

Modelado y control de la máquina sincrónica de imanes permanentes

Mauricio Espinoza B.
28 de mayo de 2020

El presente documento pretende brindar los fundamentos del modelado y control de la máquina sincrónica de imanes permanentes, PMSM (también conocida como máquina ac de imanes permanentes, PMAC machine, del inglés). Tanto el modelado como el control se hacen en forma vectorial (se usará negrita para denotar una variable vectorial), donde un vector \mathbf{x} de dos dimensiones tiene parte real e imaginaria, es decir: $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$. Además, se utilizarán vectores de 3 dimensiones reales de la forma: $\mathbf{x}_{abc} = [x_a, x_b, x_c]^\top$. A menos que se diga lo contrario, todas las variables serán medidas línea a neutro y de forma instantánea en este documento no se usan fasores. El subíndice “s” se utilizará para variables de estator, mientras que las variables con subíndice “r” serán del rotor.

I. MODELADO DE LA MÁQUINA SINCRÓNICA DE IMANES PERMANENTES

I-A. Ecuaciones dinámicas en coordenadas abc

La máquina sincrónica de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés) se muestra en la Fig. 1.

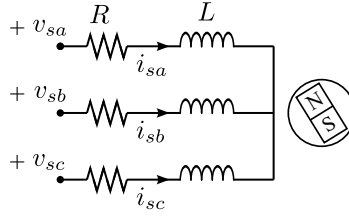


Figura 1. Modelo eléctrico de la máquina sincrónica de imanes permanentes

donde el rotor de la máquina posee un imán permanente que proporciona el campo magnético que interactúa con el campo magnético producido en el estator. Para definir el sentido de las corrientes se asume “convención de motor”, es decir, las corriente entran al estator (esto es independiente de la aplicación de la máquina). Por lo tanto, es posible plantear el siguiente sistema de ecuaciones a partir del circuito de la Fig. 1:

$$v_{sa} = Ri_{sa} + \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{sb} = Ri_{sb} + \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \quad (2)$$

$$v_{sc} = Ri_{sc} + \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \quad (3)$$

Donde el subíndice “s” se refiere a *stator*. Esta expresión puede ser representada en forma compacta utilizando notación vectorial de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{sabc} = R\mathbf{i}_{sabc} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sabc}}{dt} \quad (4)$$

donde $\mathbf{v}_{sabc} = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^\top$ es el vector trifásico de tensiones de entrada, $\mathbf{i}_{sabc} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^\top$ son las corrientes de estator, $\boldsymbol{\lambda}_{sabc} = [\lambda_{sa}, \lambda_{sb}, \lambda_{sc}]^\top$ es el vector de flujo que llega al estator, mientras que R es la resistencia de estator. Como se indicó anteriormente, todas las variables son instantáneas y medidas entre fase y neutro (si aplica).

Aunque el modelo descrito en (4) es válido, él posee tres inconvenientes:

1. Las variables que utiliza son linealmente dependientes. Por ejemplo: $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$. Esta característica lo hace poco útil para efectos de representar la dinámica de una máquina trifásica.
2. Las variables que utiliza son sinusoidales, lo cual no es atractivo para la implementación de sistemas de control a frecuencia variable.

3. El flujo magnético del estator depende tanto de la corriente del estator como del flujo del rotor. Por lo tanto, es necesario determinar la relación existente entre estas variables para lograr un buen control de las corrientes de estator.

En lo siguiente se detallará cómo resolver cada uno de estos inconvenientes aplicando transformaciones lineales específicas o realizando cambios de variable.

I-B. Modelado de la máquina en coordenadas $\alpha\beta$

El primer inconveniente del modelo definido en (4) puede ser solventado aplicando la transformada de Clarke¹. Cuando se trabajan con señales trifásicas balanceadas, esta transformada convierte un espacio de tres variables trifásicas desfasadas 120° a dos variables desfasadas 90° por medio de la transformación:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

donde x es una variable trifásica cualquiera (tensión, corriente, flujo magnético, etc.), $[x_\alpha, x_\beta]^T$ es el vector en coordenadas $\alpha\beta$ y $[x_a, x_b, x_c]^T$ es el vector en coordenadas abc ². En notación vectorial compleja, el vector en coordenadas $\alpha\beta$ se puede escribir como $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$. Utilizando esta notación, la expresión (4) se puede escribir como:

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = R\mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (6)$$

donde todas las variables son ahora de la forma $a + jb$, es decir: $\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$, $\mathbf{i}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$, $\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta} = \lambda_{s\alpha} + j\lambda_{s\beta}$. Con este procedimiento, se ha pasado de un sistema trifásico redundante a uno bifásico cuyas variables son linealmente independientes. Así, al modelo definido en (6) se le llama el modelo de la máquina en coordenadas $\alpha\beta$.

I-C. Modelado de la máquina en coordenadas dq

Para eliminar el componente sinusoidal del modelo dado en (6), se puede comenzar por identificar el motivo de su presencia expresando los vectores complejos en notación polar. Es decir, definiendo:

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = |\mathbf{v}_{s\alpha\beta}|e^{j(\theta_e + \theta_v)} \quad (7)$$

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} = |\mathbf{i}_{s\alpha\beta}|e^{j(\theta_e + \theta_i)} \quad (8)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta} = \lambda_{s\alpha} + j\lambda_{s\beta} = |\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}|e^{j(\theta_e + \theta_\lambda)} \quad (9)$$

donde $\theta_e = \int \omega_e dt$ es el ángulo eléctrico y ω_e es la frecuencia eléctrica de la máquina. En las expresiones anteriores, θ_v , θ_i y θ_λ son ángulos de desfase entre las variables eléctricas y se consideran constantes. Nótese que al utilizar la notación polar, se ha evidenciado que los vectores están girando a una velocidad angular ω_e igual a la frecuencia eléctrica de las señales en coordenadas abc . De hecho, considerando el vector de tensiones como ejemplo, se puede escribir:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s\alpha\beta} &= |\mathbf{v}_{s\alpha\beta}|e^{j(\theta_e + \theta_v)} \\ &= |\mathbf{v}_{s\alpha\beta}|e^{j\theta_v} \cdot e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (10)$$

donde la parte giratoria del vector ($e^{j\theta_e}$) se ha separado completamente. La parte restante, $|\mathbf{v}_{s\alpha\beta}|e^{j\theta_v}$, es en realidad un vector de fase constante que no gira, pues como se dijo antes, el ángulo θ_v es constante. De esta manera, para eliminar la parte giratoria del modelo (6) basta con multiplicarlo por $e^{-j\theta_e}$, pues $e^{j\theta_e} \cdot e^{-j\theta_e} = 1$, expresión que no es un vector giratorio.

Formalmente, el proceso de multiplicar un sistema por $e^{-j\theta_e}$ se denomina transformación dq , y fue propuesta por Robert H. Park en 1929. Así, al tener un vector en coordenadas $\alpha\beta$, este vector se puede pasar a coordenadas dq de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{\alpha\beta}e^{-j\theta_e} \quad (11)$$

y del mismo modo, la transformada dq inversa estaría dada por:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{dq}e^{j\theta_e} \quad (12)$$

En el caso específico de la tensión vectorial utilizada como ejemplo, se tendría que:

$$\mathbf{v}_{sdq} = \mathbf{v}_{s\alpha\beta}e^{-j\theta_e}$$

¹ver: https://es.wikipedia.org/wiki/Edith_Clarke.

²A manera de ejemplo, considérese un sistema trifásico dado por $x_a = X \cos(\theta_e + \theta_0)$, $x_b = X \cos(\theta_e - 120^\circ + \theta_0)$, $x_c = X \cos(\theta_e + 120^\circ + \theta_0)$. Al aplicar la transformada de Clarke se demuestra que: $x_\alpha = X \cos(\theta_e + \theta_0)$ y $x_\beta = X \sin(\theta_e + \theta_0)$, que son dos variables desfasadas 90° .

$$\begin{aligned}
&= \underbrace{|\mathbf{v}_{s\alpha\beta}| e^{j(\theta_e + \theta_v)}}_{\mathbf{v}_{s\alpha\beta}} e^{-j\theta_e} \\
&= |\mathbf{v}_{s\alpha\beta}| e^{j\theta_v} \\
&= v_{sd} + jv_{sq}
\end{aligned} \tag{13}$$

Entonces, aplicando la transformada dq al sistema (6) (i.e. multiplicando por $e^{-j\theta_e}$) se obtiene:

$$(\mathbf{v}_{s\alpha\beta}) e^{-j\theta_e} = (R\mathbf{i}_{s\alpha\beta}) e^{-j\theta_e} + \left(\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \right) e^{-j\theta_e} \tag{14}$$

lo que resulta en:

$$\mathbf{v}_{sdq} = R\mathbf{i}_{sdq} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdq}}{dt} + j\omega_e \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \tag{15}$$

donde el último miembro de (15) se debe a que se debe aplicar un “tip matemático” para calcular $\left(\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \right) e^{-j\theta_e}$. Por la regla de la cadena se sabe que:

$$\begin{aligned}
\frac{(d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_e})}{dt} &= \left(\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \right) e^{-j\theta_e} + (\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}) \frac{de^{-j\theta_e}}{dt} \\
\Rightarrow \left(\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \right) e^{-j\theta_e} &= \frac{(d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_e})}{dt} - (\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}) \frac{de^{-j\theta_e}}{dt}
\end{aligned} \tag{16}$$

pero $-(\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}) \frac{de^{-j\theta_e}}{dt} = -(\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}) e^{-j\theta_e} \frac{d(-j\theta_e)}{dt} = -j\omega_e (\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}) e^{-j\theta_e}$ (derivada de una exponencial y definición de θ_e) y además $\frac{d(\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_e})}{dt} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdq}}{dt}$ (definición de la transformada dq). Entonces:

$$\left(\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \right) e^{-j\theta_e} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdq}}{dt} + j\omega_e \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \tag{17}$$

Finalmente, el modelo definido en (15) es el modelo de la máquina de imanes permanentes en coordenadas dq , pero no se ha simplificado al máximo pues aún se utiliza el flujo magnético del estator, que es compuesto por la corriente de estator y el flujo magnético de rotor, lo que representa el tercer inconveniente que se debía resolver.

El flujo que llega al estator de la máquina está compuesto por el flujo producido por las corrientes del estator y por el flujo producido por el imán del rotor que es capaz de llegar hasta el estator. Matemáticamente, y utilizando coordenadas dq , esto se escribe como:

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = L\mathbf{i}_{sdq} + \boldsymbol{\lambda}_{rdq} \tag{18}$$

siendo L la inductancia de los devanados de estator y $\boldsymbol{\lambda}_{rdq}$ el flujo magnético producido por el rotor y que llega al estator. Así, sustituyendo (18) en (15) resulta:

$$\mathbf{v}_{sdq} = R\mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \underbrace{(L\mathbf{i}_{sdq} + \boldsymbol{\lambda}_{rdq})}_{\boldsymbol{\lambda}_{sdq}} + j\omega_e \underbrace{(L\mathbf{i}_{sdq} + \boldsymbol{\lambda}_{rdq})}_{\boldsymbol{\lambda}_{sdq}} \Rightarrow \tag{19}$$

$$\mathbf{v}_{sdq} = R\mathbf{i}_{sdq} + L \frac{d\mathbf{i}_{sdq}}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdq}}{dt} + j\omega_e L\mathbf{i}_{sdq} + j\omega_e \boldsymbol{\lambda}_{rdq} \tag{20}$$

donde ahora solo se utilizan las corrientes y tensiones de estator, el flujo magnético de rotor y la frecuencia eléctrica como variables en el modelo. El modelo dado en (20) se denomina **modelo dq general y sin una orientación específica**, pues no se ha definido aún qué ángulo inicial se considerará en el sistema. El proceso de elegir el ángulo inicial del sistema se denomina orientación del sistema, y dependiendo de su elección se afectará el valor de θ_e , θ_v , θ_i , etc. Para visualizar los efectos de la orientación del eje dq en el modelo (20), este modelo se separará en los componentes real (d) e imaginario (q), resultando en:

$$v_{sd} = Ri_{sd} + L \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_e Li_{sq} - \omega_e \lambda_{rq} \tag{21}$$

$$v_{sq} = Ri_{sq} + L \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + \omega_e Li_{sd} + \omega_e \lambda_{rd} \tag{22}$$

Aunque es posible orientar el modelo descrito en (21) y (22) de muchas maneras, para efectos de control es conveniente orientar el eje dq en el flujo de rotor. Esto produce que $\boldsymbol{\lambda}_{rdq} = \lambda_{rd} + j0$ (i.e. $\lambda_{rq} = 0$). Además, si se supone flujo de rotor constante (lo que es válido pues la máquina es de imanes permanentes), se tiene: $\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = 0$ y $\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = 0$. Por lo tanto, (21) y (22) resultan en:

$$v_{sd} = Ri_{sd} + L \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e Li_{sq} \tag{23}$$

$$v_{sq} = Ri_{sq} + L \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e Li_{sd} + \omega_e \lambda_{rd} \quad (24)$$

Finalmente, (23) y (24) son el **el modelo dinámico de la máquina sincrónica de imanes permanentes en coordenadas dq orientadas en el flujo de rotor**. Este modelo es el más utilizado en el control y modelado de las máquinas de imanes permanentes.

I-D. Modelo electromecánico de la máquina

El modelo electromecánico de las máquinas rotativas es similar en todos los casos, y está dado por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (25)$$

donde ω_r es la velocidad rotacional mecánica, en rad/s, T_L y T_e son los torques de carga y eléctrico, en Nm, y J es la inercia rotacional, en kgm^2 . Nótese que $p\omega_r = \omega_e$, donde p es el número de pares de polos. No obstante, es poco común trabajar directamente con el torque eléctrico. En su lugar, se suele trabajar con las corrientes de la máquina, que son más fáciles de medir. En lo siguiente, se muestra cómo modelar el torque eléctrico en función de otras variables de la máquina.

En forma general, se puede demostrar que la potencia activa trifásica de un sistema cuyas variables están expresada en coordenadas dq es:

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{3}{2} \Re \{ (v_{sd} + jv_{sq}) (i_{sd} - ji_{sq}) \} \Rightarrow \\ p_e &= \frac{3}{2} (v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \end{aligned} \quad (26)$$

donde el factor $\frac{3}{2}$ se debe a la transformada de Clarke utilizada (conservativa en amplitud).

Ahora bien, considerando que la resistencia del devanado de la máquina es pequeña y que las corrientes dq están en estado estacionario, las expresiones (23) y (24) resultan:

$$v_{sd} \approx -\omega_e Li_{sq} \quad (27)$$

$$v_{sq} \approx \omega_e Li_{sd} + \omega_e \lambda_{rd} \quad (28)$$

y sustituyendo (27) y (28) en (26) se llega a que la potencia eléctrica de la máquina es:

$$p_e \approx \frac{3}{2} \omega_e \lambda_{rd} i_{sq} \quad (29)$$

Finalmente, considerando que $p_e \approx \frac{T_e \omega_e}{p}$, el torque eléctrico (T_e) de la máquina se obtiene al dividir (29) por $\frac{\omega_e}{p}$, es decir:

$$T_e \approx \frac{3}{2} p \lambda_{rd} i_{sq} \quad (30)$$

La expresión (30) indica que cuando se utiliza orientación en el flujo de rotor, la máquina sincrónica de imanes permanentes se puede controlar como si fuera una máquina dc, donde el flujo y el torque están desacoplados. Por ejemplo, en este caso el flujo de rotor es impuesto por el imán permanente, mientras que la corriente de cuadratura define el torque aplicado a la máquina, es decir, la corriente de eje de cuadratura resulta equivalente a la corriente de armadura de la máquina dc, lo cual posibilita la implementación de estrategias de control con una respuesta dinámica bastante alta. De esta manera, sustituyendo (30) en (25) se obtiene:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p \lambda_{rd} i_{sq} - T_L \quad (31)$$

Finalmente, (31), (24) y (23) representan el modelo de la máquina sincrónica de imanes permanentes con orientación en el flujo de rotor. Estas ecuaciones se colocan juntas y despejando los estados del sistema para simplicidad del lector:

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = -Ri_{sd} + \omega_e Li_{sq} + v_{sd} \quad (32)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -Ri_{sq} - \omega_e Li_{sd} - \omega_e \lambda_{rd} + v_{sq} \quad (33)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} p \lambda_{rd} i_{sq} - T_L \quad (34)$$

donde se ha utilizado el hecho de que $\omega_e = \omega_r p$ para dejar el modelo en función de los estados ω_e , i_{sd} , i_{sq} y las entradas v_{sd} , v_{sq} (que son las tensiones que se pueden manipular) y λ_{rd} , que es una entrada que se considera constante.

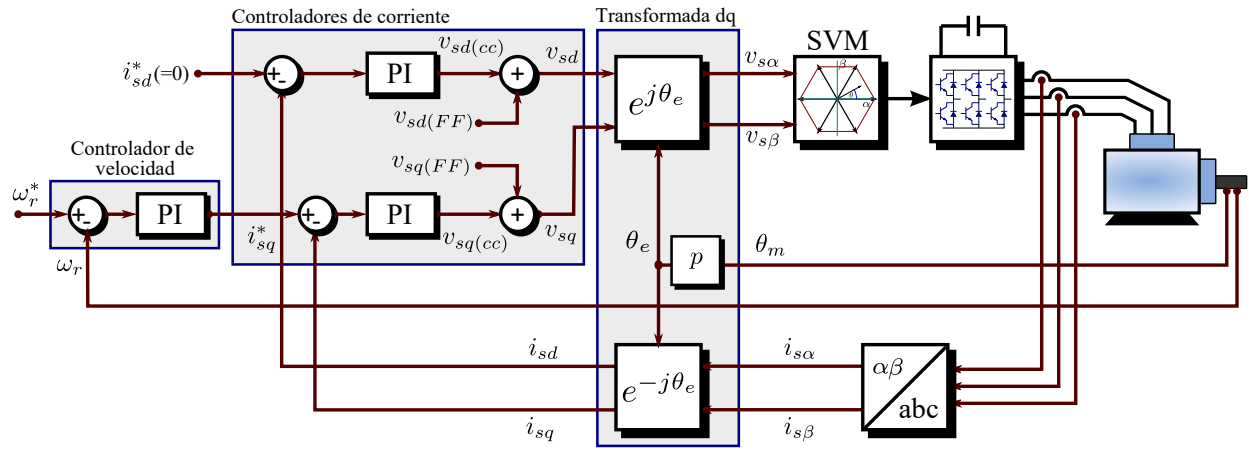


Figura 2. Control vectorial orientado en el flujo de rotor para la PMSM

II. CONTROL DE LA MÁQUINA SINCRÓNICA DE IMANES PERMANENTES

II-A. Medición de las variables eléctricas disponibles en la máquina

Dado que el modelado de la máquina se realizó en coordenadas dq orientadas en el flujo de rotor de la máquina, es necesario transformar las variables reales de la máquina, en coordenadas abc , a coordenadas dq con el ángulo eléctrico del vector de flujo de rotor. Para ello, se puede aplicar cualquiera de los dos procedimientos descritos en [1], con el fin de definir el ángulo de giro inicial de la máquina. Una vez definido este ángulo, se puede aplicar la transformada abc a dq y dq a abc , esto se muestra en la figura 2. Nótese que el ángulo eléctrico θ_e es definido en función del ángulo mecánico θ_m , utilizando los pares de polos de la máquina, p .

II-B. Control de las corrientes de la máquina

A partir de (23) y (24), se determina que las corrientes i_{sd} e i_{sq} pueden ser controladas manipulando, respectivamente, las tensiones v_{sd} y v_{sq} . Sin embargo, nótese que los últimos miembros de (23) y (24) corresponden a términos de acoplamiento, los cuales pueden ser considerados como perturbaciones desde un punto de vista de control. Para eliminar estas perturbaciones, las tensiones por aplicar a la máquina pueden ser definidas como:

$$v_{sd} = v_{sd(c)} + v_{sd(FF)} \quad (35)$$

$$v_{sq} = v_{sq(c)} + v_{sq(FF)} \quad (36)$$

donde el subíndice (c) indica “definido por un controlador” y el subíndice (FF) indica “FeedForward” (prealimentación, compensación o desacople). Las variables definidas con el subíndice (FF) son las responsables de eliminar los acoples del modelo de la máquina. Por ejemplo, si $v_{sd(FF)}$ y $v_{sq(FF)}$ se definen como:

$$v_{sd(FF)} = -\omega_e L i_{sq} \quad (37)$$

$$v_{sq(FF)} = \omega_e L i_{sd} + \omega_e \lambda_{rd} \quad (38)$$

al sustituir (37) y (38) en (23) y (24), se obtiene:

$$v_{sd(c)} = R i_{sd} + L \frac{di_{sd}}{dt} \quad (39)$$

$$v_{sq(c)} = R i_{sq} + L \frac{di_{sq}}{dt} \quad (40)$$

Por lo que los acoples entre las corriente dq han sido eliminados, y la función de transferencia entre las corrientes i_{sd} e i_{sq} y las tensiones $v_{sq(c)}$ y $v_{sd(c)}$ resultan en plantas de primer orden que pueden ser fácilmente controlables por PIs convencionales. Estos PIs se pueden sintonizar utilizando cancelación de polos y ceros, para lograr el ancho de banda a lazo cerrado buscado.

II-C. Control de la velocidad

Para obtener la planta de velocidad se pueden aplicar dos enfoques. En ambos se utiliza la corriente i_{sq} como variable manipulada:

1. **Analítico:** de (30) en (25), se obtiene:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p \lambda_{rd} i_{sq} - T_L \quad (41)$$

por lo tanto, si el flujo se considera constante (lo cual es usual en la mayoría de las aplicaciones), la función de transferencia entre $\omega_r(s)$ y $i_{sq}(s)$, considerando $T_L = 0$, es:

$$\frac{\omega_r(s)}{i_{sq}(s)} = \frac{3p\lambda_{rd}}{2Js} \quad (42)$$

2. **Experimental:** teniendo el lazo de corriente de cuadratura cerrado, y el lazo de velocidad abierto, aplicar un escalón en el valor deseado i_{sq}^* y medir la velocidad mecánica resultante ω_r . Con este enfoque, se obtendría una función de transferencia experimental que debería ser semejante a la obtenida con el enfoque analítico, pero con la ventaja de que se incorporan otras dinámicas no modeladas. Es importante notar que esta prueba debe realizarse sin torque de carga aplicado (esto es, $T_L = 0$), y que la respuesta de la velocidad debe ser registrada con cuidado, pues su relación con la corriente i_{sq} es integrante (ver (42)) y por tanto la máquina acelerará continuamente. No existe un valor estándar para el escalón que se debe aplicar en i_{sq} durante esta prueba, pero el 10 % del valor nominal de la corriente de la máquina debería funcionar sin problemas.

III. APLICACIONES EÓLICAS DE LA MÁQUINA DE IMANES PERMANENTES

to be done :)

REFERENCIAS

- [1] V. Slapk, K. Kyslan, F. Mejdr, and F. Durovsky, "Determination of Initial Commutation Angle Offset of Permanent Magnet Synchronous Machine - An Overview and Simulation," *Acta Electrotechnica et Informatica*, vol. 14, DOI 10.15546/aei-2014-0035, no. 4, pp. 17–22, 2014.