

## Mejora de la Vida Útil en los Módulos de Electrónica de Potencia de un BLDCM Mediante la Optimización de un Control Difuso

Manuel García López<sup>a</sup>, P. Ponce<sup>b</sup>, Luis A. Soriano<sup>b</sup>, A. Molina<sup>b</sup>, Jaime J. Rodríguez<sup>a</sup>,

<sup>a</sup> Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional, México City, México.

<sup>b</sup> Escuela de Ingeniería y Ciencias Tecnológico de Monterrey, México City, México.

### Resumen

El tiempo de vida útil en los elementos de electrónica de potencia en accionamientos eléctricos para motores de corriente directa sin escobillas BLDCM (por sus siglas en inglés Brushless Direct Current Motor), pueden verse afectados debido a las pérdidas por conmutación y conducción que aparecen durante su operación. Estas pérdidas normalmente no se considerarán en el diseño del controlador, por lo que su vida útil disminuye drásticamente o genera fallas prematuramente. El presente trabajo propone la optimización de un controlador difuso mediante el algoritmo PSO (por sus siglas en inglés Particle Swarm Optimization), este diseño considera la temperatura en los semiconductores y la velocidad mecánica del BLDCM, lo que permite incrementar la vida útil de los semiconductores utilizados en los módulos de electrónica de potencia, al mismo tiempo que alcanza la velocidad de referencia asignada. Finalmente, los resultados del controlador difuso optimizado (Difuso-PSO) propuesto se comparan con un controlador proporcional, derivativo e integral (PID) convencional, y un controlador difuso convencional. Estos resultados muestran ser superiores en comparación a los controladores convencionales, ya que incrementan el tiempo de vida de los semiconductores y alcanzan las velocidades de referencia establecidas. Adicionalmente, se emplea la co-simulación como una herramienta que permite diseñar, implementar y validar los resultados de manera confiable. En esta co-simulación la electrónica de potencia, el BLDCM y el controlador propuesto fueron diseñados en Multisim™ y LabVIEW™ de National Instrument (NI).

### Palabras Clave:

Módulo de Electrónica de Potencia, BLDCM, Control Difuso, Tiempo de Vida Útil, Optimización por Enjambre de Partículas.

### Improvement of lifetime in the power electronic drive of a BLDCM through the optimization of Fuzzy Logic Control

### Abstract

Power electronics elements lifetime in BLDCM drives can be affected due to power losses by conduction and switching during their operation. These losses normally aren't consider in the design of controller, hence the controller lifetime is reduced or generate early failures. In this work, a fuzzy controller optimization through of PSO algorithm is proposed, this controller design considers the semiconductors temperature and the speed of BLDCM, it allows to increase power electronics lifetime at the same time that the speed desired is achieved. Finally, The Fuzzy-PSO controller results are compared with a PID conventional controller and Fuzzy conventional controller. These results are superior in comparison to conventional controllers since increase the power electronics lifetime and reach the speed set point. Additionally, the co-simulation as a methodology that allows to design, to implement and to validate prototypes in a reliable way. In this co-simulation the power electronics devices, the BLDCM and the controller proposed were designed in Multisim™ and LabVIEW™ from National Instrument (NI).

### Keywords:

Power Electronics Module, BLDCM, Fuzzy Control, Lifetime, Optimization by Particle Swarm

## 1. Introducción

Recientemente las aplicaciones del Motor de Corriente Directa Sin Escobillas ó BLDCM se han incrementado debido a las características que presentan. Las características como el poco

ruido, alta eficiencia y gran resistencia ante esfuerzos de torsión durante su operación, son aprovechadas en aplicaciones como el control de procesos industriales, máquinas herramientas de precisión, electrónica automotriz, industria aeroespacial, robótica y vehículos eléctricos (Xia, 2012; Chau, 2015; Luo et al. 2017).

\*Autor para la correspondencia: magarcial@ipn.mx

Por otra parte, el diseño para el control de velocidad del BLDCM comúnmente está integrado por un inversor de CD/CA, sensores de posición y un controlador. El inversor a su vez está integrado por módulos con dispositivos semiconductores como el transistor bipolar de puerta aislada (conocido por su sigla IGBT, del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor) o el MOSFET (del inglés Metal-oxide-semiconductor Field-Effect transistor). La detención de posición es adquirida mediante un codificador de posición angular y sensores de efecto Hall. Por último, los controladores que comúnmente se utilizan son el controlador Proporcional Integral Derivativo, PID y el controlador de lógica difusa o control borroso (Pillay y Krishnan, 1991; Xia, 2012; Premkumar y Manikandan, 2015; Prabu et al., 2016). Los semiconductores que se utilizan frecuentemente en el diseño de este tipo de controladores operan bajo condiciones como alta frecuencia, cambios de temperatura, grandes magnitudes de corriente y tensiones, las cuales provocan estrés y desgaste en los dispositivos semiconductores utilizados en el inversor (ABB, 2014; Andresen y Ma et al., 2018), como resultado de este tipo de operación el tiempo de vida o vida útil se ve reducida. Además, el estudio y análisis de tiempo de vida de los semiconductores es realizado mediante experimentos por el fabricante, los resultados son proporcionados en una curva de tiempo de vida, la cual refleja la relación entre el tiempo de vida del semiconductor y los ciclos de trabajo antes de que el semiconductor falle, así el fabricante del semiconductor presenta esta información en la hoja de especificaciones (del inglés datasheet) (Held et al., 1997; Bayerer et al., 2008; Infineon, 2012; Fuji Electric, 2015). Los factores que afectan el tiempo de vida de los semiconductores esta relacionados con las oscilaciones de temperatura, las cuales causan estrés termo-mecánico en las uniones del semiconductor teniendo como resultado fallas por desgaste o fallas anticipadas en los semiconductores (ABB, 2014; Renesas, 2017). Este tipo de oscilaciones también provocan pérdidas de potencia debido a la alta frecuencia de conmutación. En (Qin y Wang et al, 2015) se presentan estrategias de modulación SVPWM y DPWM, para el convertidor de potencia en un aerogenerador, esto para reducir las oscilaciones debidas a las variaciones de viento. (Andresen y Ma et al 2018), adicionalmente estas estrategias de control también consideran un control térmico activo como en (Murdock y Torres et al, 2006), así bajo estas consideraciones se puede manipular la relación entre las pérdidas de potencia debidas a la frecuencia de conmutación y la corriente de salida, lo cual se puede traducir en un incremento en el tiempo de vida (Held et al., 1997; Bayerer et al., 2008; ABB, 2014; Ma et al., 2016; Parker et al., 2016; Batunlu et al., 2016). Así, el diseño del controlador tiene un rol importante si se desea incrementar el tiempo de vida de los semiconductores, las pérdidas de potencia y las condiciones de operación de los semiconductores deben ser tomadas en cuenta en el diseño del controlador (Held et al., 1997; Bayerer et al., 2008; Infineon, 2012; Fuji Electric, 2015). Actualmente, los diseños de control como el controlador PID y el controlador difuso convencional, mencionados anteriormente no consideran las condiciones de operación de los semiconductores. En el presente trabajo se propone un controlador difuso el cual considera dos objetivos, el primero es alcanzar el punto de referencia de velocidad deseado y el segundo mejorar el tiempo de vida de los semiconductores, esto mediante la adquisición de temperatura de la etapa de electrónica de potencia del controlador. Adicionalmente, las funciones de membresía del controlador difuso son adaptadas a las condiciones de operación mediante un algoritmo de optimización, como lo es el PSO, el cual ha sido implementado en (Amin and Hegazy, 2009; Nasseer y Bachache et al., 2013). Por último, el diseño, implementación y validación del controlador propuesto es realizado mediante la metodología conocida como “proceso V”

(Ponce, 2018), la cual considera la co-simulación. Esta última, provee escenarios de operación y análisis que son muy cercanos a los reales mediante la generación de un marco experimental, en donde se pueden generar y asumir ciertas condiciones de interés, facilitando el proceso de implementación de un prototipo (Cellier y Kofman, 2006; Gomes et al., 2017; Fitzgerald et al., 2014).

El trabajo está dividido en las siguientes secciones, en la primera sección se presenta el modelo del BLDCM en espacio de estados, en la segunda sección se presentan las pérdidas de potencia presentadas en los semiconductores, específicamente las pérdidas por conmutación, las pérdidas por retorno de corriente, las pérdidas por temperatura, y en donde también se presenta la predicción convencional del tiempo de vida de los semiconductores, como tercera sección se presenta el diseño del controlador difuso, las consideraciones y metodología. Por otra parte, en la cuarta se sección presenta el algoritmo de optimización PSO, en donde se explica de forma detallada como ocurre el proceso de optimización. Así en la quinta sección se detalla el diseño del controlador Difuso-PSO propuesto, en la sexta sección se presenta la co-simulación, donde, el BLDCM y el módulo de electrónica de potencia basado en IGBT's son modelados en el programa Multisim™ mientras los controladores PID, Difuso y el controlador Difuso-PSO propuesto son modelados y diseñados en LabVIEW™ por último en la séptima sección se presentan los resultados obtenidos mediante la co-simulación.

## 2. Estructura de control para el BLDCM

### 2.1. Módulo de electrónica de potencia del BLDCM

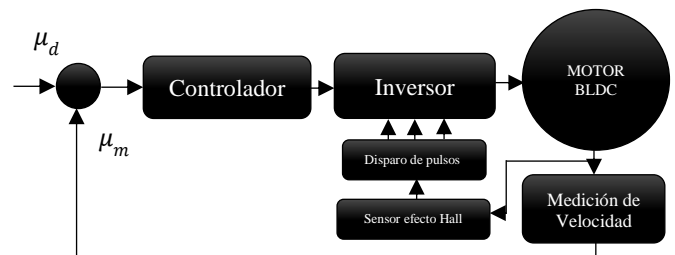


Figura 1: Diagrama a bloques del control de velocidad BLDCM.

En la Figura 1, se muestra un diagrama a bloques de la estructura para el control velocidad del BLDCM, el cual comúnmente está formado por: un motor BLDC, sensores de efecto Hall, la medición de velocidad, un inversor CD-CA y el controlador. En la Figura 2, se muestra un circuito estándar del BLDCM diseñado en Multisim™, en donde, el motor BLDC esta denotado por M1, la etapa de adquisición de la posición está compuesta tres sensores de efecto Hall indicados como A, B y C, además seis IGBTs los cuales integran el inversor los cuales están etiquetados como Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6. El controlador mueve el rotor de acuerdo a una secuencia de conducción y conmutación de la corriente, la cual circula a través de los IGBTs del inversor, esto para energizar a las bobinas del estator y así generar un campo magnético ortogonal a la dirección del campo magnético producido por los imanes permanentes del rotor (National Instruments, 2013).

### 2.2. Modelo dinámico del BLDCM

El modelo dinámico del BLDCM se obtiene mediante el circuito equivalente mostrado en la Figura 3, de acuerdo con (Hanselman 2006; Xia 2012), en donde el circuito de acoplamiento de las bobinas del estator con respecto a las constantes eléctricas del motor como

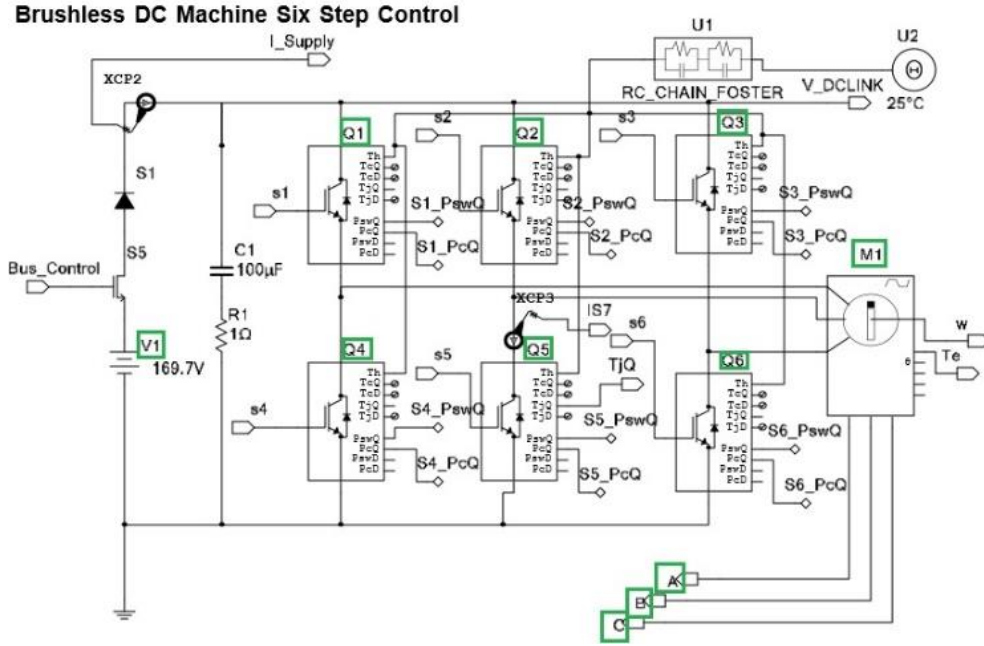


Figura 2: Estructura del sistema de control de un BLDCM.

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + (L - M) \begin{bmatrix} 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde  $R$  es la resistencia del estator por fase,  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  y  $i_{cs}$  son las corrientes de fase del estator,  $e_{as}$ ,  $e_{bs}$  y  $e_{cs}$  son las fuerzas contra electromotriz giratorias, las cuales son producidas por los devanados de flujo causados por el giro del motor. y la fem inducida en cada fase puede expresarse mediante (2)

$$\begin{aligned} e_{as} &= \omega \psi_m f_{as}(\theta) \\ e_{bs} &= \omega \psi_m f_{bs}(\theta) \\ e_{cs} &= \omega \psi_m f_{cs}(\theta) \end{aligned} \quad (2)$$

donde  $\omega$  es la velocidad angular,  $f_{as}(\theta)$ ,  $f_{bs} = f_{as}(\theta - 2\pi/3)$  y  $f_{cs} = f_{as}(\theta + 2\pi/3)$  son las funciones de las formas de onda de la fuerza contra electromotriz de cada fase respectivamente y  $\psi_m$  es el valor máximo del acoplamiento del flujo del imán permanente de cada bobina como  $\psi_m = 2NSBm$ . Así, considerando las corrientes de fase de los devanados, la velocidad angular y la posición del rotor; las características dinámicas de BLDCM se pueden expresar como en la ecuación (3), mediante variables de espacio de estado.

Debido a que los devanados del estator son simétricos, la auto-inductancia se considera como  $L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L$  y la inductancia mutua están dadas por  $M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M$ , así, el par electromagnético empleado puede describirse en (4) como

$$T_e = \psi_m [f_{as}(\theta_r) i_{as} + f_{bs}(\theta_r) i_{bs} + f_{cs}(\theta_r) i_{cs}] (N \cdot m) \quad (4)$$

Por último, el modelo completo del sistema electromecánico se puede obtener mediante la ecuación (5)

$$T_e - T_l = J \dot{\omega}_m + B \omega_m \quad (5)$$

donde  $T_l$  es el par,  $J$  es el momento de inercia y  $B$  es el coeficiente de viscosidad.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{as} \\ \dot{i}_{bs} \\ \dot{i}_{cs} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{J} f_{as}(\theta_r) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_1} & 0 & -\frac{\psi_m}{J} f_{bs}(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_1} & -\frac{\psi_m}{J} f_{cs}(\theta_r) & 0 \\ \frac{\psi_m}{J} f_{as}(\theta_r) & \frac{\psi_m}{J} f_{bs}(\theta_r) & \frac{\psi_m}{J} f_{cs}(\theta_r) & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ L-M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ T_l \end{bmatrix} \quad (3)$$

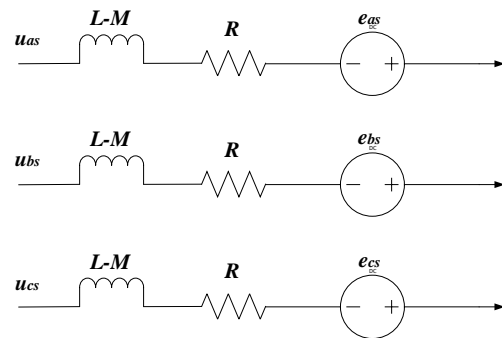


Figura 3: Estructura del sistema de control de un BLDCM.

### 3. Pérdidas en el módulo de electrónica de potencia

Las pérdidas en los IGBTs se presentan durante la conducción y conmutación, mientras que en los diodos ocurren en la conducción y en la recuperación del dispositivo después de la conducción de los IGBTs (Infineon, 2012). Las oscilaciones de

temperatura representan pérdidas y estrés en las uniones de los semiconductores, por lo que, para incrementar el tiempo de vida en los semiconductores, los cambios de temperatura deben ser reducidos (ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, 2014).

### 3.1. Pérdidas de potencia

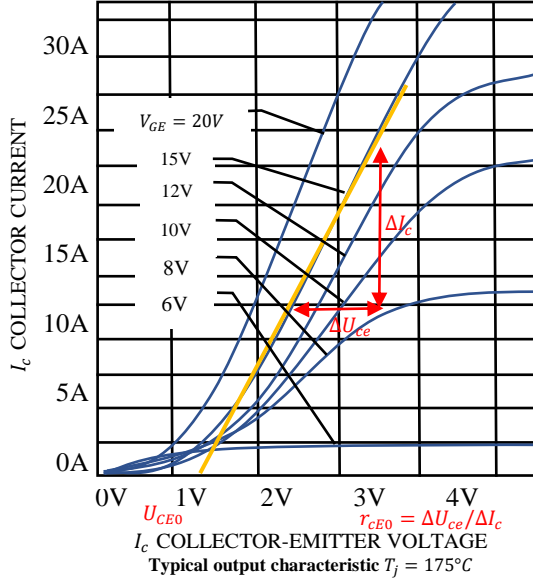


Figura 4: Valores de  $u_{CE0}$  y  $r_c$  ( $r_c = \Delta U_{ce}/\Delta I_c$ ) de un IGBT en la hoja de datos.

Las pérdidas totales de potencia en el circuito del IGBT son obtenidas sumando las pérdidas de energía del circuito IGBT y del circuito diodo. Las pérdidas de potencia en el IGBT se pueden clasificar como pérdidas en el estado de conducción y de conmutación. Las pérdidas de potencia en estado de conducción del IGBT se calculan empleando (6)

$$P_{CT} = u_{CE0} * I_{cav} + r_c I_{Crms}^2 \quad (6)$$

donde  $u_{CE0}$ ,  $r_c$ , y  $I_{cav}$  también se pueden estimar empleando la hoja de especificaciones del IGBT, la cual es proporcionada por el fabricante tal como se muestra en la Figura 4 (Graovac, D. y Pürschel, M., 2009; Infineon, 2012). Por otra parte, las pérdidas de potencia en estado conducción del diodo se calculan mediante la ecuación (7)

$$P_{CD} = u_{D0} * I_{Dav} + r_D I_{Drms}^2 \quad (7)$$

en donde  $P_{CT}$  y  $P_{CD}$  se pueden también estimar mediante la hoja de datos que el fabricante ofrece, tal como se muestra en la Figura 5, (Graovac y Pürschel, 2009; Infineon, 2012).

En cambio, las pérdidas de potencia por conmutación en el IGBT están descritas por las ecuaciones (8) y (9)

$$E_{onT} = \int_{ton} (u_{CE0} * i_c(t)) dt \quad (8)$$

$$E_{offT} = \int_{toff} (u_{CE0} * i_c(t)) dt \quad (9)$$

por lo que, la energía de encendido en el diodo en su mayoría es la energía de recuperación inversa y es calculada por la ecuación (10)

$$E_{onD} = \int_{toff} (u_D(t) * i_F(t)) dt \quad (10)$$

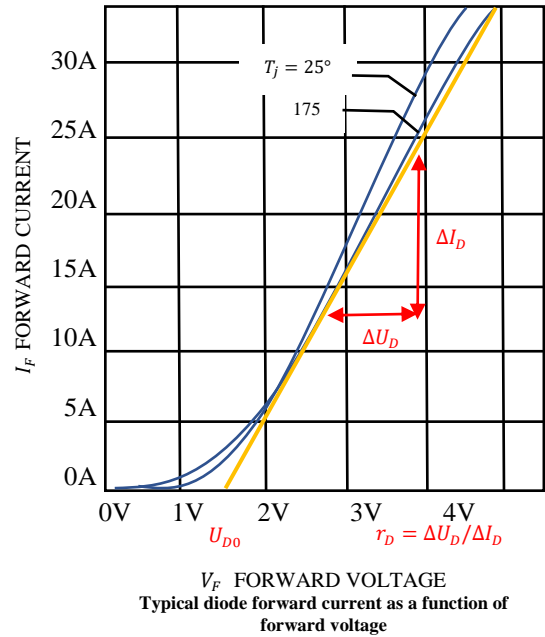


Figura 5: Valores  $u_{D0}$  y  $r_D$  ( $r_D = \Delta U_D/\Delta I_D$ ) de la hoja de datos.

donde las pérdidas por apagado en el diodo normalmente se desprecian,  $E_{offD} \approx 0$ ; de acuerdo a (Haaf, P y Harper, 2007; Infineon, 2012; ST Microelectronics, 2017), en donde se indica que las pérdidas por apagado en el diodo se presentan en menor magnitud que las pérdidas por recuperación inversa durante el encendido. Por otra parte, las pérdidas totales por conmutación de los IGBT se pueden obtener mediante la ecuación (11)

$$P_{swT} = (E_{onT} + E_{offT}) * F_{sw} \quad (11)$$

y las pérdidas totales por conmutación en el diodo están dadas por la ecuación (12), esta relación está dada por el producto de las energías de conmutación y la frecuencia de conmutación ( $F_{sw}$ )

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) * (F_{sw}) \approx E_{onD} * (F_{sw}) \quad (12)$$

así, las pérdidas totales de potencia están dadas por la ecuación (13)

$$W = P_{CT} + P_{swT} + P_{CD} + P_{swD} \quad (13)$$

Las pérdidas de conmutación de un IGBT también pueden calcularse mediante la curva característica de conmutación versus el corriente colector como se muestra en la Figura 6, mientras que las pérdidas de conmutación del diodo se pueden estimar como se muestra en (Fuji Electric, 2015).

### 3.2. Pérdidas por temperatura

La trayectoria que sigue el calor, debido a las pérdidas de potencia, a través del módulo IGBT (y diodo), es mostrado en el diagrama de la Figura 7(a). En donde,  $W$  representa las pérdidas de potencia,  $T_j$  es la temperatura de unión de circuito IGBT,  $T_f$  es la temperatura del casco,  $T_c$  es la temperatura del disipador,  $T_a$  es la temperatura ambiente,  $R_{th(j-c)}$  es la resistencia térmica de contacto entre el circuito del IGBT y el contenedor,  $R_{th(c-f)}$  es la

resistencia térmica de contacto del casco y disipador y  $R_{th(f-a)}$  es la resistencia entre el disipador y el medio ambiente y de acuerdo con (Fuji Electric, 2015), la temperatura de unión  $T_j$  es calculada por la ecuación térmica (14) como.

$$T_j = W * (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)} + R_{th(f-a)}) + T_a \quad (14)$$

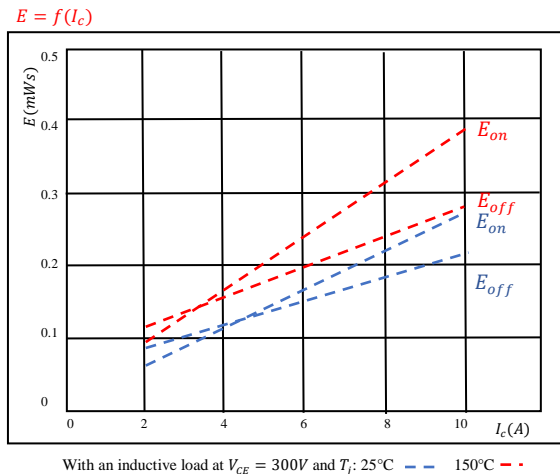


Figura 6: Pérdidas de potencia de conmutación en función de la corriente de colector.

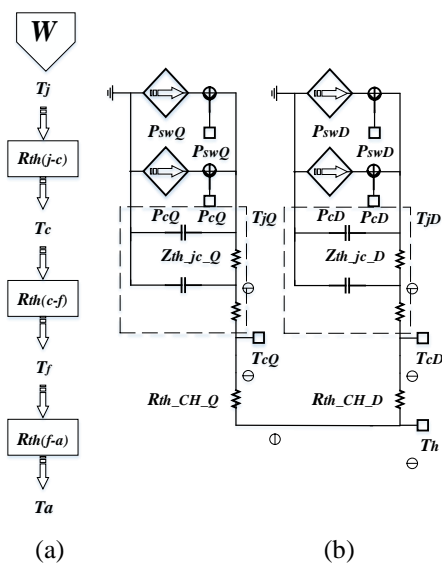


Figura 7: (a) Circuito equivalente termo-resistivo, (b) modelo electro-térmico.

Por otra parte, el modelo de las pérdidas de conmutación y conducción es obtenido utilizando los perfiles de temperatura en el IGBT mediante redes electro-térmicas como se muestra en la Figura 7(b), (Wintrich, A., Nicolai, U., Reimann, T., y Tursky, W., 2011).

### 3.3. Calculo de la vida útil

La vida útil de los semiconductores se puede calcular mediante la curva del ciclo de potencia, la cual presenta la relación entre el cambio de temperatura  $\Delta T_j$  y el número de ciclos. Esta curva describe el comportamiento de la temperatura de la unión, esto cuando aumenta y disminuye rápidamente durante un ciclo de trabajo. Estos cambios de temperatura causan el deterioro de la interfaz entre el cable de unión de aluminio y la interconexión de la superficie del circuito del IGBT. En la Figura 8, se muestran el

patrón de cambio de temperatura  $\Delta T_j$  de acuerdo a un flujo de corriente en un ciclo de potencia de prueba.

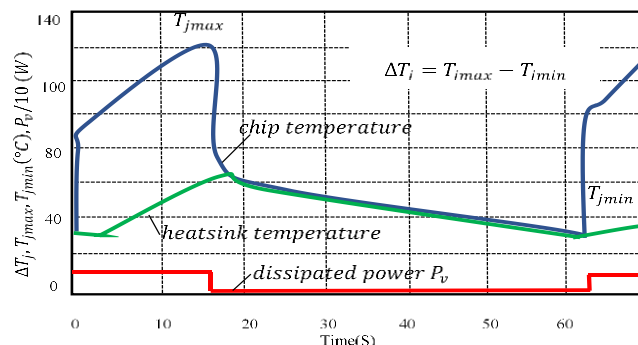


Figura 8: Patrón de temperatura,  $\Delta T_j$ , de acuerdo al flujo de corriente.

Durante un ciclo de prueba de potencia,  $\Delta T_j$ , la temperatura de unión se incrementa y se decrementa en ciclos de corto tiempo, por lo tanto, la dominante diferencia de temperatura entre el silicio y el alambre de unión produce estrés térmico. Como resultado, la vida útil del ciclo de potencia en un cambio de temperatura  $\Delta T_j$  está principalmente limitada por las uniones de cables de unión de aluminio al circuito del IGBT. Así, la Figura 9 muestra la curva los ciclos de vida útil para un módulo IGBT con incremento de temperaturas  $\Delta T_{jmin} = 25^\circ\text{C}$  y un  $\Delta T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$  de acuerdo a (ABB Switzerland Ltd and Semiconductors 2014; Fuji Electric 2015). Por lo que, los Ciclos Antes de que Falle (CAF) pueden ser obtenidos mediante la ecuación (15)

$$CAF = 541162959016419 * \Delta T^{-5.12121} \quad (15)$$

donde  $\Delta T = P_t Z_{th}$ ,  $P_t = I_{rms}^2 R_{on}$ , y  $Z_{th} = 2.3354 F_r^{-0.165}$  y el Tiempo Antes de Fallar (TAF) en años, es calculado en (16)

$$TAF = \frac{CAF}{Fr} * 60 * 24 * 265 \text{ years} \quad (16)$$

donde  $Fr$  es la frecuencia de oscilación térmica (Fuji Electric 2015; Vincotech 2017). En la Tabla 2 se muestran los parámetros de los IGBTs considerados en la co-simulación de Multisim™, estos parámetros son obtenidos de la hoja de datos del IGBT 10-0B066PA00Sb-M992F0 (Vincotech 2017).

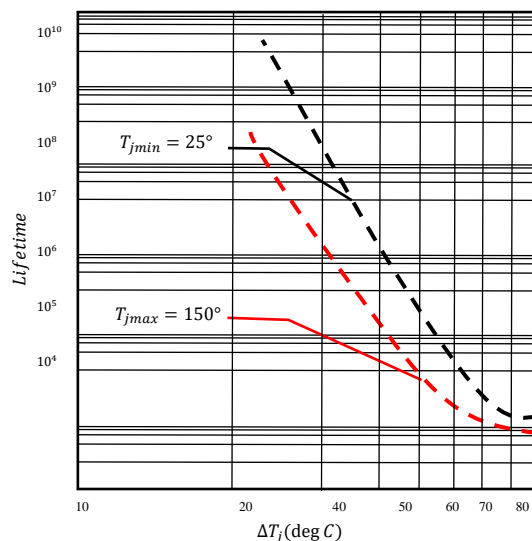


Figura 9: Curva de ciclos de vida útil.



#### 4. Control difuso

Los conjuntos difusos que son la base de la lógica difusa fueron propuestos por (Zadeh, 1965) como una clase de conjuntos difusos con una membresía continua. Un Controlador Lógico Difuso se ilustra en la Figura 10, el cual contiene las siguientes etapas:

- *Interfaz de Fuzzificación* que transforma valores de entrada nítidos en valores difusos.
- Un *Conjunto de Reglas Base* que consiste en una base de datos y un conjunto de reglas lingüísticas.
- Una *Máquina de Inferencia* que toma decisiones empleando implicaciones difusas y reglas lingüísticas y
- Una *Interfaz de Defuzzificación* la cual transforma un valor difuso en un valor nítido, a partir de una acción de lógica difusa inferida.

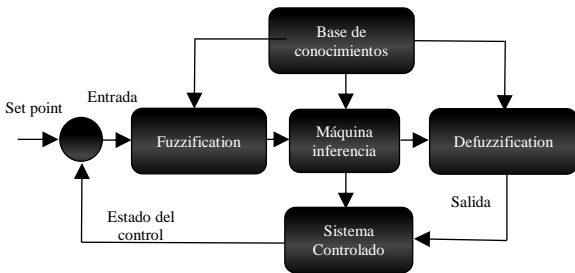


Figura 10: Diagrama a bloques del control de lógica difusa.

##### 4.1. Diseño del controlador

La idea principal de un controlador difuso es que el comportamiento dinámico de un sistema sea caracterizado por un conjunto de reglas lingüísticas basadas en el conocimiento de un experto. Una metodología útil para diseñar el controlador difuso se basa en un plano de fase lingüístico (Park, Jong Mun, 2004) como se muestra en la Figura 11. El error y la aproximación de la derivada del error, las cuales se consideran como entradas, y son obtenidas mediante las ecuaciones (17) y (18)

$$e_c(k) = \omega_d(k) - \omega(k) \tag{17}$$

$$\dot{e}(k) = \frac{\Delta e(k)}{\Delta t} = e(k) - e(k - 1) \tag{18}$$

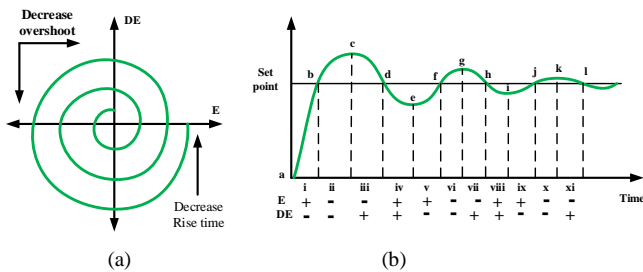


Figura 11: Plano de fase lingüístico.

La ecuación (17) define el error en una muestra (k), donde  $e_c(k)$  es la diferencia entre la velocidad deseada  $\omega_d(k)$  y la velocidad real  $\omega(k)$ . La ecuación (18) define el incremento del error  $\dot{e}(k)$ , el cual puede ser calculado mediante el error actual  $e(k)$  y el error anterior  $e(k - 1)$ . Estas variables deben ser fuzzificadas por las funciones de pertenencia en la etapa de fuzzificación, como se muestra en la Figura 12, en donde se

presentan las funciones de membresía para las entradas  $e(k)$  y  $\dot{e}(k)$  y la salida  $i_c(k)$ , en donde esta última es la variación de la señal de control para alcanzar la velocidad deseada.

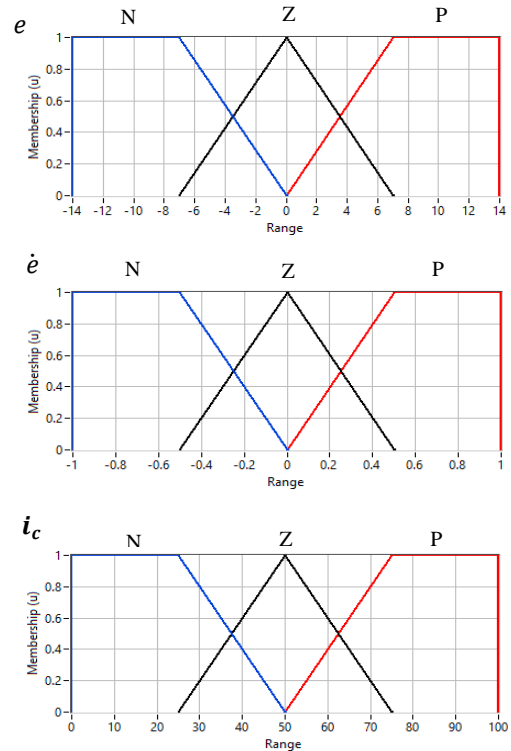


Figura 12: Funciones de membresía de entrada y salida:  $e$ : error,  $\dot{e}$ : derivada del error y,  $i_c$ : salida.

Así, las variables lingüísticas  $e(k)$  y  $\dot{e}(k)$  se consideran como antecedentes y  $i_c(k)$  como la conclusión de la etapa de conocimientos, por lo que en la Figura 12 las funciones de membresía son diseñadas según el método de Mamdani, la base de conocimiento puede ser expresada como declaraciones *si-entonces* y con esto es posible diseñar una base de reglas y a esto se conoce comúnmente como el motor de inferencia, por último la base de reglas se muestra en la Tabla 1. El universo de discurso de  $e(k)$ ,  $\dot{e}(k)$  y  $i_c(k)$  son acotados por los intervalos  $[-14, 14]$ ,  $[-1, 1]$  y  $[0, 100]$  respectivamente. Los antecedentes y conclusión difusas están compuestas de los siguientes términos lingüísticos: N (Negativo), Z (Cero), y P (Positivo) de acuerdo a la metodología presentada en (Ponce, 2010), en donde:

- La función de saturación a la derecha definida por
 
$$f(x) = \begin{cases} x < \alpha & \rightarrow 1 \\ \alpha \leq x \leq \beta & \rightarrow \frac{\beta - x}{\beta - \alpha} \\ x > \beta & \rightarrow 0 \end{cases} \tag{18}$$
- La función de saturación a la izquierda definida por
 
$$f(x) = \begin{cases} x \leq \alpha & \rightarrow 1 \\ \alpha \leq x \leq \beta & \rightarrow \frac{x - \alpha}{\beta - \alpha} \\ x \geq \beta & \rightarrow 0 \end{cases} \tag{19}$$
- La función triangular definida por
 
$$f(x) = \begin{cases} \alpha \leq x \leq \beta & \rightarrow \frac{x - \alpha}{\beta - \alpha} \\ \beta \leq x \leq l & \rightarrow \frac{l - x}{l - \beta} \\ 0 & \text{de otra manera} \end{cases} \tag{20}$$

Tabla 1: Reglas de Control Difuso para la Figura 12

Reglas	Valores			Puntos de Referencia
	$e$	$\dot{e}$	$i_c$	
1	P	Z	P	a,e,i
2	N	N	Z	b,f,j
3	N	Z	N	c,g,k
4	P	P	Z	d,h,l
5	Z	Z	Z	sp
6	P	N	P	i(rt)v
7	N	N	N	ii(os) vi
8	N	P	N	iii,vii
9	P	P	P	iv,viii
10	Z	N	P	ix
11	Z	P	N	xi

Donde los valores de la Tabla 1 son N: Negativo, Z: Cero, P: Positive,  $e$ : error,  $\dot{e}$ : error derivativo,  $i_c$ :salida, sp: referencia, rt: tiempo de elevación, os: sobretiro.

Por otra parte, de acuerdo al método de Mamdani, la base de conocimiento puede ser expresada como declaraciones *Si-Entonces* definida por

$$R_i: \text{Si } x \text{ es } A \text{ Y } y \text{ es } B \text{ Entonces } z \text{ es } C \quad (21)$$

donde A, B y C son valores lingüísticos (N, Z y P) definidos por conjuntos difusos sobre el universo del discurso de  $e(k)$ ,  $\dot{e}(k)$  y  $i_c(k)$  respectivamente (Lee, 2005). De acuerdo a la base de reglas de la Tabla 1 y el plano lingüístico de la Figura 12, es posible diseñar un controlador difuso. En el diseño del control se consideran las reglas  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_8, R_{10}$ , y de acuerdo al método de Mamdani, la conclusión inferida  $C^*$  es dada por de forma general como (Lee, 2005).

$$C^* = U_{j=1}^n C_i^* \quad (22)$$

donde  $C^* = \mu_C(i_c)$ ; y  $U_{j=1}^n C_i^* = U_{j=1}^n [\alpha_j \cap \mu_{C_j}(i_c)]$ . Por último, la etapa de defuzzificación obtiene un valor nítido desde la etapa de evaluación de la regla. Por lo que, se utiliza el método del centro de gravedad para obtener la acción de control no difuso que mejor representa a la acción de control difusa inferida, el valor nítido es obtenido mediante la expresión siguiente

$$z^* = \frac{\sum \mu(z) \cdot z}{\sum \mu(z)} \quad (23)$$

Así, es posible que el controlador tenga un tiempo de subida grande con un sobre impulso pequeño. Por lo tanto, esta metodología de diseño se puede aplicar para un controlador robusto y rápido (Ponce, 2010).

## 5. Optimización por Enjambre de Partículas

El algoritmo PSO fue desarrollado por (Eberhart y Kennedy 1995), este método se basa en el comportamiento y movimiento de bandadas de aves y bancos de peces, lo cuales se mueven de forma coordinada. Así, este algoritmo fue desarrollado para optimizar funciones multidimensionales y no lineales, el cual se puede representar mediante el siguiente pseudocódigo de acuerdo a (Zhan et al., 2009) como:

### Paso 1: Inicialización

Para cada particular de población,  $N$ , hacer:

- 1) Inicialización de la posición de cada partícula  $x_{ij}$
- 2) Inicialización  $P_i$ .
- 3) Inicialización  $g$ .
- 4) Inicialización  $v_{ij}$ .

### Paso 2: Repetir hasta el criterio de satisfacción

Para cada partícula de la población,  $N$ , hacer:

- 1) Poner números aleatorios para  $r_{1j}$  y  $r_{2j}$ .
- 2) Actualiza su velocidad con la ecuación 24
- 3) Actualiza su posición con ecuación 25
- 4) Si  $x_{ij}(\hat{k}) < P_i(\hat{k})$ , entonces
  - a. Actualiza la mejor posición local
  - b. Si  $P_i(\hat{k}) < g(\hat{k})$  entonces actualiza la mejor posición global  $g(\hat{k})$ .

### Paso 3: Obtén la mejor solución $g(\hat{k})$ .

### 5.1. Algoritmo PSO

En los últimos años, el algoritmo PSO se ha aplicado a una gran cantidad de problemas, como lo es la estimación de parámetros, reconocimiento de patrones, optimización de funciones no lineales y problemas multiobjetivo como se puede ver en (Song y Gu 2004, Poli 2008, Zhan et al., 2009, Corne et al., 2012). Para implementar el algoritmo PSO, es necesario generar una población de partículas y ubicarlas a lo largo de todo el espacio de trabajo o interés, en donde cada una de las partículas de la población cuenta con características como lo son la posición  $x_{ij}(\hat{k})$ , velocidad  $v_{ij}(\hat{k})$  y su mejor posición con respecto a el objetivo de optimización esto de forma local  $P_i(\hat{k})$ . Por otra parte, dentro de toda la población existe por lo menos una partícula que se encuentre ubicada muy cercana al objetivo de la optimización, por lo que a esta partícula se le conoce como la mejor partícula global  $g(\hat{k})$ . En la Figura 13 se muestra un ejemplo del funcionamiento del algoritmo PSO. En esta Figura se representa una partícula con el círculo negro, la cual tiene de forma inherente una posición  $x_{ij}(\hat{k})$ , además de una línea negra que representa la velocidad  $v_{ij}(\hat{k})$ , es decir la dirección hacia donde ira en busca del objetivo principal de la optimización, con un cuadro azul se representa la mejor posición en un espacio local que esta partícula ha ocupado, por último, con un triángulo de color rojo se representa la mejor posición global  $g(t)$  de toda la población. Una vez ubicada la partícula en el espacio de trabajo, esta comenzara a moverse mediante el cálculo de una nueva posición y velocidad, de acuerdo a los cálculos de las ecuaciones. (24) y (25), es decir la nueva posición toma como referencia la posición actual, la velocidad actual, la mejor posición local actual de cada partícula representadas en la Figura 13 como líneas de color naranja, además de la ubicación de la mejor partícula global, como resultado se obtiene una resultante que simboliza la velocidad con la que esa partícula se moverá a la nueva ubicación, por último el resultado del cálculo de la nueva posición de la partícula está representada con un círculo verde. Este proceso se repite de forma interactiva de acuerdo al paso 2 del pseudocódigo presentando.

Así, la actualización de posición y velocidad se puede definir de acuerdo a las ecuaciones (20) y (21).

$$v_{ij}(\hat{k} + 1) = \omega v_{ij}(\hat{k}) + r_{1j} C_1 (P_i(\hat{k}) - x_{ij}(\hat{k})) + r_{2j} C_2 (g_j(\hat{k}) - x_{ij}(\hat{k})) \quad (24)$$

$$x_{ij}(\hat{k} + 1) = x_{ij}(\hat{k}) + v_{ij}(\hat{k} + 1) \quad (25)$$

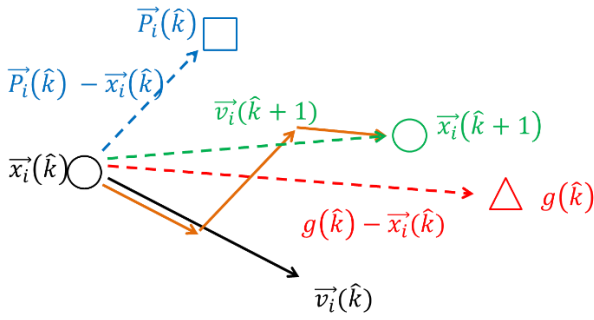


Figura 13: Representación de PSO.

donde

- $i = 1, 2, \dots, N$ , y  $N$  es el tamaño de la población.
- $j = 1, 2, \dots, D$ , y  $D$  es el número de dimensiones.
- $\hat{k} = 1, 2, \dots, iter$ , y  $iter$  es el número máximo de interacciones.
- $x_{ij}(\hat{k})$  es la posición de la partícula  $i$ , dimensión  $j$  en la interacción  $\hat{k}$ .
- $v_{ij}(\hat{k})$  es la velocidad de la partícula  $i$ , dimensión  $j$  en la interacción  $\hat{k}$ .
- $P_i(\hat{k})$  es la mejor posición local de la partícula  $i$ , en la interacción  $\hat{k}$ .
- $g(\hat{k})$  es el mejor global.
- $\omega$  es un factor inercial.
- $C_1, C_2$  son constantes de aceleración.
- $r_1, r_2$  son números aleatorios independiente, uniformemente distribuidos (0,1).

### 5.2. Optimización de las funciones de membresía

Si consideramos la definición de una función de membresía triangular en la ecuación (20), podemos ejemplificar la optimización mediante el algoritmo PSO, la cual está compuesta por los valores  $\alpha, \beta$  y  $l$ , estos valores son considerados variables de decisión en el algoritmo de optimización, dichas características son descritas en cada una de las partículas de la población del algoritmo de optimización, por otra parte si se considera una población de 30 partículas, el algoritmo de optimización puede definir la población y las dimensiones de cada una de las partículas de la siguiente manera

$$x_{ij} = x_{1,3} = x_{1,1} + x_{1,2} + x_{1,3} \quad (26)$$

en donde  $P_i$  representa una partícula compuesta por tres variables de decisión como  $j = 3$  y es parte de una población de partículas definidas como  $n = 30$ , además  $i = 1$  indica el individuo seleccionado que en este caso es el primero. Una vez definidas las características de la partícula, el algoritmo inicializa las posiciones de toda la población como

$$\begin{aligned} x_{1,3} &= x_{1,1} + x_{1,2} + x_{1,3} \\ &\vdots \\ x_{30,3} &= x_{30,1} + x_{30,2} + x_{30,3} \end{aligned} \quad (27)$$

y las velocidades de acuerdo a la siguiente expresión

$$\begin{aligned} v_{1,3} &= v_{1,1} + v_{1,2} + v_{1,3} \\ &\vdots \\ v_{30,3} &= v_{30,1} + v_{30,2} + v_{30,3} \end{aligned} \quad (28)$$

así, en la etapa de inicialización se asigna el valor de las mejores posiciones locales  $P_i$  de cada individuo de la población como

$$\begin{aligned} P_1 &= x_{1,3} = x_{1,1} + x_{1,2} + x_{1,3} \\ &\vdots \\ P_{30} &= x_{30,3} = x_{30,1} + x_{30,2} + x_{30,3} \end{aligned} \quad (29)$$

por último, en la etapa de inicialización se evalúan cada una de las partículas en la función objetivo definida en (17), en la cual se requiere que se minimice el error, por lo que, como resultado de la evaluación de toda la población en la función objetivo, si suponemos que la partícula 4 obtuvo el valor mínimo de toda la población, se puede definir al mejor global como  $g$

$$g = P_4 = x_{4,3} = x_{4,1} + x_{4,2} + x_{4,3} \quad (30)$$

en donde  $\hat{k}$  denota la iteración que este caso no es indicada debido a que es la etapa de inicialización. Una vez finalizado este proceso, se inicia con la optimización de cada una de las posiciones de las partículas dentro de un ciclo *for*, cada una de las partículas calculan nuevos valores de la posición y la velocidad de mediante las ecuaciones (24) y (25) en un número determinado de iteraciones por ejemplo  $\hat{k} = 10$ , después las nuevas posiciones son evaluadas en la función objetivo, el resultado es comparado primero con respecto al mejor local, por lo que si es mejor el valor del mejor local es actualizado como en la ecuación (29), después si el valor es mejor que el valor del mejor global, este es actualizado como en la ecuación (30), este proceso ocurre hasta que se cumplan el número de iteraciones.

### 6. Diseño y co-simulación

Los objetivos principales de este diseño de control son alcanzar la velocidad del BLDCM deseada y al mismo tiempo controlar la temperatura de los IGBTs del módulo de potencia, para aumentar la vida útil de este; para lograr esto, se propone el diseño de un controlador Difuso-PSO para el control de velocidad de BLDCM, el cual esta basado en el diagrama que se muestra en la Figura 14, donde  $\omega_d$  es la velocidad y  $t_d$  la temperatura deseadas,  $t$  es la temperatura detectada y  $\omega$  es la velocidad real. Así, una de las características principales de este controlador es la definición de la función objetivo, la cual considera la suma del error de temperatura  $e_t$  y error de la velocidad  $e_c$  como se muestra en (31).

$$f_c = e_c + e_t \quad (31)$$

donde,  $e_t$  es la diferencia entre la temperatura deseada y la temperatura de funcionamiento como  $e_t = t_d - t$ , por otro lado,  $e_c$  es la diferencia entre la velocidad deseada y la velocidad real mostrada en (17), entonces, esta función se minimiza al mismo tiempo que el algoritmo PSO modifica los parámetros de funciones de membresía del controlador difuso.

El controlador Difuso-PSO considera el error de velocidad y el error de temperatura. Así, el diseño considera la metodología convencional como se presenta en la sección del diseño del controlador difuso, las funciones de membresía de salida y entrada se muestran en la Figura 12, como entradas a  $e$  y  $\dot{e}$  e  $i_c$  como salida; la Tabla 1, muestra las reglas base. Para la optimización de las funciones de membresía del controlador propuesto se considera el algoritmo de PSO, esto para alcanzar la velocidad deseada y la temperatura deseada en la etapa electrónica de potencia.

El algoritmo PSO se usa para encontrar las mejores posiciones de funciones de membresía del control difuso, el cual está diseñado para alcanzar la velocidad deseada al mismo tiempo que reduce los cambios drásticos de temperatura presentada por los dispositivos de electrónica de potencia. Esto se puede apreciar en



el diagrama de flujo de la Figura 15, en donde se inicializa cada posición de partícula con los valores de las funciones de membresía mostrados en la Figura 12, después el control difuso es evaluado en co-simulación, si las posiciones actuales son las mejores, el algoritmo no mueve las funciones de membresía, pero, si la solución no es la mejor, el algoritmo obtiene nuevas posiciones de las funciones de membresía y el proceso continúa hasta que el algoritmo encuentre la mejor solución.

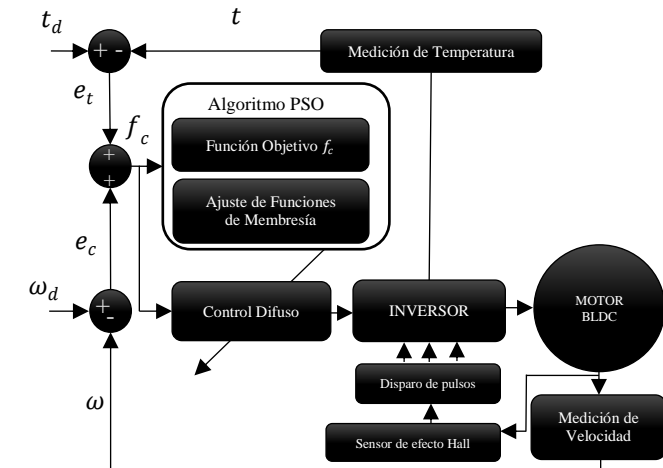


Figura 14: Diagrama del control Difuso-PSO.

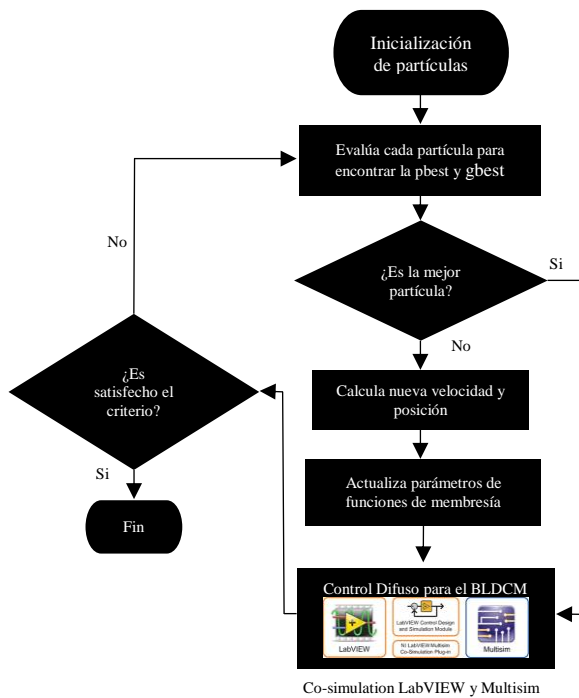


Figura 15: Diagrama de flujo de la optimización del controlador Difuso-PSO.

### 6.1. Co-simulación

Los subsistemas que describen la dinámica del control de velocidad de un motor BLDC, pueden ser implementadas en co-simulación con el fin de analizar su respuesta dinámica durante un período específico de tiempo (Gomes et al., 2017). En el diseño de prototipos es crucial saber cuándo es posible usarlo y bajo qué condiciones es seguro, por lo que se diseña un marco experimental, el cual es un conjunto de suposiciones para obtener

el comportamiento y compararlo con un mundo real; por otro lado, la validez funciona bajo suposiciones específicas en comparación con las apropiaciones generales usadas por el marco experimental (Cellier y Kofman 2006; Gomes et al. 2017).

Tabla 2: Parámetros para la configuración de la co-simulación

Parámetros del BLDCM		
	Valor	Unidad
Inductancia estator	0.15	mH
Resistencia estator	0.6	$\Omega$
Velocidad constante	0.03	Vs/rad
Par constante	0.03	Nm/A
Número de polos	2	
Parámetros del IGBT 10-0B066PA00Sb-M992F09		
$V_{CE}$	600	mH
$R_{CE(ON)}$	0.1	$\Omega$
$I_C$	8-6	Vs/rad
$T_J$ , Temperatura de unión	80 a 175	Nm/A
$R_{J-S}$ , Resistencia térmica de unión al disipador	3,50	K/W
Parámetros del IGBT en co-simulación Multisim™		
IGBT	0.5	V
IGBT	0.1meg	$\Omega$
IGBT	10	$\Omega$
IGBT	0.7	V
Di	1m	$\Omega$
Dio	10meg	$\Omega$
Número de interruptores en paralelo	1	

Por lo que, la solución al problema del control de velocidad y la vida útil de los componentes electrónicos de potencia puede ser desarrollada mediante las herramientas de co-simulación de National Instruments, como lo son LabVIEW™ y Multisim™ como se muestra en la Figura 16, en donde el motor BLDC, sensores de efecto Hall e inversor trifásico son diseñados y simulados en Multisim™, en donde se consideran los parámetros que se muestran en la Tabla 2 y también, un módulo de seis IGBT 10-0B066PA00Sb-M992F09 (Vincotech 2017).

El diseño de las leyes de control se desarrolla en el programa LabVIEW™, en donde se diseñó un control PID, un control Difuso y un Difuso-PSO en la IDE *Control Design and Simulation Module*. El control Difuso-PSO propuesto en este el trabajo se ejecuta con la herramienta de control difuso de *Fuzzy Logic Toolkit* (Ponce-Cruz y Ramírez-Figueroa 2010), además, la optimización del controlador propuesto es a través del algoritmo de PSO el cual está desarrollado en LabVIEW™ y se presenta en la Figura 17, los autores desarrollaron este diseño mediante las siguientes herramientas, las cuales están divididas en cinco bloques, el bloque de *Iniciación* que contiene las entradas e inicialización de parámetros del algoritmo de optimización como lo son la población, posición, velocidad, el mejor local de cada partícula y el mejor global de la población, el bloque de *Población del PSO* en donde se calcula la nueva posición y velocidad de cada una de las partículas de la población, el bloque del *Motor BLDC* e cual contiene el diseño del motor, los sensores de efecto Hall y el inversor compuesto por seis IGBTs en Multisim™, el bloque del *controlador Fuzzy* tiene el control difuso desarrollado con la herramienta de *Fuzzy Logic Toolkit* (Ponce-Cruz y Ramírez-Figueroa 2010), por último, el bloque *PSO* contiene el algoritmo de optimización desarrollado en LabVIEW™ por los autores.

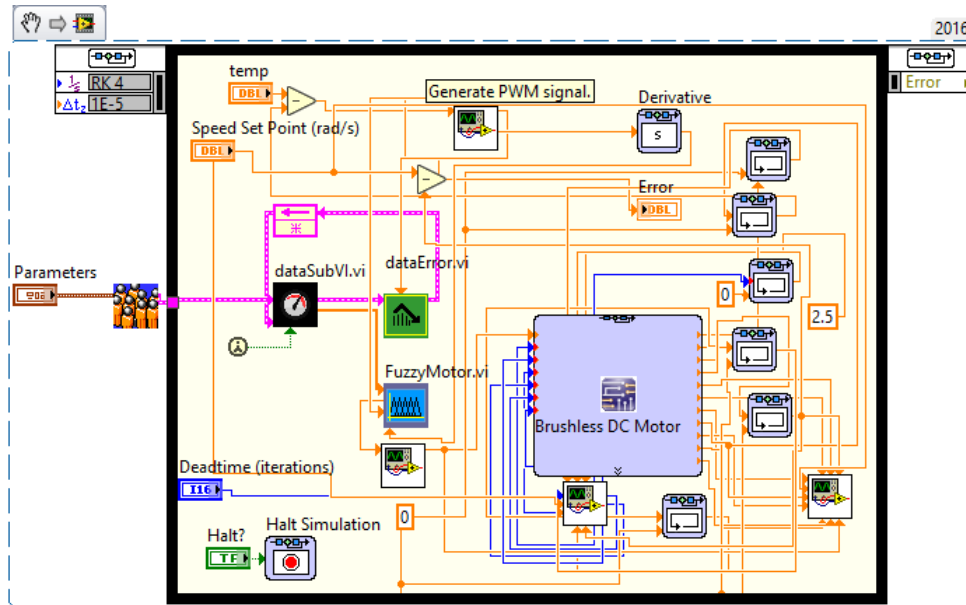


Figura 16: Implementación del Controlador Difuso en LabVIEW™.



Figura 17: PSO Toolkit implementado en LabVIEW™.

Adicionalmente, los parámetros que se utilizaron para la optimización de las funciones de membresía en el algoritmo PSO, son 30 individuos que conforman la población, la constante social  $C_1 = 0.005$ , la constante cognitiva  $C_2 = 0.002$  y la inercia  $W = 0.002$ , las restricciones que se consideraron, se muestran en la Tabla 2, las cuales son las capacidades mecánicas y eléctricas del BLDCM, además de las características de los semiconductores. Finalmente, la co-simulación está compuesta por el circuito del BLDCM simulado en el programa Multisim™. Asimismo, las leyes de control y optimización se simulan en el programa LabVIEW™, donde el propósito principal es obtener un seguimiento de comportamiento correcto del sistema acoplado a través de la co-simulación, en la Figura 18, se muestra el diagrama de bloques implementado en LabVIEW™ para ejecutar la co-simulación, este diagrama de bloques contiene el bloque *control and simulation loop*, útil para simular aplicaciones de sistemas de control y el bloque *multisim design* para establecer la comunicación con el programa de Multisim™.

## 7. Resultados

El diseño de la ley de control propuesto considera dos objetivos de control, el primero es la referencia de velocidad y el segundo es la temperatura deseada para aumentar la vida útil de los IGBT. Además, la validez del controlador propuesto se lleva a cabo a través de su co-simulación y la de los controles PID, y Difuso, los

cuales son evaluados y analizados a diferentes temperaturas deseadas, como 30 °C, 35 °C, 40 °C, 60 °C y 80 °C, así como también la velocidad de referencia es de 10 m/s.

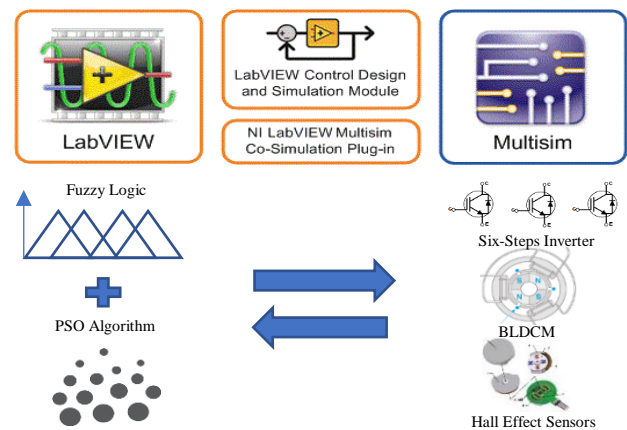


Figura 18: Diagrama de la Co-simulación en NI LabVIEW™ Multisim™.

### 7.1. Discusión

De acuerdo a la Figura 22 y a los parámetros deseados de velocidad y temperatura, la respuesta para alcanzar la velocidad de referencia del controlador PID presenta un corto tiempo en comparación con los otros dos controladores; pero no presenta una mejora en la temperatura de los semiconductores, la cual se mantiene a 125 °C. Por otra parte, el controlador Difuso presenta una mejora con respecto a la temperatura cuando los valores deseados son 40 °C y 60 °C, con estas características la temperatura de operación disminuye, en los otros casos la temperatura se mantiene igual que el control PID, por otro lado, la respuesta de control de velocidad es similar que PID; en los casos en que la temperatura decrece, el tiempo para alcanzar la velocidad deseada se incrementa. El controlador Difuso-PSO presenta la mejor respuesta para lograr el objetivo de control, debido a que reduce el sobre impulso de corriente, al mismo tiempo, que alcanza la temperatura y la velocidad de referencia en comparación con los controladores Difuso y PID. Su mejor respuesta se presenta cuando la temperatura deseada es de 30 °C,

en donde alcanza la velocidad deseada de una manera suave, con un pequeño sobre impulso de corriente, en donde también presenta un tiempo más alto para alcanzar la velocidad deseada en comparación con el controlador PID y Difuso. La Figura 23 muestra la respuesta de los controladores para alcanzar el punto de ajuste de velocidad deseado, en donde el controlador Difuso-PSO presenta un aumento del tiempo para alcanzar el punto de referencia y reducir los sobre impulsos en el tiempo de transición; lo cual se traduce a reducir los cambios de temperatura lo que también ayuda a incrementar el tiempo de vida útil de los dispositivos de electrónica de potencia, como lo son los IGBT los cuales son utilizados en el inversor.

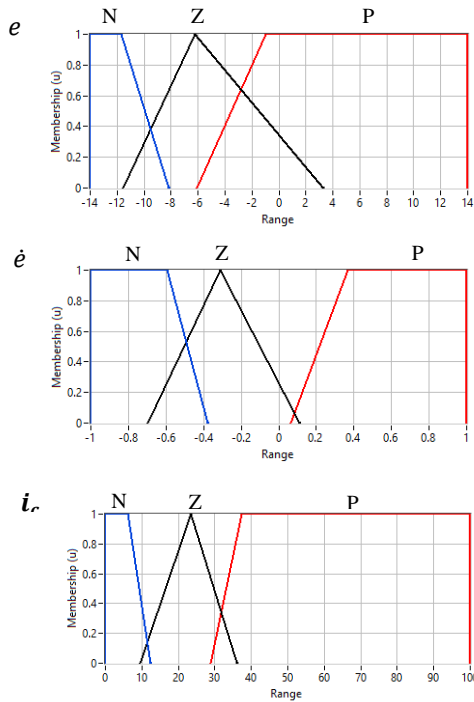


Figura 19: Sintonización de los parámetros de las funciones de membresía de entradas y salidas con el algoritmo PSO.

En la simulación conjunta, el control Difuso-PSO inicia con los parámetros de la función de pertenencia de las variables lingüísticas mostradas en la Figura 12, luego el algoritmo PSO comienza a mover los parámetros de estas funciones de pertenencia, por lo que la velocidad de adaptación de estos parámetros es basada principalmente en el parámetro de inercia y los factores de aceleración del algoritmo de optimización, si estos parámetros son grandes el control no alcanza los valores deseados. Por lo tanto, estos parámetros deben considerarse pequeños. En la Figura 19, se puede ver, la adaptación final de las funciones de membresía para alcanzar el punto de ajuste deseado del controlador, de igual forma en la Figura 23 se muestra la respuesta de los controladores, donde el control Difuso-PSO presenta un retraso en el tiempo para la velocidad deseada en comparación con otros controles, pero por otra parte el controlador propuesto mantiene los cambios de temperatura en un rango bajo, lo cual ayuda a el tiempo de vida útil de los semiconductores.

En la Tabla 3 se muestra el Error Cuadrático Medio (MSE) de cada controlador bajo diferentes temperaturas deseadas y considerando la misma velocidad deseada para todos los controladores, en donde el MSE de la respuesta del controlador Difuso-PSO muestra un buen rendimiento con respecto al incremento de tiempo de vida de los semiconductores utilizados en la etapa de electrónica de potencia. Luego, para calcular el ciclo de vida útil del módulo de potencia, es necesario usar la información térmica. En donde la relación entre la impedancia

térmica en función de la duración del pulso, como se muestra en la Figura 20 y la curva de vida útil cíclica de potencia, para calcular los ciclos de vida de los IGBT en el convertidor de potencia se muestra en la Figura 9.

Tabla 3: MSE de los controladores

MSE/T	30°	35°	40°	60°	80°
PID	60.8	60.8	60.8	60.8	60.8
Difuso	44.9	44.5	33.2	39.0	43.7
Difuso-PSO	37.5	43.7	42.4	52.5	44.0

Aplicando la información térmica del IGBT y la ondulación de la temperatura máxima  $T_{jmax}$  mostrada en la Figura 22, cuando el motor arranca, es posible calcular los CAF empleando (15) y la vida útil en años mediante la ecuación (16). Por lo que la Tabla 4 muestra el cálculo de TAF de los controladores PID, Difuso y Difuso-PSO. Mientras que en la Figura 21 se muestra el comportamiento del TAF vs la temperatura. En la Figura 22 se puede ver que el controlador Difuso- PSO tiene una vida más larga que las otras. Por lo general, la curva de vida útil del ciclo de potencia es presentada por los fabricantes a temperaturas de 40 °C, por lo que el controlador Difuso-PSO presenta una mejora en la vida útil en la mayoría de los casos.

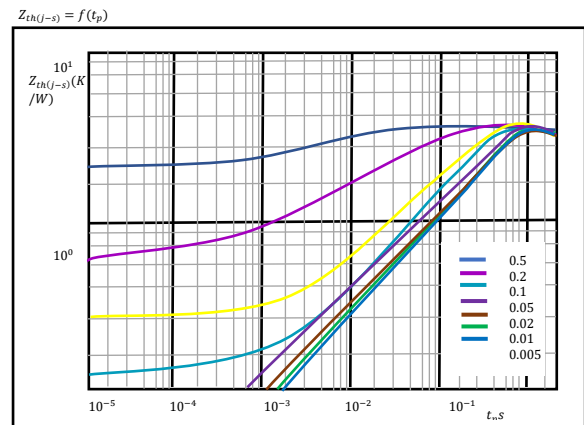


Figura 20: Impedancia térmica transitoria como función de la duración del pulso (Infineon 2012).

Tabla 4: TAF de los controladores

Temperatura °C	TAF (años)		
	PID	Difuso	Difuso-PSO
30	0.0052	0.0006	0.9352
35	0.0052	0.0006	0.1607
40	0.0052	0.0782	0.0782
60	0.0052	0.0023	0.0016
80	0.0052	0.0006	0.1607

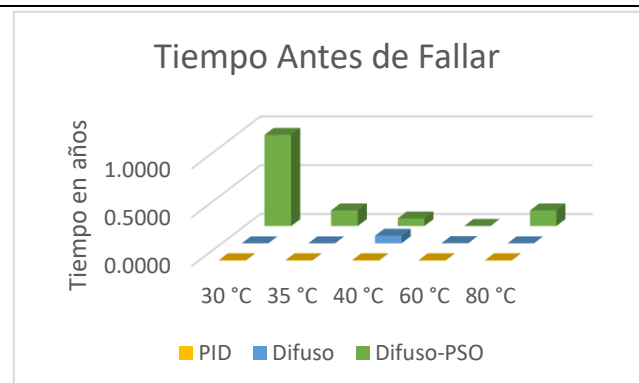


Figura 21: Comportamiento del TAF versus temperatura en años.

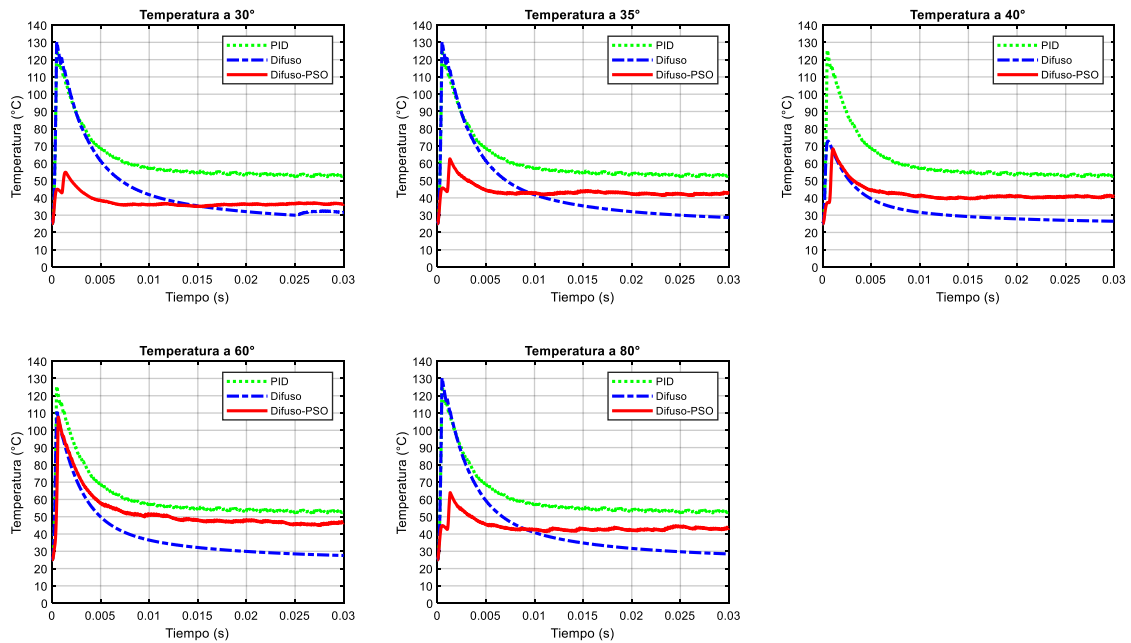


Figura 22: Controladores, P, Difuso y Difuso-PSO, a diferentes temperaturas.

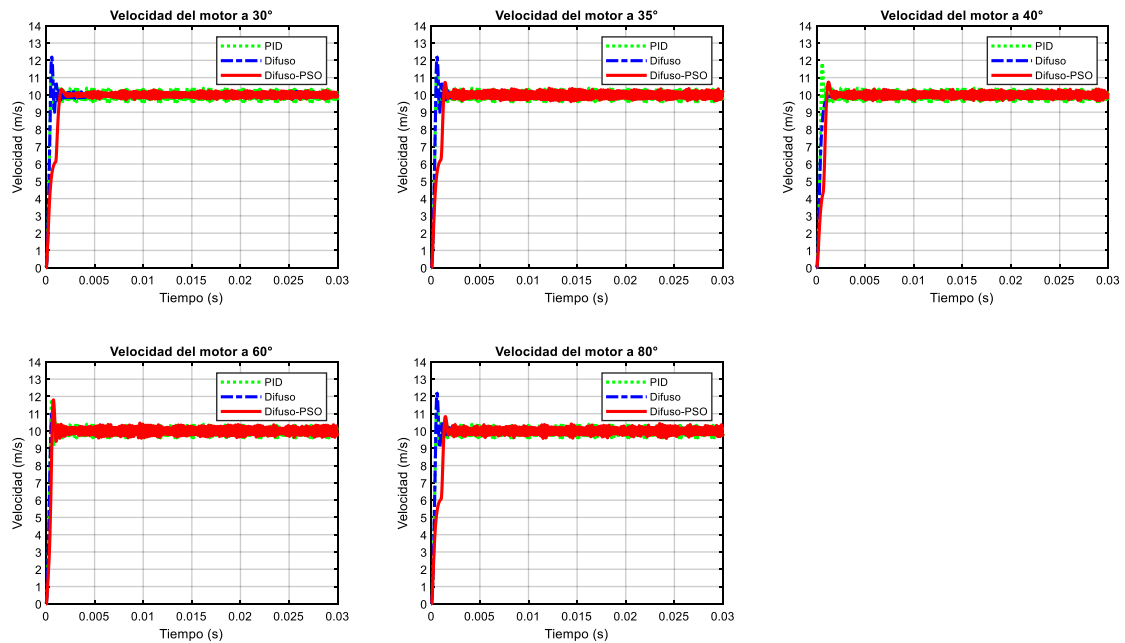


Figura 23: Respuesta de velocidad de los diferentes controladores.

## 8. Conclusiones

En este trabajo se presenta el diseño de un controlador difuso optimizado mediante el algoritmo PSO para aumentar la vida útil en la etapa de electrónica de potencia al mismo tiempo que se alcanza la velocidad de referencia. Para lograrlo, el diseño del controlador toma en cuenta la temperatura de la etapa electrónica de potencia, la temperatura de referencia, la velocidad actual del motor, y la velocidad del motor de referencia. Además, las

funciones de membresía del controlador son adaptadas mediante un proceso de optimización, el cual considera una función objetivo que incluye el error de temperatura y el error de seguimiento de velocidad, esto para adaptar las funciones de membresía del controlador difuso, con el fin de aumentar la vida útil de los IGBT y alcanzar la velocidad deseada. Adicionalmente, el control PID, Difuso y el Difuso-PSO fueron diseñados y analizados en co-simulación mediante el programa de NI LabVIEW™ y Multisim™, como resultado de esta evaluación, el controlador PID

actúa rápidamente para alcanzar la velocidad deseada pero la temperatura en la etapa de electrónica de potencia es alta, por otro lado, el controlador Lógico Difuso da una buena respuesta en ciertas condiciones de temperatura y velocidad, por otra parte, el controlador Difuso-PSO mejora la respuesta obtenida por el controlador Difuso, debido al algoritmo de optimización PSO, el cual se utiliza para ajustar las funciones de membresía del controlador Difuso con el fin de reducir la temperatura en la etapa electrónica de potencia, como resultado el controlador Difuso-PSO presenta una buena respuesta, la cual representa un aumento en la vida útil de los semiconductores que utiliza el controlador al mismo tiempo que alcanza el punto de velocidad deseado, por otro lado, el tiempo para alcanzar el punto de velocidad deseado aumenta pero reduce el exceso de corriente en el tiempo de transición, de modo que estas características producen una baja fatiga y degradación de los componentes del módulo electrónico de potencia.

## Agradecimientos

Esta investigación es un producto del proyecto 266632 “Laboratorio Binacional para la Gestión Inteligente de la Sustentabilidad Energética y la Formación Tecnológica” financiado a través de Fondo CONACYT SENER de Sustentabilidad Energética (S0019201401).

## Referencias

- ABB Switzerland Ltd, Semiconductors (2014). Load-cycling capability of Hipak IGBT modules, Application Note 5SYA 2043-04.
- Akkar, H. A.R., A-Amir, A. N and Saleh. M.S. (2015). Tuning of Fuzzy Logic Controller for a DC Motor based on Particle Swarm Optimization. *International Journal of Scientific & engineering Research*, Volume 6, Issue 10 October 2015.
- Ahmed S, Topalov A., Dimitrov N and Bonev E. (2016). Industrial Implementation of a Fuzzy Logic Controller for Brushless DC Motor Drives using the PicoMotion Control Framework. *IEEE 8th International Conference on Intelligent Systems*. DOI: 10.1109/IS/2016.7737493
- Amin A. M. and Hegazy O. T. (2009). Swarm Intelligence Applications in Electric Machines, Particle Swarm Optimization, InTech, InTech Europe, InTech China
- Andresen M, Liserre M, Buticchi G and Albrechts C. (2014). Review of Active Thermal and Lifetime Control Techniques for Power Electronic Modules 16th European Conference on Power Electronics and Applications. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910822.
- Andresen M, Ma K, Buticchi G, Falck J, Blaabjerg F and Liserre M. (2018). Junction Temperature Control for More Reliable Power Electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2665697.
- Batunlu C, Alrweq M, Albarbar A (2016) Effects of Power Tracking Algorithms on Lifetime of Power Electronic Devices Used in Solar Systems. *Energies* 9:884. doi: 10.3390/en9110884
- Bayerer R, Herrmann T, Licht T, et al (2008) Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime. In: 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems. Cellier FE, Kofman E (2006) Continuous system simulation. Springer, New York
- Chau KT (2015) Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application. IEEE, Wiley, Singapore
- Corne DW, Reynolds A, Bonabeau E (2012) Swarm intelligence. In: *Handbook of Natural Computing*. Springer, pp 1599–1622
- Eberhart R, Kennedy J (1995) A new optimizer using particle swarm theory. In: , *Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*, 1995. MHS '95. pp 39–43
- Fitzgerald J, Larsen PG, Verhoef M (eds) (2014) Collaborative Design for Embedded Systems. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg
- Fuji Electric (2015) FUJI IGBT MODULES APPLICATION MANUAL. Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.
- Gomes C, Thule C, Broman D, et al (2017) Co-simulation: State of the art.
- GopiReddy LR, Tolbert LM, Ozpineci B (2015) Power Cycle Testing of Power Switches: A Literature Survey. *IEEE Trans Power Electron* 30:2465–2473. doi: 10.1109/TPEL.2014.2359015
- Graovac, D. and Pürschel, M., 2009. Automotive Power: Application Note, V 1.1. Neubiberg, Germany. Published by Infineon TechnologiesAG.
- Haaf, P., & Harper, J. (2007). Understanding diode reverse recovery and its effect on switching losses.
- Hanselman DC (2006) Brushless permanent magnet motor design, 2. ed. Magna Physics Publishing, Lebanon, Ohio
- Held M, Jacob P, Nicoletti G, et al (1997) Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. In: *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. pp 425–430 vol.1
- Infineon (2012) AN 2015-10, Transient Thermal Measurements and thermal equivalent circuit models.
- Luo H, Krueger M, Koenings T, et al (2017) Real-Time Optimization of Automatic Control Systems With Application to BLDC Motor Test Rig. *IEEE Trans Ind Electron* 64:4306–4314. doi: 10.1109/TIE.2016.2577623
- Ma K, Vernica I, Blaabjerg F (2016) Advanced design tools for the lifetime of power electronics-study case on motor drive application. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*. IEEE, pp 3255–3261
- Murdock D. A, Ramos T. J. E, Connors J. J. and Lorenz R. D. (2006). Active Thermal Control of Power Electronic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*. DOI: 10.1109/TIA.2005.863905
- National Instruments (2013) Introduction to Digital and Analog Co-simulation Between NI LabVIEW and NI Multisim - National Instruments. <http://www.ni.com/white-paper/13663/en/>. Accessed 14 Oct 2017
- Nasseer K. Bachache and Jinyu Wen. (2013). Multi Objective Swarm Optimization Design Fuzzy Controller to Adjust Speed of AC Motor Drive. *Advances in Swarm Intelligence. ICSI 2013. Lecture Notes in Computer Science*, vol 7928. Springer, Berlin, Heidelberg
- Park, Jong Mun (2004) Novel power devices for smart power applications, na.
- Parker MA, Soraghan C, Giles A (2016) Comparison of power electronics lifetime between vertical- and horizontal-axis wind turbines. *IET Renew Power Gener* 10:679–686. doi: 10.1049/iet-rpg.2015.0352
- Pillay P, Krishnan R (1991) Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. *IEEE Trans Ind Appl* 27:986–996. doi: 10.1109/28.90357
- Poli R (2008) Analysis of the Publications on the Applications of Particle Swarm Optimisation. *J Artif Evol Appl* 2008:1–10. doi: 10.1155/2008/685175
- Ponce P, Molina A, Mata O, Ibarra L and MacCleery B. *Power System Fundamentals*. Taylor & Francis Group, LLC. Boca Raton FL. USA.
- Ponce-Cruz P, Ramírez-Figueroa FD (2010) *Intelligent Control Systems with LabVIEW™*. Springer London, London
- Prabu MJ, Poongodi P, Premkumar K (2016) Fuzzy supervised online coactive neuro-fuzzy inference system-based rotor position control of brushless DC motor. *IET Power Electron* 9:2229–2239. doi: 10.1049/iet-pel.2015.0919
- Premkumar K, Manikandan BV (2015) Speed control of Brushless DC motor using bat algorithm optimized Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System. *Appl Soft Comput* 32:403–419. doi: 10.1016/j.asoc.2015.04.014
- Qin. Z, Wang, H, Blaabjerg. F and Loh. P.C. 2015. The Feasibility Study on Thermal Loading Control of Wind Power Converters with a Flexible Switching Frequency. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7309728
- Renesas (2017) *Semiconductor Reliability Handbook*.
- Song M-P, Gu G-C (2004) Research on particle swarm optimization: a review. In: *Proceedings of 2004 International Conference on Machine Learning and Cybernetics (IEEE Cat. No.04EX826)*. pp 2236–2241 vol.4
- Soulatianork P, Alghassi A, Faifer M, Perinpanayagam S (2017) IGBT Thermal Stress Reduction Using Advance Control Strategy. *Procedia CIRP* 59:274–279. doi: 10.1016/j.procir.2016.09.040
- ST Microelectronics, 2017. AN5028: Calculation of turn-off power losses generated by an ultrafast diode. [www.st.com](http://www.st.com)
- Vincotech (2017) 10-0B066PA006SB-M992F09 Datasheet.
- Wintrich, A., Nicolai, U., Reimann, T., & Tursky, W. (2011). Application manual power semiconductors. ISLE.
- Xia C (2012) Permanent magnet brushless DC motor drives and controls. Wiley [u.a.], Hoboken, NJ
- Zadeh LA (1965) Fuzzy sets. *Inf Control* 8:338–353.
- Zhan ZH, Zhang J, Li Y, Chung HSH (2009) Adaptive Particle Swarm Optimization. *IEEE Trans Syst Man Cybern Part B Cybern* 39:1362–1381. doi: 10.1109/TSMCB.2009.2015956