrada y e como estado.*

Prueba: Considere una función candidata de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2}e^T D e, \quad (5.1.100)$$

donde D es una matriz definida positiva lo que implica que V sea una función definida positiva, cuya derivada con respecto al tiempo a lo largo de las trayectoria de (5.1.99) es

$$\dot{V} = e^T D \dot{e}, \quad \dot{V} = e^T (-Ce - R_T e + \Delta f), \quad (5.1.101)$$

puesto que $C = -C^T$ el término $-e^T C e = 0$, con esto resulta

$$\dot{V} = -e^T R_T e + e^T \Delta f. \quad (5.1.102)$$

Como parte de la prueba de estabilidad se requiere que el primer término de (5.1.102) sea positivo lo cual es posible si R_T es positiva definida. Para esto R_T se separa en su parte simétrica

$$R_T = \bar{R}_s + \bar{R}_a = \frac{1}{2}(R_T + R_T^T) + \frac{1}{2}(R_T - R_T^T), \quad (5.1.103)$$

donde \bar{R}_s es la parte simétrica y \bar{R}_a es la parte antisimétrica, la parte antisimétrica se elimina y para la prueba sólo queda trabajar con la parte simétrica. Con esto la ecuación (5.1.102), cambia a

$$\dot{V} = -e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f. \quad (5.1.104)$$

Si se cumplen los parámetros del filtro, la ganancia del control nominal y aplicando el complemento de Schur, la matriz \bar{R}_s se convierte en una matriz definida positiva, unido a esto si $\Delta f = 0$ entonces se prueba que $e = 0$ es asintóticamente estable, esto es

$$\dot{V} = -e^T \bar{R}_s e < 0, \quad (5.1.105)$$

Esto es el caso nominal cuando no hay presencia de fallas en el PMSM.

Pero cuando $\Delta f \neq 0$ la ecuación (5.1.104) se puede escribir como:

$$\dot{V} = -(1 - \theta)e^T \bar{R}_s e - \theta e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f, \quad (5.1.106)$$

donde θ es una constante tal que $0 < \theta < 1$. Así

$$\dot{V} \leq -(1 - \theta)e^T \bar{R}_s e, \quad (5.1.107)$$

para todo

$$\begin{aligned}
 & -\theta e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f \geq 0, \\
 \Rightarrow \quad & \|e\| \geq \frac{\|\Delta f\|}{\theta \lambda_{\min}(\bar{R}_s)}. \tag{5.1.108}
 \end{aligned}$$

y por lo tanto con (5.1.108) el sistema (5.1.99) es estable entrada–estado, ver [30].

Observación: Note que la condición ISS (5.1.108) define una región de estabilidad que es definida por la magnitud de la falla, ya que la región de estabilidad tiene un radio que es igual a la magnitud de la falla ($\|\Delta f\|$).

Análisis de estabilidad del PMSM con falla con acción de control activo tolerante a fallas

En la subsección previa se presentó el análisis de estabilidad del motor con falla sin acción de control activo tolerante. En esta subsección se presenta el resultado del análisis de estabilidad del motor con falla pero considerando que tiene la acción de control activo tolerante a fallas. Como control de reconfiguración se usó un control Proporcional Integral

$$U_R = K_p e_{mf} + K_i \int e_{mf}(t) dt, \tag{5.1.109}$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral y e_{mf} es el error que se obtiene con el lazo externo ver figura 4.1.

Si definimos

$$\dot{z}_1 = e_{mf}, \tag{5.1.110}$$

entonces (5.1.109) cambia a

$$U_R = K_p e_{mf} + K_i z_1. \tag{5.1.111}$$

Para este caso del esquema propuesto de tolerancia a fallas de la figura 4.1 se define que: $ref = \omega_d$ y puesto que en condiciones nominales la salida del motor es igual a la referencia

entonces $y_n = \omega_d$, considerando esto y el control de reconfiguración (5.1.111), r_a cambia a

$$r_a = \omega_d - K_p e_{mf} - K_i z_1, \quad (5.1.112)$$

donde

$$e_{mf} = \omega_o + \Delta\omega - \omega_d. \quad (5.1.113)$$

Sustituyendo (5.1.112), (5.1.113) en el control nominal (5.1.82)-(5.1.84), resulta la acción de control que se esta aplicando al motor con fallas

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e(\omega_o + \Delta\omega)x_d + R_e x_d + g_e(\omega_o + \Delta\omega) - K_e e_e, \quad (5.1.114)$$

$$\begin{aligned} -\tau_L &= J[\dot{\omega}_d - K_p(\dot{\omega}_o + \dot{\Delta}\omega - \dot{\omega}_d) - K_i \dot{z}_1] + \\ &B[\omega_d - K_p(\omega_o + \Delta\omega - \omega_d) - K_i z_1] - \tau_d - z, \end{aligned} \quad (5.1.115)$$

$$\dot{z} = -az + b[\omega_o - \omega_d - K_p(\omega_o + \Delta\omega - \omega_d) - K_i z_1], \quad (5.1.116)$$

$$\dot{z}_1 = (\omega_o + \Delta\omega - \omega_d). \quad (5.1.117)$$

Puesto que las fallas que se están considerando son constantes $\dot{\Delta}\omega = 0$ y recordando que $e_\omega = \omega_o - \omega_d$, las ecuaciones (5.1.114)-(5.1.117) se reescriben como

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e(\omega_o + \Delta\omega)x_d + R_e x_d + g_e(\omega_o + \Delta\omega) - K_e e_e, \quad (5.1.118)$$

$$\begin{aligned} -\tau_L &= J\dot{\omega}_d - JK_p \dot{e}_m - JK_i \dot{z}_1 + \\ &B\omega_d - BK_p e_m - BK_p \Delta\omega - BK_i z_1 - \tau_d - z, \end{aligned} \quad (5.1.119)$$

$$\dot{z} = -az + be_m - bK_p e_m - bK_p \Delta\omega - bK_i z_1, \quad (5.1.120)$$

$$\dot{z}_1 = e_m + \Delta\omega. \quad (5.1.121)$$

Sustituyendo (5.1.118)-(5.1.121) en el motor con falla descrito por (5.1.85)-(5.1.87), resultan las ecuaciones del PMSM con falla en lazo cerrado con el control nominal y con el control activo

tolerante a fallas

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + \sigma e_e = \Gamma \Delta \omega + \Delta U_e, \quad (5.1.122)$$

$$\delta \dot{e}_\omega + \beta e_\omega - \varphi v + z + BK_i z_1 = \Delta \tau_L - \psi \Delta \omega, \quad (5.1.123)$$

$$\dot{z} + az - \eta e_\omega - bK_i z_1 = bK_p \Delta \omega, \quad (5.1.124)$$

$$\dot{z}_1 - e_\omega = \Delta \omega, \quad (5.1.125)$$

donde $\sigma = (R_e + K_e)$, $\sigma \in \mathbf{R}^2$, $\delta = (J + JK_p)$, $\beta = (B + JK_i + BK_p)$, $\varphi = \frac{3\phi}{2}$, $\psi = BK_p$, $\eta = (b + bK_p)$.

Las ecuaciones (5.1.122)-(5.1.125) también pueden ser escritas en forma matricial como:

$$D_c \dot{e}_c + C_c e_c + R_c e_c = \Delta f_c, \quad (5.1.126)$$

donde

$$D_c = \begin{bmatrix} D_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C_c = \begin{bmatrix} C_e \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.1.127)$$

$$R_c = \begin{bmatrix} \sigma & 0 & 0 & 0 \\ -\varphi v & \beta & 1 & BK_i \\ 0 & -\eta & a & -bK_i \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.1.128)$$

$$\Delta f_c = \begin{bmatrix} \Gamma \Delta \omega + \Delta U_e \\ \Delta \tau_L - BK_p \Delta \omega \\ bK_p \Delta \omega \\ \Delta \omega \end{bmatrix}, \quad e_c = [e_e, e_\omega, z, z_1]^T, \quad (5.1.129)$$

donde

$$e_e = x - x_d = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dd} \\ i_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{e1} \\ e_{e2} \end{bmatrix}.$$

Proposición 2. *Considere el modelo con fallas del PMSM (5.1.85)-(5.1.87) en lazo cerrado con el control nominal y con la acción de control de reconfiguración U_R , definido por la ecuación (5.1.126), entonces el error $e_c = 0$ es asintóticamente estable para valores apropiados de las ganancias del control activo tolerante a fallas eliminando así el efecto de las fallas.*

Prueba: Considere una función candidata de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2}e_c^T D_c e_c, \quad (5.1.130)$$

donde D_c es una matriz definida positiva lo cual hace que V sea una función definida positiva. La derivada con respecto al tiempo de V a lo largo de las trayectorias de (5.1.126) es

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_c^T D_c \dot{e}_c, \\ \dot{V} &= e_c^T (-C_c e_c - R_c e_c + \Delta f_c), \end{aligned} \quad (5.1.131)$$

con $C_c = -C_c^T$, resulta

$$\dot{V} = -e_c^T R_c e_c + e_c^T \Delta f_c. \quad (5.1.132)$$

Reemplazando (5.1.128) y el vector e_c en (5.1.132), resulta

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\sigma e_{e1}^2 - \sigma e_{e2}^2 + \varphi e_\omega e_{e2} - \beta e_\omega^2 + \eta z e_\omega + \\ &\quad z_1 e_\omega - e_\omega z - a z^2 - BK_i z_1 e_\omega + bK_i z z_1 \\ &\quad - e_{e1} Li_{qd} \Delta\omega + e_{e1} \Delta u_d + e_{e2} \phi Li_{dd} \Delta\omega + \\ &\quad e_{e2} \Delta U_q + e_\omega \Delta \tau_L - e_\omega BK_p \Delta\omega + z b K_p \Delta\omega \\ &\quad + z_1 \Delta\omega, \end{aligned} \quad (5.1.133)$$

aplicando la desigualdad del triángulo, se cumplen las siguientes cotas

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & -(\sigma + Li_{qd}\Delta\omega - \Delta u_d)\|e_{e1}\|^2 \\
& -(\sigma - \varphi - \phi Li_{dd}\Delta\omega - \Delta U_q)\|e_{e2}\|^2 \\
& -(\beta - \varphi - \eta + BK_i - \Delta\tau_L + BK_p\Delta\omega)\|e_\omega\|^2 \\
& -(1 - \eta + a - bK_i - bK_p\Delta\omega)\|z\|^2 \\
& -(Bk_i - bK_i - 1 - \Delta\omega)\|z_1\|^2.
\end{aligned} \tag{5.1.134}$$

La ecuación (5.1.134) se puede reescribir como

$$\dot{V} \leq -v_1\|e_{e1}\|^2 - v_2\|e_{e2}\|^2 - v_3\|e_\omega\|^2 - v_4\|z\|^2 - v_5\|z_1\|^2,$$

de acuerdo a la estabilidad en el sentido de Lyapunov $e_c = 0$ es asintóticamente estable si (5.1.135) es negativa definida [30]. Así que, se requiere que los términos v_1 a v_5 sean positivos.

Considerando que las fallas son constantes las siguientes ganancias

$$a > 0, \tag{5.1.135}$$

$$b > \frac{(1 + a)}{(1 + K_p + K_i + K_p\Delta\omega)}, \tag{5.1.136}$$

$$k_e > \left(\frac{3\phi}{2}\right) - R + \phi Li_{dd}\Delta\omega + \Delta u_q, \tag{5.1.137}$$

$$K_i > \frac{(1 + \Delta\omega)}{(B - b)}, \tag{5.1.138}$$

$$K_p > \frac{3\phi - 2(J + B)K_i + 2b - 2B + 2\Delta\tau_l}{2(B - b + B\Delta\omega)}, \tag{5.1.139}$$

satisfacen la siguiente ecuación

$$\dot{V} < -e_c^T R_c e_c + e_c^T \Delta f_c \tag{5.1.140}$$

lo que implica que $e_c = 0$ sea asintóticamente estable. $\triangle\triangle$

Resultados de simulación al aplicar el control activo tolerante a fallas al PMSM

En esta subsección se presentan los resultados de aplicar el esquema propuesto de control activo tolerante a fallas al motor síncrono para eliminar el efecto de las fallas en actuador $\Delta U_e = f_a$, par de carga $\Delta \tau_L$ y en sensor $\Delta \omega$.

Los parámetros del PMSM usados para la simulación son los mismos que se usaron en la parte de diagnóstico ver tabla 5.3. También se considera que la fallas fallas tienen una magnitud igual a 10% con respecto al valor nominal de la variable en cuestión y todas las falla ocurren a los 5 *seg*.

Y los valores de las ganancias del control activo tolerante a fallas implementado son $K_p = 0.1$ and $K_i = 5$.

El perfil de velocidad deseada se muestra en la figura 5.7 cuya velocidad final es $ref = \omega_d = 100 \text{ rad/seg}$.

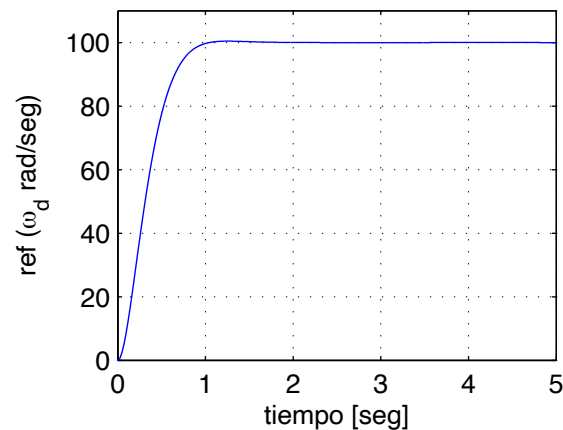


Figura 5.7. Velocidad deseada

La figura 5.8 muestra como en el caso nominal (sin fallas) se logra el objetivo de control, pues la velocidad ω del motor alcanza el valor deseado con error cero. En este caso se tiene el modelo sin fallas del PMSM y con control nominal.

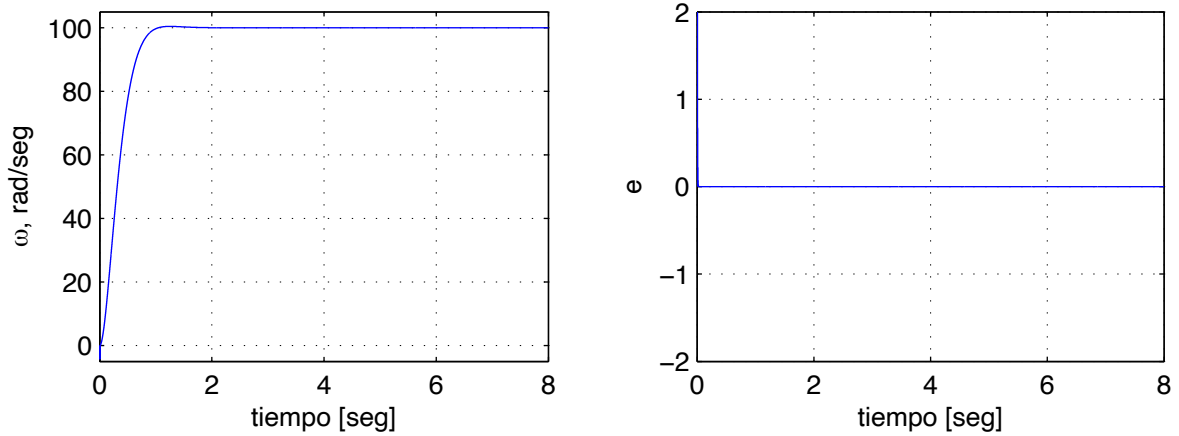


Figura 5.8. PMSM en condiciones nominales

En la figura 5.9 se puede apreciar como el efecto de la falla en actuador hace que el punto de equilibrio se desvíe del origen, puesto que la velocidad actual ω_{fa} del motor tiene una diferencia constante con respecto al valor deseado, esto se puede interpretar como que el punto de equilibrio esta dentro de una región de estabilidad.

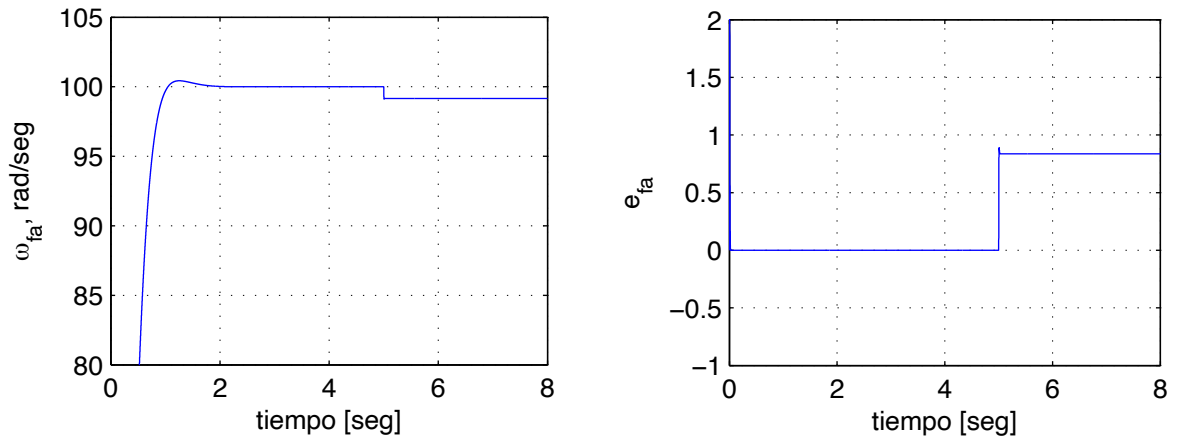


Figura 5.9. PMSM sin reconfiguración con falla en actuador

El efecto que produce la falla en par de carga al motor se muestra en la figura 5.10, donde $\omega_{\Delta\tau_L}$ es la velocidad actual del motor y e es el error entre la velocidad actual y deseada del

motor.

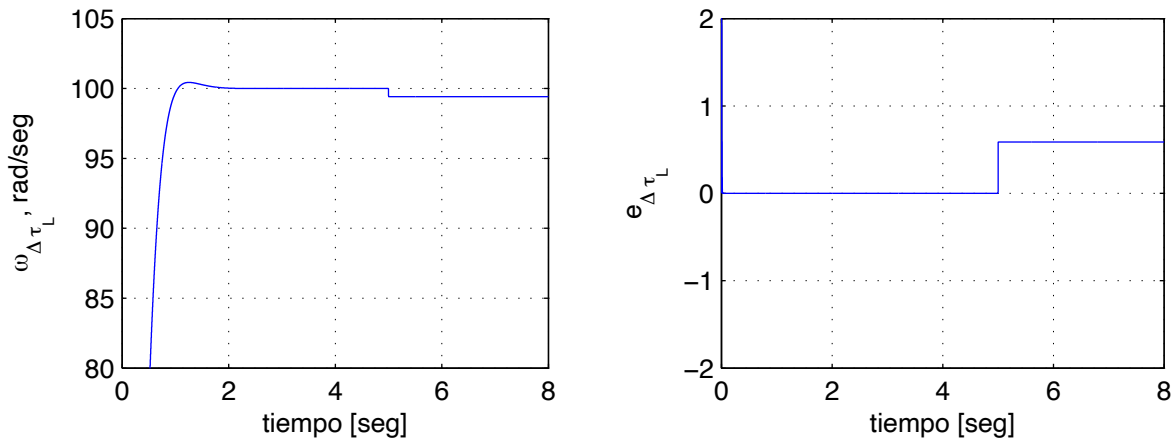


Figura 5.10. PMSM sin reconfiguración con falla en par de carga

En la figura 5.11 muestra como se comporta la velocidad cuando el sensor de velocidad falla.

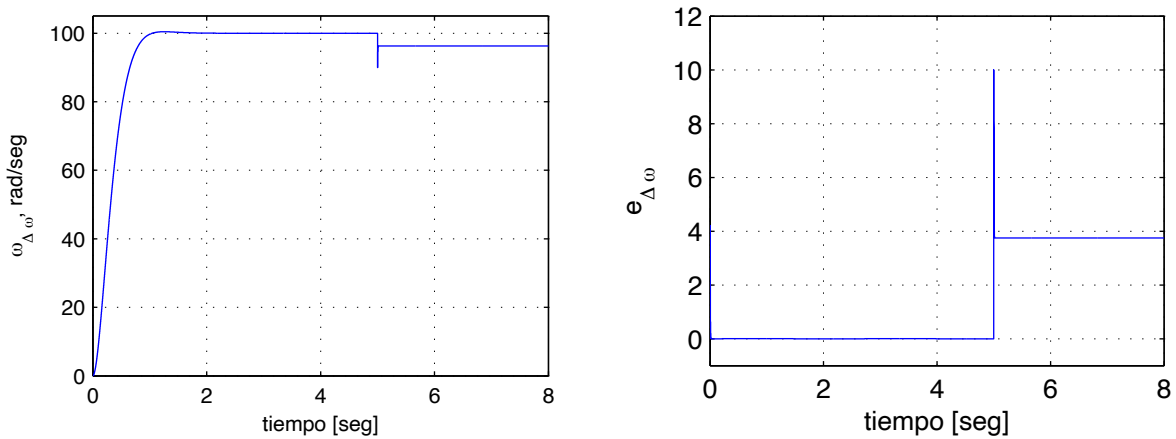


Figura 5.11. PMSM sin reconfiguración con falla sensor

En las figuras 5.9–5.11 se muestra el comportamiento de la velocidad del motor sin acción de control activo tolerante a fallas. En las siguientes gráficas se muestra el comportamiento de la velocidad del motor cuando se le agrega la reconfiguración para eliminar el efecto de la falla. En la figura 5.12 se puede apreciar que el efecto de la falla después de una fracción de segundo

es eliminado por el control activo tolerante a fallas, resultando así que la velocidad actual ω_{rfa} con falla en actuador es igual a la velocidad deseada, lo que significa que la región de estabilidad se redujo al origen.

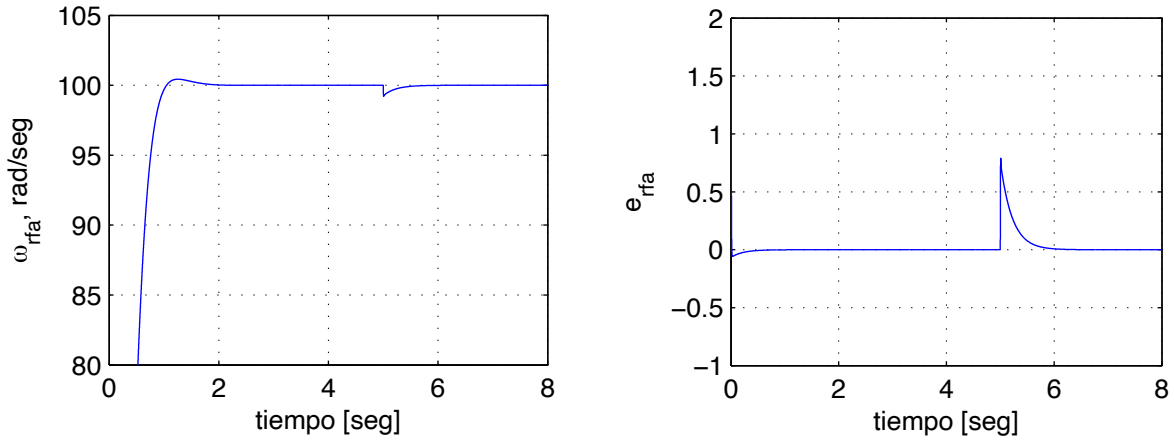


Figura 5.12. PMSM con reconfiguración con falla en actuador

En la figura 5.13 se muestra el comportamiento de motor cuando se aplica el control de reconfiguración al motor, donde $\omega_{r\Delta\tau_L}$ es la velocidad del motor cuando ocurre la falla en par de carga y e es el error con respecto a la referencia.

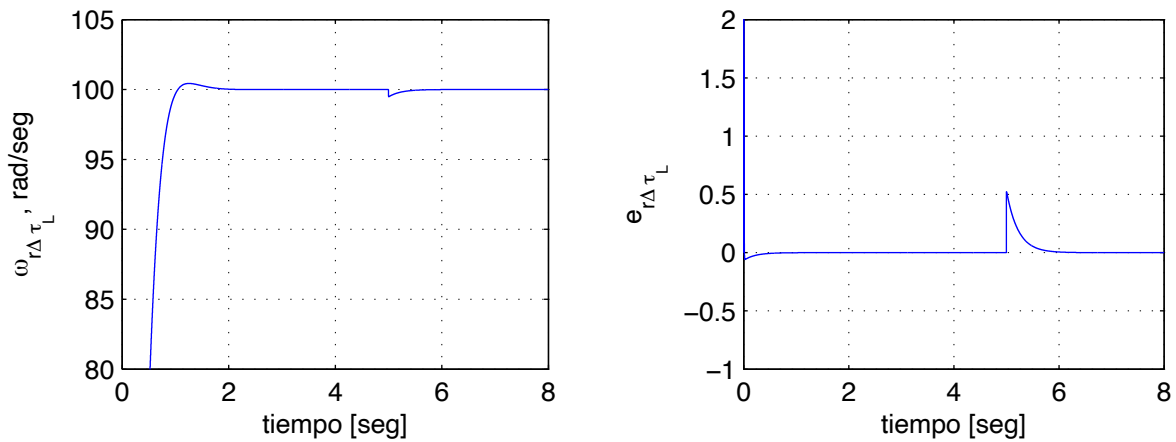


Figura 5.13. PMSM con reconfiguración con falla en par de carga

En la figura 5.14 se aprecia el comportamiento de la velocidad del motor cuando a éste se le aplica el control activo tolerante, donde $\omega_{r\Delta\omega}$ es la velocidad del motor cuando ocurre la falla en sensor, en la cual se aprecia como el control activo tolerante elimina el efecto de la falla.

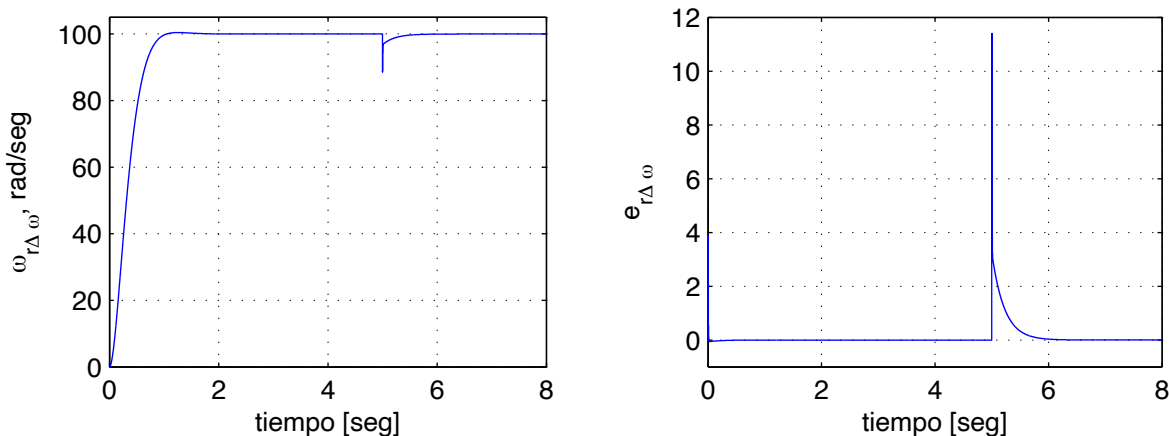


Figura 5.14. PMSM con reconfiguración con falla en sensor

5.2. PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing aircraft)

En esta sección se presentan los resultados de aplicar la metodología propuesta de diagnóstico de fallas aplicada a un PVTOL. El procedimiento es el mismo que se siguió para el PMSM. El esquema del PVTOL está formado por dos rotores fijos a una barra rígida con el centro de masa del vehículo a la misma distancia uno de otro, ver figura 5.15. Este vehículo es considerado como un sistema subactuado, debido a que tiene dos entradas y tres salidas o grados de libertad. Tiene un mínimo número de estados y entradas, con los que es posible contar con todas las características que deben tomarse en cuenta para el diseño de sistemas de control para vehículos aéreos que se mueven en el espacio tridimensional.

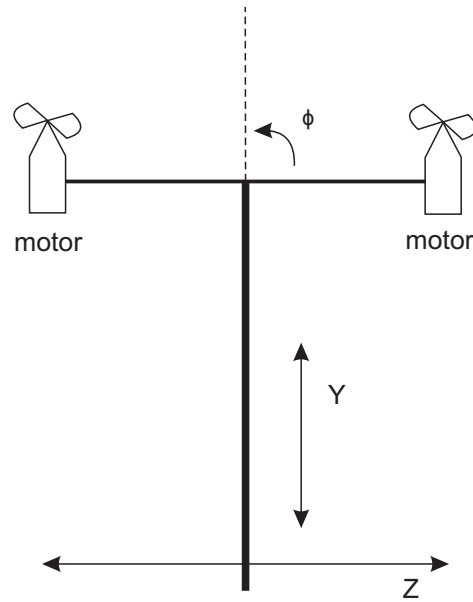


Figura 5.15. PVTOL de dos rotores

El sistema escrito en forma estándar es

$$D(q)\ddot{q} + G(q) = \tau. \quad (5.2.1)$$

Esta es una ecuación diferencial de segundo orden que describe el comportamiento de un sistema subactuado, donde τ es el vector de entrada que representa las fuerzas y momentos, $G(q)$ contiene los términos gravitacionales y la matriz $D(q)$ contiene términos inerciales.

Para el PVTOL se define $q = [Y, z, \phi]^T$ como el vector de estado generalizado y $\tau = [Uz, Uy, l]^T$, donde

$$D(q) = \begin{bmatrix} -ms\phi & c\phi & 0 \\ c\phi & ms\phi & 0 \\ 0 & 0 & J_x \end{bmatrix}, \quad G(q) = \begin{bmatrix} mgc\phi \\ mgs\phi \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.2.2)$$

donde s y c son las abreviaciones de seno y coseno, respectivamente.

El movimiento en el eje vertical esta representado por Y , en el eje horizontal por Z y la posición angular por ϕ .

En condiciones nominales el PVTOL tiene un control definido por

$$\tau = \tau_a + \tau_b, \quad (5.2.3)$$

$$\tau_a = G(q), \quad (5.2.4)$$

$$\tau_b = D(q)[-K_p q - K_v \dot{q}], \quad (5.2.5)$$

donde τ_a representa un término de pre alimentación, τ_b es una retroalimentación y K_p y K_v son las ganancias de la ley de control. Los valores de las matrices de ganancias son

$$K_p = \begin{bmatrix} 31.99 & -33.90 & 42.16 \\ -33.90 & 52.51 & 4.49 \\ 42.16 & 4.49 & 309.6 \end{bmatrix}, \quad K_v = \begin{bmatrix} 4.26 & -2.49 & -14.12 \\ -2.49 & 65.23 & 2.48 \\ -14.12 & 2.48 & 58.88 \end{bmatrix}. \quad (5.2.6)$$

5.2.1. Enfoque Hamiltoniano para el diagnóstico de fallas en PVTOL

Representación Hamiltoniana del PVTOL

Usando la transformación de estado del capítulo 4 de [25], el modelo Euler Lagrange (5.2.1) del PVTOL cambia a las ecuaciones de Hamilton.

Considerando el vector de momentos generalizados

$$p = D(q)\dot{q} \quad (5.2.7)$$

y el Hamiltoniano

$$H(q, p) = \frac{1}{2} p^T D^{-1}(q) p + P_E(q), \quad (5.2.8)$$

donde $P_E(q)$ es la energía potencial del PVTOL, el sistema (5.2.1) se escribe en forma alternativa como

$$\dot{q} = \frac{\partial H(q, p)}{\partial p} = D^{-1}(q) p, \quad (5.2.9)$$

$$\dot{p} = -\frac{\partial H(q, p)}{\partial q} + \tau = -p - G(q) + \tau, \quad (5.2.10)$$

donde la relación $\frac{\partial P_E(q)}{\partial q} = G(q)$ es bien conocida, ver por ejemplo [47] y [29]. Considerando esto, el modelo del PVTOL es

$$\dot{x}_1 = \frac{x_5 c x_3 - x_4 m s x_3}{m^2 (s x_3)^2 + (c x_3)^2}, \quad (5.2.11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_4 c x_3 + x_5 m s x_3}{m^2 (s x_3)^2 + (c x_3)^2}, \quad (5.2.12)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{x_6}{J_x}, \quad (5.2.13)$$

$$\dot{x}_4 = -x_4 - m g c x_3 + U_z, \quad (5.2.14)$$

$$\dot{x}_5 = -x_5 - m g s x_3 + U_y, \quad (5.2.15)$$

$$\dot{x}_6 = -x_6 + l, \quad (5.2.16)$$

donde $x^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6] = [Y, Z, \phi, p_1, p_2, p_3] = [q^T, p^T]$.

Ahora para obtener la representación Hamiltoniana generalizada (2.1.2) del modelo (5.2.11)–(5.2.16), se propone la siguiente función Hamiltoniana

$$H = \frac{1}{2} x^T x, \quad (5.2.17)$$

cuyo vector gradiente es

$$\frac{\partial H}{\partial x} = x^T, \quad (5.2.18)$$

luego las matrices son

$$J(x) = [\mathbf{0}] \in \mathbf{R}^{6 \times 6}, \quad S(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_5 c x_3 - x_4 m s x_3}{m^2 (s x_3)^2 + (c x_3)^2} \\ \frac{x_4 c x_3 + x_5 m s x_3}{m^2 (s x_3)^2 + (c x_3)^2} \\ \frac{x_6}{J_x} \\ -m g c x_3 \\ -m g s x_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Con estas matrices la representación Hamiltoniana resulta como

$$\dot{x} = J(x) \frac{\partial H}{\partial x} + S(x) \frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + G \begin{bmatrix} U_z(t) \\ U_y \\ l \end{bmatrix}, \quad (5.2.19)$$

$$y = C \frac{\partial H}{\partial x}, \quad (5.2.20)$$

con

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Modelado de fallas

Para este sistema se están considerando cinco fallas: una por cada sensor y actuador. De igual forma se considera que las fallas pueden ser aditivas o multiplicativas, dependiendo de como aparezcan en la ecuaciones. Las fallas aditivas son como entradas externas al sistema. Las fallas multiplicativas aparecen como el producto con los estados, entradas o ambos. Dependiendo de

la forma en que se manifiestan las fallas, éstas pueden ser incipientes, abruptas o intermitentes [12], [13] y [14]. Para cada sensor y actuador se consideran fallas aditivas y multiplicativas, que se manifiestan de forma abrupta.

1) *Representación de fallas aditivas:* Las fallas aditivas son implementadas como una entrada aditiva en cada canal de los actuadores (f_{ai}), así como en cada canal de las salidas f_{si} , con $i = 1, 2, 3$, esto es:

$$\dot{x} = (J(x) + S(x)) \frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + Gu + G_f \begin{bmatrix} f_{a1} \\ f_{a2} \\ f_{a3} \end{bmatrix}, \quad (5.2.21)$$

$$y = C \frac{\partial H}{\partial x} + \begin{bmatrix} f_{s1} \\ f_{s2} \\ f_{s3} \end{bmatrix}, \quad (5.2.22)$$

donde

$$G_f^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Las fallas se modelan como funciones escalón. El tiempo en que ocurre la falla es el tiempo para el escalón. En general, las falla aditivas son desviaciones en los sensores y/o actuadores. Se hacen pruebas con diferentes magnitudes de las fallas.

2) *Representación de fallas multiplicativas:* en este caso la falla corresponde a un cambio en los parámetros del sistema. Las fallas en actuador están en producto con la entrada; las fallas multiplicativas de sensor están en producto con los estados medibles. Las fallas multiplicativas se representan como Δf_{ai} para actuadores y como Δf_{si} para sensores. El sistema con fallas

multiplicativas es

$$\dot{x} = (J(x) + S(x)) \frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + Gu + G_{\Delta f}(u) \begin{bmatrix} f_{a1} \\ f_{a2} \\ f_{a3} \end{bmatrix}, \quad (5.2.23)$$

$$y = C \frac{\partial H}{\partial x} + C_{\Delta f}(x) \begin{bmatrix} f_{s1} \\ f_{s2} \\ f_{s3} \end{bmatrix}, \quad (5.2.24)$$

donde

$$G_{\Delta f}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & U_z & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & U_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l \end{bmatrix}, \quad C_{\Delta f(x)}^T = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Desacoplo de fallas

1) Fallas en sensores.

Para el desacoplo de las fallas en sensor, sólo se toma la salida de uno de los sensores. Un residuo basado en observadores se diseña para la correspondiente parte observable. La separación de la parte observable del sistema puede ser una tarea laboriosa. Para las fallas en sensores, un observador de orden completo se diseña. El error de estimación de salida se usará como residuo, de esta forma se obtienen tres residuos. Un residuo por cada falla.

Subsistema 1. Para el primer sensor, suponiendo que x_3 esta libre de falla y puesto que esta disponible en la salida medible y_3 , un subsistema puede ser formado las ecuaciones (5.2.11),

(5.2.14) y (5.2.15), esto es

$$\dot{x}_1 = \frac{x_5 cy_3 - x_4 msy_3}{m^2(sy_3)^2 + (cy_3)^2}, \quad (5.2.25)$$

$$\dot{x}_4 = -x_4 - mgcy_3 + U_z, \quad (5.2.26)$$

$$\dot{x}_5 = -x_5 - mgsy_3 + U_y, \quad (5.2.27)$$

$$y_{s1} = x_1. \quad (5.2.28)$$

Subsistema 2. Para este subsistema también se considera que el estado x_3 disponible en la salida medible (y_3) es seguro o libre de falla, considerando esto con las ecuaciones (5.2.12), (5.2.14) y (5.2.15), se forma el subsistema 2 es

$$\dot{x}_2 = \frac{x_4 cy_3 + x_5 msy_3}{m^2(sy_3)^2 + (cy_3)^2}, \quad (5.2.29)$$

$$\dot{x}_4 = -x_4 - mgcy_3 + U_z, \quad (5.2.30)$$

$$\dot{x}_5 = -x_5 - mgsy_3 + U_y, \quad (5.2.31)$$

$$y_{s2} = x_2 \quad (5.2.32)$$

Subsistema 3. Para este subsistema se considera que la salida medible y_3 esta afectada por la falla, considerando esto con las ecuaciones (5.2.13) y (5.2.16) se forma el subsistema 3

$$\dot{x}_3 = \frac{x_6}{J_x}, \quad (5.2.33)$$

$$\dot{x}_6 = -x_6 + l, \quad (5.2.34)$$

$$y_{s3} = x_3 \quad (5.2.35)$$

Si la salida medible y_3 no es segura, entonces f_{s3} también tendrá efecto sobre los subsistemas 1 y 2.

2) Fallas en actuadores.

Subsistema 4 Para la primera falla en actuador (f_{a1} y/o Δf_{a1}) se toman las ecuaciones (5.2.11)

y (5.2.14):

$$\dot{x}_2 = \frac{x_4 cx_3 + x_5 msx_3}{m^2(sx_3)^2 + (cx_3)^2}, \quad (5.2.36)$$

$$\dot{x}_4 = -x_4 - mgcx_3 + U_z, \quad (5.2.37)$$

x_3 esta disponible en la salida medible y_3 respectivamente, pero como x_5 no esta disponible en las salidas medibles del sistema, éste se obtiene despejándolo de la ecuación (5.2.12)

$$x_5 = \frac{1}{cx_3} (\dot{x}_1(m^2(sx_3)^2 - (cx_3)^2) + x_4 msx_3), \quad (5.2.38)$$

sustituyendo (5.2.38) en (5.2.36) resulta el subsistema 4 descrito por

$$\dot{x}_2 = \frac{\dot{y}_1 msy_3 + x_4}{cy_3}, \quad (5.2.39)$$

$$\dot{x}_4 = -x_4 - mgcy_3 + U_z, \quad (5.2.40)$$

$$y_{s4} = x_1. \quad (5.2.41)$$

Subsistema 5. Para la falla en actuador f_{a2} y/o Δf_{a2} se toman las ecuaciones (5.2.11) y (5.2.15)

$$\dot{x}_1 = \frac{x_5 cx_3 - x_4 msx_3}{m^2(sx_3)^2 + (cx_3)^2}, \quad (5.2.42)$$

$$\dot{x}_5 = -x_5 - mgsx_3 + U_y, \quad (5.2.43)$$

$$y_{s5} = x_1, \quad (5.2.44)$$

donde el estado x_3 esta disponible en la salida medible y_3 . Como el estado x_4 no es medible, éste se obtiene despejándolo de la ecuación 5.2.12, esto es

$$x_4 = \frac{1}{cx_3} [\dot{x}_2(m^2(sx_3)^2 + (cx_3)^2) - x_5 msx_3], \quad (5.2.45)$$

sustituyendo (5.2.45) en (5.2.42) y considerando (5.2.43), se obtiene el subsistema 5:

$$\dot{x}_1 = \frac{-\dot{y}_2 msy_3 + x_5}{cy_3}, \quad (5.2.46)$$

$$\dot{x}_5 = -x_5 - mgsy_3 + U_y, \quad (5.2.47)$$

$$y_{s5} = x_1, \quad (5.2.48)$$

Subsistema 6. Para la falla en actuador f_{a3} y/o Δf_{a3} se toman las ecuaciones (5.2.13) y (5.2.16), con esto el subsistema 6 es

$$\dot{x}_3 = \frac{x_6}{J_x}, \quad (5.2.49)$$

$$\dot{x}_6 = x_6 + l, \quad (5.2.50)$$

$$y_{s6} = x_3. \quad (5.2.51)$$

Diseño de los residuos basados en observadores

Los residuales basados en observadores se diseñan siguiendo la metodología presentada en la sección 3.2.4.

Para el diseño del generador de residuos del subsistema 4, el subsistema (5.2.39)–(5.2.41) se lleva a la representación Hamiltoniana generalizada.

Para obtener la representación Hamiltoniana del subsistema 4, se propone la siguiente función Hamiltoniana

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T x, \quad (5.2.52)$$

donde $M = \text{diag}[1, 1]$ es una matriz simétrica definida positiva, $x = [x_2, x_4]$ es el vector de estados del subsistema 4 y cuyo vector gradiente es

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = [x_2, x_4]^T, \quad (5.2.53)$$

considerando (5.2.53), se obtiene

$$J(x) = [0] \in \mathbf{R}^{2 \times 2}, \quad S(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$F = \begin{bmatrix} \frac{\dot{y}_1 m s y_3 + x_4}{c y_3} \\ m g s y_3 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Con estas matrices y vectores la representación Hamiltoniana generalizada es

$$\dot{x} = J(x)\frac{\partial H}{\partial x} + S(x)\frac{\partial H}{\partial x} + F(x) + GU_z, \quad (5.2.54)$$

$$y = C\frac{\partial H}{\partial x}, \quad (5.2.55)$$

donde U_z representa el actuador.

Puesto que el subsistema nominal 4 en representación Hamiltoniana (5.2.54), resultó ser detectable para valores de $L_{s4} > 0$, el observador es

$$\dot{\hat{x}}_2 = \dot{y}_1 cy_3 + \hat{x}_4 cy_3 + L_{s4}(y_2 - \hat{x}_2), \quad (5.2.56)$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = -\hat{x}_4 + mgsy_3 + U_z, \quad (5.2.57)$$

$$\hat{y}_{s4n} = \hat{x}_1, \quad (5.2.58)$$

donde L_{s4} es la ganancia del observador para el subsistema nominal 4.

Y el generador de residuo sensible a la falla en actuador U_z es

$$r_{s4} = y_{s4} - \hat{y}_{s4n}, \quad (5.2.59)$$

donde y_{s4} es igual a la salida medible y_1 .

Para obtener los generadores de residuos de los subsistemas 1, 2, 3, 5 y 6 se siguió la misma metodología presentada en el caso de estudio de motor síncrono de imán permanente y en el generador de residuo para el subsistema 4 presentada previamente.

Partiendo de las ecuaciones (5.2.25)–(5.2.28) que describen al subsistema 1, se obtuvo el siguiente observador

$$\dot{\hat{x}}_1 = \frac{\hat{x}_5 cy_3 - \hat{x}_4 msy_3}{m^2(sy_3)^2 + (cy_3)^2} + L_{s1}(y_1 - \hat{x}_1), \quad (5.2.60)$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = -\hat{x}_4 - mgsy_3 + U_z, \quad (5.2.61)$$

$$\dot{\hat{x}}_5 = -\hat{x}_5 - mgsy_3 + U_y, \quad (5.2.62)$$

$$\hat{y}_{s1n} = \hat{x}_1, \quad (5.2.63)$$

donde L_{s1} es la ganancia del observador. Por lo tanto el generador de residuos para el subsistema 1 es

$$r_{s1} = y_{s1} - \hat{y}_{s1n}. \quad (5.2.64)$$

Del mismo partiendo de las ecuaciones (5.2.29)–(5.2.32) que describen al subsistema 2, se obtuvo el siguiente observador

$$\dot{\hat{x}}_2 = \frac{\hat{x}_4 cy_3 - \hat{x}_5 msy_3}{m^2(sy_3)^2 + (cy_3)^2} + L_{s2}(y_2 - \hat{x}_2), \quad (5.2.65)$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = -\hat{x}_4 - mgcy_3 + U_z, \quad (5.2.66)$$

$$\dot{\hat{x}}_5 = -\hat{x}_5 - mgsy_3 + U_y, \quad (5.2.67)$$

$$\hat{y}_{s2n} = \hat{x}_2, \quad (5.2.68)$$

donde L_{s2} es la ganancia del observador, con éste observador se obtiene el generador de residuo 2,

$$r_{s2} = y_{s2} - \hat{y}_{s2n}. \quad (5.2.69)$$

El observador para el subsistema 3 descrito por las ecuaciones (5.2.33)–(5.2.35), resultó como

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{\hat{x}_6}{J_x} + L_{s3}(y_3 - \hat{x}_3), \quad (5.2.70)$$

$$\dot{\hat{x}}_6 = -\hat{x}_6 + l, \quad (5.2.71)$$

$$\hat{y}_{s3n} = \hat{x}_3, \quad (5.2.72)$$

donde L_{s3} es la ganancia del observador, con éste observador se obtiene el generador de residuo 3,

$$r_{s3} = y_{s3} - \hat{y}_{s3n}. \quad (5.2.73)$$

El observador del subsistema 5 resulto como

$$\dot{\hat{x}}_1 = \frac{\dot{y}_2 s y_3 + \hat{x}_5}{(c y_3)^2} + L_{s5}(y_1 - \hat{x}_1), \quad (5.2.74)$$

$$\dot{\hat{x}}_5 = -\hat{x}_5 - m g s y_3 + U_y \quad (5.2.75)$$

$$\hat{y}_{s5n} = \hat{x}_1, \quad (5.2.76)$$

donde L_{s5} es la ganancia del observador, con éste observador se obtiene el generador de residuo 5,

$$r_{s5} = y_{s5} - \hat{y}_{s5n}. \quad (5.2.77)$$

Y finalmente el observador del subsistema 6 descrito por la ecuaciones (5.2.49)–(5.2.51) resultó como

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{\hat{x}_6}{J_x} + L_{s6}(y_3 - \hat{x}_3), \quad (5.2.78)$$

$$\dot{\hat{x}}_6 = -\hat{x}_6 + l, \quad (5.2.79)$$

$$\hat{y}_{s6n} = \hat{x}_3, \quad (5.2.80)$$

donde L_{s6} es la ganancia del observador, con éste observador se obtiene el generador de residuo 3,

$$r_{s6} = y_{s6} - \hat{y}_{s6n}. \quad (5.2.81)$$

5.2.2. Resultados de simulación

Para la simulación se utilizaron los siguientes parámetros del PVTOL: una masa $m = 0.8 \text{ kg}$, la constante de gravedad se tomo como $g = 9.81 \text{ m/seg}^2$, la inercia $J_x = 0.015 \text{ kgm}^2$, para todos los casos de falla se considero una magnitud igual a 1 y que estas ocurren en el tiempo $t = 75 \text{ seg}$ al ocurrir la falla ésta se deja presenta para todo el tiempo restante de la simulación. Un resumen de la sensibilidad de los generadores de residuo a las diferentes fallas, se presenta en la tabla 5.4, el símbolo \checkmark indica sensibilidad del subsistema, esta sensibilidad se aprecia en

las gráficas de las figuras 5.19 a 5.24 donde se muestran los generadores de residuo para todas las fallas consideradas.

Tabla 5.4. Sensibilidad de los subsistemas

Subsistema Fallas	1	2	3	4	5	6
f_{s1}	✓				✓	
f_{s2}		✓		✓		
f_{s3}	✓	✓	✓	✓	✓	✓
f_{a1}		✓		✓		
f_{a2}	✓				✓	
f_{a3}			✓			✓

En la figura 5.16 se muestran las señales de salida del PVTOL cuando no han ocurrido fallas y en estas mismas condiciones libres de fallas la figura 5.18 muestra los residuos $r_1(t)$ a $r_6(t)$ los cuales permanecen igual a cero para todo tiempo, indicando así la ausencia de fallas en el sistema.

En la figura 5.17 se muestran las señales de salida del PVTOL para los diferentes casos de falla en sensor y actuador, en estas gráficas se puede apreciar que cuando ocurren las fallas f_{s1} y f_{s2} la salida del PVTOL se desvía del origen por un corto período de tiempo y luego regresa al origen, esto sucede debido a que el control nominal por si solo logra eliminar el efecto, pero no así para el resto de las fallas pues ocurre la falla y la salida del PVTOL se desvía permanentemente del origen.

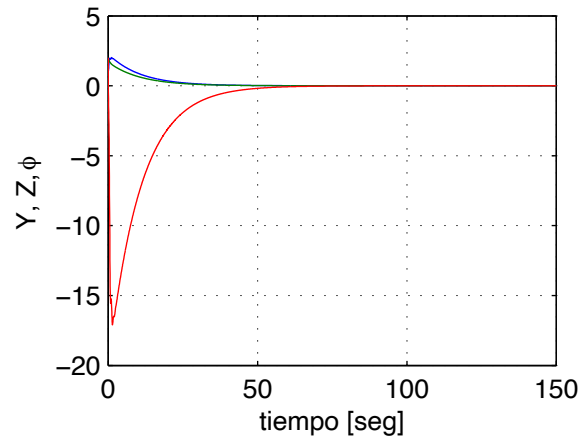


Figura 5.16. Salida del PVTOL en condiciones nominales

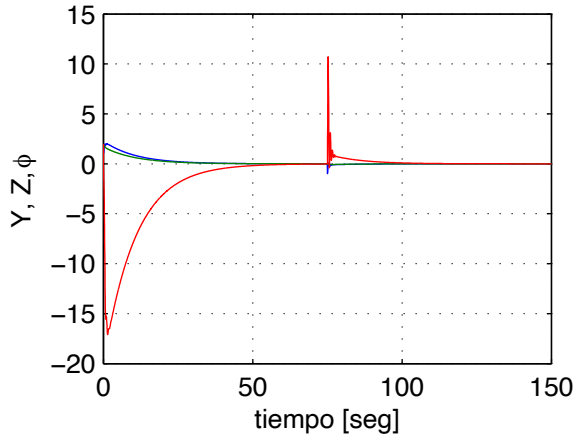
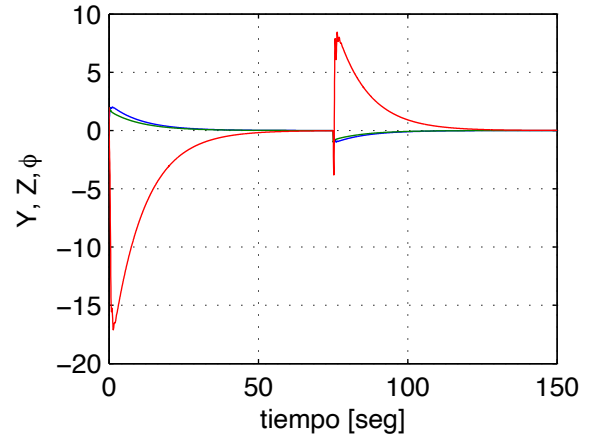
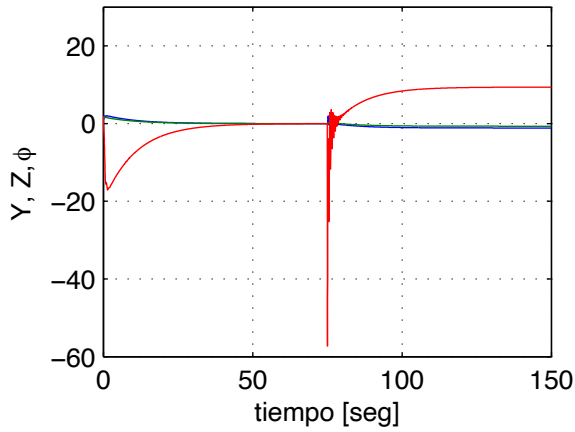
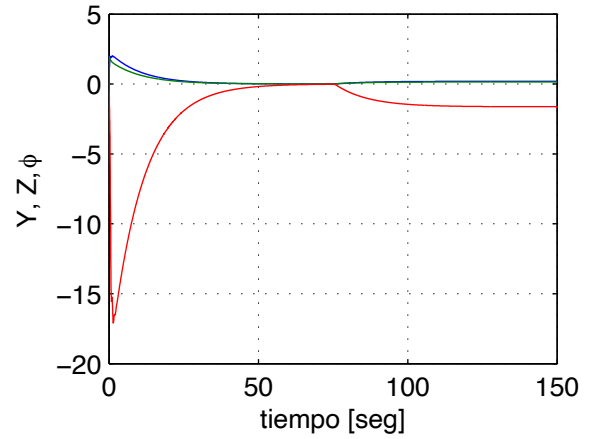
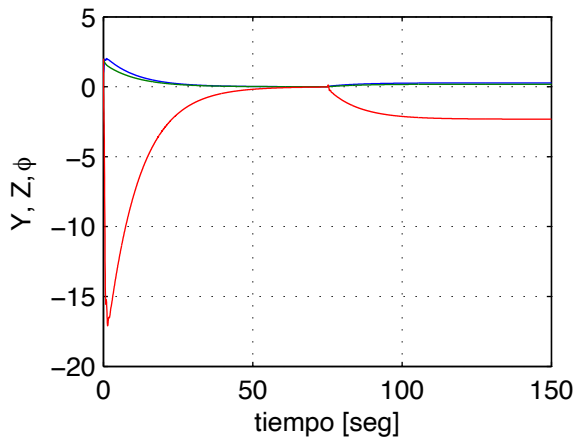
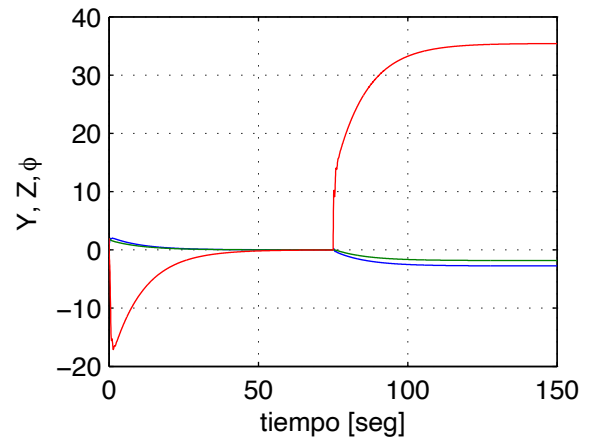
(a) Salida del PVTOL con falla en f_{s1} (b) Salida del PVTOL con falla en f_{s2} (c) Salida del PVTOL con falla en f_{s3} (d) Salida del PVTOL con falla en f_{a1} (e) Salida del PVTOL con falla en f_{a2} (f) Salida del PVTOL con falla en f_{a3}

Figura 5.17. Señales de salida del PVTOL

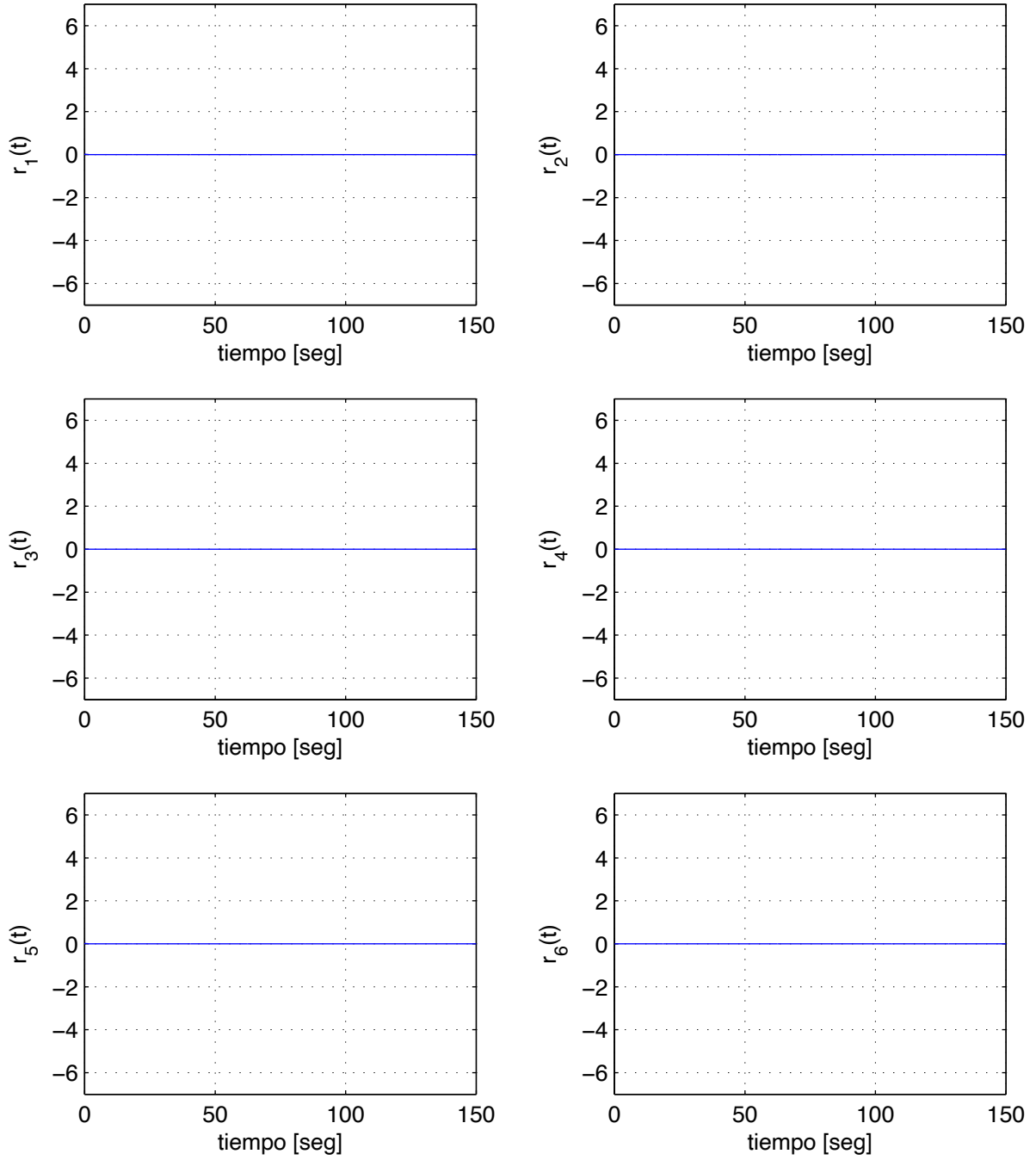


Figura 5.18. Residuos nominales

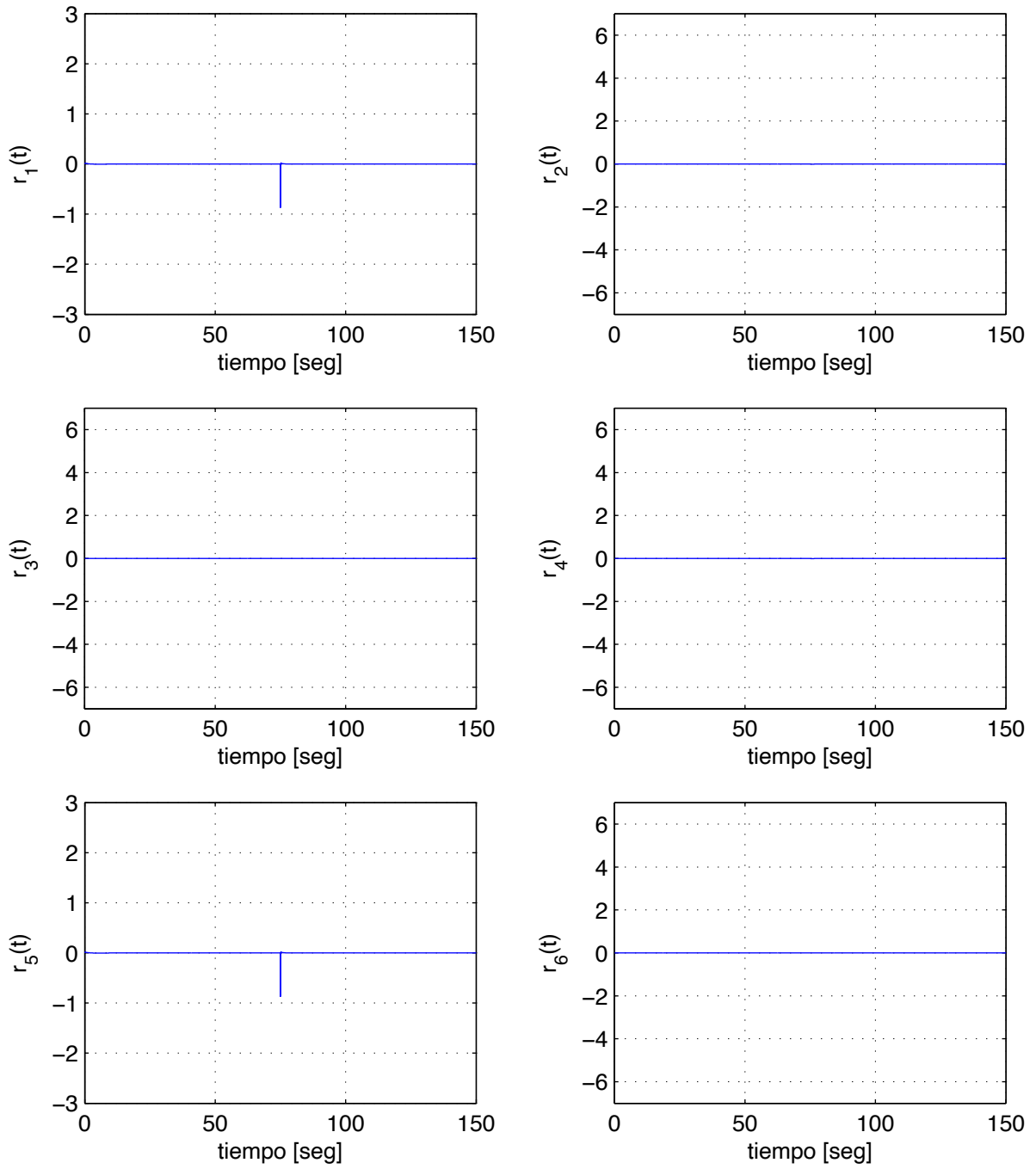


Figura 5.19. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s1}

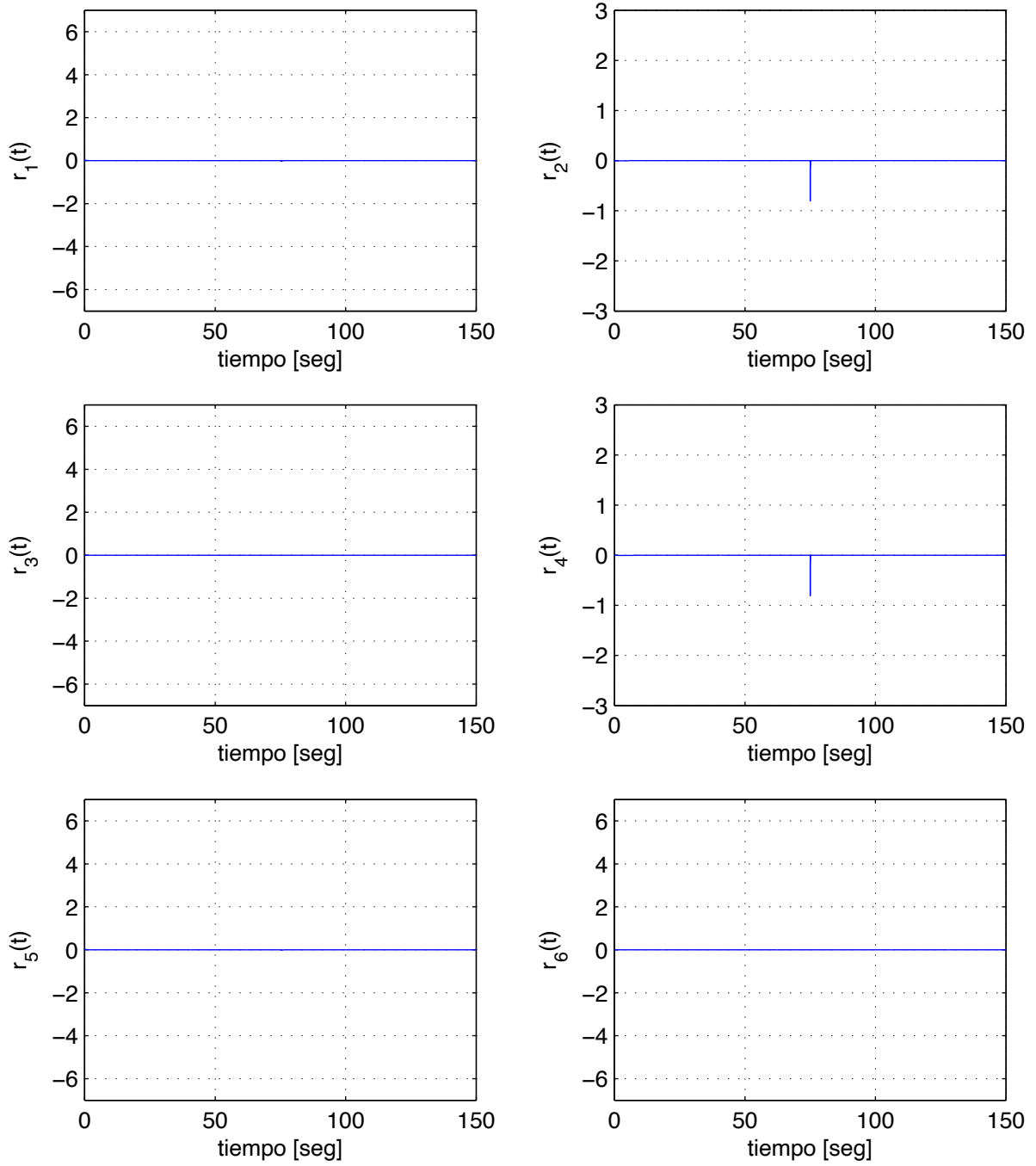


Figura 5.20. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s2}

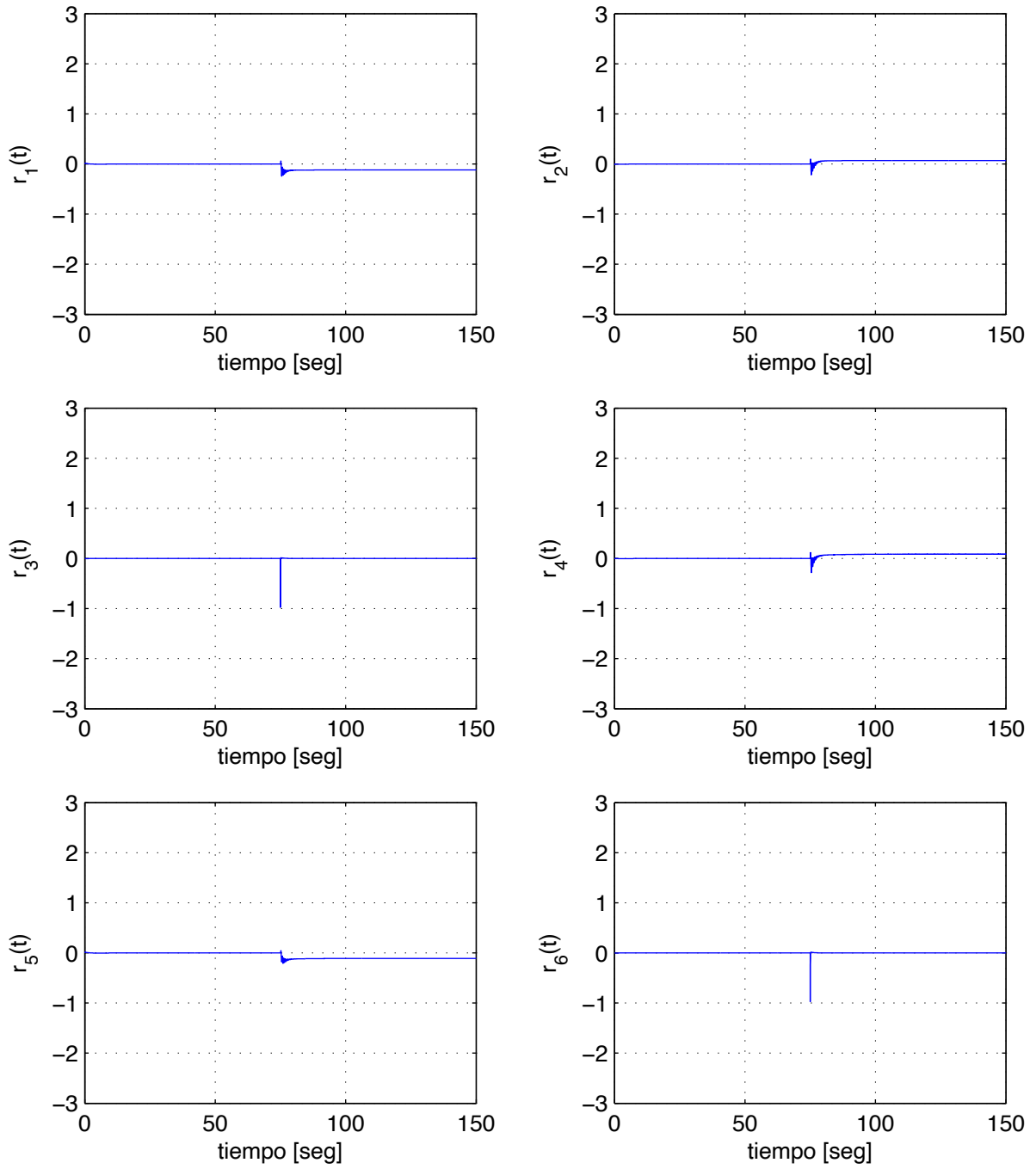


Figura 5.21. Residuos cuando ocurre la falla en sensor de velocidad f_{s3}

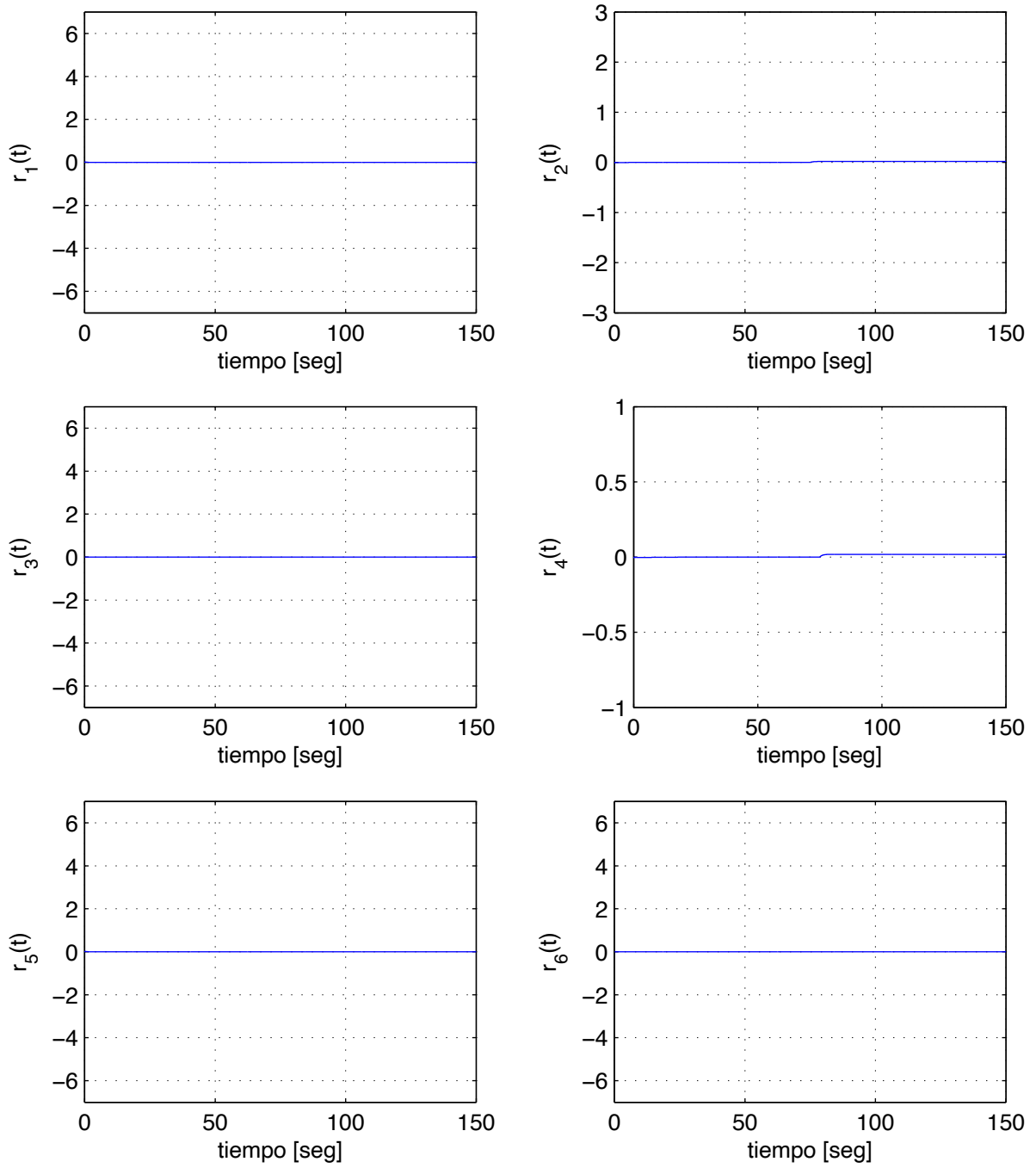


Figura 5.22. Residuos cuando ocurre la falla f_{a1} en el actuador U_z

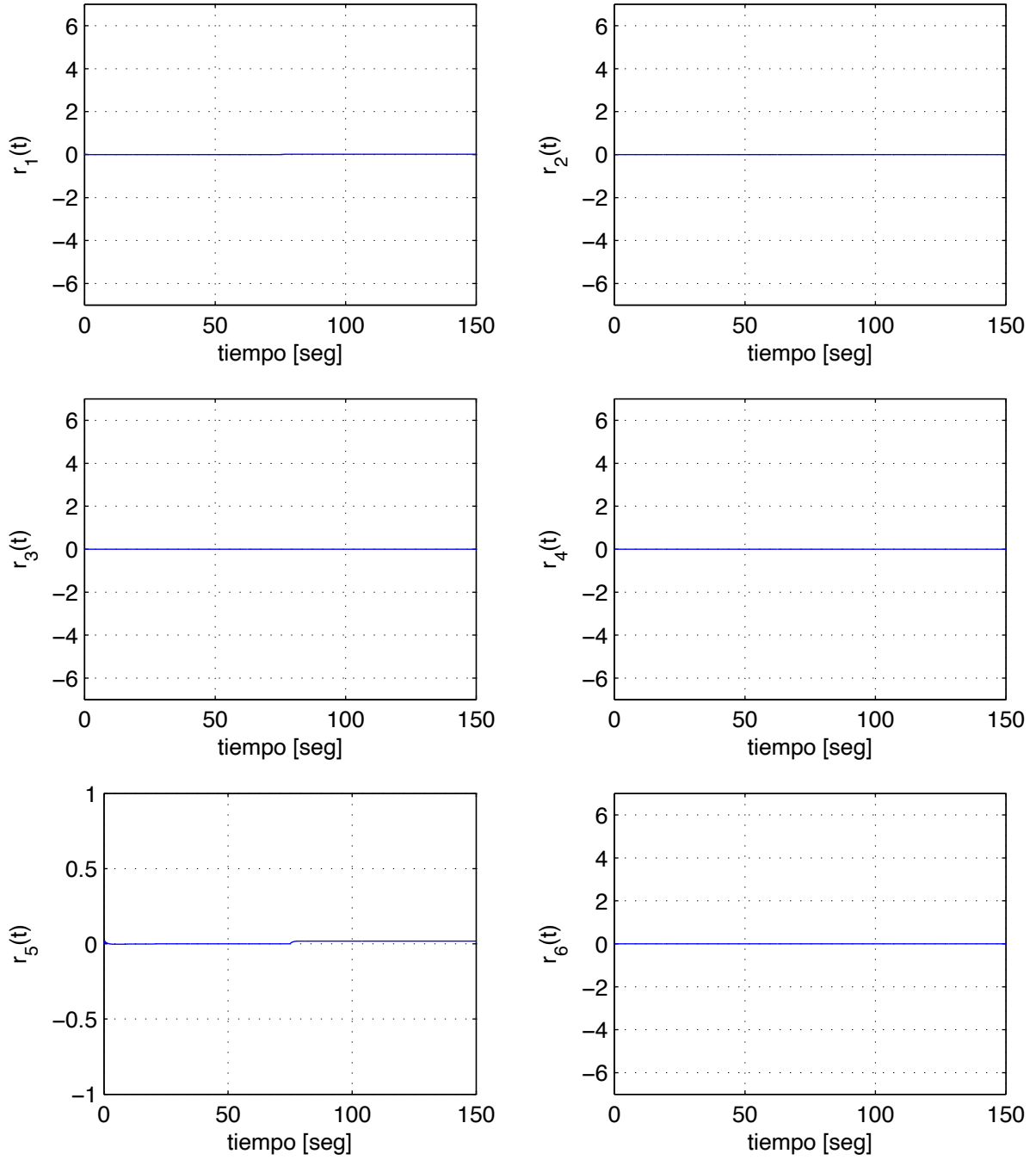


Figura 5.23. Residuos cuando ocurre la falla f_{a2} en el actuador U_y

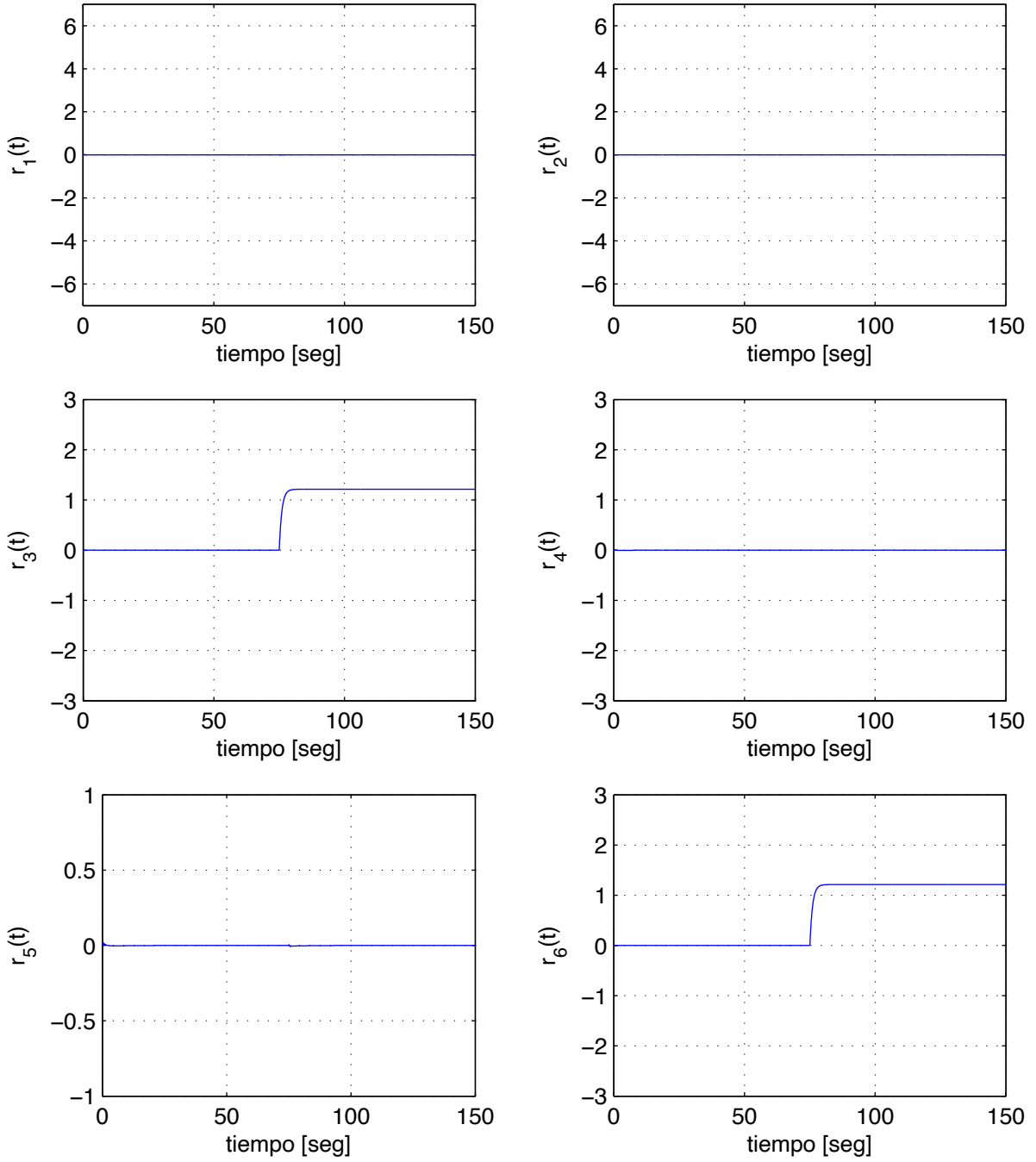


Figura 5.24. Residuos cuando ocurre la falla f_{a3} en el actuador l

Capítulo 6

Conclusiones

En este trabajo se propuso un enfoque de diagnóstico y control activo tolerante a fallas para una clase de sistemas no lineales convergentes que admiten una representación Hamiltoniana generalizada. Con observadores no lineales para la generación de residuos y con la propuesta de una estructura de control activo tolerante a fallas se logró la detección, aislamiento y compensación de fallas en actuadores, sensores y componentes del sistema de control.

Se presentó una propuesta para el diseño de observadores no lineales partiendo de la representación Hamiltoniana generalizada del sistema no lineal, con los observadores se logró hacer la detección de las fallas y aplicando una conocida metodología de desacoplo se logró obtener subsistemas para los cuales se diseñaron generadores de residuo y así lograr el aislamiento de las fallas. De igual forma la estructura de tolerancia activa a fallas permitió dejar el control nominal del sistema intacto al momento de la reconfiguración para eliminar el efecto de la falla, característica que le da valor agregado a la estructura propuesta, también fue posible con esta estructura hacer que la trayectoria del sistema con falla siguiera a la trayectoria del sistema nominal con lo que fue posible recuperar el desempeño del sistema con falla, como recuperación de desempeño se refiere a que la salida del sistema con falla alcanza nuevamente el valor de la señal de referencia.

Con el fin de mostrar la eficiencia de los enfoques de diagnóstico de fallas, éste se aplicó a dos casos de estudio: un motor síncrono de imán permanente y un PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing aircraft) de igual forma el enfoque de control activo tolerante a fallas se aplicó al mismo motor síncrono mencionado previamente.

En el enfoque de diagnóstico y de control activo tolerante a fallas aplicado al motor, se consideraron fallas en sensor, actuador y cambio de carga, las cuales fue posible detectar y aislar de forma efectiva. Mediante un análisis de estabilidad fue posible determinar que el sistema con falla sin reconfiguración es estable en una región y que esta región se reduce al origen cuando se agrega la reconfiguración al sistema, lo cual se apreció en los resultados de simulación, en otras palabras con la estructura propuesta de control activo tolerante a fallas fue posible eliminar de forma efectiva las fallas en sensor, actuador y par de carga en el motor.

En el PVTOL se aplicó el enfoque de diagnóstico de fallas con el cual fue posible hacer exitosamente la detección y aislamiento de fallas en los tres sensores y en los tres actuadores que lo forman.

Como nota final también se apreció que debido a que el enfoque de diagnóstico se hace con métodos basados en el modelo como lo son los observadores, es posible mejorar la sensibilidad de los generadores de residuos manejando distintos valores de las ganancias de los observadores.

Bibliografía

- [1] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, and M. Staroswiecki. *Diagnosis and fault tolerant control*. New York: Springer-Verlag, 2006.
- [2] Hassan Noura, Didier Theilliol, J. C. Ponsart, and A. Chamseddine. *Fault-tolerant Control Systems: Design and Practical Applications*. Springer-Verlag London Limited, 2009.
- [3] Y. Zhang and J. Jiang. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 32(2):2008, 229-252.
- [4] D. D. Moerder, N. Halyo, J. R. Broussard, and A. K. Caglayan. Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraft flight control system. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 12(3):325—333, 1989.
- [5] S. Kanev and M. Verhaegan. Controller reconfiguration for non-linear systems. *Control Engineering Practice*, 8(11):1223–1235, 2000.
- [6] D. Theilliol, D. Sauter, and J. C. Ponsart. A multiple model based approach for fault tolerant control in nonlinear systems. In *5th IFAC simposium sobre detección de fallas, supervisión y seguridad para procesos tecnicos*, pp. 151-156, junio 2003.
- [7] R. A. Hess and S. R. Wells. Sliding mode control applied to reconfigurable flight control design. *Guidance, Control, and Dynamics*, 26(3):452–462, 2003.
- [8] X. Zhang, M. M. Polycarpou, and T. Parisini. Integrated design of fault diagnosis and accommodation schemes for a class of nonlinear systems. In *In Proceedings of the 40th IEEE conference on decision and control (pp. 1448-1453)*., December 2001.
- [9] G. Bajpai, B. C. Chang, and H. G. Kwatny. Design of fault-tolerant systems for actuator failures in nonlinear systems. In *In Proceedings of the 2002 American control conference (pp. 3618-3623)*., may 2002.
- [10] Z. Qu, C. M. Ihlefeld, Y. Jin, and A. Saengdeejing. Robust faulttolerant self-recovering control of nonlinear uncertain systems. In *Automatica* 39(10), (2003).
- [11] P. M. Frank. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy - a survey. *Automatica*, 26:459–474, 1990.

- [12] J. Chen and R. J. Patton. *Robust model based fault diagnosis for dynamic systems*. Kluwer Academic Publishers Group, 1999.
- [13] R. Isermann. *Fault diagnosis systems: An introduction from fault detection to fault tolerance*. 1 ed. springer, 2006.
- [14] S. X. Ding. *Model-based fault diagnosis techniques: desing schems, algorithms and tools*. Springer, 2008.
- [15] E. Alcorta-García and P. M. Frank. Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis: a survey. *Control Engineering Practice*, Vol. 5, No. 5:663–670, 1997.
- [16] B. Jiang, M. Staroswiecki, and V. Cocquempot. Fault estimation in nonlinear uncertain systems using robust sliding mode observers. *IEE proc. Control Theory and Appl.*, Vol. 151, No. 1:pp. 29–37, January 2004.
- [17] C. De Persis and A. Isidori. A geometric approach to nonlinear fault detection and isolation. *IEEE transactions on automatic control*, Vol. 46, No. 6:853–865, 2001.
- [18] W. Chen and M. Saif. Unknown input observer design for a class of nonlinear systems: An lmi approach. In *Proceedings of the American Control Conference*, Mineapolis, MN, June 2006.
- [19] A. M. Pertew, H. J. Marquez, and Q. Zhao. Design of unknown input observers for lipschitz nonlinear systems. In *Proceedings of the American Control Conference*, Portlend, June 2005.
- [20] J. Xu, K. Y. Lum, L. Xie, and A. P. Loh. Fault detection and isolation of nonlinear systems: An unknown input observer approach with sum of squares techniques. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 134:041005–1 –7, 2012.
- [21] L. Márton and D. Ossmann. Energetic approach for control surface disconnection fault detection in hydraulic aircraft actuators. In *Preprints of the 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS)*, Mexico, August 2012.
- [22] H. Rios, C. Edwards, J. Davila, and L. Fridman. Fault detection and isolation for non-linear systems via hosm multiple-observer. In *Preprints of the 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS)*, Mexico, August 2012.
- [23] B. M. Ebrahimi and J. Faiz. Diagnosis and performance analysis of threephase permanent magnet synchronous motors with static, dynamic and mixed eccentricity. *IET Electric Power Applications*, Vol. 4:pp. 53–66, 2010.
- [24] R. Romary, D. Roger, and J. F. Brudny. Wide frequency range analysis of the electromagnetic emissions of electrical machines for diagnosis. In *IET Colloquium on, Reliability in Electromagnetic Systems*, 2007.

- [25] A. van der Shaft. *L2 - Gain and passivity techniques in nonlinear control*. Springer, 2000.
- [26] H. Sira-Ramirez and C. Cruz-Hernández. Synchronization of chaotic systems: a generalized hamiltonian systems approach. *International Journal of bifurcation and chaos*, vol. 11, no. 5:1381–1395, 2001.
- [27] A. Pavlov, N. van de Wouw, and H. Nijmeijer. *Uniform output regulation of nonlinear systems: a convergent dynamics approach*. Birkhäuser Boston, 2005.
- [28] R. Ortega and M. W. Spong. Adaptive motion control of rigid robot: a tutorial. *Automatica*, Vol. 25, No. 6:pp. 877–888, 1989.
- [29] R. Ortega, A. Loría, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez. *Passivity based control of Euler Lagrange systems: Mechanical, electrical and electromechanical applications*. Berlin: Springer Verlag, May 1998.
- [30] H. K. Khalil. *Nonlinear systems*. Prentice Hall, Second edition, 1996.
- [31] R. Seliger and P. M. Frank. Fault diagnosis by disturbance decoupled nonlinear observers. *Proc. of the CDC, Brighton, England*, pages pp. 2248–2253, Dec. 1991.
- [32] E. Alcorta García. *Modelgestützte residuengenerierung für die diagnose von additiven und multiplicativen fehler in dynamischen systemen (in german)*. PhD thesis, Gerhard–Mercator University of Duisburg (Duisburg–Essen Universität), Germany, July 1999.
- [33] F. E. Thau. Observing the state of nonlinear dynamic systems. *International journal of control*, vol. 17, no. 3:471–479, 1973.
- [34] T. M. Apostol. *Mathematical Analysis*. Pearson, 2nd edition, 1974.
- [35] J. Fraile Mora. *Máquinas eléctricas*. Mc Graw Hill, quinta edición, 2003.
- [36] S. J. Chapman. *Máquinas eléctricas*. Mc Graw Hill, 200, 3 edición.
- [37] I. Tabatabaei, J. Faiz, H. Lesani, and M. T. Nabavi-Razavi. Modeling and simulation of a salient-pole synchronous generator with dynamic eccentricity using modified winding function theory. *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, Vol. 40, No. 3;:1550–1555, MAY 2004.
- [38] K. Kyeong-Hwa. Simple online fault detecting scheme for short circuited turn in a pmsm through current harmonic monitoring. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Vol. 58, No. 6:2565–2568, June 2011.
- [39] D. U. Campos-Delgado, D. R. Espinoza-Trejo, and E. Palacios. Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey. *IET Electric Power Applications*, Vol. 2, No. 2:121–134, 2008.

- [40] B. Mahdi Ebrahimi, J. Faiz, and M. Javan Roshtkhari. Static, dynamic, and mixed eccentricity fault diagnoses in permanentmagnet synchronous motor. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Vol. 56, No. 11:4727 4739, November 2009.
- [41] K. Tae-Jong, H. Sang-Moon, K. Kyung-Tae, J. Weui-Bong, and K. U. Chul. Comparison of dynamic responses for ipm and spm motors by considering mechanical and magnetic coupling. *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, Vol. 37, No. 4:2818 2820, July 2001.
- [42] J. R. Stack, R. G. Harley, and T. G. Habetler. An amplitude modulation detector for fault diagnosis in rolling element bearings. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 51, NO. 5:1097 1102, Octubre 2004.
- [43] D. Kastha and B. K. Bose. Investigation of fault modes of voltage fed inverter system for a induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 30, (4):pp. 1028–1038, 1994.
- [44] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of electric machinery and drive systems*. A. John Wiley and sons, inc. publication, 2002.
- [45] R. Ortega, G. Espinoza-Pérez, and A. Astolfi. Passivity based control of ac drives: theory for the user and examples. *International journal of control*, 2013.
- [46] R. Ortega, P. Johan Nicklasson, and G. Espinoza-Pérez. On speed control of induction motors. *Automatica*, 32:455–460, 1996.
- [47] R. Kelly, V. Santibáñez, and A. Loría. *Control of robot manipulators in joint space*. Springer, 2005.