

Un enfoque cascada para Control Activo Tolerante a Fallas en MSIP

L. H. Rodriguez-Alfaro ¹ E. Alcorta-Garcia ¹ Gerardo Espinosa-Pérez ²

¹Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,

Universidad Autónoma de Nuevo León,

luisralfa@gmail.com,

efrain.alcortagr@uanl.edu.mx

²DEPFI,

Universidad Nacional Autónoma

de México,

gerardoe@servidor.unam.mx

Abstract— En este artículo se propone una forma de resolver el problema de control activo tolerante a fallas. La propuesta consiste en un nuevo esquema de control activo tolerante en el que una ventaja principal es que no se modifica el control nominal del sistema, además de mantener el desempeño nominal mediante el seguimiento de la trayectoria del sistema sin falla. Se presenta el análisis de estabilidad del esquema en presencia de fallas con la finalidad de mostrar y validar la función del esquema tolerante. Con la finalidad de mostrar la eficiencia del esquema para eliminar las fallas, éste es aplicado al motor síncrono de imán permanente.

I. INTRODUCTION

El objetivo del Control Tolerante a Fallas (FTC) es eliminar el efecto de las fallas que se producen en las unidades funcionales del sistema de control, así como evitar que el efecto de la falla se propague y mantener el desempeño del sistema con falla lo más cercano posible al nominal, manteniendo así una operación segura y continua en las aplicaciones de control, dentro del FTC existen los enfoques de Control Activo Tolerante a Falla (AFTC) la tolerancia a fallas se aplica al sistema sólo hasta que se presenta la falla, ver por ejemplo (Blanke *et al.*, 2006), (Noura *et al.*, 2009), (Zhang y Jiang., 229-252), unido a esto los métodos de seguimiento de trayectoria nominal a n mostrado ser efectivos. Dos de los trabajos más representativos son (Staroswiecki y Cazaurang, June 11-13, 2008) y (Lunze y Steffen, October 2006). En (Lunze y Steffen, October 2006) el efecto de las fallas se elimina con un filtro, que es llamado actuador virtual y aunque el control nominal se mantiene, las condiciones de existencia corresponden a un problema de desacoplo. En (Staroswiecki y Cazaurang, June 11-13, 2008) se usa una idea similar a la de seguimiento de trayectoria nominal, la idea es modificar el control para resolver el problema de seguimiento en el que la referencia es la trayectoria del sistema sin falla; las condiciones de existencia se mejoran, pero nuevamente el control nominal no se respeta del todo. La metodología propuesta en (Staroswiecki y Cazaurang, June 11-13, 2008) es una evolución del trabajo conocido como el método de la pseudo inversa (PIM) (Gao y Antsaklis, 1991). Por otro lado en muchos de los trabajos de tolerancia se consideran fallas en una de las unidades funcionales ya sean actuadores, sensores o componentes pero no en una o más de las unidades funcionales ver por ejemplo (Kanev y Verhaegan, 2000), (Theilliol *et al.*, junio 2003). El modificar

el control nominal para hacer la tolerancia puede llegar a ser un obstáculo al querer agregar tolerancia a fallas a un sistema pues implicaría modificar al sistema de control que ya está en uso y considerar fallas en una unidad funcional limita la tolerancia a fallas.

En este artículo se propone un esquema de tolerancia en el que se consideran fallas en actuadores, sensores y en el que además no se modifica el control nominal después de que ocurre la falla, manteniendo la propiedad de estabilidad. La idea consiste en usar la salida del sistema nominal como referencia a seguir cuando ocurre la falla, la salida nominal se obtiene del modelo. Con esta nueva referencia y la salida actual se obtiene el error usado para la corrección. Para la tolerancia se agrega un nuevo lazo externo que incluye en el lazo interno al control nominal. El objetivo de control consiste en hacer que la trayectoria del sistema con falla siga a la trayectoria nominal. Este arreglo forma una estructura cascada con un lazo interno formado por el control nominal que no cambia y un lazo externo formado por control de reconfiguración. La solución se reduce a diseñar un control que garantice estabilidad y desempeño del sistema cuando ocurre la falla. El artículo es organizado de la siguiente forma: en la sección II se define el problema junto con el modelo nominal del Motor Síncrono de Imán Permanente (MSIP) así como el control nominal, el esquema propuesto se explica en la sección III, en la sección IV se presenta el análisis de estabilidad del MSIP con falla sin acción de reconfiguración, en la sección V se presenta el análisis de estabilidad del MSIP con falla pero con acción de reconfiguración, en la sección VI se presentan los resultados numéricos obtenidos al aplicar el esquema propuesto al MSIP y finalmente en la sección VII se presentan las conclusiones.

II. DECLARACIÓN DEL PROBLEMA

El reto consiste en eliminar el efecto de las fallas en sensores y actuadores en el MSIP, así como hacer que el sistema con falla siga la trayectoria del sistema nominal tanto como las condiciones físicas de operación lo permitan. Todo esto sin modificar el control nominal del sistema.

Inicialmente se considera el MSIP en condiciones nominales de operación, esto es, el sistema es controlado sólo por el control nominal con el cual el sistema logra desempeño nominal y estabilidad. Pero cuando ocurre la falla, las

condiciones de operación, la estabilidad y el desempeño nominal del MSIP se ven afectadas de forma negativa, lo que causa que el MSIP con falla no alcance la velocidad deseada.

Se consideran fallas aditivas cuyo origen puede variar de acuerdo la unidad funcional y a las condiciones de operación (Campos - Delgado *et al.*, 2008), por ejemplo: las fallas en sensor pueden ser producidas por un “offset”, por una conexión intermitente o simplemente por envejecimiento, siendo la primera y la segunda las fallas más comunes, en actuador las fallas más típicas se relacionan con la fuente de alimentación o el convertidor lo cual se refleja en una pérdida de desempeño.

También en los análisis se considera: que los parámetros del motor son conocidos incluidos el par de carga, que se dispone de las mediciones de las corrientes de estator y velocidad del rotor así como también que la velocidad deseada es una función suave, acotada y dos veces diferenciable.

A. Modelo y control nominal del MSIP

El modelo en el marco de referencia fijo $dq0$ del MSIP fue tomado de (Krause *et al.*, 2002) y en representación Euler Lagrange, esta descrito por:

$$\begin{aligned} D_e \dot{x} + C_e \omega x + R_e x + g_e \omega &= U_e, \\ J \dot{\omega} + B \omega - \tau &= \tau_L, \\ y &= \omega \end{aligned} \quad (1)$$

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

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

$R_e = \text{diag}[R_s, R_s]$, $g_e = [0, \phi]^T$, $U_e = [u_d, u_q]$. 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 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_s es la resistencia del estator. Como control nominal se usó un Control Basado en Pasividad (PBC por sus siglas en inglés) descrito por las ecuaciones (2)-(4) el cual es ampliamente aplicado en máquinas eléctricas, ver por ejemplo (Ortega *et al.*, May 1998) y (Ortega *et al.*, 2013).

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e \omega x_d + R_e x_d + g_e \omega - K_e e_e, \quad (2)$$

$$-\tau_L = J \dot{\omega}_d + B \omega_d - \tau_d - z, \quad (3)$$

$$\dot{z} = -az + b e_\omega, \quad (4)$$

con $\tau_d = \frac{3\phi}{2} i_{qd}$, donde el subíndice d denota variable deseada, $e_e = x - x_d$ es el error eléctrico, $e_\omega = \omega - \omega_d$ es el error de velocidad, z es un filtro lineal (Ortega *et al.*, 1996) cuya función es evitar requerir la medición de la aceleración cuando se implementa el PBC. Para el caso nominal en lazo cerrado, como resultado del análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov y usando cotas se

obtiene que para que el punto de equilibrio $e_o = 0$ se requiere que la ganancia sea $k_e > (\frac{9\phi^2}{16B} - R_s)$ donde k_e es un elemento de $K_e = \text{diag}[k_e, k_e]$ y que los parámetros del filtro cumplan con $a > 0$ y $b > 0$.

III. ESQUEMA PROPUESTO

Con el esquema propuesto se espera eliminar el efecto de las fallas en el MSIP usando la acción de control que se agrega en cascada y que se suma a la referencia del sistema en lazo cerrado, así como recuperar tanto desempeño como sea posible y recuperar la estabilidad del sistema con falla como hasta antes de que ocurriera la falla. Todo esto sin modificar el control nominal.

El objetivo de la reconfiguración es eliminar el error entre la trayectoria del sistema nominal y la trayectoria del sistema con falla, ya que con el esquema propuesto es posible hacer seguimiento de trayectoria nominal. El esquema propuesto se muestra en la figura 1. Donde Σ_n y C_n son el sistema y

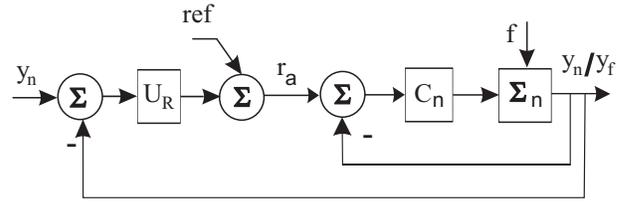


Figure 1. Esquema propuesto de control activo tolerante a fallas

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. También en condiciones nominales $r_a = ref$. 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.

IV. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL MSIP CON FALLA SIN AFTC

El modelo con falla del MSIP es:

$$D_e \dot{x} + C_e \omega x + R_e x + g_e \omega = U_e + \Delta U_e, \quad (5)$$

$$J \dot{\omega} + B \omega - \tau = \tau_L + \Delta \tau_L, \quad (6)$$

$$y = \omega + \Delta \omega, \quad (7)$$

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 en el par de carga y $\Delta \omega$ es la falla en sensor. Cuando la falla ocurre en el sensor de velocidad

$$\omega = \omega_o + \Delta \omega \Rightarrow e_\omega = \omega_o + \Delta \omega - \omega_d, \quad (8)$$

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 $\omega = \omega_0$. Con esto la ley de control (2)-(4) cambia a:

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e(\omega_o + \Delta\omega)x_d + R_e x_d \quad (9)$$

$$+ g_e(\omega_o + \Delta\omega) - K_e e_e, \quad (10)$$

$$-\tau_L = J\dot{\omega}_d + B\omega_d - \tau_d - z, \quad (11)$$

$$\dot{z} = -az + b(\omega_o + \Delta\omega - \omega_d). \quad (12)$$

Reemplazando las ecuaciones (9)-(12) en el sistema con falla (5)-(7) y sabiendo que

$$-\tau + \tau_d = -\frac{3\phi}{2}e_{e2}, \quad (13)$$

donde $e_e = [e_{e1}, e_{e2}]$, se obtiene el sistema con falla en lazo cerrado, descrito por

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + (R_e + K_e)e_e = \Gamma \Delta\omega + \Delta U_e \quad (14)$$

$$J \dot{e}_\omega + B e_\omega - \frac{3\phi}{2}e_{e2} + z = \Delta\tau_L, \quad (15)$$

$$\dot{z} + az - b e_\omega = b \Delta\omega, \quad (16)$$

donde

$$\Gamma = (C_e x_d + g_e) = \begin{bmatrix} -Li_{qd} \\ Li_{dd} + \phi \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Las ecuaciones (14)-(16) también se pueden escribir en forma matricial como

$$D \dot{e} + C e + R e = \Delta f, \quad (18)$$

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

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

y

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

donde $v = [0, 1]$.

Proposición 1: Consider el model del MSIP (5)-(7) en lazo cerrado con el control basado en pasividad (9)-(12). Si la ganancia del control $k_e = \frac{9\phi^2}{16B} - R_s$ definida en la sección II y se satisfacen los parámetros del filtro $a > 0$, $b > 0$ entonces, la dinamica del error del sistema con falla en lazo cerrado (18) es estable Entrada Estado (ISS por sus siglas en inglés) con Δf como entrada y e como estado.

Prueba: Considera la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} e^T D e \quad (19)$$

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 trayectorias de (18) es

$$\dot{V} = e^T D \dot{e}, \quad \dot{V} = e^T (-C e - R e + \Delta f), \quad (20)$$

con $C = -C^T$ se obtiene

$$\dot{V} = -e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f, \quad (21)$$

donde \bar{R}_s es la parte simétrica de la matriz R contenida en (18).

Si se cumplen las condiciones impuestas sobre la ganancia k_e del control, sobre los parámetros del filtro y aplicando el complemento de Schur, la matriz \bar{R}_s se convierte en una matriz definida positiva, entonces se puede probar que si $\Delta f = 0$ entonces $e = 0$ es exponencialmente estable, ya que (21) cambia a

$$\dot{V} = -e^T \bar{R}_s e < 0, \quad (22)$$

esto es igual que el caso nominal cuando del MSIP esta libre de fallas. Pero cuando $\Delta f \neq 0$ la ecuación (21) se puede reescribir como:

$$\dot{V} = -(1 - \theta) e^T \bar{R}_s e - \theta e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f, \quad (23)$$

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

$$\dot{V} \leq -(1 - \theta) e^T \bar{R}_s e, \quad (24)$$

para todo

$$-\theta e^T \bar{R}_s e + e^T \Delta f \geq 0, \quad (25)$$

$$\Rightarrow \|e\| \geq \frac{\|\Delta f\|}{\theta \lambda_{\min}(\bar{R}_s)}. \quad (26)$$

y por lo tanto con (26) el sistema (18) es estable entrada estado (Khalil, Second edition, 1996).

Observación: Note que la condición ISS (26) define una región de estabilidad la cual esta definida por la falla, ya que la región de estabilidad tiene un radio que es la magnitud de la falla ($\|\Delta f\|$).

V. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL MSIP CON FALLA SIN AFTC

En esta sección se hace el análisis de estabilidad del MSIP cuando se agrega la acción de control de reconfiguración, analizando de esta forma la estabilidad del del MSIP con falla cuando se le aplica el esquema propuesto para la tolerancia. Como control de reconfiguración se usa un control Proporcional Integral (PI)

$$U_R = K_p e_{\omega f} + K_i \int e_{\omega f}(t) dt, \quad (27)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral y $e_{\omega f}$ es el error que se obtiene con el lazo externo ver figura 1. Si definimos $\dot{z}_1 = e_{\omega f}$ entonces (27) cambia a

$$U_R = K_p e_{\omega f} + K_i z_1. \quad (28)$$

Para este caso en el esquema propuesto de tolerancia a fallas de la figura 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 (28), r_a cambia a

$$r_a = \omega_d - K_p e_{\omega f} - K_i z_1, \quad (29)$$

donde

$$e_{mf} = \omega_o + \Delta\omega - \omega_d. \quad (30)$$

Sustituyendo (29), (30) en el control nominal (2)-(4), resulta la acción de control que se esta aplicando al motor con fallas

$$U_e = D_e \dot{x}_d + C_e(\omega_o + \Delta\omega)x_d + R_e x_d + g_e(\omega_o + \Delta\omega) - K_e e_e, \quad (31)$$

$$-\tau_L = J[\dot{\omega}_d - K_p(\dot{\omega}_o + \dot{\Delta}\omega - \dot{\omega}_d) - K_i \dot{z}_1] + B[\omega_d - K_p(\omega_o + \Delta\omega - \omega_d) - K_i z_1] - \tau_d - z, \quad (32)$$

$$\dot{z} = -az + b[\omega_o - \omega_d - K_p(\omega_o + \Delta\omega - \omega_d) - K_i z_1], \quad (33)$$

$$\dot{z}_1 = (\omega_o + \Delta\omega - \omega_d). \quad (34)$$

Puesto que las fallas que se están considerando son constantes $\dot{\Delta}\omega = 0$, recordando que $e_\omega = \omega_o - \omega_d$ y reemplazando (31)-(34) en (5)-(7) se obtiene el modelo del MSIP con falla en lazo cerrado con el control de reconfiguración U_R , esto es

$$D_e \dot{e}_e + C_e \omega e_e + \sigma e_e = \Gamma \Delta\omega + \Delta U_e, \quad (35)$$

$$\delta \dot{e}_\omega + \beta e_\omega - \varphi v + z + BK_i z_1 = \Delta \tau_L - \psi \Delta\omega, \quad (36)$$

$$\dot{z} + az - \eta e_\omega - bK_i z_1 = bK_p \Delta\omega, \quad (37)$$

$$\dot{z}_1 - e_\omega = \Delta\omega, \quad (38)$$

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 (35)-(38) se pueden reescribir en forma matricial como:

$$D_c \dot{e}_c + C_c e_c + R_c e_c = \Delta f_c, \quad (39)$$

con

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

$$R_c = \begin{bmatrix} \sigma & 0 & 0 & 0 \\ -\varphi v & \beta & 1 & BK_i \\ 0 & -\eta & a & -bK_i \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (40)$$

$$\Delta f_c = \begin{bmatrix} \Gamma \Delta\omega + \Delta U_e \\ \Delta \tau_L - BK_p \Delta\omega \\ bK_p \Delta\omega \\ \Delta\omega \end{bmatrix}, \quad e_c = [e_e, e_\omega, z, z_1]^T, \quad (41)$$

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 del MSIP con falla (5)-(7) en lazo cerrado con el PBC y con el control de reconfiguración U_R definido por las ecuaciones (35)-(38),

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 la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} e_c^T D_c e_c, \quad (42)$$

donde D_c es una matriz definida positiva lo que implica que V sea una función definida positiva. La derivada con respecto al tiempo de V a lo largo de las trayectorias de (39) es

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_c^T D_c \dot{e}_c, \\ \dot{V} &= e_c^T (-C_c e_c - R_c e_c + \Delta f_c), \end{aligned} \quad (43)$$

como $C_c = -C_c^T$, \dot{V} cambia a

$$\dot{V} = -e_c^T R_c e_c + e_c^T \Delta f_c. \quad (44)$$

Reemplazando (40) y el vector e_c en (44), resulta

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\sigma e_{e1}^2 - \sigma e_{e2}^2 + \varphi e_\omega e_{e2} - \beta e_\omega^2 + \eta z e_\omega + \\ & z_1 e_\omega - e_\omega z - az^2 - BK_i z_1 e_\omega + bK_i z z_1 \\ & - e_{e1} Li_{qd} \Delta\omega + e_{e1} \Delta u_d + e_{e2} \phi Li_{dd} \Delta\omega + \\ & e_{e2} \Delta U_q + e_\omega \Delta \tau_L - e_\omega BK_p \Delta\omega + zbK_p \Delta\omega \\ & + z_1 \Delta\omega, \end{aligned} \quad (45)$$

y las siguiente cotas se cumplen

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -(\sigma + Li_{qd} \Delta\omega - \Delta u_d) \|e_{e1}\|^2 \\ & - (\sigma - \varphi - \phi Li_{dd} \Delta\omega - \Delta U_q) \|e_{e2}\|^2 \\ & - (\beta - \varphi - \eta + BK_i - \Delta \tau_L + BK_p \Delta\omega) \|e_\omega\|^2 \\ & - (1 - \eta + a - bK_i - bK_p \Delta\omega) \|z\|^2 \\ & - (Bk_i - bK_i - 1 - \Delta\omega) \|z_1\|^2. \end{aligned} \quad (46)$$

La ecuación (46) se puede reescribir como

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -v_1 \|e_{e1}\|^2 - v_2 \|e_{e2}\|^2 - \\ & v_3 \|e_\omega\|^2 - v_4 \|z\|^2 - v_5 \|z_1\|^2, \end{aligned} \quad (47)$$

según la estabilidad en el sentido de Lyapunov $e_c = 0$ es asintóticamente estable si (47) es definida negativa (Khalil, Second edition, 1996). Por lo tanto, se requiere que los términos v_1 a v_5 sean positivos. Así considerando que las fallas son constantes las ganancias del control son

$$a > 0, \quad (48)$$

$$b > \frac{(1+a)}{(1+K_p + K_i + K_p \Delta\omega)}, \quad (49)$$

$$k_e > \left(\frac{3\phi}{2}\right) - R_s + \phi Li_{dd} \Delta\omega + \Delta u_q, \quad (50)$$

$$K_i > \frac{(1+\Delta\omega)}{(B-b)}, \quad (51)$$

$$K_p > \frac{3\phi - 2(J+B)K_i + 2b - 2B + 2\Delta\tau_l}{2(B-b+B\Delta\omega)}, \quad (52)$$

con estas ganancias se satisface que los términos de v_1 a v_5 contenidos en la ecuación (47) sean positivos con lo cual se cumple que

$$\dot{V} < 0 \quad (53)$$

lo que implica que $e_c = 0$ es asintóticamente estable.

VI. ILLUSTRATIVE EXAMPLE

Para ilustrar la utilidad del esquema propuesto de control activo tolerante a fallas, en esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos al aplicar el esquema al MSIP. Para la simulación se usaron $R_s = 1.6 \Omega$, $J = 76.5e^{-6} Nm/revmin$, $\Phi = 0.29 Nm/A$, $L = 9.4 H$, $P = 1$ y se considera que el par de carga $\tau_L = 1$. También se considera que la magnitud de las fallas es de 10% con respecto al valor nominal de la variable que falla y que ocurren a los 5 seg. Los valores de las ganancias del control implementado son $K_e = 1.2$, $a = 10000$, $b = a$, $K_p = 0.1$ y $K_i = 5$. La velocidad deseada $\omega_d = 100 rad/seg$.

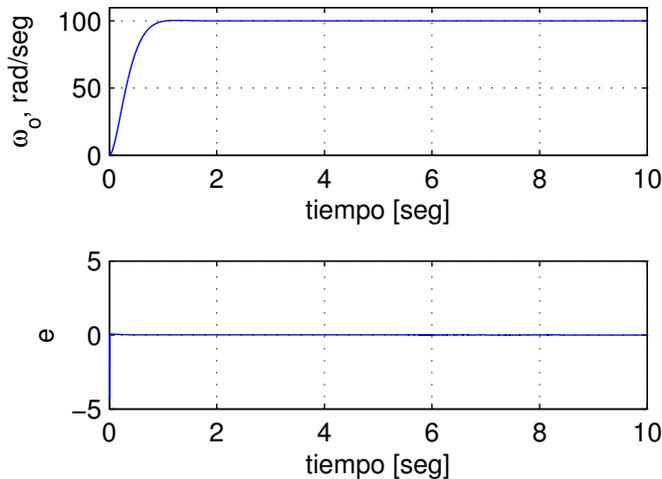


Figure 2. MSIP sin fallas.

La figura (2) muestra como en el caso nominal se logra el objetivo de control, puesto que la velocidad del MSIP alcanza la velocidad deseada con error igual a cero. En la figura (3) se puede apreciar como el efecto de la falla hace que el punto de equilibrio se desvíe del origen puesto que la velocidad actual ω tiene una diferencia constante con respecto a la velocidad deseada, lo que significa que el punto de equilibrio ahora esta dentro de una región de estabilidad. En la figura (4) se puede apreciar como después de una fracción de segundo el control de reconfiguración elimina el efecto de la falla con lo cual la velocidad actual se hace igual a la velocidad deseada, lo que significa que la región de estabilidad se reduce al origen. Cuando ocurre la falla en sensor y par de carga, sucede lo mismo que en las figuras (3) y (4), ver figuras (5)-(8).

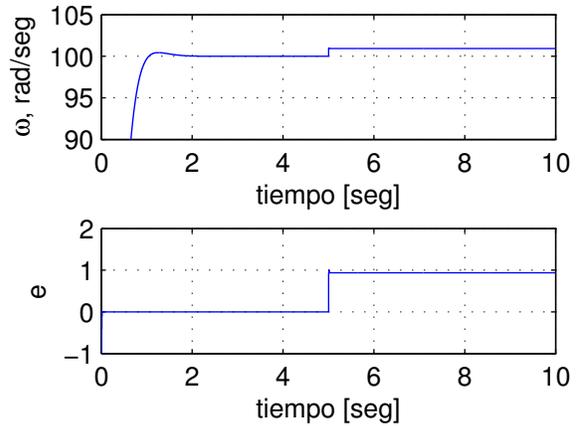


Figure 3. MSIP sin reconfiguración, cuando ocurre la falla en actuador.

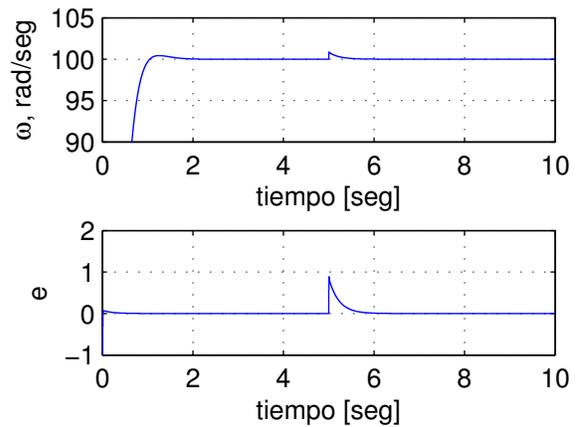


Figure 4. MSIP con reconfiguración, cuando ocurre la falla en actuador.

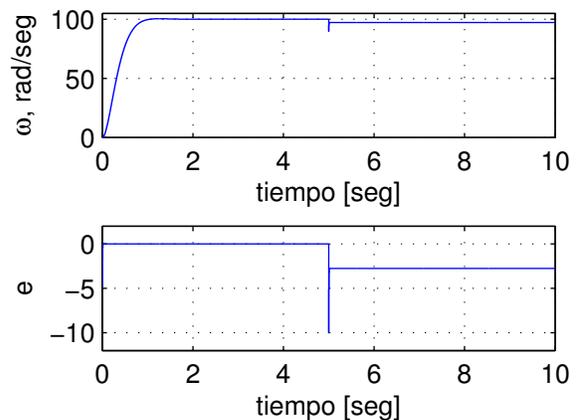


Figure 5. MSIP sin reconfiguración, cuando ocurre la falla en sensor.

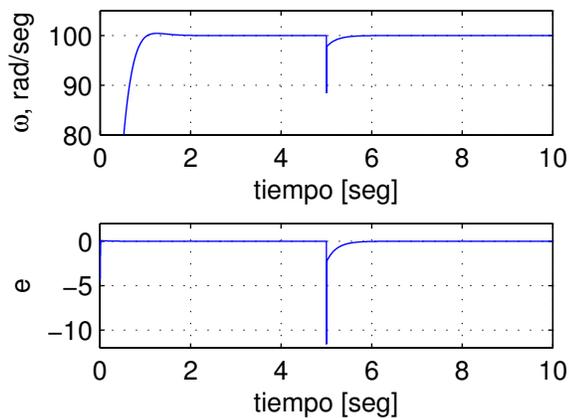


Figure 6. MSIP con reconfiguración, cuando ocurre la falla en sensor.

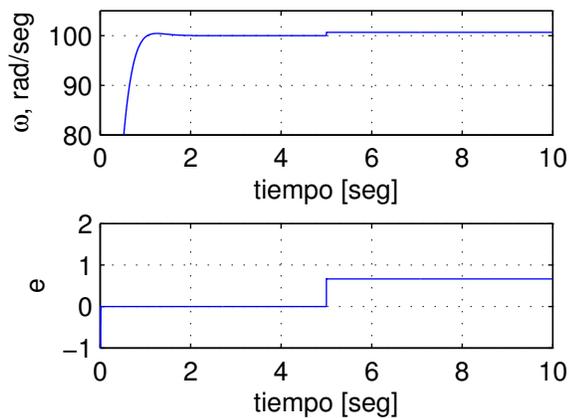


Figure 7. MSIP sin reconfiguración, cuando ocurre la falla en par de carga.

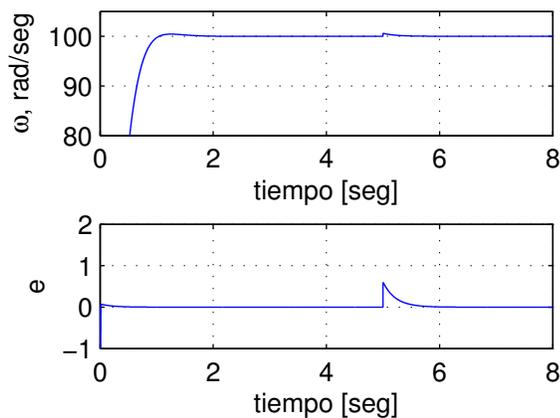


Figure 8. MSIP con reconfiguración, cuando ocurre la falla en par de carga.

VII. CONCLUDING REMARKS

Con el esquema propuesto se logra eliminar el efecto de fallas aditivas y constantes en sensor de velocidad, actuador

y par de carga. Esto se pudo justificar en los análisis de estabilidad presentados para el MSIP. Se observó que cuando el MSIP con fallas en lazo cerrado sólo con el control nominal la velocidad actual o la salida con falla (y_f) no alcanza la velocidad deseada, esto sucede con un error constante entre ambas, lo cual se puede explicar con el resultado de la prueba de estabilidad del sistema con falla en lazo cerrado con el control nominal, puesto que resultó que el punto de equilibrio $e_c = 0$ está dentro de una región de estabilidad y no en el origen como en el caso nominal donde $e_c = 0$ es exponencialmente estable al origen. Es importante mencionar, que esta región de estabilidad está relacionada con la magnitud de la falla, puesto que la condición ISS define una región de estabilidad de radio $\|\Delta\omega\|$, información de gran utilidad en el entorno de tolerancia a fallas ya que esto podría definir el conjunto de fallas admisibles. El esquema propuesto de AFTC permitió la existencia de las condiciones bajo las cuales fue posible demostrar que el error del sistema con falla en lazo cerrado con el control tolerante a fallas es asintóticamente estable en el origen.

REFERENCES

- Blanke, M., M. Kinnaert, J. Lunze y M. Staroswiecki (2006). *Diagnosis and fault-tolerant control*. New York: Springer-Verlag.
- Campos - Delgado, D. U., D. R. Espinoza-Trejo y E. Palacios (2008). Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey. *IET Electric Power Applications* Vol. 2, No. 2, 121–134.
- Gao, Z. y P. J. Antsaklis (1991). Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control systems. *Int. J. of Control*, 53, 717–729.
- Kanev, S. y M. Verhaegan (2000). Controller reconfiguration for non-linear systems. *Control Engineering Practice* 8(11), 1223–1235.
- Khalil, Hassan K. (Second edition, 1996). *Nonlinear systems*. Prentice Hall.
- Krause, P. C., O. Wasynczuk y S. D. Sudhoff (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*. A. John Wiley and sons, inc. publication.
- Lunze, Jan y Thomas Steffen (October 2006). Control reconfiguration after actuator failures using disturbance decoupling methods. *IEEE Transactions on automatic control* 51 no. 10, 1590–1601.
- Noura, Hassan, Didier Theilliol, J. C. Ponsart y A. Chamseddine (2009). *Fault-tolerant Control Systems: Design and Practical Applications*. Springer-Verlag London Limited.
- Ortega, R., Gerardo Espinoza-Pérez y A. Astolfi (2013). Passivity based control of ac drives: theory for the user and examples. *International journal of control*.
- Ortega, R., P. Johan Nicklasson y G. Espinoza-Pérez (1996). On speed control of induction motors. *Automatica* 32, 455–460.
- Ortega, Romeo, Antonio Loria, Per J. Nicklasson y Hebert Sira-Ramirez (May 1998). *Passivity based control of Euler Lagrange systems: Mechanical, electrical and electromechanical applications*. Berlin: Springer Verlag.
- Staroswiecki, Marcel y Franck Cazaurang (june 11-13, 2008). Fault recovery by nominal trajectory tracking. En: *American control conference*.
- Theilliol, D., D. Sauter y J. C. Ponsart (junio 2003). A multiple model based approach for fault tolerant control in nonlinear systems. En: *5th IFAC symposium sobre detección de fallas, supervisión y seguridad para procesos técnicos*, pp. 151-156.
- Zhang, Y. y J. Jiang. (229-252). Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control* 32(2), 2008.