

# Determinación de las referencias de corriente en máquinas síncronas mediante cálculos analíticos normalizados y realimentación

Adriano Navarro-Temoche , Asier Davila , Alberto Otero , Iñigo Kortabarria , Edorta Ibarra   
Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU)  
anavarro049@ikasle.ehu.eus

**Resumen**—En este artículo se presenta una estrategia de control mixta para determinar las trayectorias de corriente óptimas de una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) en las regiones de máximo par por amperio (MTPA), debilitamiento de campo (FW) y debilitamiento de campo profundo (MTPV). Dicha estrategia se compone de un lazo de realimentación que regula la magnitud de la tensión del estátor actuando sobre el ángulo del vector de corriente. En paralelo, el vector de corriente se determina analíticamente en un sistema normalizado. El lazo de tensión permite robustez ante desviaciones en los parámetros eléctricos de la máquina, mientras que el bloque analítico ayuda a la acción de control. Se incluyen resultados de simulación obtenidos para una máquina síncrona con imanes enterrados (IPMSM) que muestran el correcto funcionamiento del algoritmo.

**Index Terms**—IPMSM, EV, field weakening

## I. INTRODUCCIÓN

Las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM) se utilizan ampliamente en vehículos eléctricos (EV) e híbridos (HEV) debido a su alta densidad de potencia y alta eficiencia [1]. En particular, las máquinas con imanes enterrados (IPMSM) están recibiendo una considerable atención por su amplio rango de velocidades. Para operar a lo largo de todo este rango, es imprescindible aplicar técnicas de control de debilitamiento de campo [2]–[8]. En general, estas técnicas se clasifican como: *feed-forward*, las cuales hacen uso de tablas precalculadas (LUTs) o cálculos analíticos [9]–[11], realimentadas, las cuales regulan el módulo de la tensión de estátor [2], [12], [13] y de tipo mixto, las cuales combinan ambas soluciones [14]. De entre las técnicas por realimentación, utilizadas por su robustez frente a las desviaciones de los parámetros de la máquina, cabe destacar que las basadas en el control del vector de corriente (VCC) son de las más comunes. En ellas se pueden realizar tres tipos de regulación: sobre la magnitud de tensión [8], [15], [16], el error de tensión [9] y los ciclos de trabajo [17].

En este artículo se implementa una estrategia de tipo mixto que utiliza la técnica realimentada VCC para regular la magnitud de tensión considerando como salida del controlador la variación del ángulo de corriente, tal y como sugiere [8]. A su vez y para mejorar la acción de control, se integra una técnica *feed-forward* al cálculo de la variación angular. Las trayectorias de corriente se determinan de forma analítica en

un sistema normalizado y en función de la posición del ángulo del vector de corriente [16], [18].

Este artículo se organiza del siguiente modo. En la sección II se presenta el modelo matemático de una IPMSM, además de su transformación al sistema normalizado. En la sección III se detalla la formulación matemática para la determinación de las trayectorias de corriente. En la sección IV se muestran los resultados de simulación que sirven para validar la estrategia de debilitamiento de campo. Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo.

## II. MODELO MATEMÁTICO DE UNA MÁQUINA SÍNCRONA EN EL MARCO DE REFERENCIA DQ

Aplicando las transformaciones de Clarke y Park a las ecuaciones diferenciales que representan las tensiones de estátor por fase, se obtienen las siguientes expresiones [19]:

$$v_d(t) = R_s i_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_e(t) L_q i_q(t), \quad (1)$$

$$v_q(t) = R_s i_q(t) + L_q \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_e(t) L_d i_d(t) + \omega_e(t) \lambda_m, \quad (2)$$

donde  $v_d(t)$ ,  $v_q(t)$ ,  $i_d(t)$  e  $i_q(t)$  son las componentes  $dq$  de tensión y corriente dependientes del tiempo,  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias de la máquina en el sistema  $dq$ ,  $\lambda_m$  es el flujo de los imanes permanentes,  $R_s$  es la resistencia de fase del devanado, y  $\omega_e(t) = N_p \omega_m(t)$  es la velocidad eléctrica dependiente del tiempo, donde  $\omega_m(t)$  es la velocidad mecánica y  $N_p$  el número de pares de polos de la máquina.

En estado estacionario, (1) y (2) quedan como:

$$V_d = R_s I_d - \omega_e L_q I_q, \quad (3)$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_e L_d I_d + \omega_e \lambda_m, \quad (4)$$

donde  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $I_d$  e  $I_q$  son las componentes  $dq$  de tensión y corriente en régimen estacionario, respectivamente. Por su parte, el par electromagnético en régimen estacionario es:

$$T_e = \frac{3}{2} N_p (\lambda_m + (L_d - L_q) I_d) I_q. \quad (5)$$

Una vez modelada la máquina en el marco de referencia síncrono  $dq$ , en este trabajo se emplea un sistema normalizado para simplificar el análisis en modo debilitamiento de campo.

Tabla I  
VALORES BASE PARA UN IPMSM [18].

Símbolo	Parámetro	Valor
$\lambda_b$	Flujo base	$\lambda_m$
$\omega_b$	Velocidad eléctrica base	$\omega_{e,N}$
$I_b$	Corriente base	$\lambda_m/L_d$
$V_b$	Tensión base	$\lambda_m\omega_{e,N}$
$T_b$	Par base	$\frac{3}{2}N_p\lambda_m^2/L_d$
$\xi$	Saliencia	$L_q/L_d$

La tabla I muestra los valores base para transformar el sistema de ecuaciones anteriormente presentado al sistema normalizado, donde la corriente base es igual a la corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ) y el par base es igual al obtenido en una máquina síncrona con imanes superficiales (SPMSM) cuando la corriente se corresponde a su valor base.

Con respecto a los puntos de operación del sistema, éstos se encuentran restringidos de acuerdo con los límites de tensión y corriente. De acuerdo con [20], la corriente máxima ( $i_{s,max}$ ) se obtiene como:

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} = i_s \leq i_{s,max} = \frac{\min(I_{maq,max}, I_{inv,max})}{I_b}, \quad (6)$$

donde  $i_d$  e  $i_q$  son componentes  $dq$  de la corriente, no dependientes del tiempo, representadas en el sistema normalizado,  $i_s$  es el módulo del vector de corriente en el sistema normalizado,  $I_{maq,max}$  es la corriente máxima de la máquina,  $I_{inv,max}$  es la corriente máxima del inversor, e  $I_b$  es el valor de la corriente base indicado en la tabla I. De esta forma,  $i_{s,max}$  puede ser mayor o menor que 1 dependiendo de si los límites de la máquina o inversor son mayores o menores que  $I_{sc}$ .

La tensión máxima que puede producir el inversor sin sobremodular ( $v_{s,max}$ ) [21] se expresa como:

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} = v_s \leq v_{s,max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}V_b}, \quad (7)$$

donde  $v_d$  e  $v_q$  son las componentes  $dq$  de la tensión, no dependientes del tiempo, representadas en el sistema normalizado,  $v_s$  es el módulo del vector de tensión en el sistema normalizado,  $V_{dc}$  es la tensión del bus DC, y  $V_b$  es el valor base del tensión indicado en la tabla I. Es importante destacar que el límite establecido en (7) depende de la técnica de modulación empleada.

De esta manera, transformando (3) y (4) al sistema normalizado y despreciando la caída de tensión producida por la resistencia del estátor  $R_s$ , el límite de tensión puede reescribirse como [21]:

$$\begin{aligned} v_d &= -i_q\Omega_e\xi, \\ v_q &= \Omega_e(i_d + 1), \end{aligned} \longrightarrow \frac{(i_d + 1)^2}{\left(\frac{v_{s,max}}{\Omega_e}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{v_{s,max}}{\Omega_e\xi}\right)^2} \leq 1, \quad (8)$$

donde  $\Omega_e$  es la velocidad eléctrica en el sistema normalizado. De este modo, el límite de tensión en (8) puede representarse como una elipse con origen en  $(i_d, i_q) = (-1, 0)$ , cuyos semiejes mayor y menor son iguales a  $(v_s/\Omega_e)$  y  $(v_s/\Omega_e\xi)$ , respectivamente.

Asimismo, si el origen de la curva de tensión límite está ubicada dentro del límite de corriente ( $i_{s,max} > 1$ ), la velocidad

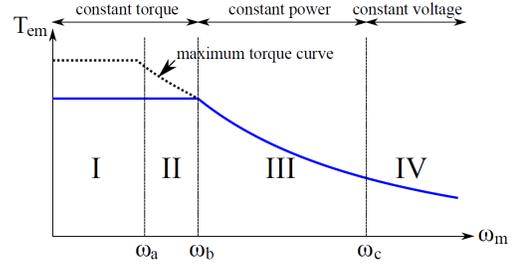


Figura 1. Regiones de operación para una máquina síncrona. MTPA (I), FW (II), FW con reducción de par (III) y MTPV (IV) [22].

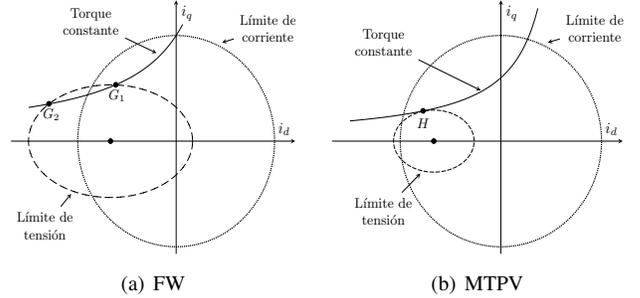


Figura 2. Escenarios en debilitamiento de campo [23].

máxima teóricamente alcanzable es infinita. Por el contrario, si el origen se encuentra fuera del límite de corriente ( $i_{s,max} < 1$ ), la velocidad máxima es finita con un máximo en el punto  $(i_d, i_q) = (-1, 0)$ .

Por otro lado, convirtiendo (5) al sistema normalizado, el par electromagnético en este sistema ( $\tau_{em}$ ) se expresa como:

$$\tau_{em} = i_q[1 + (1 - \xi)i_d]. \quad (9)$$

De acuerdo con las restricciones de corriente (6) y tensión (7), pueden distinguirse cuatro regiones de funcionamiento para una máquina síncrona (figura 1): Región de máximo par por amperio (MTPA), región de debilitamiento de campo (FW) (sin y con reducción de la producción de par) y región de máximo par por tensión (MTPV) o en debilitamiento de campo profundo.

La trayectoria MTPA garantiza un par máximo por módulo de corriente aplicado y se producen pérdidas óhmicas mínimas, predominantes a baja velocidad [23]. Con respecto al debilitamiento de campo (figura 2), la trayectoria FW (figura 2(a)) se refiere a los vectores que intersecan la curva del par de referencia (puntos  $G_1$  y  $G_2$ ). Esta trayectoria mantiene un par máximo constante hasta alcanzar el límite de corriente donde este disminuye. Finalmente, la trayectoria MTPV se define como la curva donde se alcanza el máximo par con un mínimo de tensión (la figura 2(b) muestra el punto  $H$  que interseca una curva de par máxima para un límite de tensión determinado).

### III. DETERMINACIÓN DE TRAYECTORIAS DE CORRIENTE EN MODO DEBILITAMIENTO DE CAMPO

Considerando (9), existe un número infinito de combinaciones de  $i_d$  e  $i_q$  que pueden producir la misma cantidad de

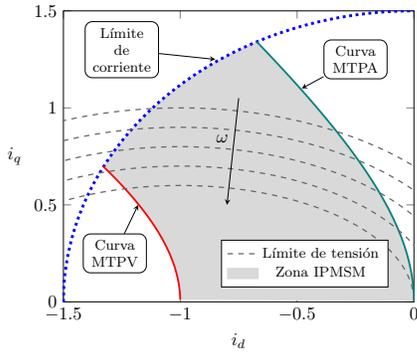


Figura 3. Zonas de trabajo del algoritmo para un IPMSM

par. Por lo tanto, el cálculo de las trayectorias de corriente es fundamental si se pretende reducir las pérdidas.

El vector correspondiente a un determinado punto MTPA es aplicable siempre que no se encuentre más allá de la elipse de tensión límite. De lo contrario, se ingresa en modo de debilitamiento de campo, donde un nuevo ángulo y magnitud de corriente debe ser calculado para garantizar corrientes de fase mínimas.

En este artículo se propone el cálculo de las trayectorias de corriente óptimas en modo de debilitamiento de campo a partir de ecuaciones expresadas en un sistema normalizado. Considerando  $i_d$  e  $i_q$  en función de la magnitud y el ángulo, en este esquema de control, una variación angular ( $\Delta\gamma^r$ ), utilizada para mantener el punto de trabajo dentro del límite de tensión, se suma al ángulo MTPA ( $\gamma_M$ ) para obtener el ángulo de corriente de referencia ( $\gamma^*$ ). Los bloques de saturación se añaden para garantizar que  $\gamma^*$  se mantenga en el intervalo  $[\gamma_M; \pi]$ , tal y como se muestra en la figura 3. En este contexto, a continuación se presenta el cálculo del ángulo y la magnitud del vector de corriente en las distintas regiones de operación de la máquina.

### III-A. Cálculo del ángulo en la región MTPA

Para una máquina síncrona, las condiciones MTPA se definen como [20]:

$$\frac{\partial T_e}{\partial I_d} \Big|_{I_s=cte} = 0 \quad \vee \quad \frac{\partial T_e}{\partial I_q} \Big|_{I_s=cte} = 0. \quad (10)$$

Desarrollando (10), se obtiene lo siguiente para una IPMSM:

$$I_d^2 - I_q^2 + \frac{\lambda_m I_d}{L_d - L_q} = 0. \quad (11)$$

Una de la raíces de (11) es:

$$I_d = \frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 I_q^2}}{2(L_d - L_q)}, \quad (12)$$

y (12) puede transformarse al sistema normalizado:

$$i_d = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4(1 - \xi)^2 i_q^2}}{2(1 - \xi)}. \quad (13)$$

A su vez, transformando (11) al sistema normalizado, la corriente  $i_q$  se obtiene como:

$$i_q = \sqrt{i_d^2 + \frac{i_d}{1 - \xi}}. \quad (14)$$

De este modo, sustituyendo (13) y (14) en (9), se obtienen las corrientes óptimas MTPA ( $i_{d|M}$  e  $i_{q|M}$ ) para un par electromagnético determinado en el sistema normalizado:

$$\tau^* = \frac{i_{q|M}}{2} [1 + \sqrt{1 + 4(1 - \xi)^2 i_{q|M}^2}], \quad (15)$$

$$\tau^* = \sqrt{\frac{i_{d|M}}{1 - \xi} [1 + (1 - \xi) i_{d|M}]^3}. \quad (16)$$

Con las corrientes resultantes, el ángulo MTPA ( $\gamma_M$ ) se expresa como:

$$\gamma_M = \arccos \frac{i_{d|M}}{i_{s|M}} \longrightarrow i_{s|M}^2 = i_{d|M}^2 + i_{q|M}^2. \quad (17)$$

### III-B. Obtención de la variación del ángulo en debilitamiento de campo (FW) y debilitamiento de campo profundo (MTPV)

Como se menciona anteriormente, el ángulo de referencia ( $\gamma^*$ ) se compone de la suma del ángulo MTPA y una variación angular que mantiene el punto de trabajo dentro del límite de tensión. Dicha variación angular se puede calcular analíticamente ( $\Delta\gamma^a$ ) a partir de las corrientes óptimas provenientes de la resolución de un problema de optimización con restricciones según la región de operación [23]. De estas corrientes se obtiene un ángulo, que restado con  $\gamma_M$ , resulta en  $\Delta\gamma^a$ .

Debido a que la estrategia de debilitamiento planteada incluye el cálculo del ángulo MTPA correspondiente al par requerido (III-A), las corrientes solo se calculan tanto para FW como para MTPV.

Con respecto a las corrientes óptimas en FW, para un par de referencia determinado, una tensión máxima y una velocidad eléctrica dada, es posible determinar analíticamente la corrientes de referencia en esta región considerando el siguiente problema de optimización:

$$\begin{aligned} \text{mín } & L_d^2 \left[ I_d + \frac{\lambda_m}{L_d} \right]^2 + L_q^2 I_q^2 \leq \left( \frac{V_{smax}}{\omega_e} \right)^2 \\ \text{s.t } & T_e = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m + (L_d - L_q) I_d] I_q. \end{aligned} \quad (18)$$

En [23], la solución del problema de optimización en debilitamiento de campo viene dado por un polinomio de cuarto orden en función de  $I_d$ . Este polinomio puede ser transformado al sistema normalizado con los valores base de la tabla I:

$$i_d^4 + \bar{A} i_d^3 + \bar{B} i_d^2 + \bar{C} i_d + \bar{D} = 0, \quad (19)$$

donde,

$$\bar{A} = \frac{2(2 - \xi)}{1 - \xi}, \quad (20)$$

$$\bar{B} = \frac{1}{(1-\xi)^2} + \frac{4}{1-\xi} + 1 - \frac{v_{smax}^2}{\Omega_e^2}, \quad (21)$$

$$\bar{C} = 2 \left[ \frac{1}{(1-\xi)^2} + \frac{1}{1-\xi} - \frac{1}{(1-\xi)} \frac{v_{smax}^2}{\Omega_e^2} \right], \quad (22)$$

$$\bar{D} = \frac{1}{(1-\xi)^2} \left[ 1 + \tau^2 \xi^2 - \frac{v_{smax}^2}{\Omega_e^2} \right]. \quad (23)$$

Pueden obtenerse soluciones analíticas de un polinomio de cuarto orden mediante el Método de Ferrari. De este modo,

$$i_d^{FW} = -\frac{\bar{A}}{4} - \frac{\eta}{2} + \frac{\mu}{2}, \quad (24)$$

donde,

$$\mu = \sqrt{\frac{3}{4} \bar{A}^2 - \eta^2 - 2\bar{B} - \frac{1}{4\eta} (4\bar{A}\bar{B} - 8\bar{C} - \bar{A}^3)}, \quad (25)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\bar{A}^2}{4} - \bar{B} + \gamma}, \quad (26)$$

$$\gamma = \frac{\bar{B}}{3} + \sqrt[3]{-\frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{\beta^2}{4} + \frac{\alpha^3}{27}}} + \sqrt[3]{-\frac{\beta}{2} - \sqrt{\frac{\beta^2}{4} + \frac{\alpha^3}{27}}}, \quad (27)$$

$$\alpha = \frac{1}{3} (3\bar{A}\bar{C} - 12\bar{D} - \bar{B}^2), \quad (28)$$

$$\beta = \frac{1}{27} (-2\bar{B}^3 + 9\bar{A}\bar{B}\bar{C} + 72\bar{B}\bar{D} - 27\bar{C}^2 - 27\bar{A}^2\bar{D}). \quad (29)$$

Asimismo, la corriente en el eje  $q$  en debilitamiento de campo ( $i_q^{FW}$ ) se obtiene a partir de (9):

$$i_q^{FW} = \frac{\tau}{1 + (1-\xi)i_d^{FW}}. \quad (30)$$

Cabe resaltar que, tal y como muestra la figura 2(a), los valores de las corrientes en esta región pueden ser números complejos en caso de que la curva de tensión no corte en ningún punto la curva del par de referencia.

Por su parte y con respecto a la región MTPV, su trayectoria se define como:

$$I_d^{MTPV} = \frac{\kappa_d - \lambda_m}{L_d}, \quad I_q^{MTPV} = \frac{\sqrt{(V_s/\omega_e)^2 - \kappa_d^2}}{L_q}, \quad (31)$$

donde,

$$\kappa_d = \frac{-L_q \lambda_m + \sqrt{L_q^2 \lambda_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 (V_s/\omega_e)^2}}{4(L_d - L_q)}. \quad (32)$$

Transformando (31) al sistema normalizado, dichas corrientes se reescriben como:

$$i_d^{MTPV} = \frac{-\xi + \sqrt{\xi^2 + 8(v_s/\Omega_e)^2(1-\xi)^2}}{4(1-\xi)} - 1, \quad (33)$$

$$i_q^{MTPV} = \frac{1}{\xi} \sqrt{(v_s/\Omega_e)^2 - (i_d^{MTPV} + 1)^2}. \quad (34)$$

Una vez obtenidos ambos conjuntos de corrientes, es necesario calcular la variación de ángulo en todas las regiones:

$$\Delta\gamma_{MTPA} = 0, \quad \Delta\gamma_{FW} = \arctan \frac{i_q^{FW}}{i_d^{FW}} + \pi - \gamma_M, \quad (35)$$

$$\Delta\gamma_{MTPV} = \arctan \frac{i_q^{MTPV}}{i_d^{MTPV}} + \pi - \gamma_M. \quad (36)$$

Por lo tanto,  $\Delta\gamma^a$  se determina según las siguientes condiciones:

$$\Delta\gamma^a = \begin{cases} \Delta\gamma_{MTPA} & \text{si } \Delta\gamma_{FW} < 0 \mid (\Delta\gamma_{FW} > 0 \ \& \ \Delta\gamma_{FW} > \Delta\gamma_{MTPV}), \\ \Delta\gamma_{FW} & \text{si } \Delta\gamma_{MTPV} > \Delta\gamma_{FW} > 0, \\ \Delta\gamma_{MTPV} & \text{si } \Delta\gamma_{FW} \text{ es un valor complejo.} \end{cases} \quad (37)$$

Cabe resaltar que  $\Delta\gamma^a$  se calcula sin considerar en las ecuaciones la caída de tensión producida por la resistencia del estátor  $R_s$ . Por este motivo, además de servir para compensar problemas derivados por la desviación de parámetros eléctricos de la máquina, el lazo de realimentación de la magnitud de tensión tiene la finalidad de evitar errores en el seguimiento del límite de corriente que resulten de despreciar  $R_s$ .

De este modo, el ángulo de referencia ( $\gamma^*$ ) está compuesto por la suma de la variación angular calculada analíticamente ( $\Delta\gamma^a$ ), el ángulo MTPA ( $\gamma_M$ ) y la salida del controlador integral.

### III-C. Cálculo de la magnitud de corriente de referencia

La magnitud de la corriente de referencia se obtiene en función del valor angular de referencia previamente calculado. Su determinación se realiza mediante saturaciones que se aplican en función de la magnitud de corriente en la trayectoria MTPV ( $i_{mtpv}$ ) y la magnitud de corriente que interseca el par en un ángulo determinado ( $i_{tem}$ ).

Para el cálculo de  $i_{tem}$ , sustituyendo las corrientes normalizadas  $i_d$  e  $i_q$  en función de la magnitud ( $i_{tem}$ ) y ángulo ( $\gamma$ ) en (9), se obtiene:

$$(1-\xi) \sin(\gamma) \cos(\gamma) i_{tem}^2 + \sin(\gamma) i_{tem} - \tau = 0. \quad (38)$$

Resolviendo (38) en función de  $\gamma$ , la magnitud del vector de corriente a un ángulo determinado y a un par de referencia se expresa como:

$$i_{tem} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4\tau(1-\xi) \frac{\cos(\gamma)}{\sin(\gamma)}}}{2(1-\xi) \cos(\gamma)}. \quad (39)$$

Por otra parte, la condición MTPV para las máquinas síncronas se define como  $(\partial\tau_{em}/\partial\delta) = 0$ , expresando las corrientes de (9) en función de  $i_s$  y  $\delta$  donde este último es el ángulo entre tensiones referido al eje  $d$  positivo [18].

Por lo tanto, las tensiones en el marco de referencia  $dq$  normalizado se reescriben como:

$$v_d = v_s \cos \delta = -i_q \Omega_e \xi = -\Omega_e \xi i_s \sin \gamma, \quad (40)$$

$$v_q = v_s \sin \delta = \Omega_e (i_d + 1) = \Omega_e (i_s \cos \gamma + 1).$$

Las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  se expresan como:

$$i_d = \frac{v_s \sin \delta}{\Omega_e} - 1, \quad i_q = -\frac{v_s \cos \delta}{\Omega_e \xi}, \quad (41)$$

y, de este modo,

$$\frac{\partial\tau_{em}}{\partial\delta} = 0 \rightarrow \frac{(1-\xi)}{\Omega_e^2 \xi} [v_s^2 \cos^2 \delta - v_s^2 \sin^2 \delta] - \frac{v_s \sin \delta}{\Omega_e} = 0. \quad (42)$$

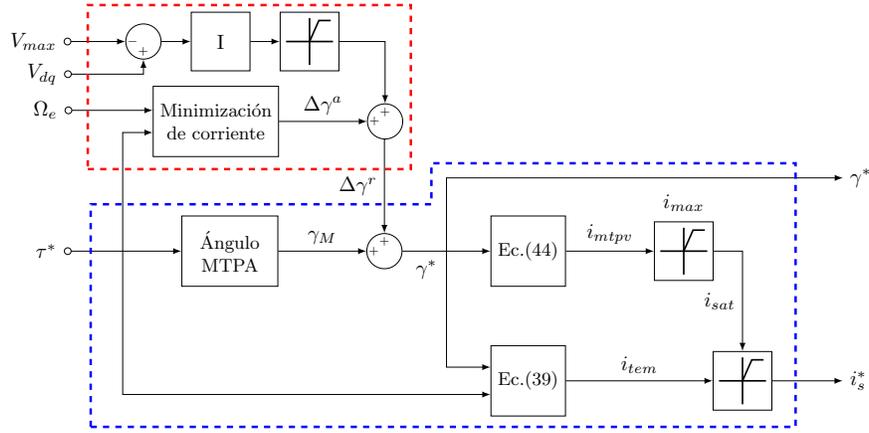


Figura 4. Diagrama de bloques del algoritmo para la determinación de las trayectorias de corriente en modo debilitamiento de campo.

Tabla II  
PARÁMETROS DEL MOTOR IPMSM.

Símbolo	Parámetro	Valor
$N_p$	Número de pares de polos	9
$R_s$	Resistencia del estátor	1.564 [ $\Omega$ ]
$L_d$	Inductancia en el eje $d$	9.56 [mH]
$L_q$	Inductancia en el eje $q$	11.95 [mH]
$\lambda_m$	Flujo de imanes permanentes	0.1314 [Wb]
$I_{max}$	Corriente nominal	17.0578 [A]
$T_{max}$	Par nominal	31.58 [N.m]

Sustituyendo las componentes del vector de tensión por las expresiones de las corrientes en función de  $i_s$  y  $\gamma$ , (42) se reescribe como:

$$\frac{(1-\xi)}{\xi} [(i_s \sin \gamma)^2 \xi^2 - (i_s \cos \gamma + 1)^2] = i_s \cos \gamma + 1. \quad (43)$$

Por lo tanto, resolviendo (43) en función de  $\gamma$ , el módulo de la corriente en MTPV se define, en función de cosenos, como:

$$i_{mtpv} = \frac{-(2-\xi) \cos(\gamma) - \sqrt{(2-\xi)^2 \cos(\gamma)^2 - 4(1-\xi)(\cos(\gamma)^2(\xi^2+1) - \xi^2)}}{2(1-\xi)(\cos(\gamma)^2(\xi^2+1) - \xi^2)}. \quad (44)$$

Una vez obtenido tanto  $i_{mtpv}$  como  $i_{tem}$ ,  $i_{mtpv}$  satura como límite superior a  $i_{tem}$  siempre y cuando no exceda el límite de corriente  $i_{s,max}$ ; de lo contrario, el límite superior será igual a  $i_{s,max}$ . De este modo, se obtiene la magnitud de referencia  $i_s^*$ .

En resumen, la figura 4 muestra el diagrama general de bloques del procedimiento de cálculo compuesto por un bloque que determina  $\Delta\gamma^r$  de acuerdo con un  $\tau^*$  y el tamaño de la elipse de tensión límite vinculado a la velocidad  $\Omega_e$  (III-B). Además, se incluye un control integral de la magnitud de tensión que actúa junto con el cálculo analítico para corregir posibles desviaciones en el sistema.

#### IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para ilustrar y validar el funcionamiento del algoritmo de cálculo de las trayectorias de corriente en MTPA, FW y MTPV, se utiliza un motor IPMSM cuyos parámetros se expresan en

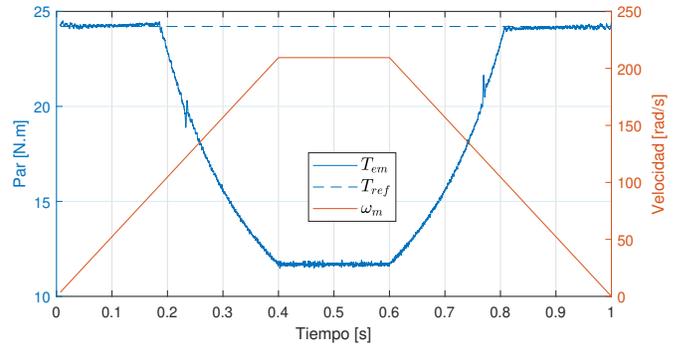


Figura 5. Par electromagnético de la IPMSM y velocidad mecánica del vehículo.

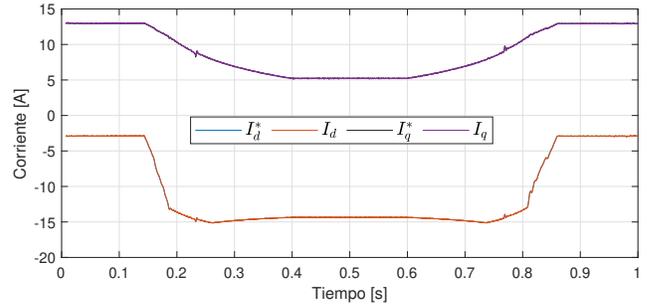


Figura 6. Resultados de simulación para las corrientes en  $dq$ .

la tabla II. Al ser  $I_{max}/I_b > 1$ , se garantiza la existencia de una región MTPV.

Con respecto a los parámetros de referencia, la figura 5 muestra una velocidad mecánica del vehículo (con forma trapezoidal), cuyo valor máximo es igual a 2000 rpm, mientras que la referencia de par constante es igual a  $0,8T_{max}$ . Asimismo, la magnitud del par varía de acuerdo con la región de operación en la que se encuentra el sistema.

Por su parte, la figura 6 y la figura 7 muestran la regulación de las corrientes y del módulo de tensión del estátor, respectivamente. Con respecto a las corrientes, éstas siguen

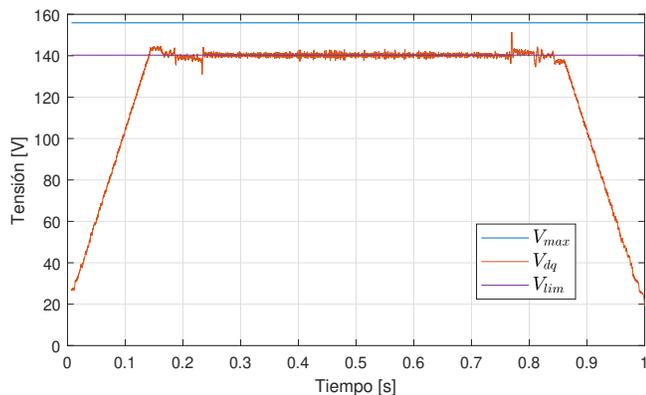


Figura 7. Resultados de simulación para la tensión.

correctamente su referencia, atravesando todas las regiones de operación (se utiliza un control de tipo FOC con PIs para su regulación). Del mismo modo, con respecto a la tensión, donde se define un límite igual a  $0,9V_{max}$  (márgen de seguridad del 10%), se demuestra que el sistema ingresa en modo debilitamiento de campo de forma correcta cuando  $V_{dq}$  alcanza  $V_{lim}$ . Del mismo modo, el sistema sale del debilitamiento de campo cuando la velocidad de referencia es lo suficientemente baja.

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha propuesto una estrategia de debilitamiento de campo de tipo mixto para el cálculo de las trayectorias de corriente en motores IPMSM. El algoritmo aprovecha la representación en coordenadas polares y en sistema normalizado para generar la referencia vectorial de corriente. La incorporación del bloque de realimentación garantiza la operación correcta en modo debilitamiento de campo aún despreciando la resistencia de estátor en los cálculos.

La estrategia puede emplearse para operar en todas las regiones posibles (MTPA, FW y MTPV), mientras que las transiciones entre las mismas son suaves, tanto al entrar o al salir de cada modo de operación. Los resultados de simulación comprueban la efectividad del algoritmo.

## REFERENCIAS

- [1] T. Finken, M. Felden, and K. Hameyer, "Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles," in *Proc. of the International Conference on Electrical Machines*, pp. 1–5, 2008.
- [2] S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella, and F. Pogni, "Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design," in *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–11, 2011.
- [3] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 5, pp. 866–871, 1990.
- [4] X. Liu, H. Chen, J. Zhao, and A. Belahcen, "Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3533–3545, 2016.
- [5] K.-C. Kim, "A novel magnetic flux weakening method of permanent magnet synchronous motor for electric vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4042–4045, 2012.

- [6] L. Sepulchre, M. Fadel, M. Pietrzak-David, and G. Porte, "Flux-weakening strategy for high speed PMSM for vehicle application," in *Proc. of the International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, pp. 1–7, 2016.
- [7] J. Liu, C. Gong, Z. Han, and H. Yu, "IPMSM model predictive control in flux-weakening operation using an improved algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9378–9387, 2018.
- [8] S. Bolognani, S. Calligaro, and R. Petrella, "Adaptive flux-weakening controller for interior permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 2, pp. 236–248, 2014.
- [9] H. Liu, Z. Q. Zhu, E. Mohamed, Y. Fu, and X. Qi, "Flux-weakening control of nonsalient pole PMSM having large winding inductance, accounting for resistive voltage drop and inverter nonlinearities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 942–952, 2012.
- [10] M. Tursini, E. Chiricozzi, and R. Petrella, "Feedforward flux-weakening control of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors accounting for resistive voltage drop," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 440–448, 2010.
- [11] K. D. Hoang, J. Wang, M. Cyriacks, A. Melkonyan, and K. Kriegl, "Feed-forward torque control of interior permanent magnet brushless ac drive for traction applications," in *Proc. of the International Electric Machines Drives Conference*, pp. 152–159, 2013.
- [12] Y. Xu, W. Zhang, and D. Sun, "Comparative research of two flux-weakening method of PMSMs in high speed range," in *Proc. of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–5, 2017.
- [13] Y. Li, S. Zhao, and Y. Zhao, "Study on flux weakening speed regulation of permanent magnet synchronous motor for vehicle," in *Proc. of the Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, pp. 4928–4932, 2019.
- [14] T.-S. Kwon, G.-Y. Choi, M.-S. Kwak, and S.-K. Sul, "Novel flux-weakening control of an IPMSM for quasi-six-step operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pp. 1722–1731, 2008.
- [15] N. Bedetti, S. Calligaro, and R. Petrella, "Analytical design and auto-tuning of adaptive flux-weakening voltage regulation loop in IPMSM drives with accurate torque regulation," in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5884–5891, 2017.
- [16] V. Manzolini, D. Da Rù, and S. Bolognani, "An effective flux weakening control of a SyRM drive including MTPV operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2700–2709, 2019.
- [17] M. M. Ismail, W. Xu, Y. Liu, and M. Dong, "Improved torque ripple reduction method for surface-mounted permanent magnet synchronous motor in flux-weakening region," in *Proc. of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–6, 2019.
- [18] C. Miguel-Espinar, D. Heredero-Peris, G. Gross, M. Llonch-Masachs, and D. Montesinos-Miracle, "Maximum torque per voltage flux-weakening strategy with speed limiter for PMSM drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9254–9264, 2021.
- [19] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017.
- [20] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994.
- [21] B.-H. Bae, N. Patel, S. Schulz, and S.-K. Sul, "New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor," in *Proc. of the IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 898–905 vol.2, 2003.
- [22] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, C. Salazar, I. Lopez, A. D. de Guereño, and A. Peña, "IPMSM torque control strategies based on LUTs and VCT feedback for robust control under machine parameter variations," in *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2833–2838, 2016.
- [23] S.-Y. Jung, J. Hong, and K. Nam, "Current minimizing torque control of the IPMSM using ferrari's method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5603–5617, 2013.