

Universidad
Politécnica
de Cartagena



industriales
etsii UPCT

Estudio de Frenado Dinámico para Motores Eléctricos

Titulación: Ingeniería Industrial
Intensificación: Eléctrica
Alumno/a: Eloy Pedro Sánchez Caton
Director/a/s: Ángel Molina García

Cartagena, 14 de Febrero de 2012

Índice

Índice	I
Índice de figuras	II
1.- Introducción.....	1
2.- El motor eléctrico	3
2.1- Antecedentes.....	3
2.2- Clasificación de los motores eléctricos	4
2.3- Descripción matemática	5
2.4- Control del PMSM.....	9
3.- Método de ensayo: Descripción.....	13
3.1 - Descripción	13
3.2 - Post procesado.....	14
3.2.1 - Mapas de par	14
3.2.2 - Mapas de flujo.....	14
3.2.3 - Pérdidas.....	15
3.3 - Descripción del laboratorio: Hardware y software.....	15
4.- Resultados experimentales	17
4.1 - Estimación del momento de inercia rotatorio	17
4.2 - Resultados experimentales	20
5.- Estudio comparativo de los resultados.....	23
5.1 - Resultados experimentales vs. simulaciones de EF	23
5.2 - Resultados experimentales vs. características verificadas	25
6.- Conclusiones	28
6.1 - Simulaciones vs. resultados experimentales	28
6.2 - Resultados experimentales vs. características verificadas	28
6.3 - Nota sobre las características obtenidas en el experimento	29
6.4 - Conclusiones finales.....	29

Índice de figuras

Figura 1: Modelo trifásico.....	5
Figura 2: Sistema de referencia definido por la integral del vector de la fem.....	7
Figura 3: Estructura del PMSM y sistemas de referencia	7
Figura 4: Rotor	18
Figura 5: Eje.....	18
Figura 6: Volante de inercia	19
Figura 7: Malla de par experimental	20
Figura 8: Curvas de par experimental	20
Figura 9: Curvas de flujo experimental en el eje x.....	21
Figura 10: Curvas de flujo experimental en el eje y.....	21
Figura 11: Curvas de flujo experimental.....	22
Figura 12: Malla de flujo experimental.....	22
Figura 13: Curvas de par experimental vs. simulación	23
Figura 14: Malla de par experimental vs. simulación	24
Figura 15: Curvas de flujo experimental vs. simulación.....	24
Figura 16: Malla de flujo experimental vs. simulación.....	25
Figura 17: Curvas de par experimental vs. verificado.....	25
Figura 18: Malla de par experimental vs. verificado.....	26
Figura 19: Curvas de flujo experimental vs. verificado	26
Figura 20: Malla de flujo experimental vs. verificado	27

1.- Introducción

El uso de motores eléctricos está altamente extendido, debido a sus ventajas: bajos niveles sonoros, bajos requisitos de mantenimiento, bajo peso, tamaño compacto, instalaciones limpias, alta eficiencia (hasta un 98%, frente al 40% de los motores de combustión interna), cero emisiones, amplio rango de operación (fracciones de vatios hasta cientos de MW), alto rango de velocidad (hasta 100000 rpm), densidad de potencia continua, densidad de par continuo, disponibilidad del par total incluso a bajas velocidades y buenas características de control.

En nuestra vida cotidiana se hace uso de muchos motores eléctricos, incluso sin ser conscientes de ello. Reproductores de CDs y DVDs, discos duros, ventiladores, sistemas de aire acondicionado, aspiradoras, lavadoras, neveras, cuchillos eléctricos, sistemas vibratorios en los teléfonos móviles y elevadoras eléctricas son una muestra de ello. Pequeños motores eléctricos pueden ser encontrados en relojes de muñeca, mientras que motores más grandes pueden ser encontrados en plantas de generación eléctrica, turbinas de viento, procesos industriales o diferentes medios de transporte como tranvías, trenes o vehículos eléctricos.

Tradicionalmente, los motores eléctricos fueron diseñados para trabajar en la industria, normalmente en estado estacionario, es decir, trabajando siempre en el mismo punto de operación. Sin embargo, motores eléctricos diseñados para ciertas aplicaciones, como las usadas en los sistemas de tracción, necesitan cambiar su comportamiento de acuerdo a la demanda de potencia y velocidad.

Un motor eléctrico no puede ser operado con cualquier combinación velocidad-par. El rango de operación está limitado mayormente por aspectos térmicos y mecánicos. Los aspectos térmicos limitan la máxima intensidad que puede ser introducida al motor debido al calor generado en los cables del motor por las pérdidas resistivas (efecto Joule) relacionadas con el sistema de refrigeración del motor (refrigeración por aire o por fluido). Por otro lado, la velocidad máxima está limitada por dos aspectos, el voltaje inducido DC-link y consideraciones mecánicas.

El voltaje inducido en las espiras del estator es proporcional a la derivada respecto del tiempo del flujo que los une, por tanto, cuanto más alta la velocidad del rotor, más rápida será la variación del flujo enlazado por las espiras del estator y mayor el voltaje inducido. El voltaje máximo ($U_{s,max}$) que puede ser modulado por el inversor está limitado por el voltaje DC-link por lo que para controlar el motor, tiene que estar asegurada la relación $U_s < U_{s,max}$ en todo momento ya sea limitando la velocidad máxima de rotación o usando métodos de debilitación del campo magnético.

Las pérdidas en los cojinetes son proporcionales a la velocidad de rotación, por lo tanto cuanto mayor es la velocidad mayores serán las pérdidas en los cojinetes. Además, a altas frecuencias rotacionales, la resonancia mecánica puede ocurrir, lo que puede conducir a inestabilidades mecánicas que pueden dañar el motor.

Para poder operar la máquina de una manera segura, sus límites operacionales deben ser conocidos. Los mapas de par y flujo son necesarios para determinar la región de operación factible del motor. Además, se requiere el mapa de eficiencia si el objetivo es hacer funcionar el motor con las mínimas pérdidas posibles. La combinación de estos tres mapas nos conducen a la identificación de los puntos óptimos de funcionamiento del motor.

Tradicionalmente, estos mapas son obtenidos mediante métodos experimentales, acoplando un medidor de par y velocidad y un freno motor al objeto a estudiar. El freno motor está controlado por la velocidad, manteniendo una velocidad constante mientras que la máquina de pruebas es operada a diferentes regímenes de intensidad. Trabajando con las distintas combinaciones de velocidad e intensidades de carga, es posible obtener las deseadas características de par, flujo magnético y eficiencia del motor de prueba.

El problema de este método reside en el gran tamaño del freno motor y el alto precio de toda la instalación, siendo necesario encontrar un sistema de medición del par con la suficiente precisión dentro del rango del par de la máquina de pruebas.

Actualmente, gracias a los nuevos dispositivos de adquisición de datos, con frecuencias de muestreo de hasta MHz, los resultados pueden ser obtenidos en estado transitorio y estacionario. Usando el software apropiado, los mapas de par, flujo y eficiencia pueden ser obtenidos usando estos nuevos dispositivos de adquisición de datos, siendo innecesario el uso de un laboratorio con un freno motor y un dispositivo medidor del par.

Este PFC presenta el desarrollo de un nuevo método de prueba, implementado con la ayuda de LabVIEW haciendo uso de los sistemas de adquisición de datos de National Instruments, Compact Rio. Posteriormente, el método es aplicado a un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) cuyas características son conocidas para verificar la validez de los resultados obtenidos con el método propuesto.

2.- El motor eléctrico

2.1- Antecedentes

Un convertidor de energía electromecánica relaciona la energía eléctrica con la energía mecánica. Si el proceso convierte la energía eléctrica en mecánica, la máquina es un motor eléctrico, mientras que si el proceso convierte la energía mecánica en eléctrica, la máquina es un generador.

El funcionamiento de un convertidor electromecánico está basado en los fenómenos relacionados con el transporte de cargas eléctricas, usando los campos eléctricos y magnéticos. Los principales fenómenos implicados en el funcionamiento de los motores eléctricos son:

- a) Ley de Ampère: Una carga eléctrica en movimiento crea un campo magnético.
- b) Fuerza de Lorentz: Un conductor por el que circula una carga eléctrica en un campo magnético experimenta una fuerza actuante en él.

El uso de motores eléctricos para los vehículos data de finales del siglo XIX, pero se quedó en desuso en los años 30, debido a la introducción del motor eléctrico de arranque, los bajos precios de los combustibles, la alta autonomía y la fabricación en serie, ya que era más sencillo de producir un bloque motor de gasolina.

Una vez en el siglo XXI, con los altos precios de los combustibles y la conciencia medioambiental, las soluciones eléctricas están siendo desarrolladas para el transporte, de manera que se pueda obtener la mayor eficiencia posible, haciendo un uso óptimo de la energía y reduciendo las emisiones y el impacto ambiental de los vehículos.

Hoy en día, en la mayoría de empresas automovilísticas se encuentran desarrollando diferentes configuraciones usando motores de tracción eléctrica, ya sea utilizando un único motor eléctrico (vehículo eléctrico puro) o combinándolo con un motor de combustión (sistema híbrido).

El principal problema de los vehículos eléctricos radica en su limitada autonomía, la cual depende de la cantidad y tipos de baterías usadas en ello. Las baterías no son sólo usadas para la tracción del vehículo, debido a los muchos motores eléctricos actuantes en todo el vehículo, como el sistema de aire acondicionado, elevadores eléctricos, asientos regulables eléctricamente, etc.

Para incrementar la autonomía son necesarias grandes cantidades de baterías, lo que implica un mayor peso del vehículo y por lo tanto mayor resistencia a la rodadura. Actualmente están siendo desarrollados nuevos materiales y nuevos medios de producir y almacenar energía, lo que significa nuevas y mejores baterías, más pequeñas y más eficientes, por lo que baterías de mayor capacidad pueden ser

montadas en el vehículo sin comprometer el peso o el espacio habilitado para los pasajeros y equipaje.

Para obtener el máximo rendimiento de las baterías instaladas en el vehículo, la eficiencia del sistema de tracción tiene que ser también maximizada, lo que lleva a operar el motor eléctrico en el par y velocidad deseados con las mínimas pérdidas posibles. Como se mencionó en la sección anterior, la carga óptima del motor para la combinación de par y velocidad requerida es obtenida de los mapas de par, flujo y eficiencia. Este PFC presenta un nuevo método para caracterizar el motor dinámicamente, en lugar del tradicional banco de ensayos con un freno motor y un medidor de par.

2.2- Clasificación de los motores eléctricos

Los motores eléctricos están divididos en dos grandes grupos dependiendo del tipo de corriente utilizada en su alimentación, corriente continua, CC, o corriente alterna, CA. Cada uno de ellos tiene sus ventajas y sus inconvenientes.

Los motores de CC poseen un principio de funcionamiento más sencillo que el de los motores de CA, son más fáciles de controlar y requieren de una electrónica más barata para funcionar. Por otro lado, presentan una menor eficiencia, requieren un mantenimiento de las escobillas y del conmutador y son más grandes y pesados que los motores de CA.

Los motores de CA generalmente presentan una relación de par y potencia mayores, lo que se traduce en un mejor rendimiento en un menor tamaño, tienen mayor eficiencia y menores requisitos de mantenimiento, pero tienen un sistema de control más complejo y suelen ser más caros que los motores de CC.

Los motores de CC funcionan con corriente continua, y para conseguir la rotación del campo magnético, se necesita algo que cambie la dirección de la corriente por las bobinas. Esto se consigue gracias al uso de un conmutador, el cual rota a la vez del rotor, y está dividido en dos secciones (motor de dos polos). Cada parte está en contacto permanente con las escobillas que conducen la intensidad al rotor, y debido al cambio de posición del conmutador, la intensidad circula a través del bobinado del estator en diferentes sentidos cada vez, produciendo un campo magnético rotatorio.

Los motores de CA funcionan con una corriente alterna. Esta intensidad circula por el bobinado del estator en un sistema trifásico senoidal simétrico de intensidad donde cada fase está desfasada 120° con respecto a las otras, produciendo un campo magnético rotatorio. Esto evita el uso de un conmutador, lo que simplifica el mantenimiento del motor de CA. En un motor síncrono de CA, las bobinas están situadas en el estator.

Los motores de CC están divididos en dos tipos, con escobillas o sin escobillas, que usan una conmutación interna o externa respectivamente.

Entre las diferentes posibilidades de clasificar los motores de CA, una de ellas es de acuerdo a la relación existente entre la velocidad de rotación del campo magnético del rotor y del estator. Basado en este criterio los motores de CA están divididos en motores asíncronos (también llamados de inducción) y motores síncronos.

La rotación en los motores síncronos se produce por la magnetización del rotor, que sigue la rotación del campo magnético del estator. Hay varios modos de magnetizar el rotor; una corriente externa puede ser aplicada al bobinado del rotor (Máquina Síncrona Magnetizada Eléctricamente), o de un modo más sencillo, por la colocación de imanes permanentes en el cuerpo del rotor (Máquina Síncrona de Imanes Permanentes). La velocidad de rotación dependerá del número de polos y de la frecuencia de la intensidad trifásica.

Normalmente, el estator y el rotor tienen el mismo número de polos, por lo que poseen la misma velocidad rotacional.

Para altas velocidades, el rotor suele ser de forma completamente cilíndrica. Esto es debido a las elevadas fuerzas rotacionales que se pueden producir y que se consigue un menor rozamiento.

2.3- Descripción matemática

Un motor de CA está alimentado por una corriente trifásica. El modelo es:

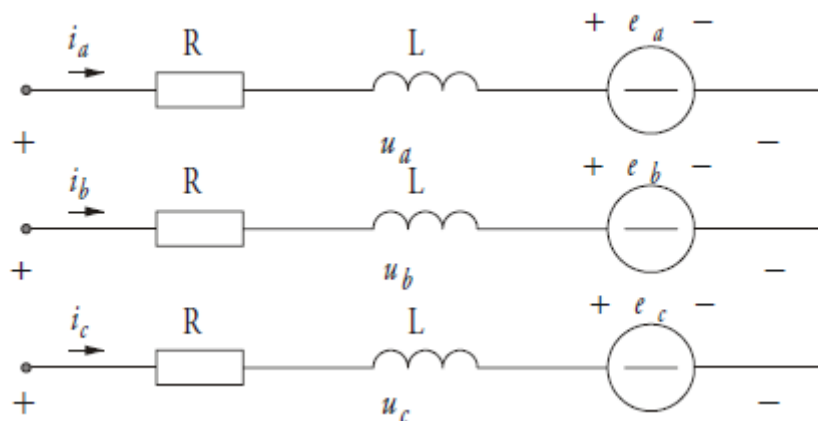


Figura 1: Modelo trifásico

Tenemos tres ecuaciones, una para cada fase:

$$u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (\text{Ec. 2.1})$$

$$u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (\text{Ec. 2.2})$$

$$u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (\text{Ec. 2.3})$$

Las tres fases están desfasadas 120° en el tiempo. Estas tres ecuaciones pueden ser expresadas en una única ecuación como:

$$\vec{u} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot u_a + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot u_b + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot u_c = R\vec{i} + L \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{e} \quad (\text{Ec. 2.4})$$

Con un voltaje de carga simétrico (e_a, e_b, e_c)

$$e_a = \hat{e} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (\text{Ec. 2.5})$$

$$e_b = \hat{e} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Ec. 2.6})$$

$$e_c = \hat{e} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{Ec. 2.7})$$

el vector del voltaje de carga puede ser escrito como

$$\begin{aligned} \vec{e} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(e_a + e_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + e_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{e} \cdot \left(\cos(\omega \cdot t) + \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \right. \\ &\left. \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{e} \cdot \left(\cos(\omega \cdot t) + \right. \\ &\left. + \left(\cos(\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \left(\cos(\omega \cdot t) \cdot \right. \right. \\ &\left. \left. \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{e} \cdot \left(\cos(\omega \cdot t) \cdot \right. \\ &\left. \left(1 + \frac{1}{4} + \frac{1}{4}\right) + j \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \left(\frac{3}{4} + \frac{3}{4}\right) \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \hat{e} \cdot \left(\cos(\omega \cdot t) + j \cdot \right. \\ &\left. \sin(\omega \cdot t) \right) = E \cdot e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.8})$$

Donde E es el valor eficaz del voltaje fase-fase. El voltaje de carga es así un vector con un valor constante E y una velocidad de rotación constante ω . Por comodidad, se adaptará un sistema de referencia a la integral de este vector de voltaje, llamado $\vec{\Psi}$:

$$\vec{\Psi} = \int_0^t \vec{e} \cdot dt = \int_0^t E \cdot e^{j\omega t} dt = \frac{\vec{e}}{j\omega} = \frac{E}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{Ec. 2.9})$$

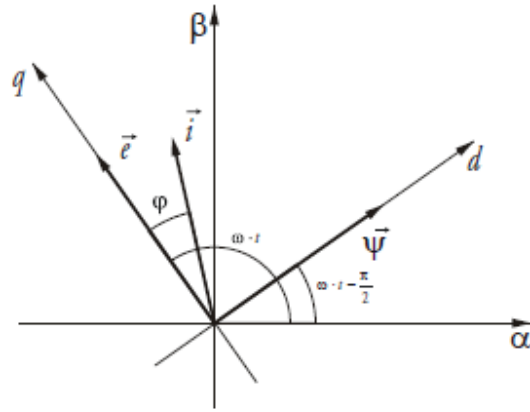


Figura 2: Sistema de referencia definido por la integral del vector de la fem

El eje d en el sistema d - q será situado en la misma dirección que el flujo Ψ . En el caso de los motores síncronos, los ejes d, q (tradicionalmente alineados con el vector de flujo del estator) rotan con la misma frecuencia que los ejes x, y (acoplados al vector de flujo del rotor). A veces, la notación d, q y x, y son intercambiables.

La figura 3 define los sistemas de referencia del estator (α, β) y del rotor (x, y) usados en el control del PMSM.

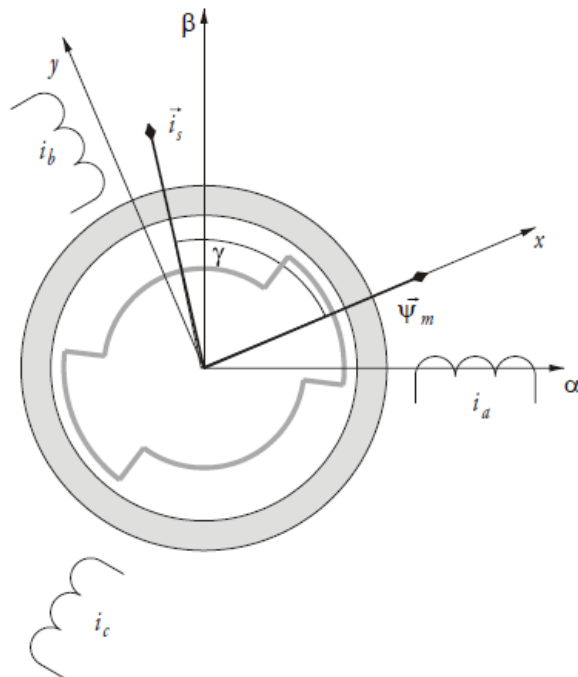


Figura 3: Estructura del PMSM y sistemas de referencia

Con referencia a la figura 3, las ecuaciones eléctricas en el sistema de referencia del estator son:

$$\vec{u}_s^{\alpha\beta} = R_s \cdot \vec{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{d\vec{\psi}_s^{\alpha\beta}}{dt} = R_s \cdot \vec{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} (\vec{\psi}_\delta^{\alpha\beta} + L_{s\lambda} \cdot \vec{i}_s^{\alpha\beta}) \quad (\text{Ec. 2.10})$$

Siendo R_s la resistencia del estator, $L_{s\lambda}$ la inductancia del estator, Ψ_s el flujo total del estator y Ψ_δ el flujo del entrehierro que concatenado con las bobinas del estator.

El mismo vector puede ser expresado en el sistema de referencia del rotor como:

$$\vec{u}_s^{xy} = R_s \cdot \vec{i}_s^{xy} + \frac{d}{dt} (\vec{\psi}_\delta^{xy} + L_{s\lambda} \cdot \vec{i}_s^{xy}) + j\omega_r \cdot (\vec{\psi}_\delta^{xy} + L_{s\lambda} \cdot \vec{i}_s^{xy}) \quad (\text{Ec. 2.11})$$

o, alternativamente, expresado en sus componentes:

$$\begin{aligned} u_{sx} &= R_s \cdot i_{sx} + \frac{d}{dt} (\psi_m + L_{mx} \cdot i_{sx} + L_{s\lambda} \cdot i_{sx}) - \omega_r \cdot (L_{my} \cdot i_{sy} + L_{s\lambda} \cdot \\ i_{sy}) &= R_s \cdot i_{sx} + \frac{d}{dt} (\psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx}) - \omega_r \cdot L_{sy} \cdot i_{sy} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.12})$$

$$\begin{aligned} u_{sy} &= R_s \cdot i_{sy} + \frac{d}{dt} (L_{my} \cdot i_{sy} + L_{s\lambda} \cdot i_{sy}) + \omega_r \cdot (\psi_m + L_{mx} \cdot i_{sx} + L_{s\lambda} \cdot \\ i_{sx}) &= R_s \cdot i_{sy} + L_{sy} \cdot \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_r \cdot (\psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx}) \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.13})$$

Las relaciones del flujo son:

$$\psi_{sx} = \psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx} = \psi_m + (L_{mx} + L_{s\lambda}) \cdot i_{sx} \quad (\text{Ec. 2.14})$$

$$\psi_{sy} = L_{sy} \cdot i_{sy} = (L_{my} + L_{s\lambda}) \cdot i_{sy} \quad (\text{Ec. 2.15})$$

donde $L_{m,x,y}$ es la inductancia principal en las direcciones x e y respectivamente, y $L_{s\lambda}$ es la inductancia de fuga del estator que puede ser considerada igual en todas las direcciones debido a la simetría del estator, por lo que la relación entre las inductancias es cero.

La ecuación del par puede ser expresada como:

$$\begin{aligned} T &= \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s = \psi_{sx} \cdot i_{sy} - \psi_{sy} \cdot i_{sx} \\ &= (\psi_m + (L_{mx} + L_{s\lambda}) \cdot i_{sx}) \cdot i_{sy} - (L_{my} + L_{s\lambda}) \cdot i_{sy} \cdot i_{sx} \\ &= \psi_m \cdot i_{sy} + (L_{mx} - L_{my}) \cdot i_{sx} \cdot i_{sy} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.16})$$

La expresión del par contiene dos componentes, la primera siendo independiente de la geometría del rotor y la segunda siendo independiente de la magnetización permanente. El último término es normalmente llamado par de reluctancia, ya que depende de la diferencia de las reluctancias en las direcciones x e y. Ambos términos pueden ser usados en la estrategia de control de manera que se pueda encontrar el mejor punto de operación (combinación de i_{sx} , i_{sy}) para una cierta demanda de par.

En el siguiente apartado se explicará el método de control utilizado en el desarrollo de este PFC.

2.4- Control del PMSM

Dependiendo del tipo de aplicación, la velocidad del motor, posición, par o incluso una combinación de ellas tienen que ser controladas con alta precisión. Como en todos los problemas de control, las señales de distorsión están presentes, lo que es la razón por la que se necesitan lazos cerrados de control para la mayoría de las aplicaciones. Las distorsiones más comunes son las variaciones de carga, pero variaciones en los parámetros son también comunes, y un lazo cerrado de control es usado para compensar estas variaciones.

Diferentes estrategias de control pueden ser aplicadas como adaptativa, jerárquica, inteligente, óptima, robusta y estocástica.

El par producido por la máquina eléctrica se denota por T_{el} mientras que el par aplicado a la carga es T_l . Bajo este par, una masa rotatoria (rotor del motor y cualquier otra carga acoplada a él) con una inercia total J experimentará una aceleración que es determinada por la siguiente ecuación, donde ω es la velocidad de rotación:

$$T_{el} - T_l = \frac{d}{dt}(J \cdot \omega) \quad (\text{Ec. 2.17})$$

Los lazos de control en un dispositivo eléctrico están conectados normalmente en cascada.

Según la ecuación (2.16) podemos observar que controlando el flujo y/o las corrientes, el par puede ser controlado.

Aplicando un control por corrientes, las pérdidas pueden ser minimizadas seleccionando las corrientes óptimas i_{sx} e i_{sy} para cada punto de operación (condiciones de par y velocidad).

A continuación el método Proporcional-Integrador (PI) de control será detallado.

Método de control PI

Un controlador PI de variable discreta es diseñado para cada componente de corriente basado en las expresiones del voltaje

$$u_d = L \frac{d}{dt} i_d + R i_d - \omega L i_q + e_d \quad (\text{Ec. 2.18})$$

$$u_q = L \frac{d}{dt} i_q + R i_q - \omega L i_d + e_q \quad (\text{Ec. 2.19})$$

La salida del controlador son dos referencias de voltaje, una en la dirección d y la otra en la dirección q . El primer paso es usar la aproximación de Euler regresiva para las derivadas de la corriente. Con esto obtenemos

$$\frac{di_d}{dt} \approx \frac{i_{d,k} - i_{d,k-1}}{T_s} \quad (\text{Ec. 2.20})$$

$$\frac{di_q}{dt} \approx \frac{i_{q,k} - i_{q,k-1}}{T_s} \quad (\text{Ec. 2.21})$$

Además, se asume que las corrientes pueden ser aproximadas con sus valores promedio, en el intervalo de muestreo en particular

$$i_d \approx \frac{i_{d,k} + i_{d,k-1}}{2} \quad (\text{Ec. 2.22})$$

$$i_q \approx \frac{i_{q,k} + i_{q,k-1}}{2} \quad (\text{Ec. 2.23})$$

También es asumido que la variación de voltaje no cambia entre dos muestras.

Consecuentemente,

$$e_{d,k} \approx e_{d,k-1} \quad (\text{Ec. 2.24})$$

$$e_{q,k} \approx e_{q,k-1} \quad (\text{Ec. 2.25})$$

con $e_{d,k}$ la fuerza electromagnética en la dirección d en el momento de muestreo k y $e_{q,k}$ la fuerza electromagnética en la dirección q en el momento de muestreo k .

Lo que nos conduce al siguiente resultado:

$$u_{d,k} = L \frac{i_{d,k} - i_{d,k-1}}{T_s} + R \frac{i_{d,k} + i_{d,k-1}}{2} - \omega L \frac{i_{q,k} + i_{q,k-1}}{2} + e_{d,k-1} \quad (\text{Ec. 2.26})$$

$$u_{q,k} = L \frac{i_{q,k} - i_{q,k-1}}{T_s} + R \frac{i_{q,k} + i_{q,k-1}}{2} + \omega L \frac{i_{d,k} + i_{d,k-1}}{2} + e_{q,k-1} \quad (\text{Ec. 2.27})$$

Considerando un controlador deadbeat, se asume que

$$i_{d,k} = i_{d,ref,k-1} \quad (\text{Ec. 2.28})$$

$$i_{q,k} = i_{q,ref,k-1} \quad (\text{Ec. 2.29})$$

dando

$$u_{d,ref,k} = L \frac{i_{d,ref,k} - i_{d,k}}{T_s} + R \frac{i_{d,ref,k} + i_{d,k}}{2} - \omega L \frac{i_{q,ref,k} + i_{q,k}}{2} + e_{d,k} \quad (\text{Ec. 2.30})$$

$$u_{q,ref,k} = L \frac{i_{q,ref,k} - i_{q,k}}{T_s} + R \frac{i_{q,ref,k} + i_{q,k}}{2} + \omega L \frac{i_{d,ref,k} + i_{d,k}}{2} + e_{q,k} \quad (\text{Ec. 2.31})$$

Esto nos da un controlador proporcional

$$u_{d,ref,k} = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot (i_{d,ref,k} - i_{d,k}) + R \cdot i_{d,k} - \omega L \frac{i_{q,ref,k} + i_{q,k}}{2} + e_{d,k} \quad (\text{Ec. 2.32})$$

$$u_{q,ref,k} = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot (i_{q,ref,k} - i_{q,k}) + R \cdot i_{q,k} + \omega L \frac{i_{d,ref,k} + i_{d,k}}{2} + e_{q,k} \quad (\text{Ec. 2.33})$$

El término de la caída del voltaje resistivo puede ser interpretado como la parte integral asumiendo que la corriente es igual a la suma de los errores previos, es decir

$$i_{d,k} = \sum_{n=0}^{k-1} (i_{d,ref,n} - i_{d,n}) \quad (\text{Ec. 2.34})$$

$$i_{q,k} = \sum_{n=0}^{k-1} (i_{q,ref,n} - i_{q,n}) \quad (\text{Ec. 2.35})$$

De donde obtenemos un controlador PI

$$u_{d,ref,k} = K \cdot \left((i_{d,ref,k} - i_{d,k}) + \frac{T_s}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^{k-1} (i_{d,ref,n} - i_{d,n}) \right) - \omega L \cdot \frac{i_{q,ref,k} + i_{q,k}}{2} + e_{d,k} \quad (\text{Ec. 2.36})$$

$$u_{q,ref,k} = K \cdot \left((i_{q,ref,k} - i_{q,k}) + \frac{T_s}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^{k-1} (i_{q,ref,n} - i_{q,n}) \right) + \omega L \cdot \frac{i_{d,ref,k} + i_{d,k}}{2} + e_{q,k} \quad (\text{Ec. 2.37})$$

donde

$$K = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \quad (\text{Ec. 2.38})$$

$$T_i = \frac{R}{\left(\frac{L}{1} + \frac{T_s R}{2}\right)} = \frac{1}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2}\right)} \quad (\text{Ec. 2.39})$$

con K la constante de proporcionalidad y T_i la constante integral.

Asumiendo que

$$i_{q,k} = \frac{i_{q,ref,k} + i_{q,k}}{2} \quad (\text{Ec. 2.40})$$

$$i_{d,k} = \frac{i_{d,ref,k} + i_{d,k}}{2} \quad (\text{Ec. 2.41})$$

las ecuaciones serán

$$u_{d,ref,k} = K \cdot \left((i_{d,ref,k} - i_{d,k}) + \frac{T_s}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^{k-1} (i_{d,ref,n} - i_{d,n}) \right) - K_c \cdot i_{q,k} + e_{d,k} \quad (\text{Ec. 2.42})$$

$$u_{q,ref,k} = K \cdot \left((i_{q,ref,k} - i_{q,k}) + \frac{T_s}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^{k-1} (i_{q,ref,n} - i_{q,n}) \right) + K_c \cdot i_{d,k} + e_{q,k} \quad (\text{Ec. 2.43})$$

donde

$$K = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2} \right)$$

$$T_i = \frac{R}{\left(\frac{L}{1} + \frac{T_s R}{2} \right)} = \frac{1}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2} \right)}$$

$$K_c = \omega L$$

con K la constante de proporcionalidad, T_i la constante integral y K_c la constante de feed forward.

3.- Método de ensayo: Descripción

3.1 - Descripción

El objetivo de este PFC es caracterizar una cierta máquina eléctrica (en este caso un PMSM), obteniendo sus mapas de par, flujo y eficiencia para diferentes puntos operativos de la máquina (combinación de corrientes i_{sx} e i_{sy}).

Sin embargo, en lugar de acoplar un medidor de par y velocidad al motor de prueba y hacerlo funcionar acoplado a un freno motor, el método propuesto consiste en acelerar en un sentido y en el contrario el motor de prueba aplicando distintas configuraciones de corriente. Asumiendo que las corrientes, los voltajes y la velocidad pueden ser medidos con precisión (con frecuencias suficientemente altas) y partiendo de que las inercias de las partes rotatorias son conocidas, los mapas de par, flujo y eficiencia pueden ser determinados.

El bobinado del estator es alimentado por una corriente trifásica obtenida a partir de un voltaje de CC tras hacerlo pasar a través de un inversor.

El método de operación es el que se describe a continuación:

- 1) Se fija un valor de referencia para i_{sx} .
- 2) Como el eje del motor gira libremente, un control de velocidad es requerido (en este caso un controlador PI), para garantizar que no se exceda la máxima velocidad. La salida del control de velocidad es el valor de referencia para i_{sy} . El controlador de velocidad está implementado con una ganancia alta y la salida de referencia de i_{sy} es saturada a un valor determinado, para poder tener valores constantes de i_{sx} and i_{sy} por una cantidad suficiente de tiempo.
- 3) Entonces, cuando la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad medida es amplia, el controlador de velocidad se saturará al valor de i_{sy} elegido, i_{sx} e i_{sy} serán constantes hasta que la velocidad de referencia es alcanzada. Añadiendo un volante de inercia al experimento se incrementará el tiempo necesario para alcanzar la velocidad de referencia, incrementando así el número de muestras para una configuración determinada de corriente, facilitando el post procesamiento de los resultados y aumentando la fiabilidad de los mismos.
- 4) Midiendo la aceleración del rotor, corrientes y voltajes mientras i_{sx} e i_{sy} son constantes, el par, el flujo y valores estimados de las pérdidas pueden ser calculados para dicha combinación de corrientes.
- 5) Este patrón de operación será repetido para diferentes valores de i_{sx} y diferentes valores de saturación para el controlador de velocidad (i_{sy}), escaneando toda la región operativa del motor.

El experimento es realizado para ciertos valores de la combinación i_{sx} e i_{sy} limitados por $i_{sx,max}$ e $i_{sy,max}$. La corriente de referencia en el eje x i_{sx} varía de 0 a $-i_{sx,max}$, mientras que i_{sy} varía de $-i_{sy,max}$ a $+i_{sy,max}$. Para cada combinación de corriente el

motor empieza a girar desde la posición de reposo, gira hasta alcanzar la velocidad de referencia y frena hasta la posición de reposo nuevamente. Esto proporciona información de aceleración y frenado para cada punto de operación (esta es una de las mejoras de este proyecto, ya que previamente solo la aceleración era medida). Como puede ser esperado, para valores positivos de i_{sy} el motor gira en un sentido, y para valores negativos de i_{sy} el motor gira en el sentido opuesto. El valor $i_{sy}=0$ no es considerado, ya que no proporciona rotación.

3.2 - Post procesado

Todos los datos obtenidos en las pruebas son posteriormente procesados usando Matlab, de manera que se puedan obtener las características más relevantes del motor, como los mapas de par y flujo.

3.2.1 - Mapas de par

Una vez que tenemos los resultados de velocidad, el par puede ser calculado usando

$$T = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

La derivada de la velocidad es calculada usando el método de diferencias centradas:

$$\frac{dw}{dt}(i) = \frac{w(i+1)-w(i-1)}{2 \cdot (t(i)-t(i-1))} \quad (\text{Ec. 3.2})$$

Después de calcular los valores de dw/dt para cada intervalo de muestreo, el valor promedio es calculado, y este valor promedio es calculado para calcular el par promedio para cada combinación de (i_{sx}, i_{sy}) .

3.2.2 - Mapas de flujo

A partir de los voltajes u_{sx} y u_{sy} y conociendo el ψ_m del motor, el flujo del estator puede ser calculado de:

$$u_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + \frac{d}{dt}(\psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx}) - \omega_r \cdot L_{sy} \cdot i_{sy} \quad (\text{Ec. 3.3})$$

$$u_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + L_{sy} \cdot \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_r \cdot (\psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx}) \quad (\text{Ec. 3.4})$$

donde:

$$\psi_{sx} = \psi_m + L_{sx} \cdot i_{sx} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

$$\psi_{sy} = L_{sy} \cdot i_{sy} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Merece la pena destacar que los voltajes u_{sx} y u_{sy} no son fácilmente medibles, especialmente si el motor es alimentado con un voltaje modulado por ancho de pulso. Los nuevos dispositivos de adquisición de datos como los usados en este proyecto, hacen posible el cálculo preciso de u_{sx} y u_{sy} usando una frecuencia de muestreo de los voltajes del motor. Sin embargo, en los casos en que u_{sx} y u_{sy} no puedan ser medidos, pueden ser estimados usando los datos de salida de los controladores PI de corriente.

3.2.3 - Pérdidas

Las pérdidas totales del motor son calculadas como la diferencia entre la potencia eléctrica de entrada y la potencia mecánica de salida.

La potencia eléctrica es obtenida de

$$P_{el} = i_{sx} * u_{sx} + i_{sy} * u_{sy} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

Y la potencia mecánica es obtenida de:

$$P_{mech} = \frac{2 * \pi * T * f}{np} \quad (\text{Ec. 3.8})$$

Siendo T el par, f la frecuencia eléctrica rotacional y np el número de polos.

Las pérdidas del motor pueden ser clasificadas como mecánicas, magnéticas o eléctricas. Las pérdidas mecánicas son debidas a la fricción en diferentes partes de la máquina, que comprenden las pérdidas en los cojinetes y las pérdidas por fricción del aire alrededor del rotor. Las pérdidas magnéticas son debidas a la histéresis y las corrientes de Foucault y aparecen mayormente en el laminado del motor y los imanes permanentes. Las pérdidas eléctricas (también llamadas pérdidas en el cobre), son mayormente debidas al efecto Joule en los conductores y los armónicos temporales producidos en los cambios de la electrónica de potencia aplicada en el control del motor. La clasificación de las diferentes pérdidas no es discutida en este proyecto.

3.3 - Descripción del laboratorio: Hardware y software

El hardware usado en la realizaxión de este proyecto es:

- Inversor (transistores y drivers)
 - o Inversor → SKIIP SEMIKRON 513GD172-3 DUL V3: 1700 V, 500 A
 - o Semidrivrs SKIC 6001

- Sistema de adquisición (paneles de acondicionamiento de señal)
 - o National Instruments cRIO
 - Módulo **NI9223**: 4-Channel, 1 MS/s, 16-Bit Simultaneous Analog Input
 - Módulo **NI9215**: 4-Channel, 100 kS/s/ch, 16-bit, ± 10 V Analog Input
 - Módulo **NI9205**: 32-Ch, ± 200 mV to ± 10 V, 16-Bit, 250 kS/s Analog Input
 - Módulo **NI9263**: 4-Channel, 100 kS/s, 16-bit, ± 10 V, Analog Output
 - Módulo **NI9401**: 8 Ch, 5 V/TTL High-Speed Bidirectional Digital
 - Módulo **NI9402**: 4 Ch LVTTTL High-Speed Digital I/O

- Fuentes de alimentación \rightarrow 5 V y 15 V
- Sensores (corriente/voltaje/resolver)
 - o Sensors de corriente \rightarrow LEM LT100-S
 - o Sensors de voltaje \rightarrow Tektronix P5200 1/50
 - o Resolver \rightarrow Resolver de reluctancia variable Singlsyn (Tamagawa)
- Ordenador.

En este proyecto, National Instruments LabVIEW y Compact Rio (cRIO) son usados para el control del motor y la adquisición de los datos. Las señales medidas de corrientes, voltajes y posición del rotor, adquiridas gracias a los diferentes sensores son introducidas en el módulo correspondiente del CompactRIO. Estos datos son usados para calcular los voltajes de referencia para el siguiente tiempo de muestreo. Además, los datos son conducidos al ordenador donde son almacenados para ser procesados posteriormente, cuando el experimento sea concluido. El hardware cRIO es también responsable de la señal de cambio para los IGBTs.

El software Matlab (Mathworks) es usado para las simulaciones y el post procesado de las señales muestreadas. Las rutinas de LabVIEW y de Matlab usadas en el desarrollo de este proyecto han sido desarrolladas en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Automatización Industrial en el LTH, Lunds Universitet (Universidad de Lund) y han sido adaptados para cumplir los requisitos del experimento.

4.- Resultados experimentales

En esta sección, los resultados obtenidos durante la realización de este proyecto son presentados. Para validar los resultados, éstos son comparados a resultados de simulación obtenidos del modelo de Elementos Finitos del motor y también con las características conocidas del motor, obtenidas de experimentos previos usando métodos tradicionales.

La velocidad de referencia está fijada a diferentes valores dependiendo de la i_{sx} de referencia, ya que la máxima velocidad que puede alcanzar el motor para bajos valores de i_{sx} no es la misma que para altos valores debido al efecto del debilitamiento del campo. Los límites aplicados (en términos de frecuencia eléctrica) son 150 Hz para 0A, 170 Hz para -5A, 180 Hz para -10 y -15A, 190 Hz para -20A y 200 Hz para el resto de los valores de referencia de i_{sx} .

Para mejorar los resultados, un volante de inercia puede ser acoplado al rotor para incrementar el tiempo necesario para alcanzar la velocidad de referencia, e incrementando así el número de muestras para una configuración determinada de corriente, facilitando el post procesamiento de los resultados y aumentando la fiabilidad de los mismos.

4.1 - Estimación del momento de inercia rotatorio

Como se muestra en la ecuación 3.1, para poder calcular los valores del par, necesitamos conocer la inercia de la masa giratoria y la derivada con respecto al tiempo de la velocidad rotacional del motor. La velocidad del motor está muestreada con suficiente tasa de muestreo, y por lo tanto puede ser derivada fácilmente, Ec 3.2. La inercia sin embargo tiene que ser estimada a partir de la geometría y las propiedades del material de la masa giratoria.

La masa giratoria que tendremos en cuenta, consiste en los imanes y láminas del rotor, el eje del rotor y un volante de inercia acoplado para incrementar la inercia total obteniendo resultados más precisos.

La geometría de las láminas del rotor y los imanes está presentada en la figura 4, asumiendo una densidad homogénea de valor 7850 kg/m^3 .

La inercia del rotor es calculada como la suma de tres cilindros, siendo el principal el cilindro central y uno más pequeño a cada lado de éste, como puede ser observado en la figura 4. La ecuación para calcular el momento de inercia es:

$$J_{rot} = \frac{\pi\rho}{2} \cdot [l_1(r_{o1}^4 - r_i^4) + 2l_2(r_{o2}^4 - r_i^4)] \quad (\text{Ec. 5.1})$$

Siendo r_{o1} y r_{o2} los radios externos del cilindro principal y de los secundarios respectivamente y r_i el radio interno de ambos y l_1 la longitud del cilindro principal y l_2 la longitud de cada uno de los cilindros secundarios.

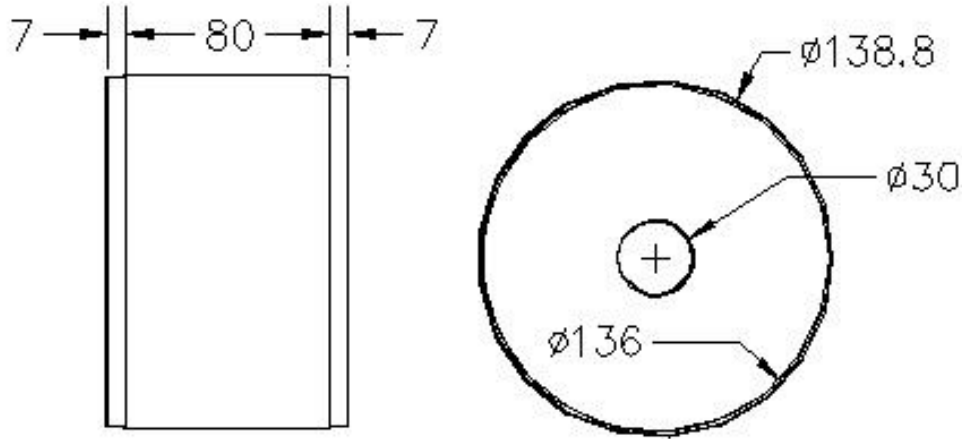


Figura 4: Rotor

En la figura 5 se muestra el eje del rotor. Una densidad homogénea de valor 7850 kg/m^3 es considerada. El momento de inercia del eje es calculado como:

$$J_{sh} = \frac{\pi\rho}{2} \cdot \sum_{j=1}^9 r_j l_j \quad (\text{Ec. 5.2})$$

siendo r_j el radio de la sección j del eje y l_j la longitud de la sección j .

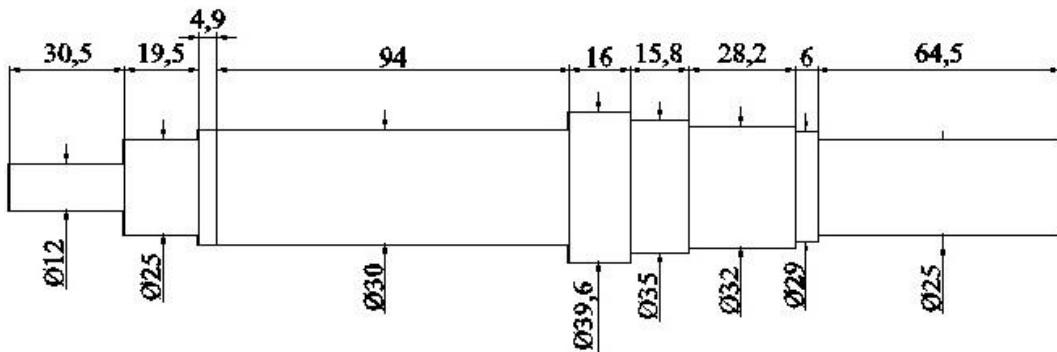


Figura 5: Eje

El volante de inercia usado en la realización de este proyecto tiene un peso de 5,65 kg, con una geometría cilíndrica-cónica-cilíndrica, como se muestra en la figura 6.

Conociendo la densidad y las dimensiones del volante de inercia, el momento de inercia es calculado como:

$$J_{cyl} = \frac{\pi\rho l}{2} \cdot (r_o^4 - r_i^4) \quad (\text{Ec. 5.3})$$

$$J_{con} = \frac{\pi \rho l}{10} \cdot \left(\frac{r_{o1}}{r_{o1} - r_{o2}} (r_{o1}^4 - r_{o2}^4) + r_{o2}^4 - 5r_i^4 \right) \quad (\text{Ec. 5.4})$$

Siendo r_o el radio externo del cilindro y r_{o1} and r_{o2} los radios de las bases inferior y superior respectivamente del tronco de cono y r_i el radio interior de ambos.

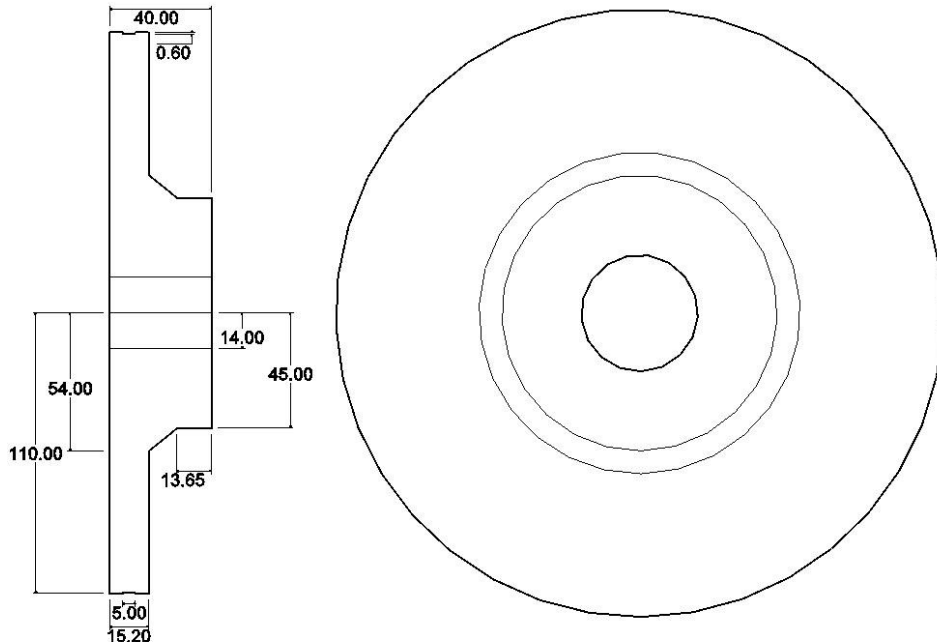


Figura 6: Volante de inercia

El momento final de inercia se calcula como la suma de los momentos de inercia de los cilindros más el del tronco de cono.

La densidad fue calculada asumiendo que es homogénea para todo el volante de inercia, con un valor de 8004 kg/m^3 .

Valores de los momentos de inercia ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	
Láminas del rotor e imanes	0.02651600
Eje	0.00016217
Cilindro mayor volante	0.02610000
Cono volante de inercia	0.00085017
Cilindro menor volante	0.00069714
Volante de inercia	0.02770000
Inercia total	0.05380400

Tabla 1: Valores de los momentos de inercia

4.2 - Resultados experimentales

Los siguientes figuras muestran los resultados al acoplarse al motor un volante de inercia de 5,65 kg.

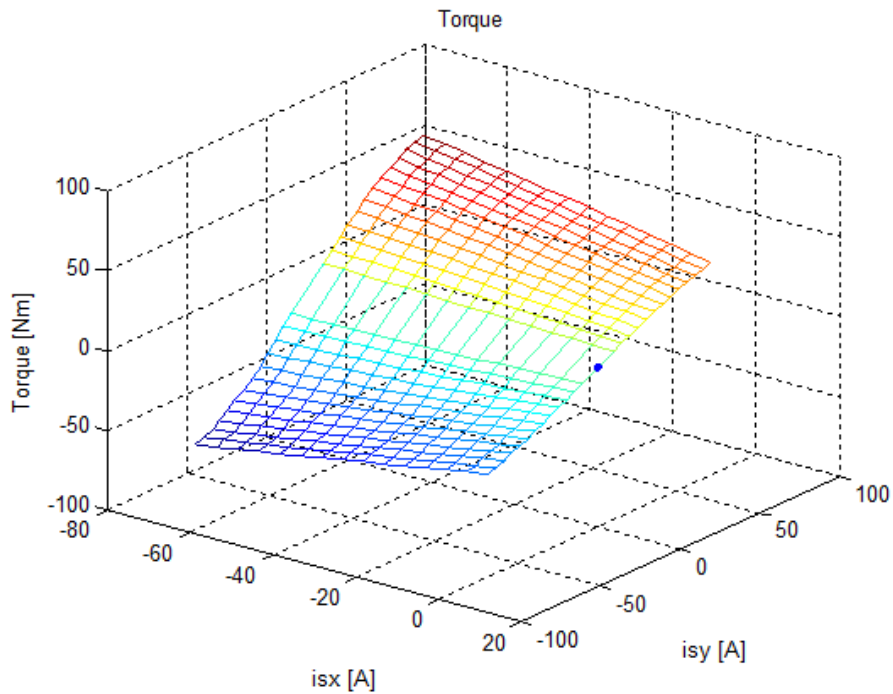


Figura 7: Malla de par experimental

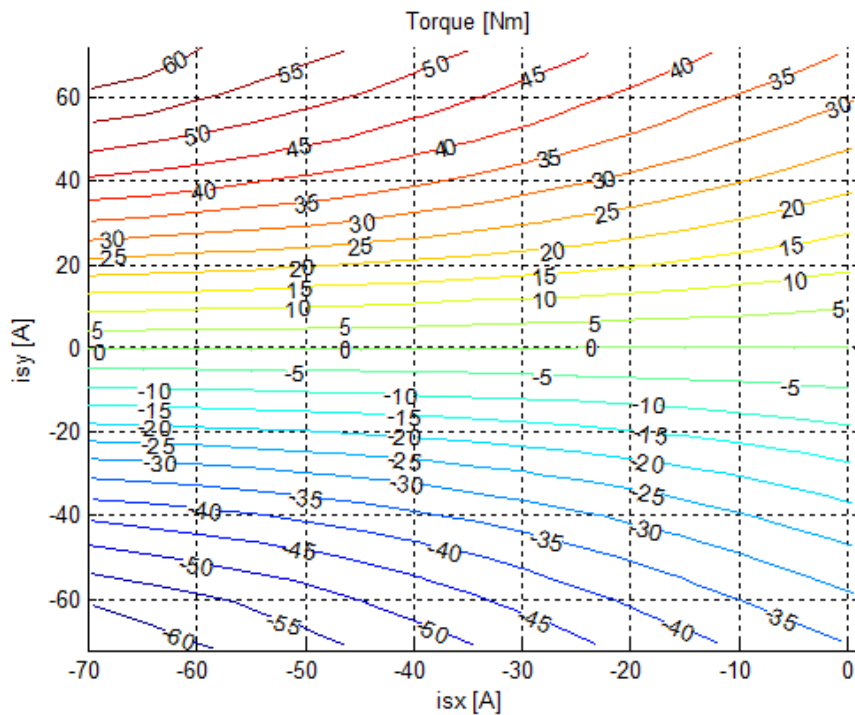


Figura 8: Curvas de par experimental

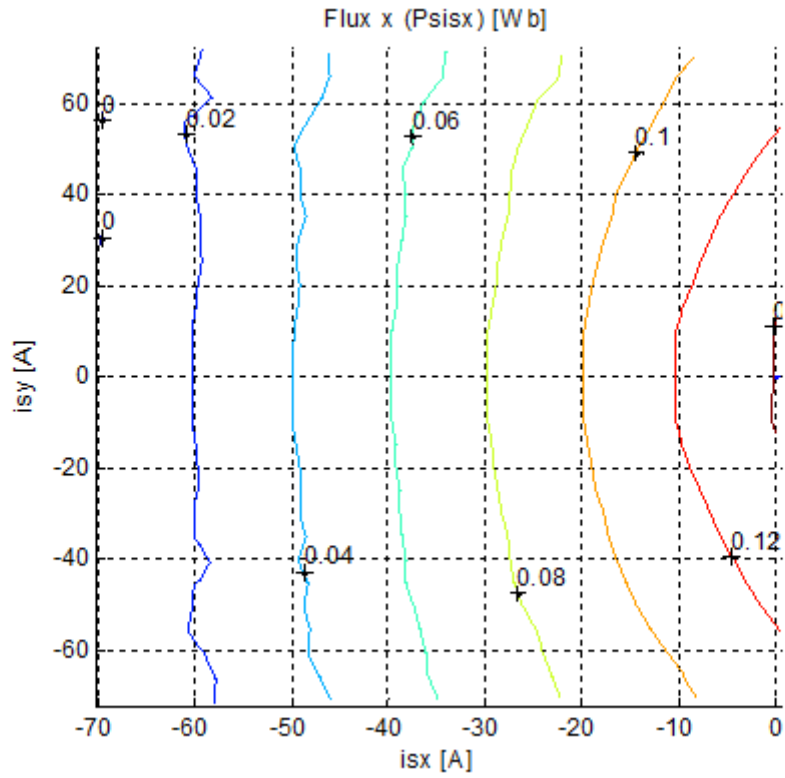


Figura 9: Curvas de flujo experimental en el eje x

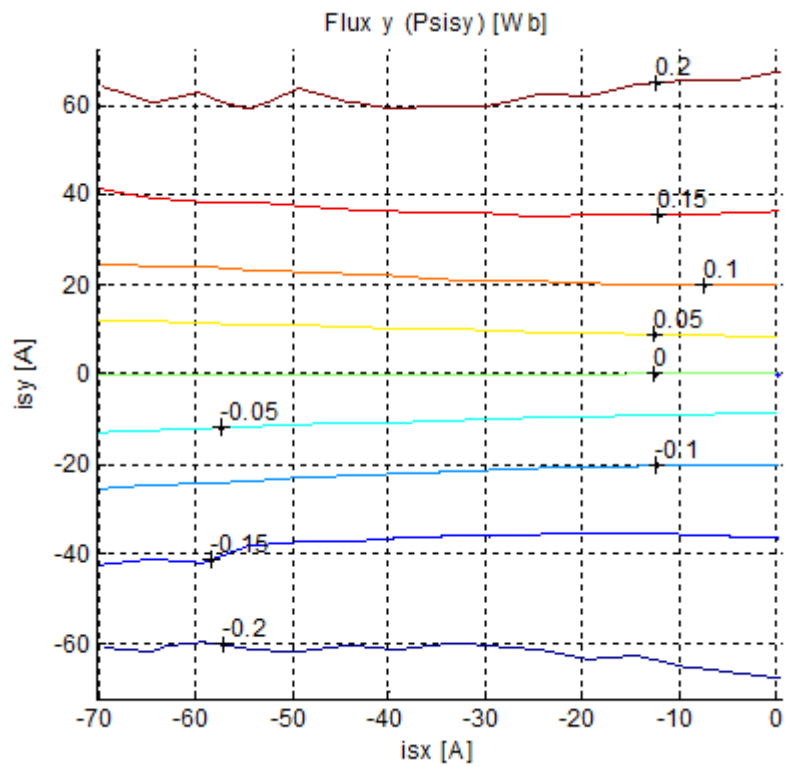


Figura 10: Curvas de flujo experimental en el eje y

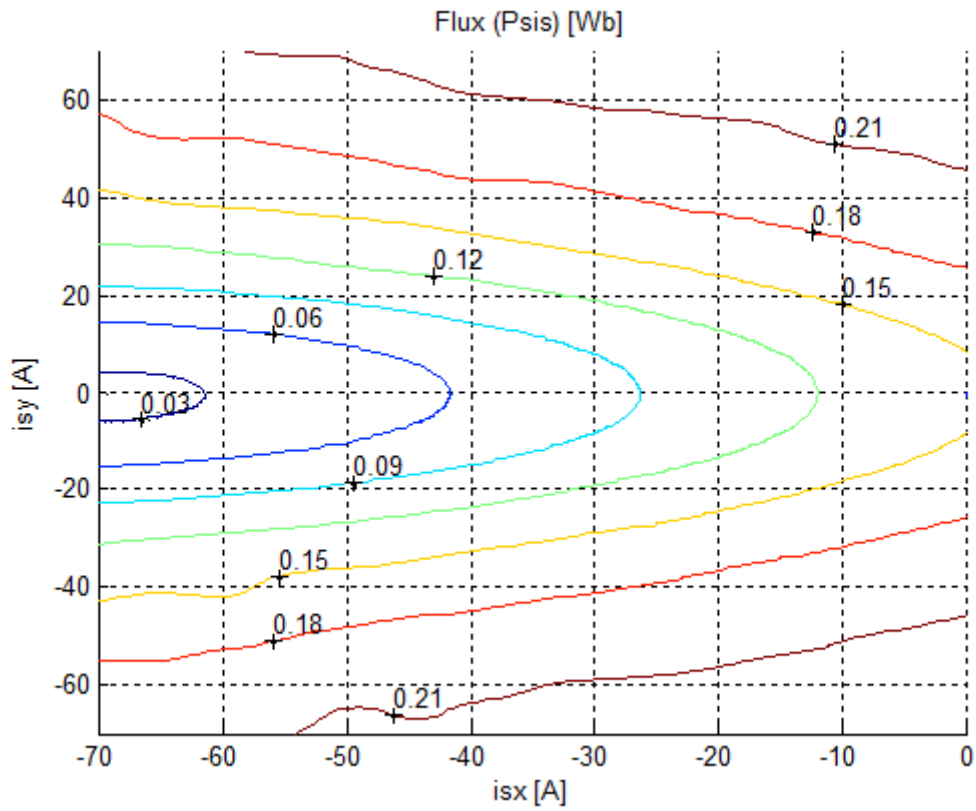


Figura 11: Curvas de flujo experimental

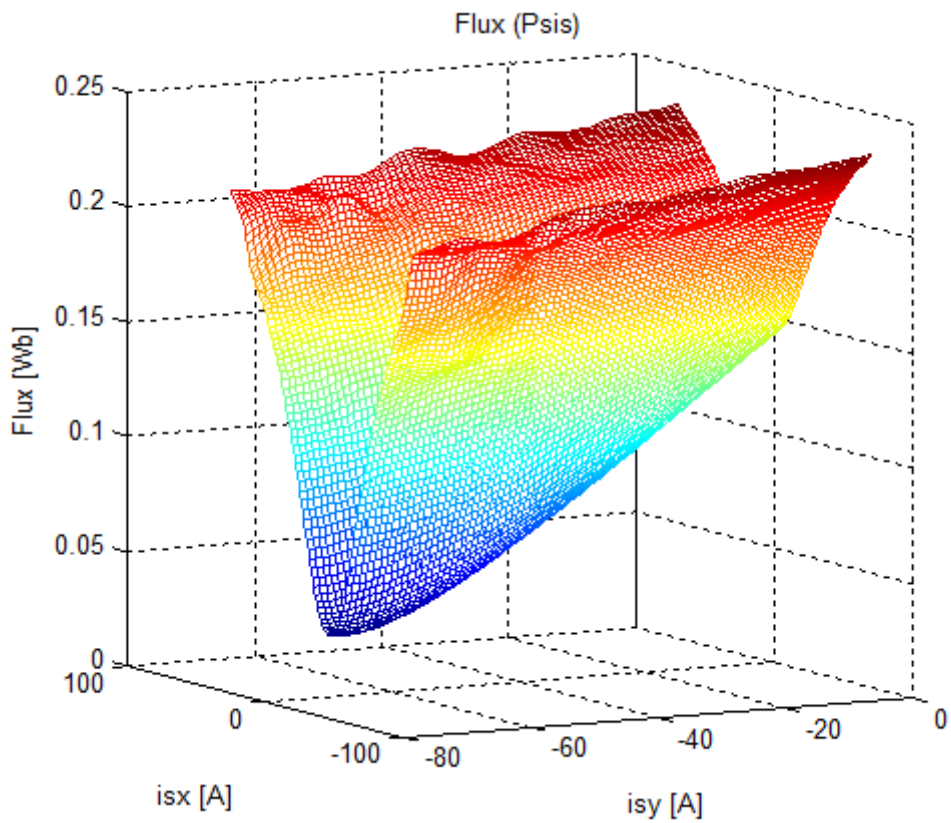


Figura 12: Malla de flujo experimental

5.- Estudio comparativo de los resultados

En esta capítulo los valores experimentales de los resultados son comparados con los obtenidos mediante simulaciones por Elementos Finitos del motor de prueba y con las características verificadas del motor, obtenidas mediante pruebas previas usando métodos tradicionales.

5.1 - Resultados experimentales vs. simulaciones de EF

Para el par de salida, la comparación es:

Valores en rojo para los resultados simulados y valores en azul para los experimentales.

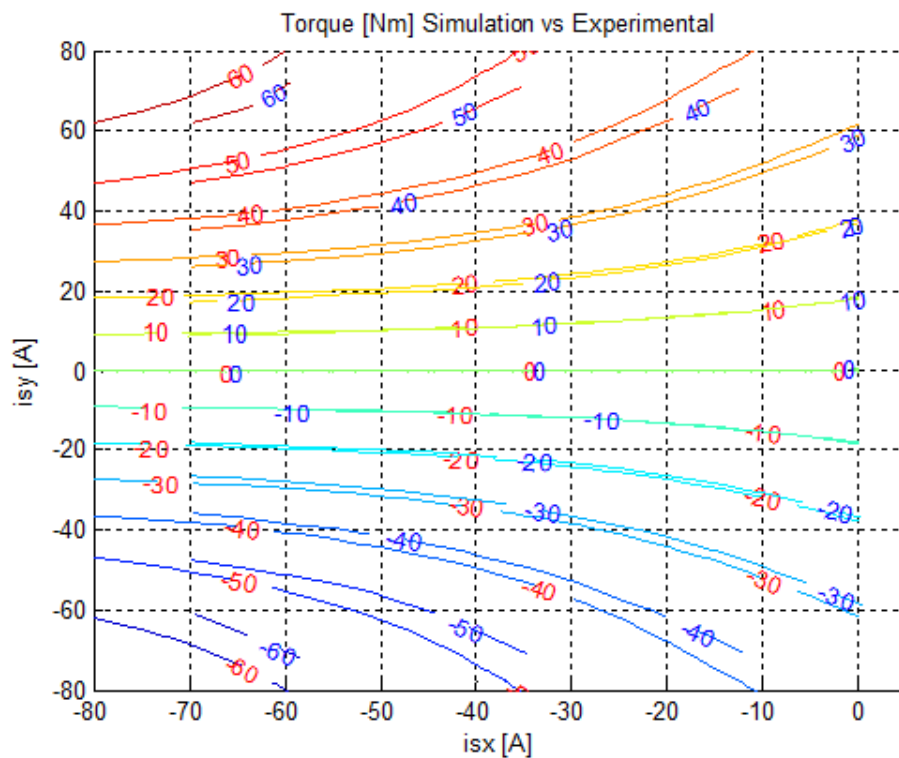


Figura 13: Curvas de par experimental vs. simulación

En la siguiente figura, los resultados simulados están representados con una malla mientras que los experimentales están representados por una superficie

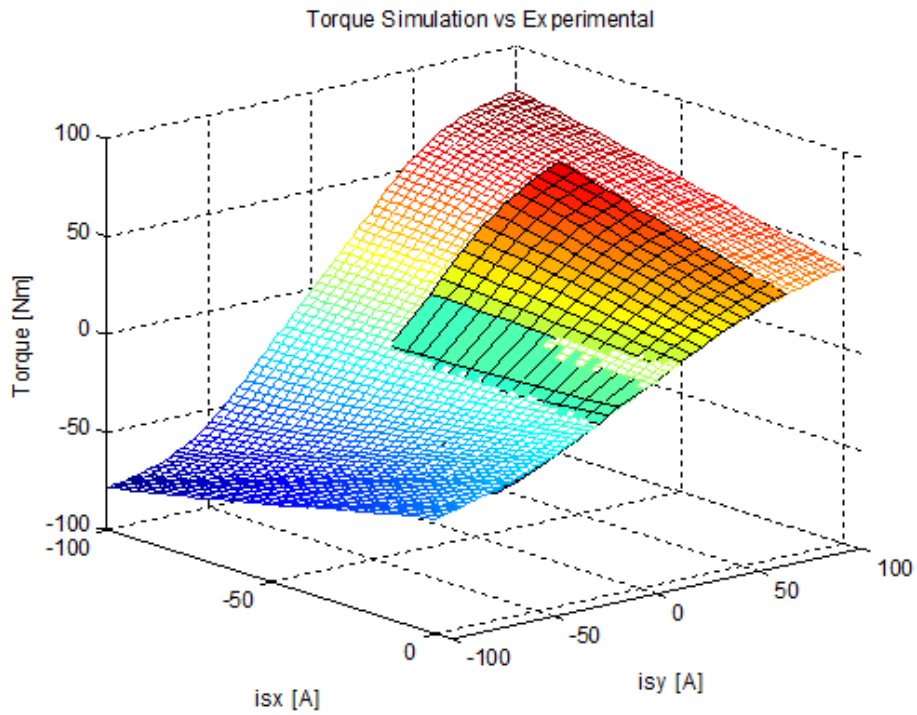


Figura 14: Malla de par experimental vs. simulación

Para el flujo concatenado del estator:

Valores en rojo para los resultados simulados y valores en azul para los experimentales.

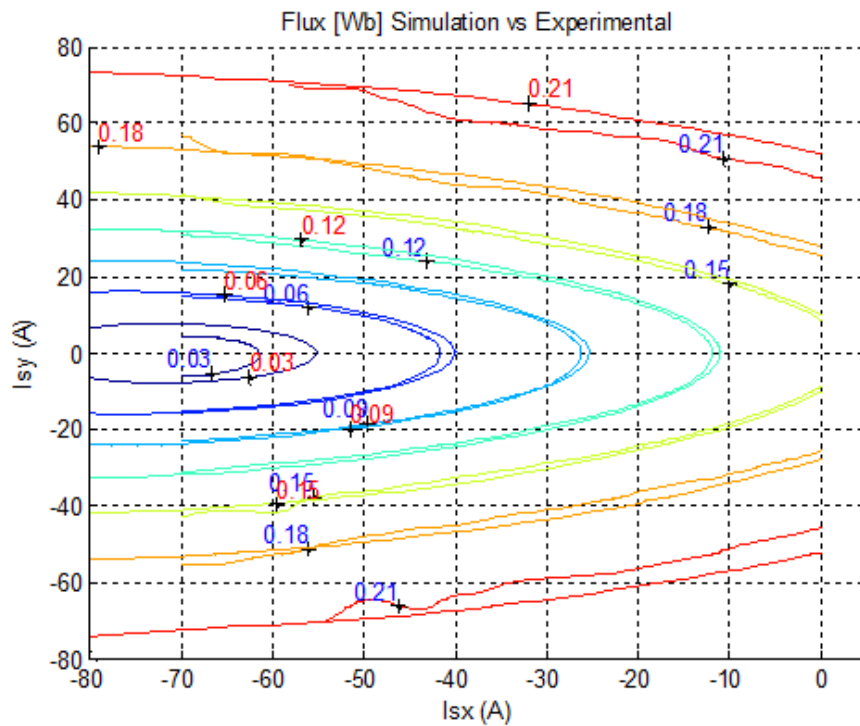


Figura 15: Curvas de flujo experimental vs. simulación

En la siguiente figura, los resultados simulados están representados con una malla mientras que los experimentales están representados por una superficie

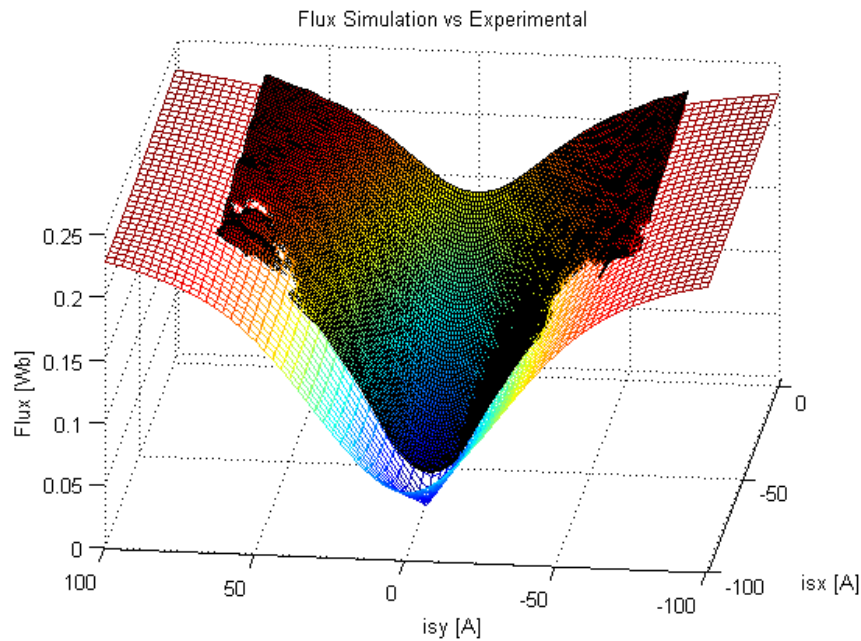


Figura 16: Malla de flujo experimental vs. simulación

5.2 - Resultados experimentales vs. características verificadas

Para el par de salida, la comparación es:

Valores en rojo para los resultados verificados y valores en azul para los experimentales.

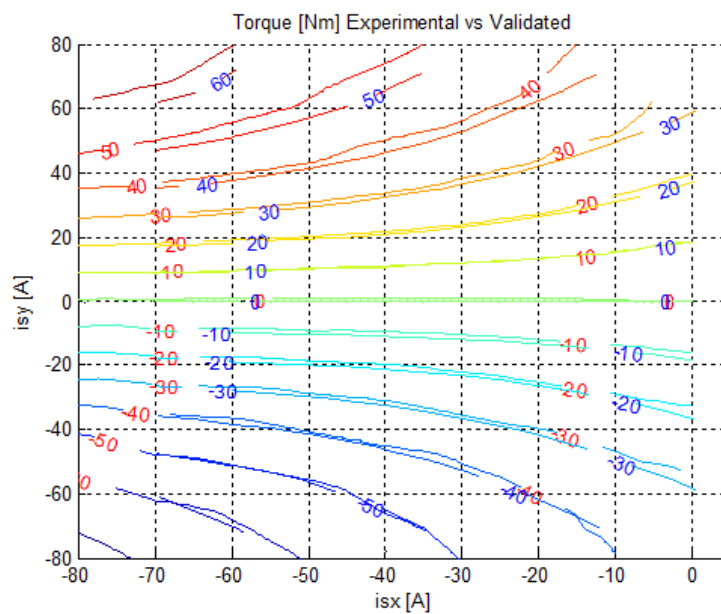


Figura 17: Curvas de par experimental vs. verificado

En la siguiente figura, los resultados verificados están representados con una malla mientras que los experimentales están representados por una superficie

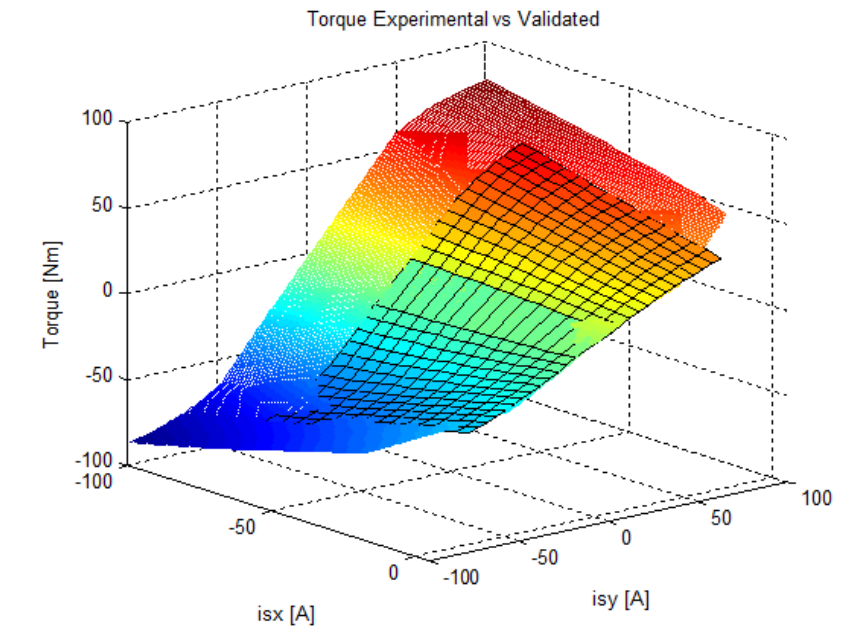


Figura 18: Malla de par experimental vs. verificado

Para el flujo concatenado del estator:

Valores en rojo para los resultados verificados y valores en azul para los experimentales.

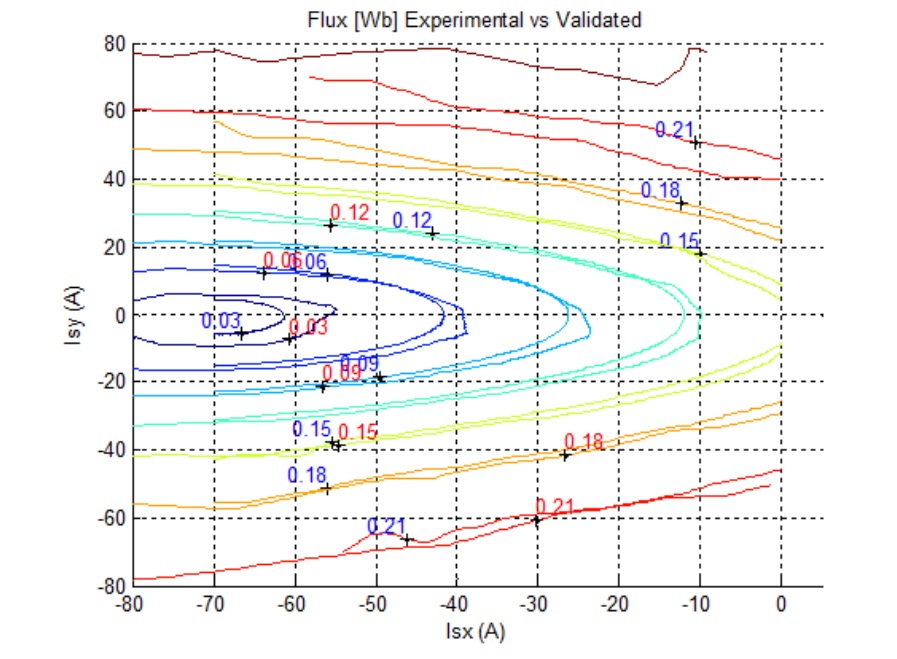


Figura 19: Curvas de flujo experimental vs. verificado

En la siguiente figura, los resultados verificados están representados con una malla mientras que los experimentales están representados por una superficie

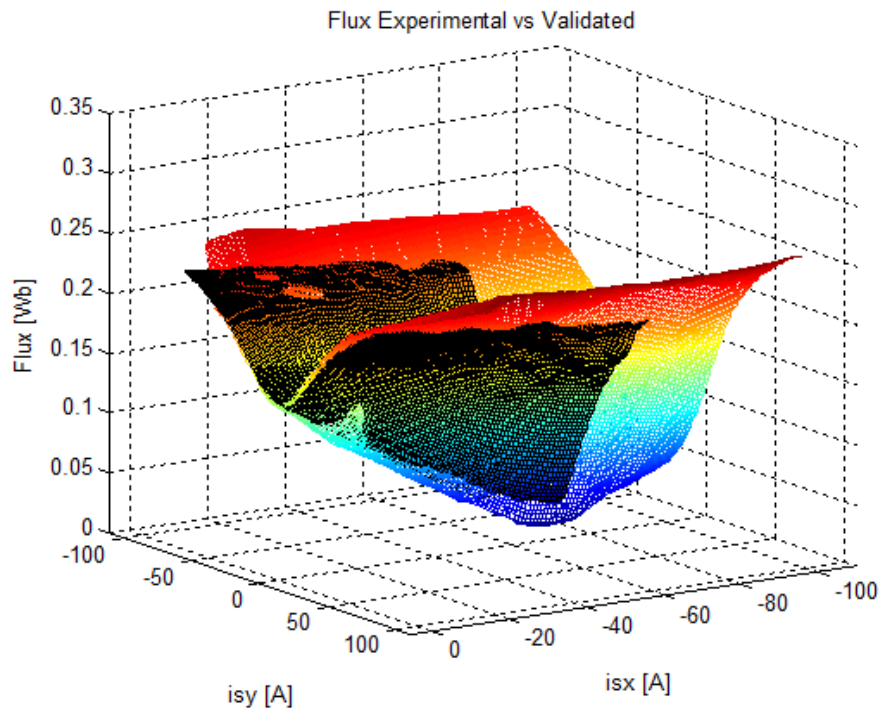


Figura 20: Malla de flujo experimental vs. verificado

6.- Conclusiones

6.1 - Simulaciones vs. resultados experimentales

Puede observarse que los resultados de par obtenidos por las simulaciones mediante EF y el método propuesto son muy parecidos para bajos valores de i_{sy} . Para altos valores de i_{sy} , las líneas de isopar de los resultados experimentales están colocadas un poco por debajo de las obtenidas por la simulación, lo que indica que una menor corriente es necesaria para alcanzar el mismo nivel de par. Esto se explica debido a que una elevada temperatura de 80°C fue supuesta en la simulación. Sin embargo, el error no es significativo y ambos mapas presentan formas y pendientes similares.

En el caso del flujo concatenado del estator, puede observarse que los resultados son bastantes parecidos para todos los valores de i_{sx} e i_{sy} . Para altos valores de i_{sx} , una pequeña desviación ocurre en la pendiente de los valores del flujo y según los resultados experimentales, se necesita más corriente negativa en el eje x para desmagnetizar la máquina. Esto también puede ser una consecuencia de la suposición hecha en la temperatura de los imanes en las simulaciones. Merece la pena indicar que los valores del flujo para valores de $i_{sy}=[-10,10]$ son obtenidos por interpolación de los resultados experimentales.

6.2 - Resultados experimentales vs. características verificadas

Cuando se compara el par obtenido en los experimentos con las características verificadas del motor las diferencias son mínimas, y puede observarse que las nuevas curvas son más suaves que las obtenidas en los trabajos previos debido a la alta velocidad de muestreo y la mayor precisión de los nuevos sistemas de medida. El hecho de que toda la secuencia experimental sea llevada a cabo en pocos minutos evita el aumento de la temperatura que ocurre en los métodos tradicionales, más lentos, y por lo tanto los resultados no son afectados por las condiciones cambiantes durante la ejecución del experimento.

En el caso del flujo del estator se observa que para altos valores del flujo, las curvas están ligeramente desplazadas para altos valores de i_{sy} . Sin embargo, la diferencia es también insignificante y ambos resultados coinciden. Aquí las curvas son también más suaves que las obtenidas previamente. Merece la pena indicar que los valores del flujo para valores de $i_{sy}=[-10,10]$ son obtenidos por interpolación de los resultados experimentales.

6.3 - Nota sobre las características obtenidas en el experimento

Además de las diferencias mencionadas anteriormente entre las características obtenidas con el presente modelo en comparación con los experimentos tradicionales, y que puede ser explicadas por la diferente duración de las pruebas y sus implicaciones, mayormente en la temperatura de los imanes y los bobinados, hay otra diferencia que merece la pena ser destacada.

Observando la figura 17, se puede ver que mientras el efecto de una menor temperatura en el desarrollo del nuevo método se puede apreciar para valores positivos de i_{sy} , este efecto no se cumple en la mitad inferior de la figura. La razón de esto es que en la obtención de las curvas con el método tradicional de prueba una i_{sy} negativa es aplicada cuando el motor tiene una velocidad de giro positiva (es decir, intentando frenar el motor y por lo tanto actuando como generador), en el método presentado, cuando una i_{sy} negativa es aplicada, el rotor empieza a girar en la dirección negativa, y por lo tanto, la máquina sigue funcionando como motor.

Actuando como generador (aplicando un par de sentido contrario a la velocidad) las pérdidas del motor contribuyen a este efecto, y por lo tanto, un menor valor de corriente es requerido para alcanzar el mismo valor absoluto de par que el necesario operando como motor. Esto se puede observar en la figura 14, donde para valores negativos de i_{sy} en las características verificadas del motor, la diferencias debidas al incremento de la temperatura son compensadas por el efecto del generador, y ambos métodos presentan idénticos resultados.

6.4 - Conclusiones finales

En este PFC, un nuevo método para caracterizar motores eléctricos es presentado. Comparado con los métodos tradicionales de pruebas, el método propuesto presenta una serie de ventajas:

- No es necesario ni un freno motor ni un medidor de par.
- La secuencia completa de prueba está completamente automatizada así como el post procesado de los resultados experimentales.
- La máquina es probada en pocos minutos, evitando las desviaciones en los resultados originados por la variación de las temperaturas y otras condiciones.

Con los resultados presentados en los capítulos previos, se ha probado que el método presentado y estudiado en este PFC es un método válido para caracterizar motores eléctricos.