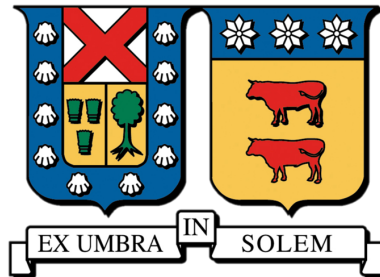


Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Electrónica
Valparaíso-Chile



Cumplimiento de la Regulación (EU)
2019/1781 en VSD con Motor de Reluctancia
Valencia

Vicente Maximilian Dib Schwellinger

Memoria de Titulación para optar al Título de Ingeniero Civil Electrónico
Mención Electrónica Industrial

Profesor Guía: César Silva J.
Profesor Correferente: Christian Rojas M.

Junio - 2024

Resumen

Este trabajo de título se enfoca en la medición de eficiencia del *drive* al tener diferentes máquinas conectadas, específicamente una máquina sincrónica de reluctancia variable (SynRM) y una máquina de inducción con rotor de jaula de ardilla (SCIM). El propósito de medir la eficiencia es poder verificar además, si el *drive* cumple con la regulación (EU) 2019/1781.

Se comienza con una explicación sobre el concepto de la eficiencia y su estandarizaciones, como también un vistazo al estado del arte de SynRM y sus *drives* correspondientes. Además, se hace el análisis matemático del modelado de la SynRM y de la SCIM, como también el diseño del algoritmo de control que se usa para controlar la SynRM. Luego se muestra el resultado obtenido de una simulación del sistema, para poder verificar que las pérdidas del rectificador y DC-link del *drive* no tienen un gran impacto en el rendimiento del sistema.

La sección siguiente se dedica en explicar y presentar el procedimiento experimental hecho. Para comenzar se explica cómo se usa el *drive* utilizado, como también la configuración inicial que se debe hacer. Luego se explica la conexión del sistema completo y se presenta un diagrama conceptual del flujo de potencia. Para poder ver las variables que se desean, se necesita un medidor apropiado, para ello se explica el tipo de *power meter* o medidor de potencia usado, como también las forma con la que se conectan las puntas al circuito y el tipo de conexión usado para poder medir la potencia de entrada y salida de forma consistente.

Finalmente se presentan los resultados obtenidos de forma experimental. Dichos valores son mostrados en tablas y en diferentes gráficos, los cuales son usados para poder hacer un mejor análisis de los datos. Se comparan los valores y se hace un análisis para poder determinar si se cumple la regulación (EU) 2019/1781. El trabajo termina concluyendo todo lo analizado y respondiendo la problemática expuesta al comienzo del informe.

Abstract

This graduation project centers itself on the measurement of the efficiency in a drive system when subject to have different machines connected, specifically a synchronous reluctance machine (SynRM) and a squirrel cage induction machine (SCIM). The purpose of measuring the drives efficiency is to assess if said drive is inside the bounds of regulation (EU) 2019/1781.

The report starts by explaining the concept of efficiency and how it is classified and standardized. The state of the art on SynRM and their drives is also presented. The mathematical modeling and analysis of both machines, SynRM and SCIM is presented, just like the design of the control algorithm that is used to control the SynRM. The simulation results are shown to verify that the power losses in the rectifier and DC-link aren't a matter of concern in the efficiency readings of the whole drive system.

The next part of this report has the explanation of the experimental work done. The drive's initial configuration and start up sequence is explained at first. After this comes an explanation on the whole system and how each part is connected to eachother, in which a power flow diagram is shown. The used power meter is presented and it's configuration explained in the later section. The measuring connection used is also presented and explained.

The results from the experimental testing are shown in the last section. The data is presented on tables and on graphs to facilitate the analysis. The different values of the variables are compared and analyzed to determine if regulation (EU) 2019/1781 is not being infringed. The report ends with a conclusion of the analysis done and answers the initial question presented at the start of this report.

Acrónimos

AC	Alternating current
DC	Direct current
IEC	International Electrotechnical Commission
LUT	Look up table
PWM	Pulse width modulation
SCIM	Squirrel cage induction machine
SynRM	Synchronous reluctance machine
VFD	Variable frequency drive
VSD	Variable speed drive

Índice general

1	Introducción	1
1.1	La Importancia de la Eficiencia	1
1.2	Conversión Electromecánica de Energía	4
2	Control de la Máquina Sincrónica de Reluctancia Variable	8
2.1	Modelo Matemático	8
2.1.1	Modelo abc	8
2.1.2	Modelo $\alpha\beta$	10
2.1.3	Modelo dq	11
2.1.4	Diseño del Control	13
3	Modelo de la Máquina de Inducción	17
3.1	Modelo Matemático	17
4	Simulación de los Sistemas Estudiados	20
4.1	Máquina Sincrónica de Reluctancia Variable	20
4.2	Pérdidas en el Rectificador y DC-Link	24
5	Medición Experimental de la Eficiencia del Inversor con Máquina de Inducción y Máquina Sincrónica de Reluctancia Variable	28
5.1	Configuración del <i>Drive</i>	28
5.2	Setup Experimental	29
5.3	Power Meter Utilizado	30
5.4	Resultados de Pruebas	33
6	Conclusiones	37

Índice de figuras

1.1	Clase de Eficiencia IE para Motores de 4 Polos a 50 Hz [3]	2
1.2	Ejemplos de SynRM y <i>Drives</i>	3
1.3	Máquina y <i>Drive</i> usados	4
1.4	Estator de Máquina AC [9]	6
1.5	Cuerpo con Geometría Anisotrópica (a) y Geometría Isotrópica (b) sometidos a un Campo Magnético [20]	7
1.6	Rotor de Polos Salientes, Laminado Axial y Laminado Transversal [20]	7
2.1	Ejes de Plano dq sobre Rotor SynRM [21]	8
2.2	Circuito Equivalente en el Plano dq de la SynRM	12
2.3	Diagrama de Control de Corriente dq	14
2.4	Diagrama de Control de Torque Eléctrico	14
2.5	Lazo de Control SynRM	14
2.6	Curvas de Torque Eléctrico Constantes en el Plano dq [7]	15
3.1	Circuito Equivalente en el Plano dq de una Máquina de Inducción	19
4.1	Corriente i_q en Función de Corriente i_d	20
4.2	Corriente i_q en Función del Torque Eléctrico T_e	21
4.3	Corriente i_d en Función del Torque Eléctrico T_e	21
4.4	Lazo de Control SynRM	22
4.5	<i>Drive</i> y SynRM	22
4.6	Velocidad Mecánica en Función del Tiempo	22
4.7	Voltajes y Corrientes de Fase	23
4.8	Velocidad Mecánica en Función del Tiempo con Cambio de Sentido de Giro	23
4.9	Voltajes y Corrientes de Fase con Cambio de Sentido de Giro	23
4.10	Esquema de Medición de Potencia Trifásica	24
4.11	Potencia Trifásica de Carga de Prueba	24
4.12	Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 0$ Nm	25
4.13	Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 6,7$ Nm	25
4.14	Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 13,6$ Nm	25
4.15	Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 20,4$ Nm	26
4.16	Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 26,3$ Nm	26
4.17	Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo)	26
4.18	Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo)	27
4.19	Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo) con $T_e = 26,3$ Nm	27
5.1	Puntos de Conexión VSD	28
5.2	Panel de Control <i>Drive</i> ACS800-01	29
5.3	Composición de <i>Drive</i> Genérico	30
5.4	Setup del Experimento	30
5.5	Yokogawa WT3000e	31
5.6	Conector Trifásico	31
5.7	Conector Monofásico	32
5.8	Conexión del Medidor de Potencia con el Circuito	32
5.9	Conexión Trifásica de Tres Cables (3P3W)[23]	32
5.10	Gráficos Potencia en Función de la Velocidad de Rotación	34
5.11	Gráficos Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación	35
5.12	Gráficos Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación	35
5.13	Gráfico de Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación con Torque de Carga $T_L = 26,8[Nm]$	35

Índice de tablas

1.1	Tabla de Valores Eléctricos SynRM	3
1.2	Tabla de Valores Eléctricos SCIM	4
4.1	Valores de Eficiencia del Rectificador y DC-Link	27
5.1	Datos de Potencia para Diferentes Velocidades y Torques de Carga de la SynRM	33
5.2	Datos de Potencia para Diferentes Velocidades y Torques de Carga de la SCIM	34
5.3	Potencia Activa y Potencia Aparente del inversor para SynRM y SCIM y Factor de Potencia operando con Torque de Carga de 26.8 Nm	36

Capítulo 1

Introducción

1.1. La Importancia de la Eficiencia

Los sistemas eléctricos ideales que se estudian en cursos introductorios siempre tienen como fundamento que toda la potencia que ingresa al sistema es transferida completamente a los componentes del sistema. De esta forma se tiene que la potencia de entrada es la misma que la potencia de salida. Sin embargo, en el mundo real esto no es el caso. En estos sistemas se tienen varios factores que afectan la transferencia de potencia. Estas pérdidas, como las producidas por conmutación o pérdidas en el hierro se ven reflejadas en disipación de calor. La forma para cuantificar dichas pérdidas de potencia es mediante el concepto de la eficiencia. La eficiencia es definida como la razón entre la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada. Cada componente tiene su propia eficiencia y al juntar todos en un sistema, cada uno contribuye en la eficiencia total. Un tipo de sistema que ha ganado importancia de nuevo en los últimos años, debido al nuevo foco de la industria y gobiernos de intentar ser más amigable al medio ambiente son los accionamientos de velocidad controlada (motores o generadores que operan alimentados por un convertidor de potencia), principalmente los motores. Debido a que una gran parte de la energía eléctrica generada vuelve a ser convertida en energía mecánica y si esa conversión de energía es más eficiente, la eficiencia del sistema completo aumenta. Los motores usados más comúnmente en accionamientos de velocidad controlada son las máquinas de inducción y los motores sincrónicos de imanes permanentes. Sin embargo, con el paso del tiempo, los requerimientos de eficiencia siempre han ido aumentando, por lo que se ha estado buscando nueva tecnología que pueda suplantar los diseños menos eficientes o más costosos, tales como la máquina de inducción que es menos eficiente y la máquina sincrónica de imanes permanentes que es más costosa. Aquí entra la máquina sincrónica de reluctancia variable (SynRM), cuyo diseño no es nuevo, pero antes no era considerado como factible, debido a su necesidad de operar de forma controlada por un variador de frecuencia. Sin embargo, con las mejoras hechas en la tecnología utilizada para la fabricación de semiconductores, como los algoritmos de control usados que han masificado el uso de VSD (*Variable Speed Drive*), esta limitante ya no es un problema substancial. De esta forma se empezó a ver a la máquina sincrónica de reluctancia variable como un buen candidato que reemplace a la máquina de inducción.

Para poder regular los consumos energéticos en sistemas eléctricos y estandarizar los dispositivos usados existen órganos internacionales tal como el IEC (*International Electrotechnical Commission*).

Existen 4 clasificaciones o clases que sirven de estándar para motores, IE1, IE2, IE3 e IE4, con una quinta clase IE5 queriendo ser implementada en el futuro [1],[2]. Dichas clases clasifican el nivel de eficiencia de los motores considerando la frecuencia, el número de pares polos y la potencia de operación. Usando el documento de la comisión de la Unión Europea, se ve en las tablas que una máquina de 2 pares de polos y 5.5 kW de potencia debe cumplir con una eficiencia del 87.7% para cumplir con el estándar IE2, 89.6% para cumplir con IE3 y 91.9% para cumplir con IE4. En cambio, una máquina de 2 pares de polos y 4 kW de potencia debe tener una eficiencia del 86.6% para cumplir con IE2, 88.6% para cumplir con IE3 y 91.1% para cumplir con IE4. [2]. Para clasificar en qué clase de eficiencia se encuentra un motor, se grafica la relación entre la potencia y la eficiencia y se marcan las zonas que corresponden a cada clase, como es visto en la figura 1.1.

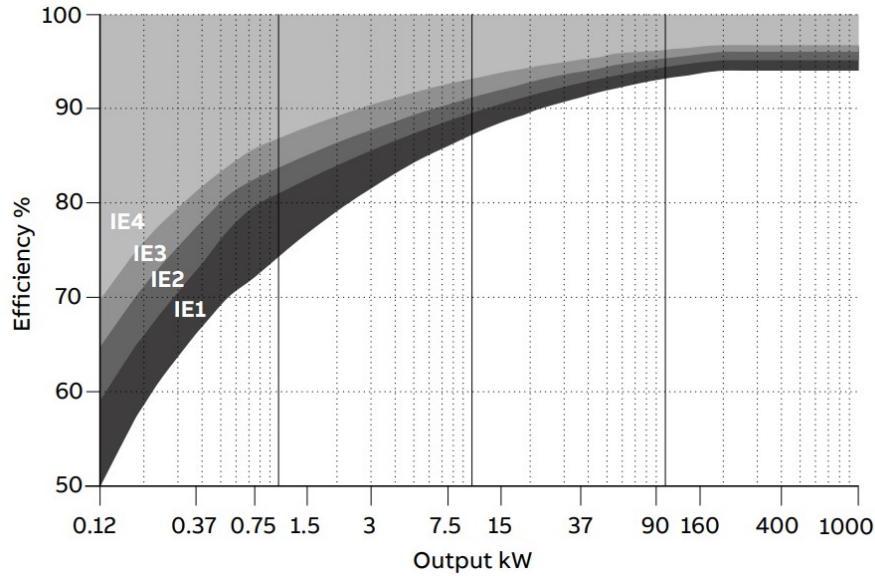


Figura 1.1: Clase de Eficiencia IE para Motores de 4 Polos a 50 Hz [3]

En el caso de la última actualización de la regulación europea (EU) 2019/1781 puesta en efecto el 1 de julio de 2021, la clase IE1 ya se considera poco eficiente [1],[2]. Actualmente, los motores en la unión europea deben estar dentro de los rangos de eficiencia estipulados en las clases IE2, IE3 o IE4 dependiendo de las características descritas en el párrafo anterior. Por ejemplo, motores que están en el rango de 0,75kW hasta 1MW deben cumplir con la norma IE3 para julio de 2023, mientras que motores de entre 75kW a 200kW deberán cumplir con la norma IE4, siendo el primer lugar del mundo en aplicarla [1]. Las exigencias de eficiencia siempre van subiendo, debido a que en la unión europea los motores eléctricos llegan a consumir casi un 50 % de la energía producida, contribuyendo en gran medida al consumo total energético. De igual forma se tienen normativas que respetan la eficiencia de VSD. Actualmente todos los VSD deben cumplir con la clase IE2 de eficiencia [1].

Sin embargo, en Chile las normativas no llegan al nivel europeo. Se tiene como estándar para motores de 0,75kW a 7,5kW la norma IE1, dejando el resto de motores sin restricciones [5]. Se espera que Chile adopte la norma IE2 en un futuro, ya que el país ha seguido la normativa europea, pero con rezago. De la misma forma es razonable pensar que eventualmente se dispondrán restricciones del mismo tipo para los VSD.

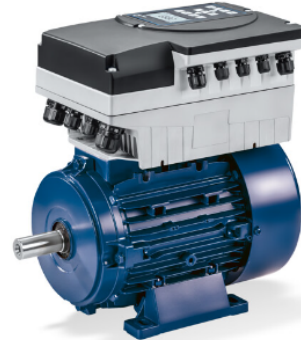
Como se mencionó anteriormente, se deben considerar todos los componentes de un sistema al medir su eficiencia, ya que sin esta consideración se pierde información valiosa para un análisis exhaustivo. El sistema a estudiar de este trabajo es el accionamiento de una máquina sincrónica de reluctancia variable junto con su VSD. La SynRM está siendo propuesta como la alternativa más eficiente para reemplazar la máquina de inducción (SCIM). Esto se debe a la sencilla construcción del rotor de la SynRM que, a diferencia del rotor de la máquina de inducción, carece de pérdidas, mejorando así su eficiencia. Sin embargo, al analizar el accionamiento de un motor se debe considerar el motor y su *drive* asociado y así tener un mejor entendimiento de la eficiencia del sistema completo. Al analizar el caso del sistema completo pueden surgir fenómenos que disminuyan la eficiencia del sistema que use una SynRM. Esto se debe principalmente al hecho que la SynRM necesita una corriente de magnetización elevada. Dicha corriente contiene un alto contenido de potencia reactiva, bajando el factor de potencia de la máquina. Además, esta corriente al ser suministrada por el inversor del *drive*, este podría sufrir de mayores pérdidas, afectando la eficiencia total del sistema. Sin embargo, el análisis no es tan simple dado que no son del todo conocidos los regímenes de operación para los motores sincrónicos. De esta forma los objetivos principales de esta memoria son: Por un lado comprar la eficiencia de un inversor cuando opera con motor sincrónico de reluctancia variable y cuando opera con un motor de inducción. Como también verificar si cumple con la clase de eficiencia IE2 especificada en el documento legal europeo visto en (EU) 2019/1781 [2] el cual hace referencia a los estándares internacionales IEC 61800-9-1:2017 y IEC 61800-9-2:2023.

Una de las empresas centrada en la fabricación y distribución de SynRM es ABB. ABB ofrece paquetes donde se incluye la máquina junto al *drive*, para que la instalación sea lo más simple posible y poder tener la configuración óptima. Además, algunas de estas máquinas ya cumplen con la norma IE5, teniendo hasta un 20 % mejor rendimiento que las máquinas del estándar IE4. ABB fabrica motores dentro de un rango de potencia amplio que va desde 1.1 kW hasta los 350 kW y también diferentes velocidades nominales, siendo de 1000 rpm, 1500rpm

o bien 3000 rpm. Además, en ocasiones ABB fabrica máquinas que tienen como objetivo principal el ahorro de espacio. Dichos motores son de menor tamaño que lo esperado, pero poseen una mayor potencia nominal. Este es el caso de la máquina usada en este trabajo. Los VSD hechos para operar con dichas máquinas pertenecen a la familia de drives de ABB ACS880 [15]. Un ejemplo de la máquina y su *drive* es visto en la imagen 1.2a.



(a) SynRM y *Drive* ABB [15]



(b) SynRM y *Drive* KSB [19]

Figura 1.2: Ejemplos de SynRM y *Drives*

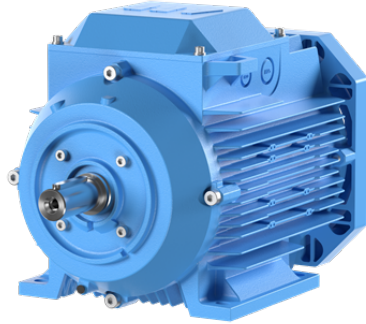
Otra marca que se dedica a la fabricación de SynRM es KSB. Motores que al igual que en el caso de ABB, también cumplen con la norma IE5, siendo así los más eficientes del mercado hasta la fecha [18]. Al igual que ABB, KSB también fabrica sus propios VSD para complementar las SynRM. Dichos *drive* se montan en la carcasa del motor, haciendo todo el sistema menos voluminoso [19]. En la figura 1.2b se puede ver una máquina con su *drive* montado de la marca KSB.

Para el análisis hecho en este trabajo se consideran una máquina de reluctancia variable de la marca ABB, modelo M3AL 112MB 4 con ID 3GAL112323-ASB, visto en la figura 1.3a. Sus datos eléctricos son vistos en la tabla 1.1.

Datos Eléctricos	
Conexión	Y
Frecuencia	50 Hz
Voltaje	400 V
Potencia	5.5 kW
Velocidad	1500 rpm
Corriente	13.1 A
Factor de Potencia	0.73
Eficiencia	87.7 % (Clase IE2)
Torque	35 Nm

Tabla 1.1: Tabla de Valores Eléctricos SynRM

El VSD usado para controlar a la máquina también es de la marca ABB, modelo ACS880-01-12A6-3, visto en la figura 1.3b.



(a) Motor de Reluctancia Variable ABB [16]



(b) Variador de Frecuencia ABB [17]

Figura 1.3: Máquina y *Drive* usados

En la tabla 1.2 se muestran los datos de la máquina de inducción de marca *Marelli Motori*, modelo MA112M4-B4 con ID A4C1132A00016 usada como carga, como también, para fines de comparación, de las mediciones hechas con la máquina sincrónica de reluctancia variable.

Datos Eléctricos	
Conexión	Δ
Frecuencia	50 Hz
Voltaje	400 V
Potencia	4 kW
Velocidad	1425 rpm
Corriente	8.6 A
Factor de Potencia	0.8
Eficiencia	86 % (Clase IE1)
Torque	26.8 Nm

Tabla 1.2: Tabla de Valores Eléctricos SCIM

Como se ve en las tablas 1.1 y 1.2, las máquinas cumplen con la clase IE2 en el caso de la SynRM e IE1 en el caso de la SCIM. Esta información se puede corroborar con las tabla 5 del documento BS EN 60034-30-1:2014 donde una máquina de 4 polos y velocidad sincrónica de 1500 rpm está dentro de la clase IE2 si esta cumple con una eficiencia mayor o igual a 86.6 % si tiene una potencia nominal de 4 kW o bien debe tener una eficiencia mayor o igual a 87.7 % si tiene una potencia nominal de 5.5 kW [4].

1.2. Conversión Electromecánica de Energía

Existen diferentes tipos de máquinas eléctricas. Estas pueden variar en su construcción o la técnica de control que debe ser empleada. La diferencia principal es el tipo de alimentación que usa, siendo unas máquinas de corriente continua (DC) y las otras de corriente alterna (AC). Una forma para mejorar notablemente la eficiencia de los sistemas electromecánicos es usando un variador de frecuencia o VFD/VSD por sus siglas del inglés

(*Variable Frequency Drive/Variable Speed Drive*). La integración de estos dispositivos mejora la eficiencia en procesos que usan bombas u otros sistemas donde las variaciones de velocidad permitan mover fluidos a caudales variables, ajustándose a las necesidades de procesos sin la necesidad de utilizar válvulas disipativas. Las máquinas AC pueden ser divididas entre máquinas asincrónicas, también conocida como máquina de inducción y las máquinas sincrónicas, como las máquinas sincrónicas de reluctancia variable o la máquina sincrónica de imanes permanente. Las máquinas sincrónicas son las cuales su corriente de campo magnético es suministrada por una fuente externa, mientras que a las máquinas asincrónicas se les suministra la corriente de campo por medio de inducción magnética [8]. Otro aspecto diferenciador es la velocidad de rotación del eje. En el caso de las máquinas sincrónicas, el rotor gira a la misma velocidad con la que gira el campo magnético del estator, el cual depende de la frecuencia de la corriente del estator [12]. En el caso de las máquinas asincrónicas, la velocidad de rotor puede ser mayor o menor que la velocidad del campo magnético del estator, dependiendo si está operando como motor o generador [13].

Como se mencionó anteriormente, las máquinas eléctricas AC tienen dos campos magnéticos, el campo magnético del estator y el campo magnético del rotor. La presencia de estos dos campos genera un torque, debido a que ambos campos intentan alinearse. Aprovechando este efecto físico se puede generar la rotación de un eje. Esto se logra usando una alimentación trifásica y construyendo el estator de tal forma que las espiras de cada fase estén separadas por 120° . De esta forma se tiene que las corrientes de fase son las vistas en las ecuaciones (1.1), (1.2) y (1.3).

$$I_{aa'} = I_M \text{sen}(\omega t) \quad (1.1)$$

$$I_{bb'} = I_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad (1.2)$$

$$I_{cc'} = I_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \quad (1.3)$$

Con estas corrientes a mano, se puede obtener la intensidad de campo magnético H en el entre hierro para cada fase.

$$H_{aa'} = H_M \text{sen}(\omega t) \angle 0^\circ \quad (1.4)$$

$$H_{bb'} = H_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ \quad (1.5)$$

$$H_{cc'} = H_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \angle -120^\circ. \quad (1.6)$$

Además, sabiendo que la densidad de flujo magnético en el entre hierro está dada por $B = \mu_0 H$, debido a que la intensidad de campo H decrece casi completamente en el entre hierro. De esto se puede calcular la densidad de flujo B en el entre hierro y gracias a la continuidad de flujo magnético estipulada en la ley de Gauss, esta densidad de flujo es igual en el hierro. Entonces se tiene que las densidades de flujo son:

$$B_{aa'} = B_M \text{sen}(\omega t) \angle 0^\circ \quad (1.7)$$

$$B_{bb'} = B_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ \quad (1.8)$$

$$B_{cc'} = B_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \angle -120^\circ. \quad (1.9)$$

En la figura 1.4 se puede ver el estator con las fases y sus vectores de campo respectivos.

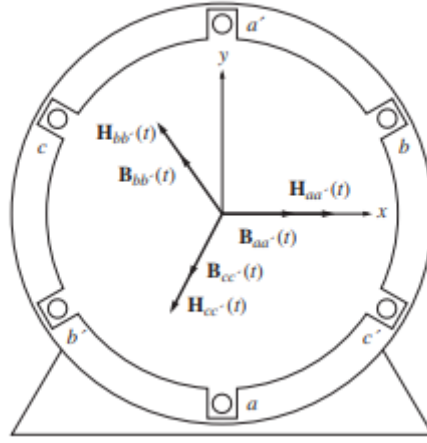


Figura 1.4: Estator de Máquina AC [9]

El campo magnético neto puede presentarse como la suma de los campos de cada fase.

$$B_{neto}(t) = B_{aa'}(t) + B_{bb'}(t) + B_{cc'}(t) \quad (1.10)$$

$$B_{neto}(t) = B_M \text{sen}(\omega t) \angle 0^\circ + B_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ + B_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \angle -120^\circ. \quad (1.11)$$

Dejando la expresión (1.11) en función de los vectores unitarios de ambos ejes $\hat{x}$ e $\hat{y}$ se tiene:

$$\begin{aligned} B_{neto}(t) &= B_M \text{sen}(\omega t) \hat{x} \\ &- [0,5 B_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3)] \hat{x} + \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \right] \hat{y} \\ &- [0,5 B_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3)] \hat{x} - \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \right] \hat{y}. \end{aligned}$$

Agrupando los términos se tiene que la densidad de flujo magnético es visto en la ecuación (1.12). Cabe notar que su magnitud es constante y el sentido de giro es antihorario[9].

$$B_{neto}(t) = 1,5 B_M (\text{sen}(\omega t) \hat{x} - \cos(\omega t) \hat{y}). \quad (1.12)$$

Conociendo la expresión de la densidad de flujo magnético, se puede proceder a analizar la máquina sincrónica de reluctancia variable. La reluctancia se puede considerar como el equivalente magnético de una resistencia. Es decir, la reluctancia es la resistencia magnética y diferentes materiales tienen una mayor o menor reluctancia. La SynRM se aprovecha de este fenómeno físico. El torque se genera cuando su eje con mayor permeancia magnética (eje d) intenta alinearse con el campo magnético giratorio para minimizar la energía magnética almacenada. En la figura 1.5 se puede ver el comportamiento de este fenómeno.

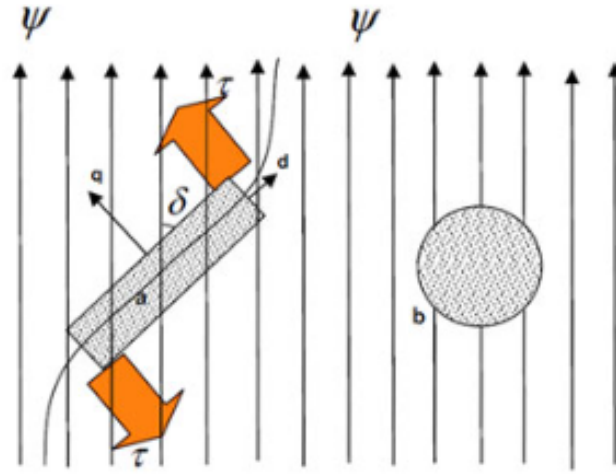


Figura 1.5: Cuerpo con Geometría Anisotrópica (a) y Geometría Isotrópica (b) sometidos a un Campo Magnético [20]

El cuerpo a está estructurado de forma anisotrópica, por lo que la permeancia del eje d y q no son las mismas. Al existir un ángulo entre el campo magnético ψ y el eje d , se genera un torque hasta que el eje d del cuerpo sea colineal con las líneas de campo. En cambio, el cuerpo b es cilíndrico y de geometría isotrópica, es decir igual permeancia en todas sus direcciones. En estos casos se puede ver que la geometría del material dicta la interacción que tendrá con el campo magnético. Por este motivo, la estructura de los rotores de máquinas eléctricas deben ser construido de tal forma que el circuito magnético formado entre el hierro y el aire sea anisotrópico [20].

Como se analizó anteriormente, las máquinas eléctricas tienen un campo magnético rotatorio sincrónico en el estator. Es así como en el caso de la SynRM, debido a la construcción del rotor se generará un torque que hace que gire el rotor. Existen tres tipos de rotores para las SynRM, de polos salientes, laminado axial y laminado transversal. Las SynRM moderna se construyen la mayor cantidad del tiempo usando el rotor laminado transversal. Esto se debe a que su forma cilíndrica permite un movimiento más fluido, a diferencia del rotor de polos salientes. Además, al ser laminado transversalmente se evita el hecho que las láminas exteriores deben ser aseguradas de alguna forma en el rotor de laminado axial, lo cual influye en el correcto funcionamiento de la máquina. En el caso del rotor laminado transversal, se pueden dejar los espacios de aire que sirven para tener valores de reluctancia más elevados para poder tener una estructura altamente anisotrópica pero manteniendo una geometría circular. En la imagen 1.6 se pueden ver los tres tipos de rotores, cabe notar que todos estos rotores tienen dos pares de polos.

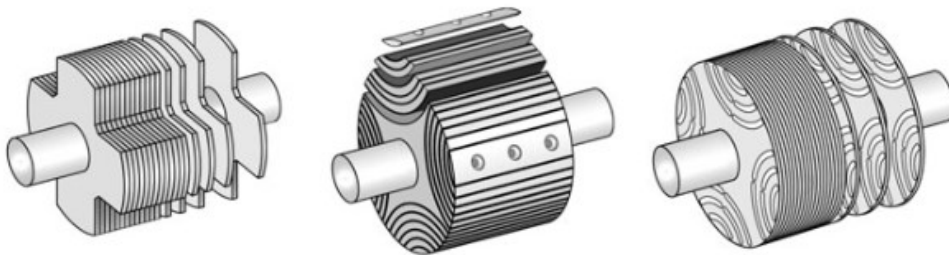


Figura 1.6: Rotor de Polos Salientes, Laminado Axial y Laminado Transversal [20]

Capítulo 2

Control de la Máquina Síncrona de Reluctancia Variable

2.1. Modelo Matemático

La máquina síncrona de reluctancia variable tiene un estator similar al de otras máquinas. Es el rotor el cual varía respecto otros motores, siendo el rotor de la SynRM bastante más simple. En la figura 2.1 se puede ver el rotor de una SynRM de dos pares de polos con los ejes dq producto de la transformada de *Park* superpuestos.

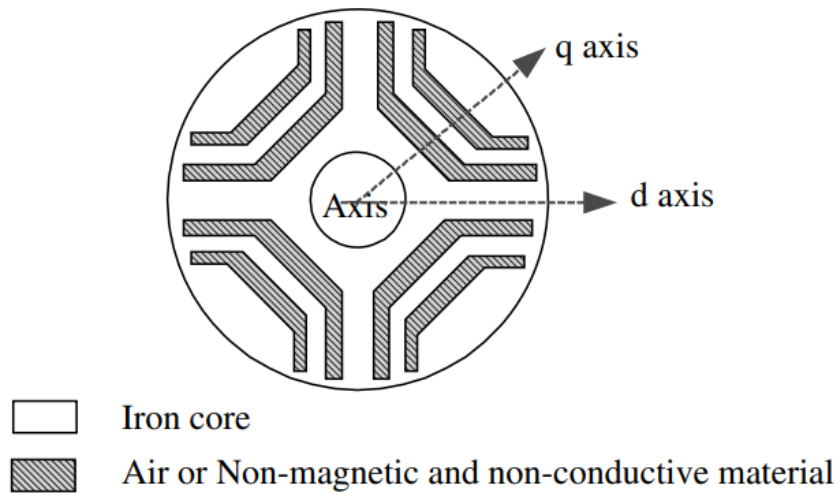


Figura 2.1: Ejes de Plano dq sobre Rotor SynRM [21]

Debido a la simpleza del rotor, el equivalente circuital en dq de la máquina también es relativamente simple. Para deducirlo se debe llegar desde el modelo en el plano abc al plano dq .

Para obtener el modelo matemático de la SynRM se analiza su forma trifásica, para luego pasarla a las coordenadas bifásicas $\alpha\beta$ mediante la transformada de *Clarke* y finalmente orientar los ejes usando la transformada de *Park*, teniendo el modelo en coordenadas dq .

2.1.1. Modelo abc

Primero se definen los vectores de corriente, voltaje y flujo enlazado en las coordenadas abc , vistos en las expresiones (2.1), (2.2) y (2.3) respectivamente.

$$i_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (2.1)$$

$$v_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad (2.2)$$

$$\psi_{abc} = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T. \quad (2.3)$$

La ecuación que relaciona todos los términos es vista en la expresión (2.4).

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \psi_{abc}. \quad (2.4)$$

El flujo puede ser descompuesto en la corriente trifásicas del estator y las inductancias. En la ecuación (2.6) se puede ver dicha relación.

$$\psi_{abc} = L_{abc} i_{abc} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as,as} & L_{as,bs} & L_{as,cs} \\ L_{bs,as} & L_{bs,bs} & L_{bs,cs} \\ L_{cs,as} & L_{cs,bs} & L_{cs,cs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Las inductancias varían de forma sinusoidal, dependiendo de la posición del rotor de la máquina. La variación de inductancia se debe a la variación de la reluctancia del rotor junta a la distribución del devanado del rotor. Las autoinductancias de la matriz L_{abc} vienen dadas por las expresiones siguientes.

$$L_{as,as} = L_{ls} + L_A + L_B \cos(2\theta_e) \quad (2.7)$$

$$L_{bs,bs} = L_{ls} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$L_{cs,cs} = L_{ls} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{4\pi}{3}\right). \quad (2.9)$$

Mientras que las inductancias mutuas vienen dadas por:

$$L_{as,bs} = L_{bs,as} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.10)$$

$$L_{as,cs} = L_{cs,as} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.11)$$

$$L_{bs,cs} = L_{cs,bs} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cos(2\theta_e). \quad (2.12)$$

El término L_{ls} corresponde a la inductancia de dispersión del devanado del estator, mientras que L_A representa el valor medio de la inductancia y L_B la variación máxima respecto al valor medio L_A . L_A y L_B son representados por las siguientes expresiones.

$$L_A = \frac{\mu_0 \cdot r \cdot l \cdot \pi}{2} \frac{N_s^2}{4} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (2.13)$$

$$L_B = \frac{\mu_0 \cdot r \cdot l \cdot \pi}{2} \frac{N_s^2}{4} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right), \quad (2.14)$$

donde r es el radio interior del estator, N_s es el número efectivo de vueltas del devanado del estator, g_{min} y g_{max} son las distancias mínimas y máximas del entre hierro respectivamente y l es el largo del eje.

2.1.2. Modelo $\alpha\beta$

La transformada de *Clarke* toma variables trifásicas y las proyecta sobre un plano complejo donde el eje real se denota por α y el eje complejo β . La transformada se define con la matriz $\mathcal{C}$.

$$\mathcal{C} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathcal{C}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Así, las expresiones de la corriente, voltaje y flujo quedan:

$$i_{\alpha\beta} = [i_{\alpha} \quad i_{\beta}]^T = \mathcal{C} i_{abc} \quad (2.17)$$

$$v_{\alpha\beta} = [v_{\alpha} \quad v_{\beta}]^T = \mathcal{C} v_{abc} \quad (2.18)$$

$$\psi_{\alpha\beta} = [\psi_{\alpha} \quad \psi_{\beta}]^T = \mathcal{C} \psi_{abc}. \quad (2.19)$$

Entonces, la ecuación diferencial vista en (2.4) en términos de $\alpha\beta$ queda:

$$\mathcal{C}^{-1} v_{\alpha\beta} = \mathcal{C}^{-1} R_s i_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} (L_{abc} \mathcal{C}^{-1} i_{\alpha\beta}) \quad (2.20)$$

$$v_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} (\mathcal{C} L_{abc} \mathcal{C}^{-1} i_{\alpha\beta}). \quad (2.21)$$

Donde $\mathcal{C} L_{abc} \mathcal{C}^{-1} = \mathcal{L}_{\alpha\beta}$. Con la inductancia en el plano $\alpha\beta$ siendo la matriz cuadrada:

$$\mathcal{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Donde las inductancias de dicha matriz vienen dadas por:

$$L_{\alpha} = L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \quad (2.23)$$

$$L_{\beta} = L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) \quad (2.24)$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin(2\theta_e). \quad (2.25)$$

Los parámetros L_0 y L_1 están relacionados con las inductancias L_A , L_B y L_{ls} del modelo en el plano abc .

$$L_0 = \frac{3}{2} L_A + L_{ls} \quad (2.26)$$

$$L_1 = \frac{3}{2} L_B. \quad (2.27)$$

Así, la ecuación diferencial vista en (2.21) se expande la derivada, debido a las variaciones en las inductancias y corrientes.

$$v_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + \frac{d\mathcal{L}_{\alpha\beta}}{dt} i_{\alpha\beta} + \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} \mathcal{L}_{\alpha\beta}. \quad (2.28)$$

Se despeja la derivada de las corrientes y se obtiene:

$$\frac{d}{dt}i_{\alpha\beta} = \mathcal{L}_{\alpha\beta}^{-1} \left(v_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} - \frac{d\mathcal{L}_{\alpha\beta}}{dt} i_{\alpha\beta} \right). \quad (2.29)$$

Donde

$$\frac{d\mathcal{L}_{\alpha\beta}}{dt} = 2\omega_e L_1 \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_e) & \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e) & \sin(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\mathcal{L}_{\alpha\beta}^{-1} = \frac{1}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) & -L_1 \sin(2\theta_e) \\ -L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

De esta forma, al expandir las corrientes i_α e i_β de la ecuación (2.29), las expresiones que resultan son:

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= \frac{L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)}{L_0^2 - L_1^2} (v_\alpha - (R_s - 2\omega_e L_1 \sin(2\theta_e))i_\alpha - 2\omega_e L_1 \cos(2\theta_e)i_\beta) \\ &\quad + \frac{-L_1 \sin(2\theta_e)}{L_0^2 - L_1^2} (v_\beta - 2\omega_e L_1 \cos(2\theta_e)i_\alpha - (R_s + 2\omega_e L_1 \sin(2\theta_e))i_\beta) \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_\beta}{dt} &= \frac{-L_1 \sin(2\theta_e)}{L_0^2 - L_1^2} (v_\alpha - (R_s - 2\omega_e L_1 \sin(2\theta_e))i_\alpha - 2\omega_e L_1 \cos(2\theta_e)i_\beta) \\ &\quad + \frac{L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)}{L_0^2 - L_1^2} (v_\beta - 2\omega_e L_1 \cos(2\theta_e)i_\alpha - (R_s + 2\omega_e L_1 \sin(2\theta_e))i_\beta). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Estas dos expresiones resultan ser largas, pero aún así son más simples que su equivalente trifásico.

2.1.3. Modelo dq

Para pasar al plano rotatorio dq se usa la herramienta conocida como la transformada de *Park*. Además de ser un plano real/complejo, este también posee la cualidad de poder rotar y orientarse a las variables deseadas. La matriz de transformación de este modelo se denota por $\mathcal{P}$.

$$\mathcal{P} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} = e^{-j\theta_e} \quad (2.34)$$

$$\mathcal{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} = e^{j\theta_e}. \quad (2.35)$$

Las variables de la corriente, voltaje y flujo vienen dadas por:

$$i_{dq} = [i_d \quad i_q]^T = \mathcal{P} i_{\alpha\beta} \quad (2.36)$$

$$v_{dq} = [v_d \quad v_q]^T = \mathcal{P} v_{\alpha\beta} \quad (2.37)$$

$$\psi_{dq} = [\psi_d \quad \psi_q]^T = \mathcal{P} \psi_{\alpha\beta}. \quad (2.38)$$

De esta forma, la ecuación de diferencias que modela el sistema queda:

$$\mathcal{P}^{-1} v_{dq} = \mathcal{P}^{-1} R_s i_{dq} + \frac{d}{dt} (\mathcal{L}_{\alpha\beta} \mathcal{P}^{-1} i_{dq}) \quad (2.39)$$

$$v_{dq} = R_s i_{dq} + \mathcal{P} \frac{d}{dt} (\mathcal{L}_{\alpha\beta} \mathcal{P}^{-1} i_{dq}). \quad (2.40)$$

Se procede a desarrollar la derivada en (2.40).

$$v_{dq} = R_s i_{dq} + \mathcal{P} \left(\left(\frac{d\mathcal{L}_{\alpha\beta}}{dt} \mathcal{P}^{-1} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{d\mathcal{P}^{-1}}{dt} \right) i_{dq} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \mathcal{P}^{-1} \frac{di_{dq}}{dt} \right). \quad (2.41)$$

Mediante el uso del álgebra, se simplifican las expresiones, resultando en:

$$\mathcal{P} \left(\frac{d\mathcal{L}_{\alpha\beta}}{dt} \mathcal{P}^{-1} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{d\mathcal{P}^{-1}}{dt} \right) = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -(L_0 - L_1) \\ (L_0 + L_1) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\mathcal{P} \mathcal{L}_{\alpha\beta} \mathcal{P}^{-1} = \begin{bmatrix} (L_0 + L_1) & 0 \\ 0 & (L_0 - L_1) \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

De esta forma, se conoce el valor de las inductancias en el plano dq .

$$L_d = L_0 + L_1 \quad (2.44)$$

$$L_q = L_0 - L_1. \quad (2.45)$$

Con esta información, se puede escribir la ecuación diferencial de forma vectorial.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

En la figura 2.2 se puede ver el circuito representativo de la SynRM en las coordenadas dq .

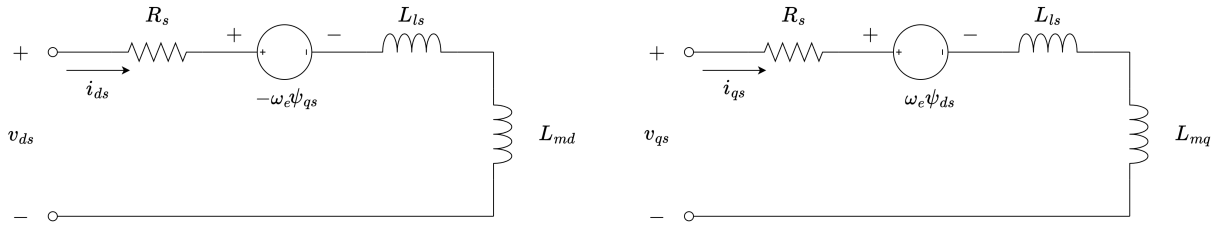


Figura 2.2: Circuito Equivalente en el Plano dq de la SynRM

Donde $L_d = L_{ls} + L_{md}$ y $L_q = L_{ls} + L_{mq}$.

Las inductancias L_d y L_q se relacionan con los parámetros trifásicos de la siguiente manera:

$$L_d = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (2.47)$$

$$L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2.48)$$

$$L_A = \frac{(L_d + L_q)}{3} - \frac{2}{3}L_{ls} \quad (2.49)$$

$$L_B = \frac{(L_d - L_q)}{3}. \quad (2.50)$$

El modelo real de la máquina no es tan ideal como es representado en el desarrollo anterior. Esto se debe a la saturación del elemento ferromagnético de la máquina, dejando así las inductancias en función de la corriente.

$$L_d = L_d(i_d, i_q) \quad (2.51)$$

$$L_q = L_q(i_d, i_q). \quad (2.52)$$

Sin embargo, para mantener el análisis que sigue más simple y porque no es el objetivo principal del trabajo, se consideran los valores de L_d y L_q como constantes.

2.1.4. Diseño del Control

De los circuitos visto en la figura 2.2 se puede hacer la ley de voltajes de *Kirchhoff*. Las dos ecuaciones quedan:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}(L_d i_{sd}) - \omega_r \psi_{sq} \quad (2.53)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}(L_q i_{sq}) + \omega_r \psi_{sd}. \quad (2.54)$$

Para obtener la ecuación que modela el torque eléctrico de la máquina se debe usar primero la expresión de la potencia mecánica del sistema vista en la ecuación (2.55). Esto se debe a que el torque eléctrico viene dado por la ecuación (2.56).

$$P_m = \frac{3}{2} \omega_r (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.55)$$

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_r / p}. \quad (2.56)$$

Juntando ambas expresiones y considerando $\psi_{sd} = L_d i_{sd}$ y $\psi_{sq} = L_q i_{sq}$ se tiene que el torque es:

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d i_{sd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq}) \quad (2.57)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}. \quad (2.58)$$

Además, aún falta una expresión que relaciona el torque de carga con el torque eléctrico, como es visto en la ecuación (2.59) [21].

$$T_e - T_L = J_T \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (2.59)$$

Teniendo las ecuaciones (2.53), (2.54) y (2.59) se pueden obtener las plantas del sistema y así calcular los controladores PI respectivos. Las plantas de los voltajes vienen dadas por:

$$H_{sd}(s) = \frac{I_{sd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{1}{sL_d + R_s} \quad (2.60)$$

$$H_{sq}(s) = \frac{I_{sq}(s)}{V_{sq}(s)} = \frac{1}{sL_q + R_s}. \quad (2.61)$$

Cabe mencionar que los valores $-\omega_r \psi_{sq}$ y $\omega_r \psi_{sd}$ son términos cruzados que no son considerados en la planta, pero serán sumados más adelante. La planta del torque es más simple.

$$H_{Te}(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J_T s}. \quad (2.62)$$

Los valores usados para obtener los valores de las constantes proporcionales e integrativas son los valores de la SynRM que se usará en las pruebas físicas. Se tienen los valores:

$$R_s = 1\Omega \quad (2.63)$$

$$L_d = 185,2mH \quad (2.64)$$

$$L_q = 29,04mH \quad (2.65)$$

$$p = 2 \quad (2.66)$$

$$J_T = 0,02044kgm^2 \quad (2.67)$$

$$\beta = 0,01Nm/s/rad \quad (2.68)$$

Considerando un controlador PI de la forma $C(s) = K_p + K_i/s$ y los valores de la máquina que se va a usar se tienen los siguientes valores para cada control:

$$C_{sd}(s) \rightarrow K_p = 159,82 \quad K_i = 69751,27 \quad (2.69)$$

$$C_{sq}(s) \rightarrow K_p = 24,97 \quad K_i = 11543,80 \quad (2.70)$$

$$C_{T_e}(s) \rightarrow K_p = 0,88263 \quad K_i = 19,053 \quad (2.71)$$

El diagrama para comprobar el correcto funcionamiento del control de las corrientes i_{sd} e i_{sq} se puede ver en la figura 2.3, mientras que el diagrama para comprobar el control de torque se ve en la figura 2.4.

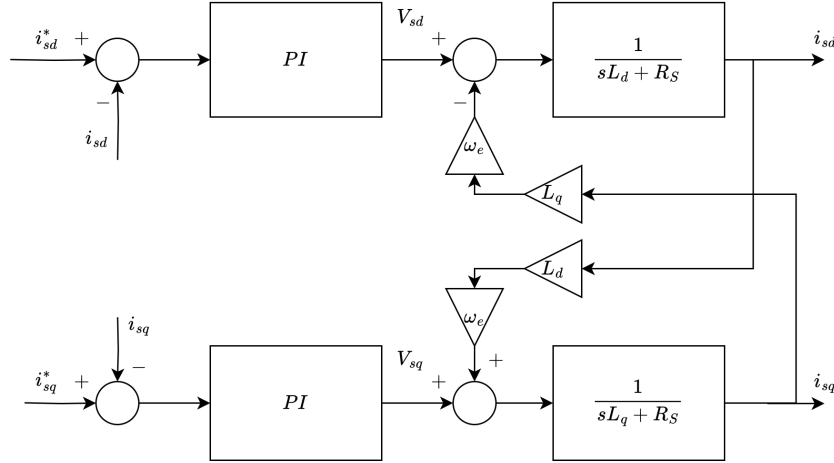


Figura 2.3: Diagrama de Control de Corriente dq

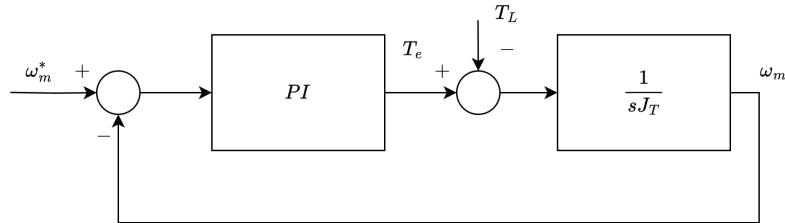


Figura 2.4: Diagrama de Control de Torque Eléctrico

Con los valores de los controladores comprobados, se puede construir el lazo de control de la SynRM. El lazo completo es mostrado en la figura 2.5.

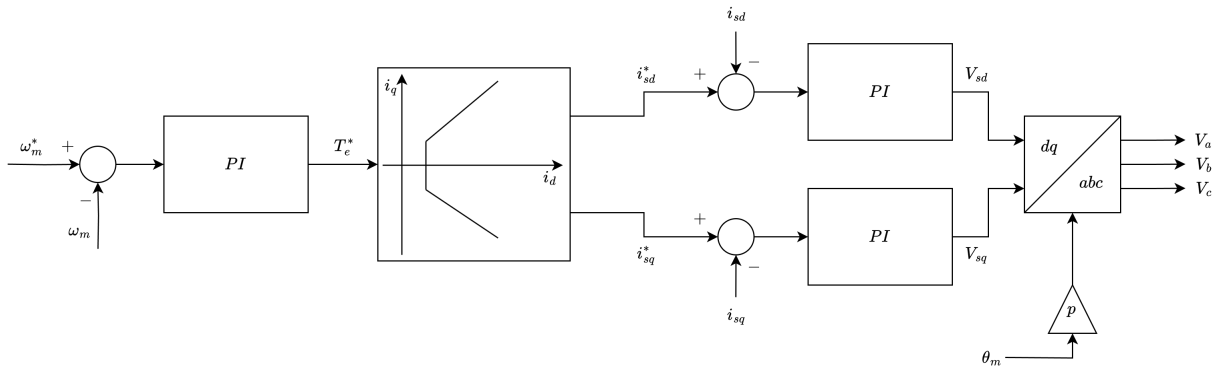


Figura 2.5: Lazo de Control SynRM

Si se considera una relación entre las corrientes i_d e i_q de la forma,

$$i_q = \mathcal{K}i_d, \quad (2.72)$$

y usando la expresión del torque eléctrico vista en 2.58 se puede encontrar una relación entre estas variables. Sin embargo, a partir de diferentes valores para i_d e i_q se puede obtener el mismo valor para el torque eléctrico, por lo que una de estas combinaciones de corrientes debe ser la de menor magnitud, minimizando así las pérdidas por conducción. Esta relación entre las corrientes y el torque es vista en la figura 2.6.

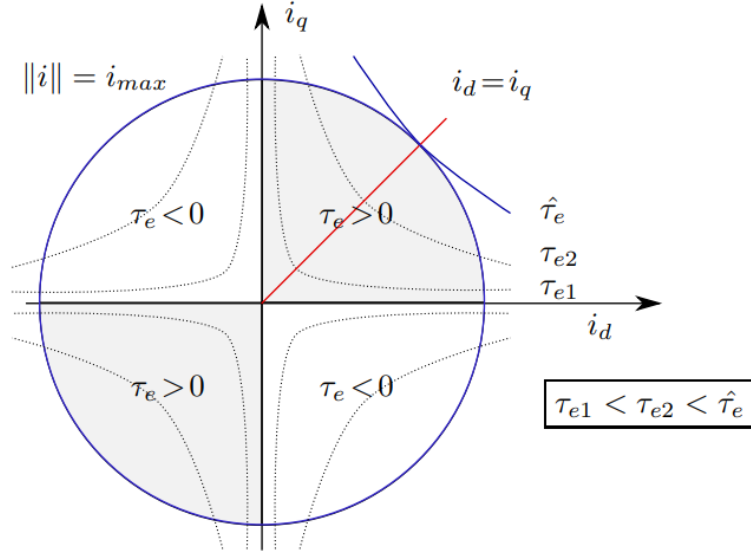


Figura 2.6: Curvas de Torque Eléctrico Constantes en el Plano dq [7]

Para poder obtener el valor óptimo de $\mathcal{K}$ se puede hacer el cociente entre la magnitud de la corriente y la expresión del torque eléctrico.

$$\frac{||i||^2}{T_e} = \frac{i_d^2 + i_q^2}{\frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q}, \quad (2.73)$$

usando la expresión que relaciona las corrientes 2.72 se tiene,

$$\frac{||i||^2}{T_e} = \frac{2}{3p(L_d - L_q)} \frac{1 + \mathcal{K}^2}{\mathcal{K}}. \quad (2.74)$$

Para poder tener el valor óptimo de $\mathcal{K}$ se debe derivar e igualar a cero.

$$\frac{d}{d\mathcal{K}} \left(\frac{||i||^2}{T_e} \right) = 0 \quad (2.75)$$

$$\frac{d}{d\mathcal{K}} \left(\frac{||i||^2}{T_e} \right) = \frac{2}{3p(L_d - L_q)} \left[1 - \frac{1}{\mathcal{K}^2} \right] \Rightarrow \mathcal{K}^2 = 1 \quad (2.76)$$

$$\mathcal{K} = \pm 1. \quad (2.77)$$

Por lo tanto, la relación entre las corrientes viene siendo,

$$i_d = \pm i_q. \quad (2.78)$$

De esta forma, se tiene que las corrientes óptimas para operar la máquina son los valores presentes en la línea roja vista en la figura 2.6. El signo de la corriente define el signo del torque eléctrico, el cual define el sentido de giro del rotor. En la figura 2.5 se puede ver que el método usado para determinar las corrientes i_d e i_q es el mencionado anteriormente. Sin embargo, se debe hacer un cambio para los valores más pequeños de i_d . Se define un valor mínimo para i_d distinto de cero para evitar variaciones demasiado grandes del estado de saturación del hierro en el eje d , donde la respectiva inductancia L_d puede variar mucho.

Capítulo 3

Modelo de la Máquina de Inducción

3.1. Modelo Matemático

En el caso de la máquina de inducción de rotor de jaula de ardilla (SCIM), el modelo es más complejo que el de la SynRM. Esto se debe a que esta máquina funciona mediante un voltaje inducido en un circuito de rotor, el cual está ausente en la máquina sincrónica de reluctancia variable. El rotor de la SCIM tiene forma de jaula, donde el campo magnético del estator (B_S) induce un voltaje en el rotor, generando así también una corriente en el rotor. Dicha corriente en el rotor genera un campo magnético de rotor (B_R). La interacción entre ambos campos magnéticos genera un torque inducido.

$$T_{ind} = k B_R \times B_S. \quad (3.1)$$

Como se sabe, el campo magnético del estator gira a velocidad síncrona, si el rotor llegase a girar a esta misma velocidad síncrona, la velocidad relativa entre las barras del rotor y el campo magnético del estator sería cero. De esta forma no se induciría un voltaje, por lo que no habría una corriente de rotor. Sin corriente de rotor no se generaría un campo magnético de rotor, teniendo así un torque inducido $T_{ind} = 0$ y el rotor dejaría de girar. De esta forma se obtiene el concepto de deslizamiento, el cual se denota por la ecuación (3.2).

$$s = \frac{\omega_{sinc} - \omega_m}{\omega_{sinc}} \quad (3.2)$$

Así, la frecuencia de rotación puede ser relacionada con la frecuencia eléctrica de la siguiente manera [10].

$$\omega_r = \frac{(1 - s)f_e}{p} \quad (3.3)$$

Los vectores que definen las corriente, voltajes y flujos de estator y rotor se ven en las expresiones (3.4) a (3.9).

$$i_{abcs} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (3.4)$$

$$v_{abcs} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \quad (3.5)$$

$$\psi_{abcs} = [\psi_{as} \quad \psi_{bs} \quad \psi_{cs}]^T \quad (3.6)$$

$$i_{abcr} = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \quad (3.7)$$

$$v_{abcr} = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T \quad (3.8)$$

$$\psi_{abcr} = [\psi_{ar} \quad \psi_{br} \quad \psi_{cr}]^T. \quad (3.9)$$

Si se toman las variables trifásicas y se someten a las transformada de *Clarke*, dichas variables pueden expresarse de la forma vista de 3.10 a 3.15.

$$i_{\alpha\beta s} = \frac{2}{3}(i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (3.10)$$

$$v_{\alpha\beta s} = \frac{2}{3}(v_{as} + av_{bs} + a^2v_{cs}) \quad (3.11)$$

$$\psi_{\alpha\beta s} = \frac{2}{3}(\psi_{as} + a\psi_{bs} + a^2\psi_{cs}) \quad (3.12)$$

$$i_{\alpha\beta r} = \frac{2}{3}(i_{ar} + ai_{br} + a^2i_{cr}) \quad (3.13)$$

$$v_{\alpha\beta r} = \frac{2}{3}(v_{ar} + av_{br} + a^2v_{cr}) \quad (3.14)$$

$$\psi_{\alpha\beta r} = \frac{2}{3}(\psi_{ar} + a\psi_{br} + a^2\psi_{cr}), \quad (3.15)$$

donde $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$. Sin embargo, esta transformada no contiene las componentes de modo común, las cuales no son de interés para el control de un motor eléctrico. Las ecuaciones de rotor y estator pueden definirse de la siguiente manera.

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d}{dt} \psi_{abcs} \quad (3.16)$$

$$v_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d}{dt} \psi_{abcr}, \quad (3.17)$$

donde R_s y R_r son las resistencias de estator y rotor respectivamente.

El flujo enlazado ψ_{abcs} de la ecuación (3.16) es expresado de forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ &+ L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

donde L_{ls} es la inductancia de dispersión del devanado del estator, L_{ms} es la inductancia mutua del estator y L_{sr} es la inductancia mutua entre el embobinado del estator y del rotor de cada fase respectivamente. Usando igualdades tales como $\cos(\theta_r) = \frac{e^{j\theta_r} + e^{-j\theta_r}}{2}$, $\cos(\theta_r) + a\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + a^2\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2}e^{j\theta_r}$ y $1 - \frac{a}{2} - \frac{a^2}{2} = \frac{3}{2}$, se pueden proyectar las variables trifásicas en el plano complejo $\alpha\beta$. De esta forma, la ecuación vista en (3.18) queda proyectada de la forma vista en la ecuación (3.19).

$$\psi_{\alpha\beta s} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}\right) i_{\alpha\beta s} + \frac{3}{2}L_{ms} i_{\alpha\beta r} e^{j\theta_r} \quad (3.19)$$

Análogamente, el flujo enlazado en el rotor se puede expresar de forma similar.

$$\psi_{\alpha\beta r} = \left(L_{lr} + \frac{3}{2}L_{ms}\right) i_{\alpha\beta r} + \frac{3}{2}L_{ms} i_{\alpha\beta s} e^{-j\theta_r} \quad (3.20)$$

Considerando la igualdad $L_M = \frac{3}{2}L_{ms}$, se pueden reemplazar los valores de los flujos enlazado del rotor y estator en las ecuaciones de los voltajes vistas en (3.16) y (3.17).

$$v_{\alpha\beta s} = R_s i_{\alpha\beta s} + (L_{ls} + L_M) \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta s} + L_M \frac{d}{dt} (i_{\alpha\beta r} e^{j\theta_r}) \quad (3.21)$$

$$v_{\alpha\beta r} = R_r i_{\alpha\beta r} + (L_{lr} + L_M) \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta r} + L_M \frac{d}{dt} (i_{\alpha\beta s} e^{-j\theta_r}). \quad (3.22)$$

Teniendo las expresiones de los voltajes, se pueden usar las igualdades $v_{dqs} = v_{\alpha\beta s} e^{-j\theta}$ y $i_{dqr} = i_{\alpha\beta r} e^{-j(\theta-\theta_r)}$ para poder hacer la rotación de coordenadas y así pasar las variables al plano complejo dq, rotando a una velocidad arbitraria ω .

$$v_{dqs} = R_s i_{dqs} + (L_{ls} + L_M) \frac{d}{dt} i_{dqs} + L_M \frac{d}{dt} i_{dqr} + j\omega[(L_{ls} + L_M) i_{dqs} + L_M i_{dqr}] \quad (3.23)$$

$$v_{dqr} = R_r i_{dqr} + (L_{lr} + L_M) \frac{d}{dt} i_{dqr} + L_M \frac{d}{dt} i_{dqs} + j(\omega - \omega_r)[(L_{lr} + L_M) i_{dqr} + L_M i_{dqs}]. \quad (3.24)$$

En las ecuaciones (3.25) y (3.26) están los términos encadenados de los flujos.

$$\psi_{dqs} = L_s i_{dqs} + L_M i_{dqr} \quad (3.25)$$

$$\psi_{dqr} = L_M i_{dqs} + L_r i_{dqr}, \quad (3.26)$$

donde las inductancias $L_{ls} + L_M = L_s$ y $L_{lr} + L_M = L_r$. Con esta información, se puede confeccionar el circuito equivalente de la SCIM en el plano dq, visto en la figura 3.1 [22].

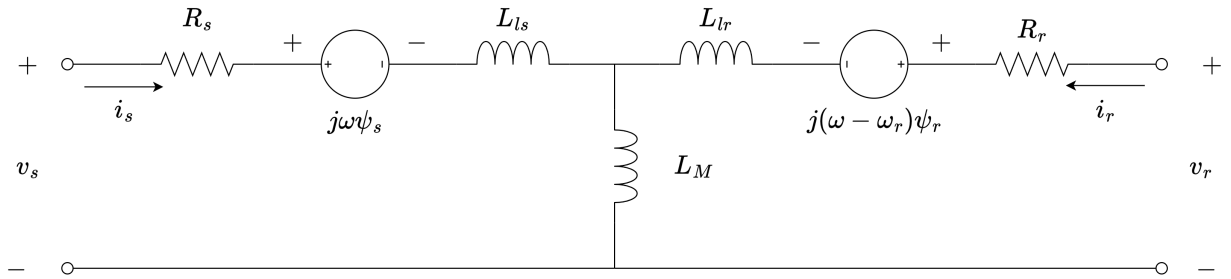


Figura 3.1: Circuito Equivalente en el Plano dq de una Máquina de Inducción

Cabe notar que, en el caso de una SCIM, el voltaje del rotor es cero.

Capítulo 4

Simulación de los Sistemas Estudiados

4.1. Máquina Síncrona de Reluctancia Variable

La simulación del sistema propuesto se hace con ayuda de los programas PLECS y MatLab. El control de la máquina se puede dividir en las secciones encargadas del control de torque y el control de corriente.

Para el control de torque se usan los valores para las ganancias proporcional e integrativa vistas en (2.71). Al control se le agrega además anti-enrollamiento con los límites en ± 35 Nm. Esto se debe a que el control de torque debe considerar la no linealidad de este tipo de máquina, como es visto en la figura 2.5, donde la salida del PI no es un valor de corriente, sino de torque. Esta sección del control de torque se construye a partir de LUTs (*look up tables*) que usando un valor de torque definen el valor de la corriente de cuadratura i_q y la corriente directa i_d .

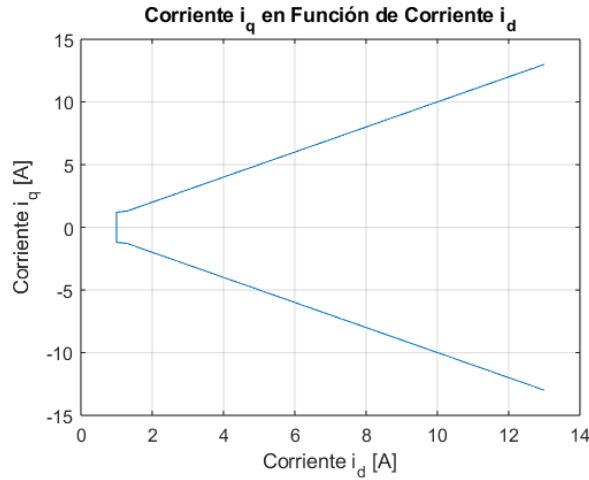


Figura 4.1: Corriente i_q en Función de Corriente i_d

En la figura 4.1 se puede ver el gráfico de la corriente i_q en función de la corriente i_d . Se puede notar que su forma es muy parecida a la vista en la figura 2.5, donde la corriente i_q tiene un rango de valores de $[-13, 13]$ A, mientras que la corriente i_d tiene un rango de $[1, 13]$ A.

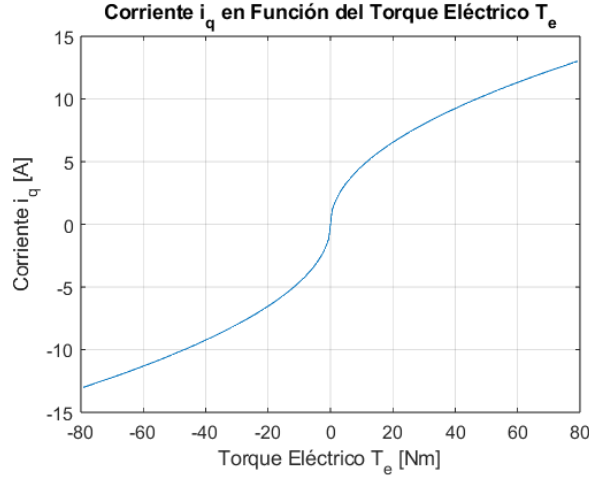


Figura 4.2: Corriente i_q en Función del Torque Eléctrico T_e

La corriente de cuadratura puede tomar valores positivos y negativos. Cuando la corriente i_q es positiva, el torque eléctrico también es positivo, por lo que la máquina está acelerando. En cambio, cuando la corriente i_q es negativa, el torque también es negativo, por lo que la máquina está desacelerando o cambia su sentido de giro. En la figura 4.2 se puede ver la curva que modela este efecto.

El gráfico de la figura 4.3 corresponde a la corriente i_d en función del torque eléctrico. En este caso se puede ver que el valor mínimo de la corriente i_d es 1 A y la corriente crece a medida que el valor del torque se aleje de los 0 Nm.

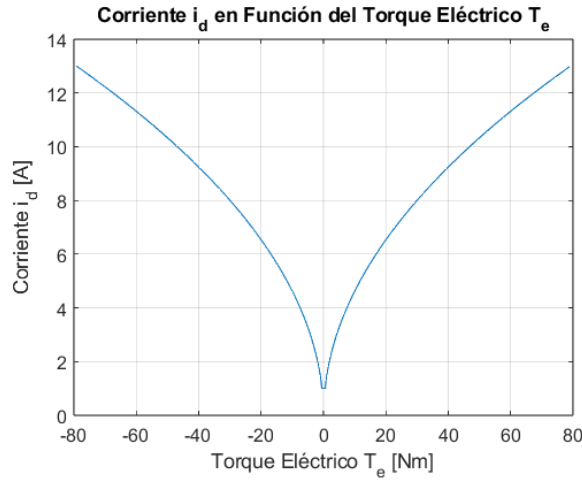


Figura 4.3: Corriente i_d en Función del Torque Eléctrico T_e

El control de corriente está formado por dos controladores PI, uno para cada corriente. Ambos PI poseen anti-enrollamiento con los límites en ± 311 V. Los valores de las ganancias proporcionales e integrativas para cada PI son los mismos que aparecen en (2.69) para el control de la corriente i_d y (2.70) para el control de la corriente i_q . De esta forma, el lazo de control para la máquina se puede ver en la figura 4.4.

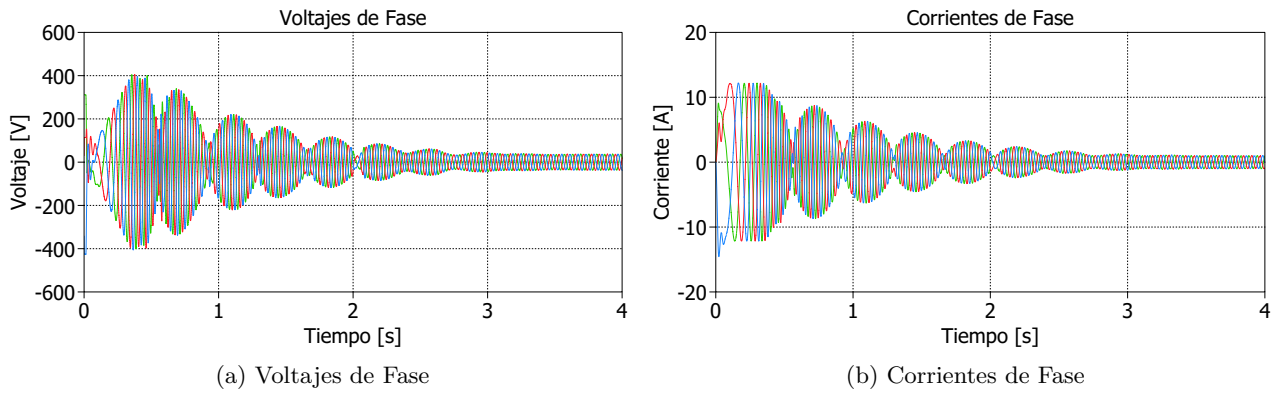


Figura 4.7: Voltajes y Corrientes de Fase

En las figuras 4.7 se pueden ver los voltajes (figura 4.7a) y las corrientes (figura 4.7b) de fase del sistema. Se puede notar al comienzo de la operación, cuando la máquina se está magnetizando que el voltaje y la corriente se comportan de forma irregular, pero toman una forma sinusoidal rápidamente. Además, debido al largo transiente que tiene el sistema, se pueden ver las veces que el torque cambia de sentido gracias al control, para poder llegar al valor de referencia de velocidad.

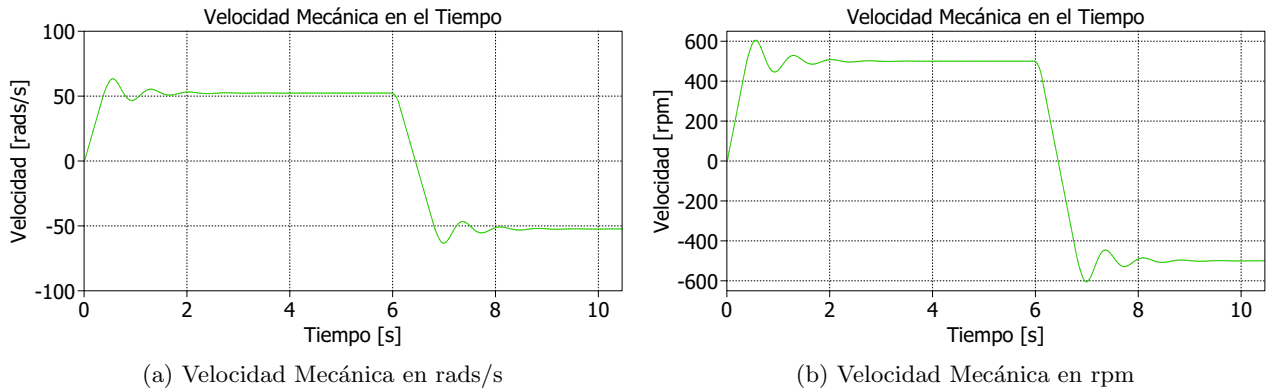


Figura 4.8: Velocidad Mecánica en Función del Tiempo con Cambio de Sentido de Giro

En las figuras 4.8a y 4.8b se puede ver la respuesta del sistema al tener que cambiar el sentido de giro del arranque inicial en el tiempo $t = 6$ s. Se puede ver que el tiempo de asentamiento inicial y el tiempo de asentamiento al momento de cambiar el sentido de giro es muy similar, siendo de 3 segundos. A pesar de esto, el sistema logra estabilizarse en las referencias de ± 500 rpm (± 52.36 rads/s).

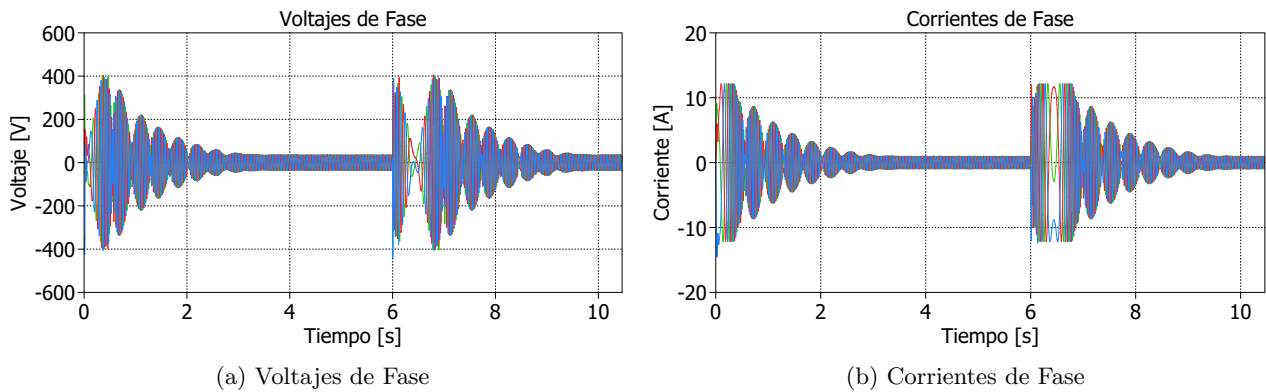


Figura 4.9: Voltajes y Corrientes de Fase con Cambio de Sentido de Giro

En las figuras 4.9a y 4.9b se pueden ver los voltajes y corrientes de fase respectivamente cuando se somete al sistema a un cambio de sentido de giro. Se puede notar que al momento en que se cambia la referencia de velocidad, la corriente y el voltaje elevan su amplitud, para luego tener el ajuste de fases para poder hacer que

el rotor cambie su sentido de giro. Tras ese instante, la forma del voltaje y la corriente tienen formas similares a las vista y explicadas en las figuras 4.7a y 2.29.

4.2. Pérdidas en el Rectificador y DC-Link

Para poder obtener la eficiencia del rectificador y DC-link se debe medir la potencia de entrada y salida. Para ello se deben usar los medidores de voltaje y corriente del simulador. En el lado de corriente continua la potencia instantánea se obtiene al multiplicar la corriente con el voltaje. En el caso del lado trifásico se tienen dos opciones. Se pueden usar dos o tres medidores de potencia. Al usar tres medidores de potencia se miden las corrientes y voltajes de fase, se obtiene la potencia de cada fase, se suman las tres potencias y se les calcula el promedio. La otra alternativa es conocida como el método de los dos wattmetros, donde se miden los voltajes de dos líneas usando como punto común la tercera línea y la corriente que se mide es la de las dos fases usadas. Estas dos potencias son sumadas y el equivalente a estas es la potencia trifásica del sistema. En la figura 4.10 se puede ver la demostración hecha en PLECS.

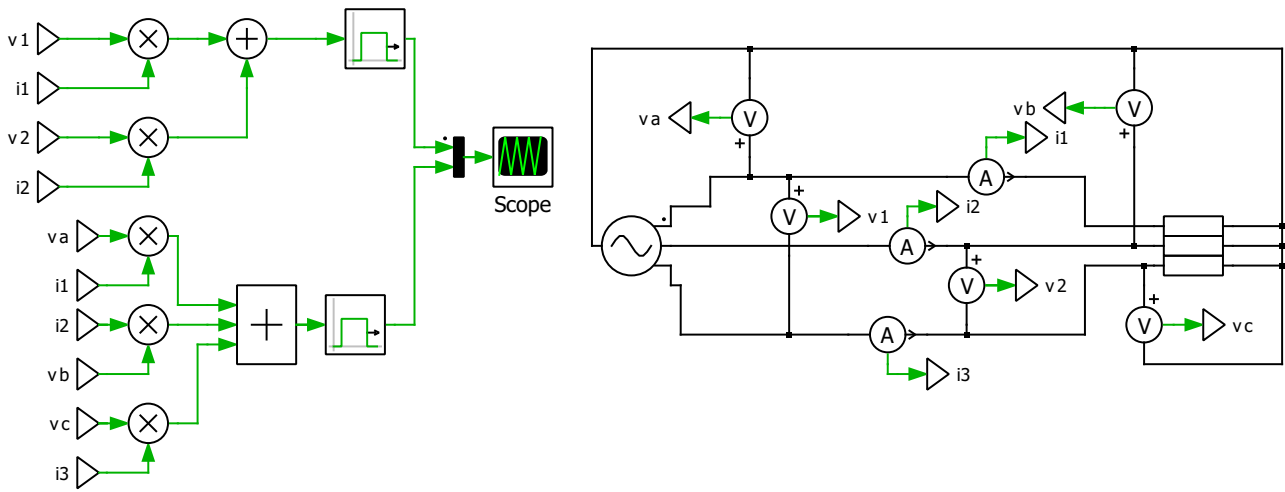
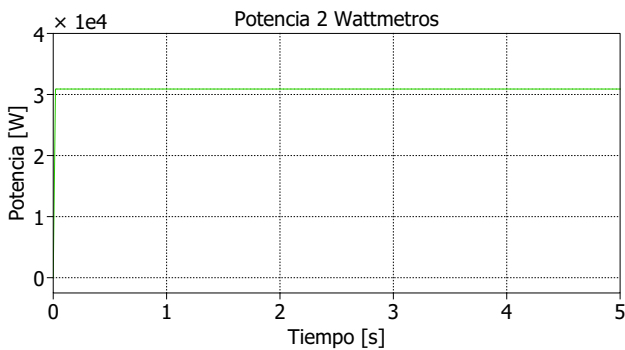
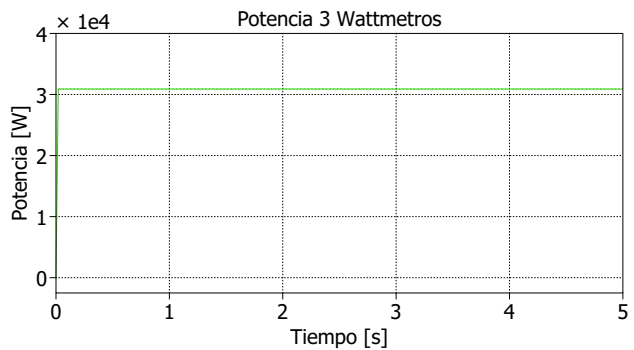


Figura 4.10: Esquema de Medición de Potencia Trifásica

En las figuras 4.11a y 4.11b se puede ver el valor de la potencia trifásica al tener dos wattmetros y 3 wattmetros respectivamente.



(a) Potencia Trifásica medida con 2 Wattmetros



(b) Potencia Trifásica medida con 3 Wattmetros

Figura 4.11: Potencia Trifásica de Carga de Prueba

Se puede ver que en las figuras vistas en 4.11 la potencia medida es exactamente la misma, teniendo un valor de 30893.6 W.

Teniendo la forma para medir la potencia lista, se puede proceder a calcular la eficiencia del rectificador y DC-link del sistema completo. El simulador usa un rectificador ideal, por lo que se ingresan los datos de un

diodo de alta potencia de la marca *Semikron* y modelo SKKD 46. Los datos necesarios para la simulación son el voltaje de caída en el diodo (V_f), como también su resistencia al estar activado (R_{on}), cuyos valores son $V_f = 1,95$ V y $R_{on} = 5$ m Ω respectivamente [25]. Las pruebas son hechas nuevamente con la máquina operando con una velocidad de 500 rpm y los diferentes niveles de torque usados en las pruebas experimentales.

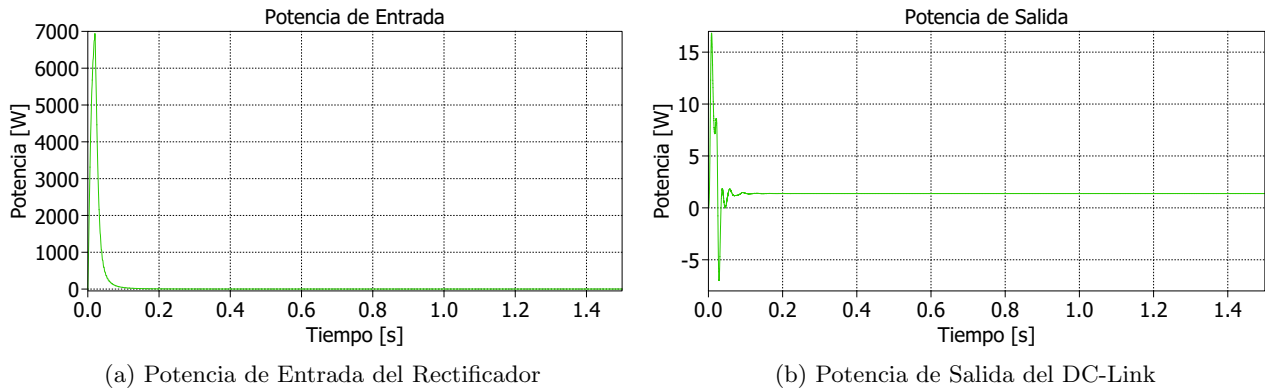


Figura 4.12: Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 0$ Nm

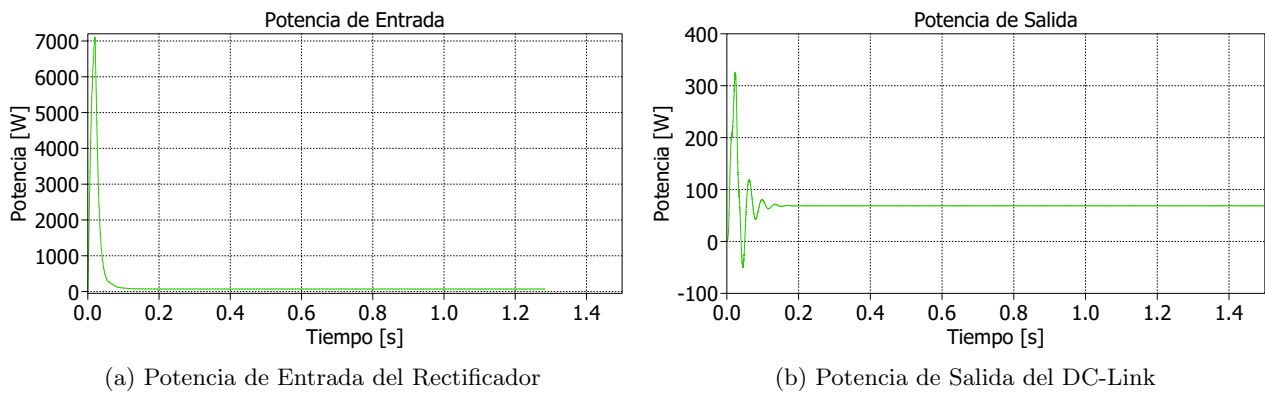


Figura 4.13: Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 6,7$ Nm

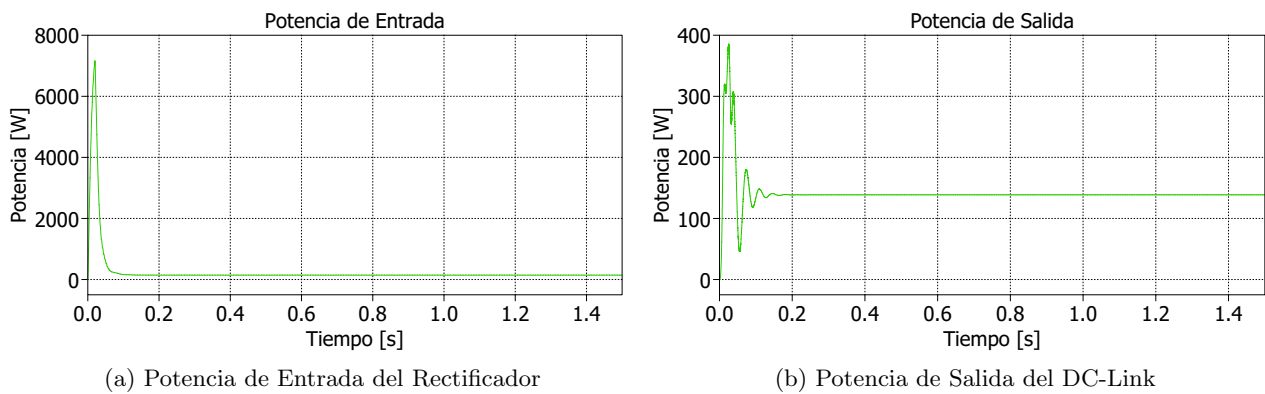


Figura 4.14: Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 13,6$ Nm

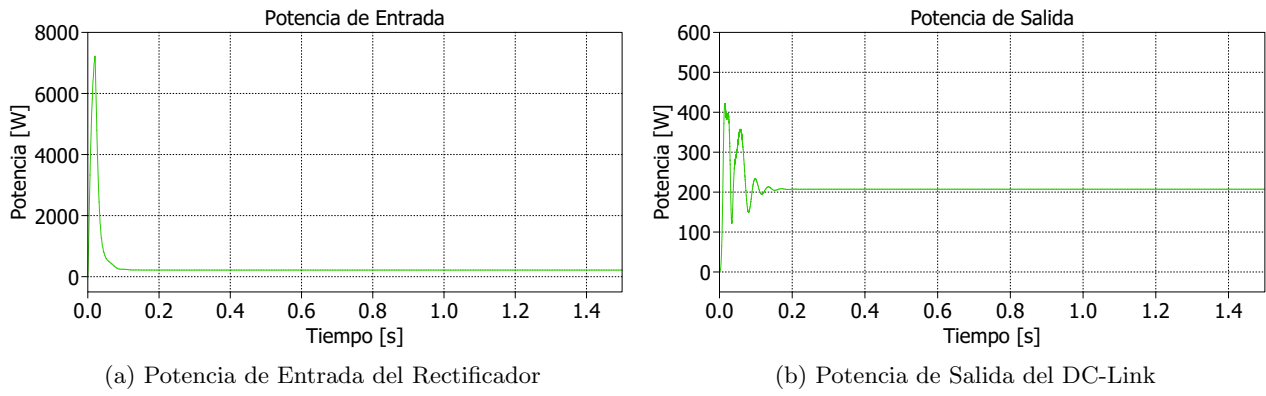


Figura 4.15: Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 20,4$ Nm

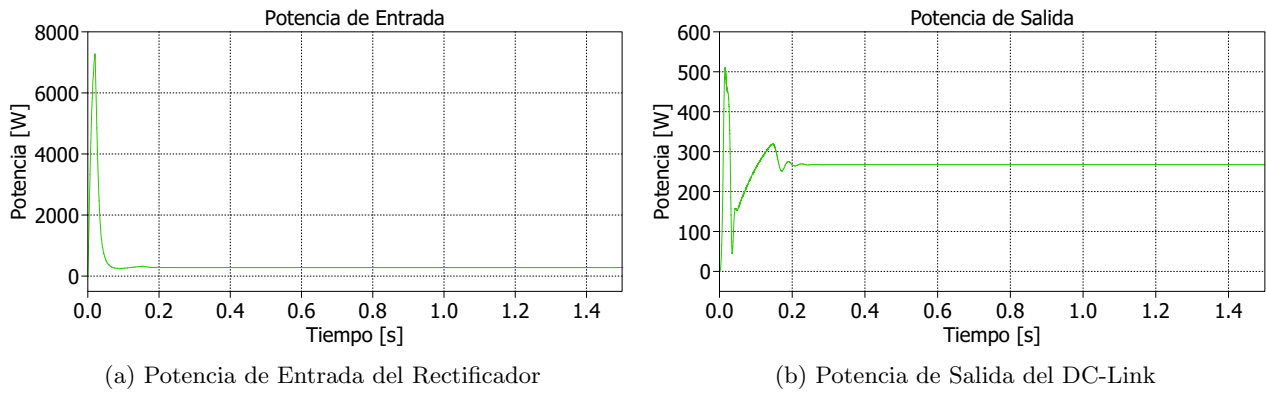


Figura 4.16: Potencia de Entrada del Rectificador y Salida del DC-Link con $T_e = 26,3$ Nm

En los gráficos vistos en 4.12, 4.13a, 4.14a, 4.15a y 4.16a se puede ver la potencia de entrada del rectificador y la potencia de salida del DC-link con la máquina operando a 500 rpm y con los diferentes niveles de torque eléctrico a los que es sometido el sistema. Se puede ver en los gráficos de la potencia de entrada, que al comienzo de la simulación hay un gran salto en la potencia que es rápidamente estabilizada en su valor estacionario. Esto se debe a la dinámica del condensador del DC-link, que tiene un alto consumo de potencia al cargarse. En contraste se tiene la potencia de salida, que solo tiene unas leves oscilaciones al principio de la simulación, debido a la dinámica de la máquina, como es visto en las figuras 4.7 y 4.9. Debido al gran salto en la potencia en las figuras 4.12a, 4.13a, 4.14a, 4.15a y 4.16a no se puede ver muy bien el valor de potencia al que se asientan las curvas. Para ello se pueden ver la figuras 4.17a a 4.19, donde se puede ver la comparación entre la potencia de entrada del rectificador con la potencia de salida del DC-link.

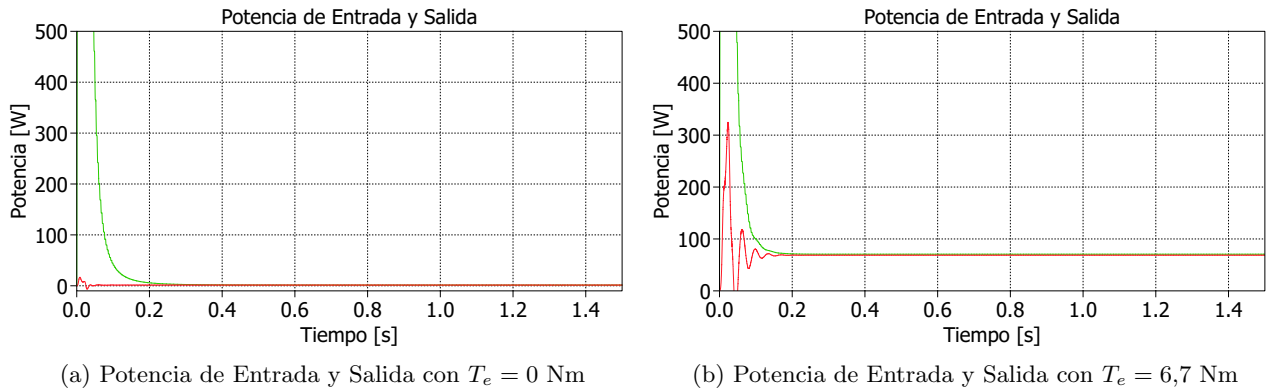


Figura 4.17: Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo)

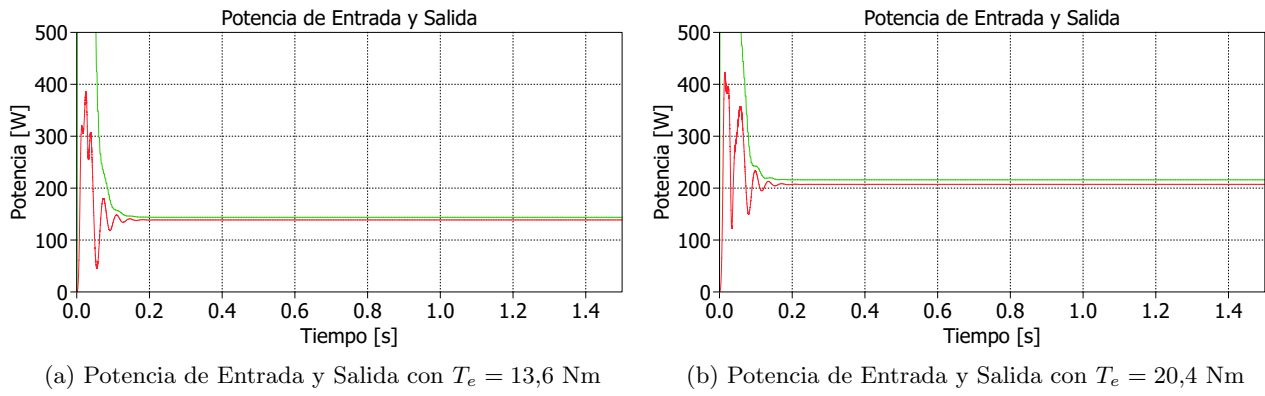


Figura 4.18: Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo)

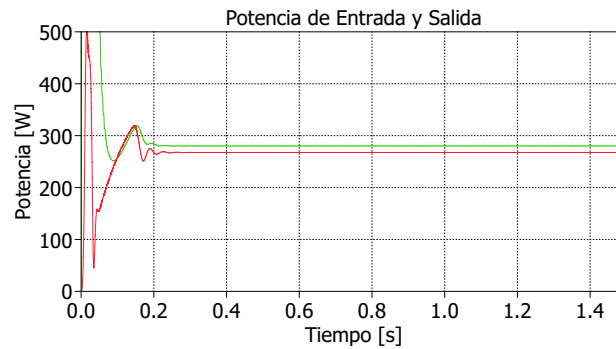


Figura 4.19: Potencia de Entrada del Rectificador (Verde) y Salida del DC-Link (Rojo) con $T_e = 26,3$ Nm

En los gráficos de las figuras 4.17, 4.18 y 4.19 se puede notar que la potencia de entrada del rectificador es similar pero siempre mayor a la potencia de salida del DC-link. Teniendo toda información se puede proceder a generar la tabla 4.1 donde se pueden ver los valores de eficiencia del rectificador como también la eficiencia del rectificador junto al DC-link.

Torque Eléctrico T_e [Nm]	Eficiencia η [%]				
	0	6.7	13.6	20.4	26.3
Rectificador	99.278	99.268	99.263	99.259	99.256
Rectificador y DC-link	98.600	97.269	96.491	95.929	95.520

Tabla 4.1: Valores de Eficiencia del Rectificador y DC-Link

Viendo los datos de la tabla 4.1 se puede ver que el rectificador mantiene su alta eficiencia sin importar el nivel de torque en la máquina. En el caso de la eficiencia del rectificador junto al DC-link no se puede decir lo mismo. La eficiencia va disminuyendo a medida que aumenta el torque eléctrico ejercido por el motor. Sin embargo, la eficiencia se mantiene lo suficientemente alta donde dichas pérdidas son despreciables al momento de considerar el sistema completo (*drive* y máquina).

Capítulo 5

Medición Experimental de la Eficiencia del Inversor con Máquina de Inducción y Máquina Síncronica de Reluctancia Variable

5.1. Configuración del *Drive*

El *drive* usado posee las conexiones vistas en la figura 5.1.

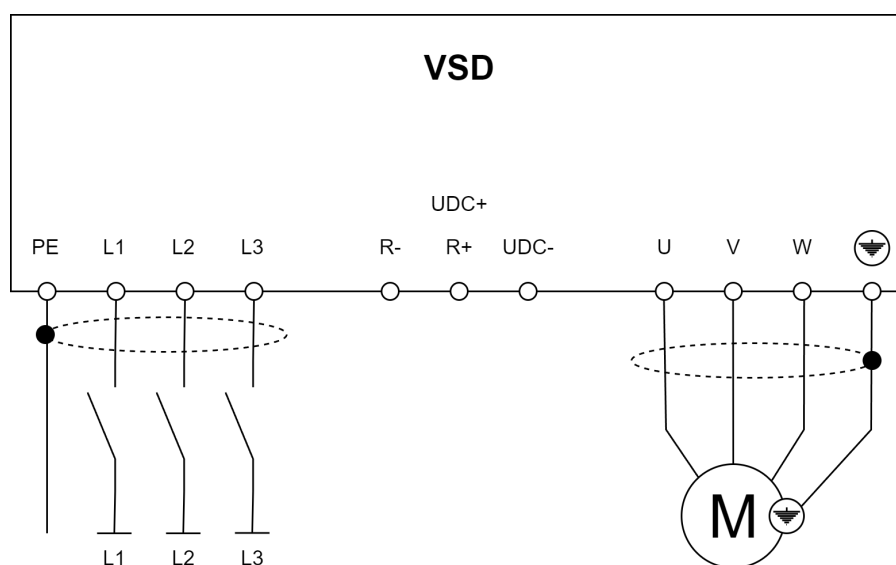


Figura 5.1: Puntos de Conexión VSD

Al tener la máquina y la red trifásica conectada al *drive* ACS880 y encender la alimentación, primero se debe configurar el tipo de máquina que se tiene conectada. Para ello se debe ingresar primero el tipo de máquina, teniendo como opción una máquina de inducción, una máquina síncronica de imanes permanentes o una máquina síncronica de reluctancia variable. Luego de especificar el tipo de máquina, se deben ingresar los datos técnicos del motor, tales como la frecuencia, el voltaje de alimentación, la corriente nominal, la potencia nominal, la velocidad nominal, el factor de potencia, el torque nominal y el orden de conexión de la máquina. El panel de control del *drive* es visto en la figura 5.2.



Figura 5.2: Panel de Control *Drive* ACS800-01

Al tener los valores ingresados, el primer arranque de la máquina se conoce como *Test Run*, donde el *drive* se encarga de calcular los parámetros de la máquina, como sus valores de inductancia y resistencia, como también verificar el sentido de giro del rotor. Una vez completada esta prueba, la máquina puede ser operada de forma normal, variando su velocidad y sentido de giro, como también cambiar las curvas de aceleración y desaceleración, alterando así qué tan brusco son los arranques y las paradas. Cabe notar que el tipo de control que se usa en la configuración inicial es *sensorless*, por lo que puede tener leves errores al intentar llegar al valor de velocidad de referencia. Es por este motivo que en este trabajo se le conecta un *encoder* en la parte posterior del rotor de la máquina, de esta forma se puede tener un control de velocidad más preciso.

El *encoder* usado es de la marca NORD modelo ERN 430 2048 01-03 (id 295 478-61) de 2048 pulsos por revolución. Para poder conectar un *encoder* al *drive*, se tiene un módulo de captura digital/análoga conectado a una de las ranuras del *drive*. Teniendo la conexión hecha se debe ir a las configuraciones del *drive* para poder ingresar los datos del *encoder*, como los pulsos por revolución, voltaje de alimentación y la ranura a la que está conectado. Además, se debe cambiar la configuración de realimentación que va a usar el *drive*, en este caso se debe colocar que se usa un *encoder* en lugar del control sin sensor. Antes de poder operar el sistema, se debe ejecutar un arranque de prueba (*Test Run*) nuevamente para poder configurar el *drive* esta vez con el *encoder* conectado. Una vez listo, la máquina puede ser accionada de forma normal y se puede comparar los valores de velocidad estimados con los recibidos por el *encoder* para poder asegurarse del correcto funcionamiento del sistema.

5.2. Setup Experimental

Para este experimento se debe medir la eficiencia del *drive* ABB mencionado anteriormente. Un *drive* esta formado por tres partes fundamentales, como se puede ver en la imagen 5.3. Estas partes son una etapa rectificadora, un DC-link y un inversor. La mayor cantidad de pérdidas en un *drive* ocurren en el inversor, debido a las pérdidas producidas por conmutación y por conducción en los semiconductores. El rectificador del *drive* está compuesto por diodos de conmutación natural, los cuales contribuyen en menor medida en las pérdidas de potencia de los sistemas que los usan. Lo mismo puede ser considerado en el caso del DC-link.

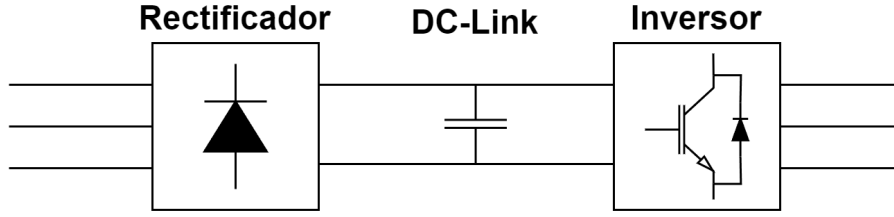


Figura 5.3: Composición de *Drive* Genérico

Al poseer la mayor cantidad de pérdidas en el inversor, se decide medir la potencia de entrada y salida del inversor del *drive* ABB. Como se ve en la figura 5.1, no se requiere alterar el *drive* para hacer tales mediciones.

Para poder conseguir un mayor rango de consumo de energía, lo que equivale a un aumento en el torque de carga, se requiere de una forma para ejercer dicho torque. Para ello se implementa la configuración de conexión visto en la figura 5.4.

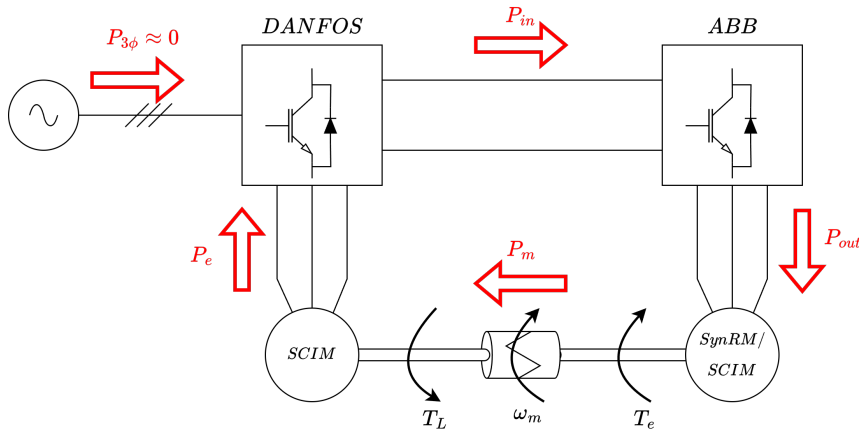


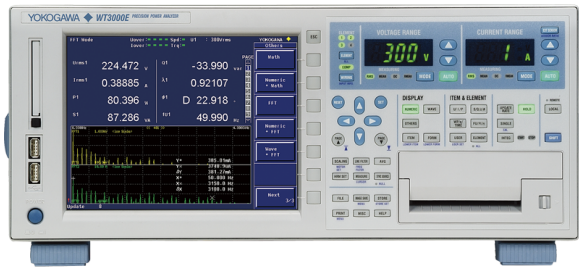
Figura 5.4: Setup del Experimento

Se usa una máquina de inducción conectada a un *drive* de marca DANFOS como la carga del sistema. El *drive* DANFOS es energizado inicialmente con la conexión a la red trifásica, de esta forma se asegura que toda la energía que fluye por el *drive* ABB es a través de su inversor. Los DC-link de ambos *drives* son conectados en paralelo, suministrando así la energía eléctrica necesaria al *drive* ABB. Una vez que el sistema está funcionando y energizado, se puede considerar que la energía fluye de forma circular a través de los componentes mecánicos y eléctricos, como es representado en la imagen 5.4.

Como se vio anteriormente, las potencias nominales de ambas máquinas no son las mismas, siendo la potencia de la SCIM menor que la potencia de la SynRM, teniendo así un cuello de botella. De esta forma se consideran los valores de potencia y velocidad nominales de la SCIM como los valores máximos del experimento. Al revisar la tabla 6 del documento (EU) 2019/1781, se ve que para que el *drive* utilizado cumpla con la clase IE2, las pérdidas deben ser un 25 % menor mostrado en la tabla. Además, cabe destacar que en el documento se estipula que las pruebas fueron hechas con la frecuencia del estator al 90 % y torque de carga al 100 % [2]. En este trabajo se usa la frecuencia del estator al 100 %, un cambio que no afecta de gran manera a los resultados obtenidos.

5.3. Power Meter Utilizado

Para poder obtener los valores de potencia y así calcular la eficiencia del sistema, se usa el medidor de potencia Yokogawa WT3000e. En las figuras 5.5a y 5.5b se muestran las partes frontal y posterior del medidor de potencia.



(a) Vista Frontal



(b) Vista Posterior

Figura 5.5: Yokogawa WT3000e

El medidor de potencia cuenta con cuatro nodos para medir voltaje y corriente, por lo que no hace falta usar otro medidor para realizar las pruebas, debido que se conectan dos módulos al lado trifásico y uno al lado DC.

Además de medir voltaje y corriente, el WT3000e también se encarga de calcular la potencia en cada nodo, como también otras variables como factor de potencia. En este caso la variable más importante es la potencia, sin embargo, se van a considerar la medición del voltaje y corriente para poder verificar el correcto funcionamiento del sistema. Para tener mediciones coherentes se deben establecer los rangos de medición correctos de voltaje, como también especificar los rangos de voltaje de las puntas de corriente usadas. El voltaje del sistema se ajusta a 600V y el rango de voltaje de las puntas de corriente a 100mV/A.

La corriente se mide usando tenazas de corriente, que es una forma segura y no invasiva. Para la medición de los voltajes se deben colocar cables en paralelos en las salidas trifásicas y en el DC-link. Para poder hacer estas conexiones más permanentes y en forma segura, se utilizan enchufes industriales trifásicos hembra bolantes 5.6a. En el instrumento se usa un enchufe industrial trifásico macho como sonda de voltaje 5.6b. Esta conexión es segura y una aplicación dentro de los niveles estándar de estos enchufes, aún que está bastante sobredimensionada en términos de corriente. Los puertos de conexión en el *drive* son vistos en la figura 5.1. En el DC-link se utiliza una solución similar, utilizando enchufes industriales monofásicos como los mostrados en 5.7a y 5.7b. Si bien, esta es una aplicación no estándar de estos enchufes al ser aplicados a un circuito DC y a una mayor tensión de su valor nominal, esta es aproximadamente 25 % de la tensión máxima de prueba de estos elementos (2000 V) de acuerdo a la norma que cumplen IEC 60309-1 [14]. Por lo que se considera una aplicación segura para estas pruebas.



(a) Conector Hembra



(b) Conector Macho

Figura 5.6: Conector Trifásico



Figura 5.7: Conector Monofásico

La conexión hecha para poder medir la potencia del sistema se puede ver en la figura 5.8.

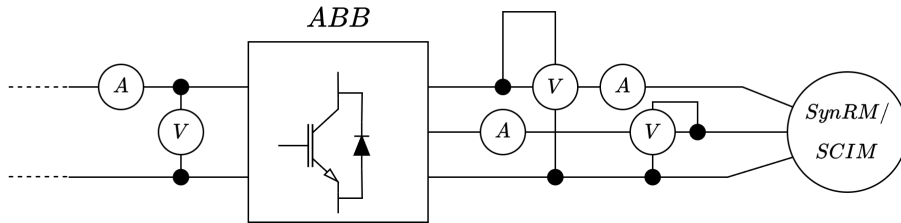


Figura 5.8: Conexión del Medidor de Potencia con el Circuito

Para el lado de corriente continua se usa una punta de corriente y se mide el voltaje en paralelo, de esta forma el medidor puede calcular la potencia de entrada. En el caso del lado trifásico, se implementa la técnica de medición basada en el teorema de *Blondel*, el cual dice si una red es suministrada por N conductores, la potencia total puede ser obtenida sumando las mediciones de N wattmetros, donde el elemento de corriente de cada wattmetro está en cada línea, mientras que el elemento de voltaje se conecta entre su línea correspondiente y un punto común. En el caso donde el punto común es una de las líneas de la red, la potencia se puede medir con $N - 1$ wattmetros, como se puede ver a la salida del inversor de la figura 5.8. De esta forma, la suma de las potencias que se obtiene de estos dos nodos equivale a la potencia trifásica de la máquina [24]. Esta relación es vista en la ecuación (5.1).

$$P_{3\phi} = P_{n1} + P_{n2} \quad (5.1)$$

Donde $P_{3\phi}$ es la potencia trifásica y P_{n1} y P_{n2} son las potencias de los nodos 1 y 2 respectivamente. En la figura 5.9 se puede ver el esquema de conexión sugerido en el manual de usuario del medidor de potencia Yokogawa utilizado.

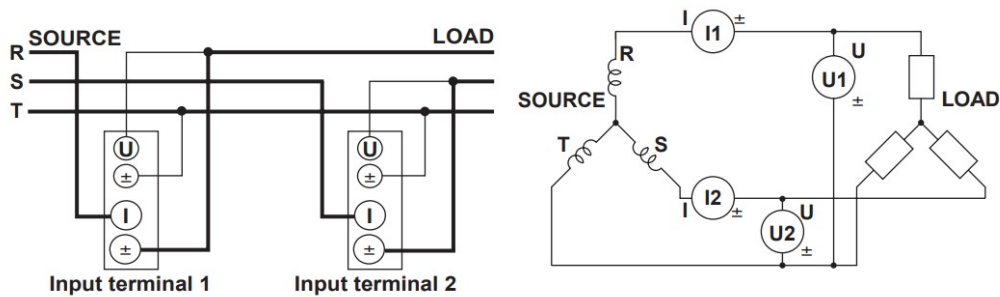


Figura 5.9: Conexión Trifásica de Tres Cables (3P3W)[23]

5.4. Resultados de Pruebas

Las pruebas hechas en el laboratorio consisten en la medición de potencia de entrada y salida del inversor del *drive* ABB a diferentes velocidades de rotación, como también niveles de torque de carga. Como es visto en la tabla 1.2, la máquina de inducción que se usa como carga tiene una velocidad nominal de 1425 rpm y un torque máximo de 26.8 Nm, se usan estos valores como limites de la operación. Por este motivo, la SynRM no puede ser accionada completamente considerando sus características vistas en la tabla 1.1. En la tabla 5.1 se ven los valores de potencia de entrada y salida y los valores de eficiencia que se obtienen al realizar las diferentes pruebas a distintas velocidades y torque de carga para la máquina sincrónica de reluctancia variable, mientras que en la tabla 5.2 se ven los valores para la máquina de inducción.

T_L [Nm]	ω_m [rpm]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	η [%]
0	100	90.32	45.29	50.1439
	500	103.56	52.51	50.7049
	1000	147.72	86.7	58.6921
	1425	180.37	128.05	70.9930
6.7	100	158.02	99.78	63.1439
	500	501.06	434.44	86.7042
	1000	890.7	818.96	91.9457
	1425	1228.3	1160.91	94.5136
13.4	100	240.5	177.7	73.8877
	500	945.3	865.5	91.5582
	1000	1689.92	1592.25	94.2204
	1425	2328.08	2232.53	95.8958
20.1	100	380.8	309.1	81.1712
	500	1425.5	1335.5	93.6864
	1000	2522.5	2426.4	96.1903
	1425	3473.7	3387.1	97.5070
26.8	100	565.6	481	85.0424
	500	1933.3	1830.7	94.6930
	1000	3412.4	3303.7	96.8146
	1425	4615	4525.5	98.0607

Tabla 5.1: Datos de Potencia para Diferentes Velocidades y Torques de Carga de la SynRM

T_L [Nm]	ω_m [rpm]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	η [%]
0	100	113.6	57.7	50.7923
	500	166.4	89.9	54.0264
	1000	237.1	142.5	60.1012
	1425	298.4	204.2	68.4316
6.7	100	162.8	114.8	70.5160
	500	541.9	477.5	88.1159
	1000	971.8	886.8	91.2533
	1425	1326.4	1245.8	93.9234
13.4	100	260.5	206.8	79.3858
	500	1001.4	922	92.0711
	1000	1775.6	1685.6	94.9313
	1425	2432.9	2350.2	96.6008
20.1	100	408.8	343.9	84.1243
	500	1524	1425.2	93.5171
	1000	2649.6	2541.4	95.9164
	1425	3605.2	3510.3	97.3677
26.8	100	594.1	521.1	87.7125
	500	2103	1992	94.7218
	1000	3579.2	3461.4	96.7088
	1425	4865.1	4762.1	97.8829

Tabla 5.2: Datos de Potencia para Diferentes Velocidades y Torques de Carga de la SCIM

Con los valores a mano, se presentan diferentes análisis. En las figuras 5.10a y 5.10b se pueden ver las gráficas de la potencia de salida del inversor en función de la velocidad de giro del rotor.

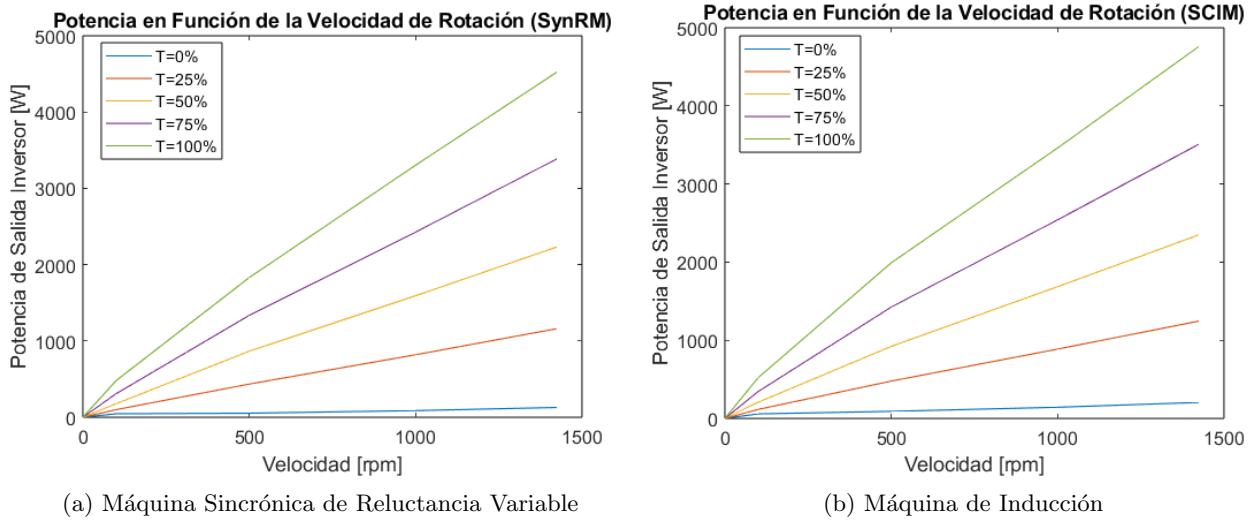
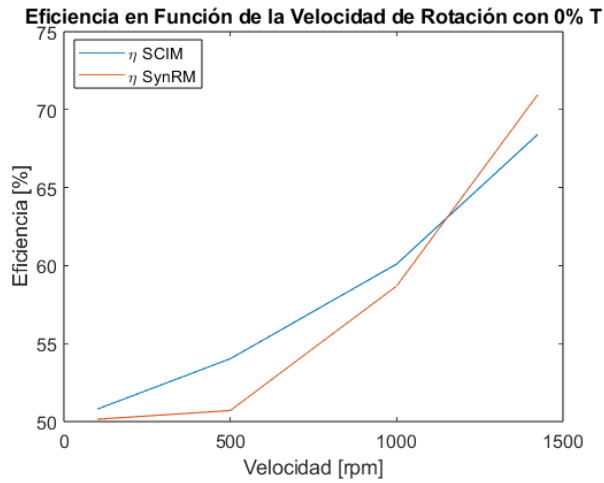
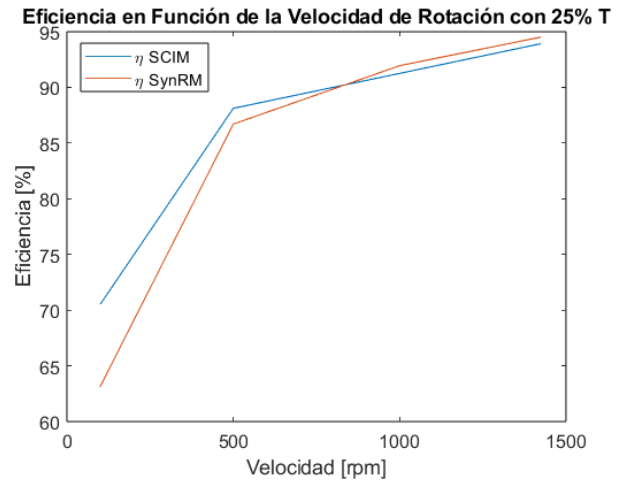


Figura 5.10: Gráficos Potencia en Función de la Velocidad de Rotación

Como se puede ver en las figuras 5.10a y 5.10b, la potencia de salida del inversor es crece de forma proporcional con la velocidad de rotación. Además, como es esperado, a mayor torque, mayor potencia de salida del inversor, como se puede ver en las ecuaciones (2.55) y (2.56), lo cual es esperable. Más interesante es evaluar la eficiencia obtenida.

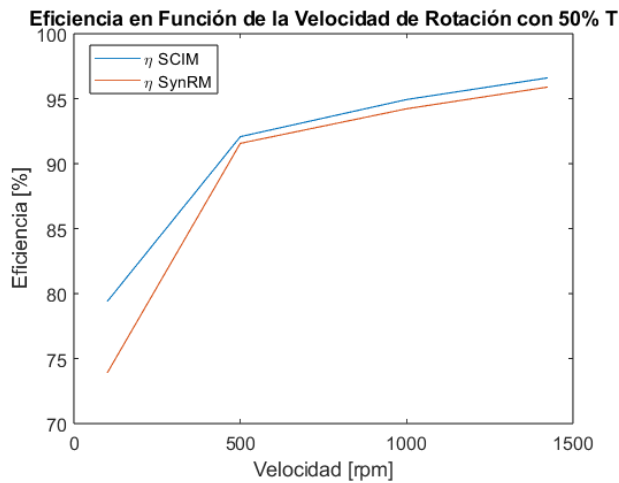


(a) Torque de Carga $T_L = 0[Nm]$

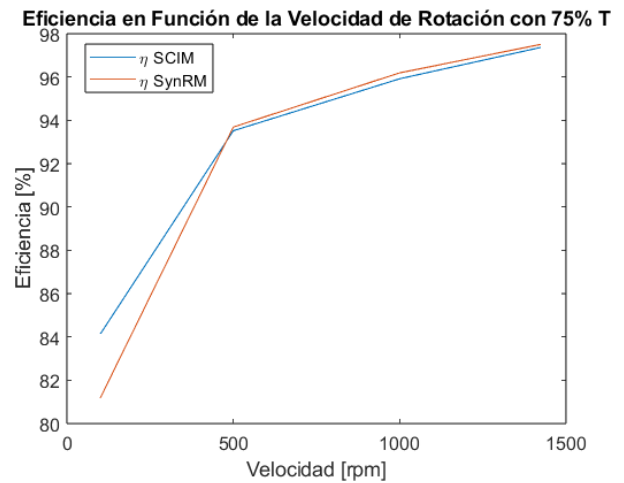


(b) Torque de Carga $T_L = 6,7[Nm]$

Figura 5.11: Gráficos Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación



(a) Torque de Carga $T_L = 13,4[Nm]$



(b) Torque de Carga $T_L = 20,1[Nm]$

Figura 5.12: Gráficos Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación

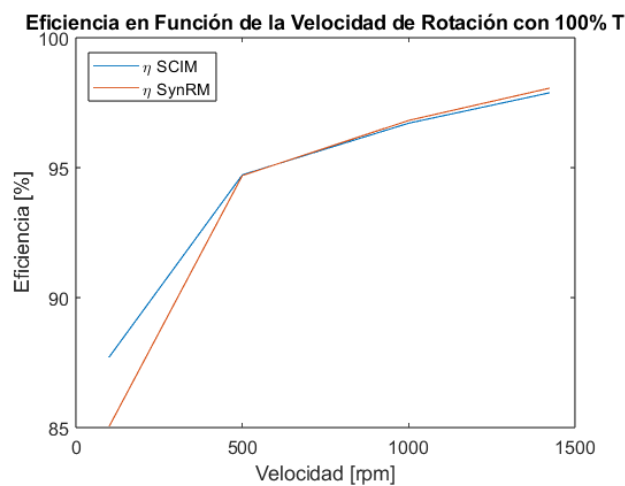


Figura 5.13: Gráfico de Eficiencia en Función de la Velocidad de Rotación con Torque de Carga $T_L = 26,8[Nm]$

En el gráfico visto en la figura 5.11a se ven las curvas de eficiencia del inversor en función de la velocidad al conectar la máquina de inducción y la máquina sincrónica de reluctancia variable sometidas a un torque de

carga de $T_L = 0$ Nm. Se puede notar que la eficiencia del inversor al tener la máquina de inducción conectada es mayor a velocidades menores a 1150 rpm. Sin embargo, en ese mismo punto ocurre un punto de inflexión, donde el inversor con la SynRM conectada tiene una mayor eficiencia. Además, se puede ver que las curvas tienen un comportamiento creciente similar a una exponencial y no parece que se estacionen en un valor concreto. Cabe notar que las eficiencias del inversor para ambas máquinas operando en vacío no logran llegar a 75 %. Esto es razonable ya que se está comparando las pérdidas del inversor con las pérdidas en la máquina, ya que no existe mayor transferencia de potencia a la carga, más allá que para vencer el roce y las pérdidas de ventilación (roce con el aire).

En la figura 5.11b se pueden ver las curvas de eficiencia del inversor en función de la velocidad para el caso de un torque de carga de $T_L = 6,7$ Nm de ambas máquinas. Nuevamente se puede ver que para velocidades bajas, el inversor al tener la SCIM conectada tiene una mayor eficiencia, mientras que a mayor velocidad el inversor conectado a la SynRM tiene una mejor eficiencia. Cabe notar que en este caso, el punto de inflexión es a menor velocidad que en el caso de la figura 5.11a, siendo su valor 840 rpm. Además, se puede ver que la forma de las curvas se asemejan más a una de la forma $y = e^{-1/x}$. En este caso se puede ver que estas curvas tienen una tendencia a quedar asíntóticas al valor de 95 %.

El gráfico visto en la figura 5.12a se ven las curvas de eficiencia del inversor en función de la velocidad de rotación de ambas máquinas con un torque de carga de $T_L = 13,4$ Nm. Este caso no es como el resto, debido a que la eficiencia del inversor con la SCIM conectada es mayor a la eficiencia del inversor conectado a la SynRM en todos los casos. Las curvas mantienen la misma forma que las curvas vistas en la figura 5.11b. Ambas curvas logran superar o igualar una eficiencia de 95 %.

En el caso de la figura 5.12b, la gráfica de eficiencia del inversor en función de la velocidad de rotación de las máquinas con un torque de carga de $T_L = 20,1$ Nm vuelve a seguir el patrón reconocido en los casos anteriores (a excepción del visto en la figura 5.12a). El inversor con la SCIM conectada tiene una mayor eficiencia en velocidades bajas, mientras que la eficiencia del inversor al tener la SynRM conectada en su salida es mayor en velocidades altas. En este caso el punto de inflexión es el punto de velocidad de 480 rpm. Las curvas siguen la misma forma que en los casos de las figuras 5.12a y 5.11b. Con este torque de carga se tiene que las máquinas llegan a tener eficiencias cerca del 97 %.

En el caso de la figura 5.13, se ve la gráfica de las curvas de eficiencia del inversor en función de la velocidad de rotación de ambas máquinas al estar sometidas a un torque de carga de $T_L = 26,8$ Nm. Las curvas mantienen la forma de la función $y = e^{-1/x}$, como también el hecho que el inversor con la SCIM conectada tiene una mayor eficiencia operando a baja velocidad, a comparación del inversor teniendo la SynRM conectada, que tiene una mejor eficiencia a mayor velocidad, aunque sea solo marginalmente (una diferencia de 0.2 %). El punto de inflexión está situado en el punto de velocidad de 590 rpm, siendo mayor que en el caso anterior. Teniendo este torque de carga, la eficiencia de ambas máquinas están cerca del 98 %.

Adicionalmente, el gráfico visto en la figura 5.13 corresponde al caso de prueba usado para la tabla 6 del documento (EU) 2019/1781. Sin embargo, como se dijo anteriormente, esta prueba se ejecuta con la frecuencia sincrónica al 100 % en vez de 90 %. Considerando los datos de las tablas 5.1 y 5.2, se puede ver que las pérdidas en el inversor al tener un torque de carga de 26.8 Nm y una velocidad de 1425 rpm son de 89.5 W para la SynRM y de 103 W para la SCIM. Además, según los resultados obtenidos en la simulación, las pérdidas en el rectificador y DC-link son de 179.2 W. Según lo estipulado en el documento (EU) 2019/1781, para que un inversor que está conectado a una máquina de potencia de 4 kW sea de la clase de eficiencia IE2, sus pérdidas no deben superar los 280.5 W [2].

	$P_{3\phi}$	$S_{3\phi}$	$P_{3\phi}$	$S_{3\phi}$	Factor de Potencia	
Velocidad	100 rpm		1425 rpm		100 rpm	1425 rpm
SynRM	0.481 kW	0.6904 kVA	4.5255 kW	7.8493 kVA	0.70	0.58
SCIM	0.5211 kW	0.7092 kVA	4.7621 kW	6.8403 kVA	0.73	0.70

Tabla 5.3: Potencia Activa y Potencia Aparente del inversor para SynRM y SCIM y Factor de Potencia operando con Torque de Carga de 26.8 Nm

Viendo los datos de la tabla 5.3, se puede notar que el factor de potencia de la SynRM siempre es menor que el factor de potencia de la SCIM, lo cual es congruente con lo dicho anteriormente. Esto se debe a la gran corriente de magnetización que necesita la SynRM para poder operar, lo que conlleva a que la máquina tenga una mayor potencia reactiva. Esto se puede ver especialmente cuando se tiene a la máquina operando con el torque de carga máximo y a 1425 rpm. La potencia activa de ambas máquinas es similar, teniendo una diferencia de unos 200 W, con la SCIM teniendo el mayor consumo. En cambio, la diferencia en la potencia aparente es de 1000 VA aproximadamente, teniendo ahora la SynRM un mayor consumo.

Capítulo 6

Conclusiones

Después de todo el análisis hecho en este informe, se puede ver que la máquina sincrónica de reluctancia variable tiene sus beneficios y desventajas. Al ver el modelado matemático de la SynRM y compararlo con el modelado de la SCIM se puede ver que es bastante más simple, debido principalmente a la construcción de los rotores de las máquinas. En el caso de la SynRM, debido a las propiedades ferromagnéticas del rotor, este gira a la velocidad sincrónica, es decir, la velocidad con la que gira el campo magnético del estator. Esto la hace más eficiente y una alternativa para lograr VSD de alta eficiencia. En cambio, el rotor de la SCIM, como dice su nombre, se le induce un voltaje, que conlleva a que exista una corriente en el rotor que genera un campo magnético propio. Para poder generar torque, se debe inducir un voltaje en el rotor, por lo que la velocidad sincrónica del estator siempre será diferente con la velocidad de rotación del rotor. Debido a la existencia de ambos campos magnéticos, existen ecuaciones de encadenamiento de los flujos magnéticos enlazados, lo cual hace que el análisis matemático se vuelva bastante más complicado que en el caso de la SynRM. Además, debido a la circulación de corrientes en el rotor al operar a velocidades asincrónicas, se producen pérdidas en el rotor que limitan la eficiencia máxima de este tipo de máquinas. Sin embargo, las diferencias en consumos de corrientes reactivas en cada tipo de máquina tendrá un efecto en las pérdidas del inversor que podrían producir un *offset* en las pérdidas totales. Aspecto que ha sido poco abordado en la literatura. En este trabajo se hicieron mediciones directas para evaluar las pérdidas en el inversor para cada uno de estos dos tipos de máquinas.

Al momento de comparar ambas máquinas funcionando, se pueden notar las diferencias que estas producen en las pérdidas del inversor. Al tener modelos matemáticos y de control diferentes, las pérdidas en el inversor van a diferir producto de eso. Como se dijo anteriormente, la SynRM requiere de una corriente de magnetización elevada, debido a que su rotor es completamente pasivo. Esto se ve reflejado en las pruebas experimentales, donde la eficiencia de la SynRM es, en la mayoría de los casos menor que la eficiencia de la SCIM a velocidades bajas. En cambio, la SynRM tiene una eficiencia levemente mayor que la SCIM al operar a altas velocidades. Una excepción a esta observación general es que al tener un torque de carga del 50 % del máximo, la eficiencia de la SynRM siempre está detrás de la eficiencia de la SCIM. Sin embargo, se observa una tendencia similar que en los otros casos, con esta diferencia siendo mucho mayor a baja velocidad. Aunque las diferencias de eficiencia en el inversor son pequeñas a altas velocidades, esa pequeña diferencia pone a la SynRM como mejor la alternativa en el futuro cuando las regulaciones se vuelvan más estrictas dada la mayor eficiencia de la máquina misma. Sin embargo, la diferencia de eficiencia al operar a baja velocidad es notable, pudiendo dejar como mejor alternativa la SCIM para *drives* que deban operar por intervalos importantes de tiempo a baja velocidad.

Finalmente, se puede ver que en el caso de máximo torque de carga y velocidad, las pérdidas del inversor para el caso de la SynRM y la SCIM son menores al máximo estipulado por el documento (EU) 2019/1781 [2]. Sin embargo, para que se cumpla la clase de eficiencia IE2, las pérdidas del *drive* deben ser menores a 280.5 W. Al usar los datos obtenidos mediante la simulación, las pérdidas del *drive* con una SynRM de carga son de 268.7 W y en el caso de una SCIM de carga las pérdidas son de 282.2 W. Así, el *drive* cumple con el rango de clase IE2 solo al tener la SynRM conectada. Sin embargo, al revisar el factor de potencia de las máquinas se ve algo diferente. En el caso de la SCIM, esta cumple con el requisito de tener un factor de potencia dentro del rango de 0.79 ± 0.08 cuando opera a máximo torque carga y a 100 rpm, pero queda fuera de dicho rango al subir su velocidad a 1425 rpm. En cambio, la SynRM está fuera del rango para ambas velocidades, teniendo un factor de potencia de 0.58, un valor comparablemente menor que al de la SCIM de 0.7. Esto se puede deber a la construcción de este modelo de SynRM, donde la prioridad era tener una mayor densidad de potencia y una máquina de menor tamaño, lo cual afecta en el consumo de potencia reactiva. En general, se puede ver que el *drive* logra tener pérdidas mucho menores a las que se estipulan en el documento (EU) 2019/1781 para que cumpla con la clase IE2 para la SynRM y levemente mayor para la SCIM.

Bibliografía

- [1] EUROPEAN COMMISSION, *Electric motors and variable speed drives*, https://commission.europa.eu/energy-climate-change-environment/standards-tools-and-labels/products-labelling-rules-and-requirements/energy-label-and-ecodesign/energy-efficient-products/electric-motors-and-variable-speed-drives_en, visto en febrero 2024
- [2] OFFICIAL JOURNAL OF THE EUROPEAN UNION, *Commission Regulation (EU) 2019/1781 of 1 October 2019*
- [3] ABB TECHNICAL NOTE, *IEC 60034-30-1 standard on efficiency classes for low voltage AC motors*
- [4] BSI STANDARDS PUBLICATION, *Rotating electrical machines, Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code)*
- [5] REVISTA ELECTRO INDUSTRIA, *Disminuyendo los costos de producción y mejorando la operación de la planta*, <https://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=3059&ni=motores-de-alta-eficiencia-disminuyendo-los-costos-de-produccion-y-mejorando-la-operacion-de-la-planta>, visto en marzo 2024
- [6] TUTORIALSPPOINT, *Electric Power and Efficiency of Electric Device*, <https://www.tutorialspoint.com/electric-power-and-efficiency-of-electric-device>, visto en febrero 2024
- [7] ROBERTO CARO PEÑALOZA, *Análisis No Lineal de Observabilidad y Control Sensorless de una Máquina Sincrónica de Reluctancia Mediante Filtro de Kalman Extendido*, (2018)
- [8] CHAPMAN, S.J., *Máquinas Eléctricas*, Quinta Edición, McGraw-Hill, pág 119 (2012)
- [9] CHAPMAN, S.J., *Máquinas Eléctricas*, Quinta Edición, McGraw-Hill, pág 124 a pág 128 (2012)
- [10] CHAPMAN, S.J., *Máquinas Eléctricas*, Quinta Edición, McGraw-Hill, pág 233 a pág 235 (2012)
- [11] ELPROCUS, *What is a Switched Reluctance Motor & Its Working*, <https://www.elprocus.com/switched-reluctance-motor-working/>, visto en febrero 2023
- [12] BRITANNICA, *Synchronous Motors*, <https://www.britannica.com/technology/electric-motor/Synchronous-motors>, visto en febrero 2023
- [13] BRITANNICA, *Induction Motors*, <https://www.britannica.com/technology/electric-motor#ref152139>, visto en febrero 2023
- [14] REVISTA ELECTRO INDUSTRIA, *Aspectos Normativos de los Enchufes Industriales*, <https://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=3304&ni=aspectos-normativos-de-los-enchufes-industriales>, visto en marzo 2024
- [15] ABB, *ABB Low Voltage IE5 Synchronous Reluctance Motors Catalog*, <https://salter.com.tr/files/elektrikMotorlari/abb-ie5-elektrik-motor-katalog.pdf>
- [16] ABB, *Datasheet: 3GAA133314-ASE*, <https://new.abb.com/products/es/3GAA133314-ASE/3gaa133314-ase>
- [17] ABB, *Datasheet: ACS880-01-12A6-3*, <https://new.abb.com/products/es/3AUA0000107990/acs880-01-12a6-3>
- [18] KSB, *KSB SuPremE in IE5: the world's most efficient magnet-less pump motor*, <https://live-commerce-proxy-e2e-sales.ksb.com/rest/v2/ksb/users/anonymous/odata/disfile?application=PDF&checksum=e91bd2f43906ba251ca2df999413a7c1ed95794be608494e61c3cb94965f2a14&documentNumber=4075.021&documentPart=EN&documentType=YTO&documentVersion=06&extension=PDF&mimetype=application%2Fpdf&salesOrg=1023>

-
- [19] KSB, *PumpDrive, PumpDrive Eco, PumpDrive R – Speed Control System*, <https://live-commerce-proxy-e2e-sales.ksb.com/rest/v2/ksb/users/anonymous/odata/disfile?application=PDF&checksum=b72a1cad4b0644e738ced415d47ac85cb107c5a91655e53c1e1b2d8b38e15bf7&documentNumber=4075.022&documentPart=EN&documentType=YT0&documentVersion=10&extension=PDF&mimetype=application%2Fpdf&salesOrg=1023>
- [20] ABOUT MOTORS, *Synchronous Reluctance Motor*, <https://about-motors.com/motorcontrol/syrm/>
- [21] SEUNG-KI SUL, *Control of Electric Machine Drive Systems*, Primera Edición, Wiley, pág 144 a pág 145 (2010)
- [22] SEUNG-KI SUL, *Control of Electric Machine Drive Systems*, Primera Edición, Wiley, pág 120 a pág 127 (2010)
- [23] YOKOGAWA, *WT3000 Precision Power Analyzer User's Manual*, <https://cdn.tmi.yokogawa.com/IM760301-01E.pdf>, visto en abril 2024
- [24] TRANSCAT TECHNICAL REFERENCE, *Electrical Power Measurements*, <https://www.transcat.com/media/pdf/ElectricalPowerMeasurement.pdf>, visto en abril 2024
- [25] SEMIKRON, *SKKD 46 Datasheet*, https://asenergi.com/pdf/semiconductor/module/SKKD/SKKD_46.pdf, visto en mayo 2024