



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS DOCTORAL

Optimización del empuje y las fuerzas de diente en dos modelos de motores lineales síncronos de imanes permanentes

Autor:

Gabriel González Palomino

Director:

Prof. Dr. Juan Carlos Burgos Díaz

Co-director:

Prof. Dr. Javier José María Rivas Conde

Leganés, 2012

TESIS DOCTORAL

Optimización del empuje y las fuerzas de diente en dos modelos de motores lineales síncronos de imanes permanentes

Autor: Gabriel González Palomino

Director: Prof. Dr. Juan Carlos Burgos Díaz

Co-director: Prof. Dr. Javier José María Rivas Conde

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Vocal:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de

Agradecimientos

Es difícil establecer una escala de valores a la hora de agradecer a todas y todos quienes estuvieron a tu lado, apoyándote y colaborando para llevar a feliz término un trabajo como el de la tesis doctoral, porque todos han sido igual de importantes e imprescindibles para lograrlo. Por eso quiero mencionarlas y mencionarlos sin establecer esa clasificación y simplemente agradeciendo su aporte y estímulo.

Gracias a mi director, Dr. Javier José María Rivas Conde quien me dio la oportunidad de venir a España para emprender este camino y de quien siempre admiro su gran dimensión como de ser humano, gracias a mi codirector, Dr. Juan Carlos Burgos quien me brindó su apoyo en la etapa final de la tesis.

Gracias a mi esposa quien me acompañó en gran parte de mi estadía en España y de quien sentí siempre su estímulo, apoyo y amor. Gracias a mi hijo, que aunque está muy pequeño me ha dado la alegría y el estímulo necesario para continuar adelante.

Gracias a mis padres y hermanos porque me enviaron sus voces de aliento a pesar de la gran distancia y de las largas esperas para reunirnos en familia.

Gracias a todos mis familiares que siempre estuvieron pendientes de mi progreso y me dieron aliento para lograrlo.

Gracias a mis amigos, especialmente los dos Edwin por su colaboración y ánimo.

Gracias a todos los profesores y miembros del Departamento de Ingeniería Eléctrica, quienes también aportaron su cuota en este logro.

Gracias a la Universidad Autónoma de Occidente, en especial al Departamento de Energética y Mecánica y a todos mis compañeros del programa de Ingeniería Eléctrica, quienes ha estado pendientes de mi progreso y brindándome su apoyo.

Resumen

Aunque la teoría y los fundamentos de los motores lineales no son muy conocidos y tratados en las aulas de clase, en tiempos recientes se ha presentado un auge en la utilización de este tipo de motores y en particular, de los motores lineales síncronos de imanes permanentes, que tienen muchas aplicaciones sobre todo en la industria. Por ello, existe un compromiso de construir máquinas que sean óptimas en su diseño y que no presenten inconvenientes en su operación.

Al estudiar los motores lineales síncronos de imanes permanentes, se encuentra que ellos presentan inconvenientes con el rizado en el empuje que se originan especialmente por fuerzas indeseables que se producen por la presencia de los imanes permanentes en la excitación y de las ranuras en la armadura. Estas fuerzas denominadas fuerzas de diente, son indeseables en este tipo de motores y por ello se busca minimizarlas.

En el caso de los motores estudiados en esta tesis, se aplica una técnica conocida y efectiva para la reducción de fuerzas de diente, que consiste en inclinar los imanes. Sin embargo esto lleva a un nuevo inconveniente, que consiste en la disminución del empuje del motor, lo cual también es indeseable. Por tal motivo se hace necesario desarrollar un método que permita optimizar el diseño del motor, obteniendo el valor de inclinación de los imanes, de forma que las fuerzas de diente se minimicen y que el empuje permanezca en el máximo posible.

En esta tesis inicialmente se realiza un trabajo de caracterización del comportamiento del empuje y de la fuerza de diente en los dos motores elegidos, la cual se realiza por simulaciones con software de elementos finitos y regresiones, dando como resultado unas características cuadráticas a las cuales se les aplica una metodología de optimización con sumas ponderadas, obteniendo buenos resultados en el objetivo de reducir las fuerzas de diente y mantener alto el valor del empuje de los motores.

Posteriormente se plantea otro método donde se caracteriza el comportamiento del empuje y de la fuerza de diente en los dos motores mediante el uso de redes neuronales, para luego optimizar utilizando las sumas ponderadas. En este caso los resultados obtenidos superan ampliamente los obtenidos por el método aplicado inicialmente, lo cual da validez a los métodos empleados.

Abstract

Although the theory and the foundations of linear motors are not widely known and discussed in classrooms, in recent times there has been a boom in the use of such motors, in particular permanent magnet linear synchronous motors, which have many applications particularly in the industry. Therefore, there is a commitment to build machines that are optimal in their design and show no problems in its operation.

By studying the synchronous linear motors with permanent magnets, is that they have drawbacks in the ripple thrust originating especially undesirable forces produced by the presence of permanent magnet excitation and the slots in the armature. These forces called cogging forces are undesirable in this type of motors and therefore seek to minimize.

In the case of motors studied in this work, applies a known and effective technique in reducing cogging forces that consist in skew the magnets. However this leads to a new drawback, which consists in reducing the motor thrust, which is also undesirable. For this reason it is necessary to develop a method for optimizing the motor design, obtaining the value of skew magnets, so that the cogging forces are minimized and that the thrust remains in the maximum possible.

In this thesis, initially is characterized the behavior of the thrust and cogging forces in both motors selected, which is performed by simulations using finite element software and regressions, resulting in quadratic characteristics which are applied a methodology of optimization with weighted sums, obtaining good results in order to reduce the magnitude of the cogging force and keep up the value of motor thrust.

Subsequently raises another method which characterizes the behavior of the thrust and the cogging force in the two motors by using neural networks, then optimizing using the weighted sums. In this case the results far exceed those obtained by the method used initially, which validates the methods used.

Contenido

Introducción	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.1 Importancia del tema	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.2 Motores lineales síncronos de imanes permanentes (PMLSM)	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.2.1 Definición	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.2.2 Transformación de un motor rotativo en un motor lineal	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.2.3 Clasificación y topologías de los motores lineales	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.3 Objetivos y alcance del tema	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.4 Técnicas constructivas utilizadas para reducir las fuerzas de diente y el rizado en el empuje de los PMLSMs	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
1.5 Estructura de la tesis	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
Estado del Arte sobre las técnicas de optimización	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.1 Conceptos generales de optimización	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.1.1 Optimización multi-objetivo	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.1.2 Frente de Pareto	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.1.3 Optimalidad [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.1.4 Convexidad [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.2 Métodos de optimización [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.2.1 Métodos básicos [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.2.1.1 Método de ponderación [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.2.1.2 Método de las ε-restricciones [59] ..	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
2.2.2 Métodos no preferentes [59]	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>

2.2.2.1	Método de criterio global [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.2.2	Solución de compromiso neutral [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.3	Métodos a posteriori [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.3.1	Método de la métrica ponderada [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.3.2	Funciones de escalarización [59]..	¡Error! Marcador no definido.
2.2.3.3	Métodos de Aproximación [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.4	Métodos a priori [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.4.1	Método de la función de utilidad [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.4.2	Ordenamiento lexicográfico [59]. ..	¡Error! Marcador no definido.
2.2.4.3	Programación por Metas [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.2.4.4	Resumen [59].	¡Error! Marcador no definido.
2.3	Técnicas de búsqueda.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1	Algoritmos genéticos [60].	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1.1	Rueda de ruleta.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1.2	Torneo de selección.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1.3	Elitismo.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1.4	Kriging.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.1.5	Otras técnicas de generación de poblaciones iniciales.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.2	Enjambre de partículas.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.3	Redes neuronales.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.4	Hooke – Jeeves.	¡Error! Marcador no definido.
2.3.5	Analítico.	¡Error! Marcador no definido.
	Planteamiento del problema.	¡Error! Marcador no definido.
3.1	Principio de funcionamiento de los PMLSMs.	¡Error! Marcador no definido.

3.1.1	<i>Velocidad del deslizador.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.1.2	<i>Fuerza electromotriz inducida.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.1.3	<i>Potencia electromagnética y empuje. ¡Error! Marcador no definido.</i>	
3.2	<i>Rizado en el empuje de un PMLSM.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.2.1	<i>Fuerzas por armónicos en el empuje de reluctancia.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.2.2	<i>Fuerzas por armónicos en el empuje síncrono.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.2.2.1	<i>Fuerzas por efecto de borde.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
3.2.2.2	<i>Fuerzas por los armónicos en la inducción magnética.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<i>Análisis del empuje y de las fuerzas de diente en los PMLSMs mediante software de elementos finitos.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.1	<i>Topologías a estudiar.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.1.1	<i>Topología 1: De ranuras abiertas, devanado concentrado con paso acortado y excitación con imanes permanentes superficiales.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.1.2	<i>Topología 2: De ranuras semi-cerradas, devanado concentrado con paso diametral y excitación con imanes permanentes superficiales.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.1.3	<i>Valores de inclinación de los imanes permanentes.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.2	<i>Asignación de regiones.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.3	<i>Definición de curvas de magnetización.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.3.1	<i>Definición de la curva B-H del material ferromagnético.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.3.2	<i>Definición de la curva B-H de los imanes permanentes.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.4	<i>Definición de la velocidad síncrona del deslizador, los tiempos de simulación y las corrientes en los bobinados. ¡Error! Marcador no definido.</i>	
4.5	<i>Mallado del modelo.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.6	<i>Ejecución de la simulación y resultados obtenidos.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>

4.6.1	<i>Fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-1...</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.6.2	<i>Fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-2...</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.7	<i>Análisis de los resultados.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.7.1	<i>Análisis de los resultados en el PMLSM-1.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.7.2	<i>Análisis de los resultados en el PMLSM-2.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.8	<i>Optimización.</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.8.1	<i>Optimización del PMLSM-1.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
4.8.2	<i>Optimización del PMLSM-2.....</i>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>Uso de redes neuronales en la optimización del empuje y la fuerza de diente en los</u>		
	<u>PMLSMs</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>5.1</u>	<u>La neurona</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.1.1</u> <u>Señales de entrada</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.1.2</u> <u>Pesos sinápticos</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.1.3</u> <u>Elementos de proceso</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.1.4</u> <u>Procesamiento matemático en la neurona artificial</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>5.2</u>	<u>La red neuronal artificial (RNA)</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>5.3</u>	<u>Arquitecturas de RNAs</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.3.1</u> <u>Redes monocapa</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.3.2</u> <u>Redes multicapa</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.3.3</u> <u>Redes recurrentes</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>5.4</u>	<u>Aprendizaje en una RNA</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.4.1</u> <u>Aprendizaje supervisado</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.4.2</u> <u>Aprendizaje no supervisado</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
<u>5.5</u>	<u>Ejecución de la simulación y resultados obtenidos</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.5.1</u> <u>Aplicación de la red neuronal en el PMLSM-1</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>
	<u>5.5.2</u> <u>Aplicación de la red neuronal en el PMLSM-2</u>	<i>¡Error! Marcador no definido.</i>

Aportes, conclusiones y publicaciones..... ¡Error! Marcador no definido.

 6.1 *Aportes.* ¡Error! Marcador no definido.

 6.2 *Conclusiones.*..... ¡Error! Marcador no definido.

 6.3 *Futuras líneas de trabajo.* ¡Error! Marcador no definido.

 6.4 *Publicaciones.*..... ¡Error! Marcador no definido.

Bibliografía ¡Error! Marcador no definido.

Índice de figuras

- Figura 1** **Transformación de un motor rotativo en un motor lineal.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 2** **Diferentes tipos de disposición de los imanes.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 3** **Esquema de la clasificación de los motores lineales.....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 4** **Tipos de PMLSMs.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 5** **Tipos de PMLSMs.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 6** **Tipos de PMLSMs.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 7** **Tipos de PMLSMs.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 8** **Imanes permanentes con geometría modificada.....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 9** **Ranuras semicerradas en la armadura de un PMLSM.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 10** **Distribución asimétrica de imanes en un PMLSM.....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 11** **Modificaciones en la armadura de un PMLSM.....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 12** **Vista frontal de un PMLSM con el núcleo de la armadura sin ranuras.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 13** **Ejemplo del modo de transporte.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 14** **Ilustración del frente de Pareto para un problema de optimización..** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 15** **Ilustración de los conceptos de convexidad en las funciones objetivos y en los frentes de Pareto.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 16** **Esquema de los métodos y técnicas de optimización.....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 17** **Resumen de las características de los métodos descritos....** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 18** **Diagrama de flujo del procedimiento para la aplicación de AG.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 19** **Diagrama de flujo del procedimiento para la aplicación de PSO.** ¡Error! Marcador no definido.

- Figura 20** **Diagramas fasoriales de un PMLSM.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 21** **Diagrama de los empujes en un PMLSM.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 22** **Esquema de la fuerza de diente que se presenta en un PMLSM.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 23** **Fuerza de diente en un PMLSM.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 24** **Señales de las inducciones magnéticas longitudinal y perpendicular en el entrehierro de un PMLSM de bobinados concentrados con armadura lisa y ranurada.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 25** **Formas geométricas de los imanes permanentes en un PMLSM.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 26** **Equivalencia del modelo en 2D para simular la inclinación de los imanes.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 27** **Esquema del PMLSM-1 en vista frontal (Topología 1).** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 28** **Dibujo en 3D del modelo del PMLSM-1. Para mayor claridad, no se han dibujado las cabezas de bobina.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 29** **Esquema del PMLSM-2 en vista frontal.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 30** **Dibujo en 3D del modelo del PMLSM-2. Para mayor claridad, no se han dibujado las cabezas de bobina.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 31** **Esquema que muestra la forma en que se determina el valor de inclinación de los imanes.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 32** **Curva B-H del hierro usado para la simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 33** **Curva B-H de los imanes usados para la simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 34** **Curva B-H de los imanes usados para la simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 35** **Distribución del mallado en el modelo a simular en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 36** **Distribución del mallado en el modelo a simular en 3D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 37** **Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.

- Figura 38** **Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 39** **Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 40** **Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 41** **Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-1 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 42** **Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-1 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 43** **Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 44** **Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 45** **Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 46** **Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 47** **Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-2 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.

- Figura 48** **Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-2 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 49** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 50** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 51** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 2D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 52** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 53** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 54** **Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 3D.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 55** **Comparación entre una neurona biológica y una neurona artificial.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 56** **Tipos de funciones de activación** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 57** **Ejemplo de una RNA con múltiples niveles.** ... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 58** **Ejemplo de una RNA monocapa.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 59** **Ejemplo de una RNA multicapa.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 60** **Ejemplo de RNA recurrentes.** ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 61** **Aprendizaje supervisado.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 62** **Aprendizaje No-Supervisado.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 63** **Estructura de la red newrb.**..... ¡Error! Marcador no definido.
- Figura 64** **Resultados de las simulaciones por redes neuronales para el PMLSM-1.**..... ¡Error! Marcador no definido.

Figura 65 ***Resultados de las simulaciones por redes neuronales para el PMLSM-2..... ¡Error! Marcador no definido.***

Índice de tablas

Tabla 1. Características de los materiales para las simulaciones en 2D y 3D. ¡Error! Marcador no definido.

Tabla 2. Número de períodos de las fuerzas de DIENTE en..... ¡Error! Marcador no definido.

Tabla 3. Empuje medio y amplitud de la fuerza de diente en el PMLSM-1..... ¡Error! Marcador no definido.

Tabla 4. Empuje medio y amplitud de la fuerza de diente en el PMLSM-2..... ¡Error! Marcador no definido.

Tabla 5. Porcentajes de reducción de empujes y fuerzas de diente en los dos PMLSMs y con las diferentes técnicas de optimización..... 113

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad las máquinas lineales se encuentran en un alto grado de desarrollo, debido a su aplicación en diversas actividades industriales como las máquinas herramientas de alta velocidad, los sistemas que utilizan mesas con posicionamiento en tres ejes, el transporte, la aeronáutica y muchas otras aplicaciones. Por ello es de vital importancia estudiarlos más a fondo en sus aspectos constructivos y de funcionamiento para poder entender ciertas características electromagnéticas y dinámicas que son poco deseables, como es el caso de las fuerzas de diente que en inglés se conoce como "cogging force" y el rizado en el empuje del motor que en inglés se conoce como "ripple force".

En los motores lineales síncronos de imanes permanentes (en adelante se denominarán PMLSM por su sigla del inglés (Permanent Magnet Linear Synchronous Motor) se presentan variaciones de la energía en el entrehierro debido a la presencia de dientes y ranuras en la armadura (utilizadas éstas para alojar los devanados de la máquina) y de los imanes permanentes en la excitación, especialmente en la configuración de imanes superficiales. En los motores rotativos también se presenta este fenómeno, puesto que también poseen ranuras y dientes. Esa variación de energía se debe principalmente a dos aspectos que son, primero, a la tendencia de los imanes de alinearse en la posición de mínima reluctancia con respecto a los dientes de la armadura, lo cual produce la fuerza de diente y segundo, a que la forma de onda de la inducción magnética de la excitación en el

entrehierro, no es perfectamente sinusoidal por causa de la forma geométrica de los imanes, por lo que aparecen otros armónicos distintos del fundamental, y a la presencia de ranuras en la armadura que producen los armónicos de ranura que se superponen a la onda de excitación. En consecuencia, esa variación de energía producida por los aspectos mencionados, produce una variación del empuje ("ripple force") que se manifiesta en pequeños saltos, pasos o tirones, similar a lo que sucede en un trinquete o "carraca" por lo que en inglés a veces también se le denomina como "detent force".

A diferencia de los motores rotativos, los motores lineales poseen un circuito magnético que no es continuo, es decir tiene extremos y longitud finita tanto en el dispositivo móvil (en adelante se denominará como deslizador) como en el dispositivo estático (estator). Esto hace que en los extremos de los circuitos magnéticos se presenten asimetrías o deformaciones del flujo magnético con respecto al que presenta en la parte central del motor, a los que se denominan "efectos de borde"; este efecto de borde acentúa los efectos sobre el empuje del motor, deteriorando su comportamiento dinámico.

La combinación de los efectos mencionados, afecta el empuje del PMLSM originando una variación en el mismo que se manifiesta en una gráfica con los valores instantáneos del empuje en forma de rizado ("ripple force"). Este tipo de efectos son indeseables, porque producen variaciones de la velocidad del deslizador y por consiguiente es difícil predecir la posición del mismo, lo cual hace más complicado el proceso de control del motor. La variación de las fuerzas en el motor produce vibraciones, lo cual puede llevar a inestabilidad mecánica del motor, además del ruido que genera.

Para corregir o disminuir el rizado en el empuje del PMLSM, se utilizan diversas técnicas que actúan básicamente sobre dos características del motor, que son las constructivas y las de control de la alimentación.

Más adelante se presentará un breve resumen de las principales técnicas constructivas que se utilizan para reducir las fuerzas de diente y el rizado en el empuje de los PMLSMs. En este trabajo de tesis se realiza un estudio basado en una técnica constructiva para la reducción de las fuerzas de diente y del rizado del empuje, que consiste en la inclinación de los imanes permanentes de la excitación. A esta técnica se le conoce en inglés como "permanent magnet skew", pero la utilización de esa técnica, conlleva a un inconveniente

adicional que consiste en la reducción del empuje medio del motor, por lo cual es necesario desarrollar un método de optimización que permita disminuir al máximo el rizado sin disminuir demasiado el empuje; siendo ese el tema a tratar en este trabajo de tesis.

Importancia del tema.

En tiempos recientes se ha planteado la posibilidad de implantar en España el uso de motores lineales en diversas aplicaciones y específicamente en el área del transporte masivo. El interés por utilizar éste tipo de tecnología en proyectos de transporte público, se ha manifestado en la comunidad de Madrid con la posibilidad de construir un sistema MAGLEV (Magnetic Levitation), similar a los que funcionan en Alemania, Japón y China. [1] [2].

También es destacable el incremento del uso de los motores lineales y en concreto de los PMLSM en máquinas herramientas como tornos y taladros, en el campo de la recreación y en usos militares. Como ejemplo, el ministerio de defensa de España ha adquirido los nuevos Vehículos Aéreos no Tripulados (UAV por su sigla del inglés " Unmanned Aerial Vehicles") que tendrán un uso táctico y servirán para incrementar la protección de las fuerzas en zonas de operaciones y a los cuales se les puede desarrollar un sistema de lanzamiento mediante motores lineales como los utilizados en los porta-aviones de última generación. [3] [4]

Motores lineales síncronos de imanes permanentes (PMLSM).

En términos generales existe un gran desconocimiento sobre lo que es un motor lineal y cuáles son sus características físicas y de funcionamiento, por tal motivo es conveniente que antes de iniciar el análisis del comportamiento dinámico de los PMLSMs, se presente una definición de los motores lineales, una clasificación de diversos tipos de motores lineales y explicar su principio de funcionamiento.

Definición.

Tradicionalmente se han conocido los motores rotativos de los cuales se sabe que transmiten un movimiento circular a través de un eje, al cual se acoplan los elementos a los que se desea transmitir el movimiento. Este acople puede ser directo ó por medio de engranajes ó sistemas de transmisión como correas o cintas.

Pero en los casos en los cuales se necesita imprimir un movimiento rectilíneo a un elemento, es necesario realizar muchas adaptaciones con el fin de convertir el movimiento circular del motor convencional, en un movimiento rectilíneo. Esto genera muchas pérdidas de potencia y además puntos donde se pueden producir fallos en el funcionamiento.

Por tanto, en esas aplicaciones donde se requiere un movimiento rectilíneo, lo más eficiente es tener un motor que realice éste tipo de movimiento en forma directa y no por medio de mecanismos de adaptación y ése tipo de motor es el motor lineal, cuyo nombre se deriva del tipo de movimiento que realiza que es rectilíneo o lineal y no circular.

Transformación de un motor rotativo en un motor lineal.

La forma más sencilla de entender un motor lineal es imaginarse un motor rotativo al cual se le practica un corte en sentido axial, por una generatriz, cuya profundidad llega hasta el centro del eje del motor. A continuación se desarrolla el motor (estator y rotor) por el corte y se extiende hasta dejarlo en un plano, obteniendo así dos elementos paralelos. Uno de ellos estará destinado a permanecer estático y por consiguiente se le denominará estator, el otro elemento se moverá en forma lineal y paralela al estator y se le denominará deslizador.

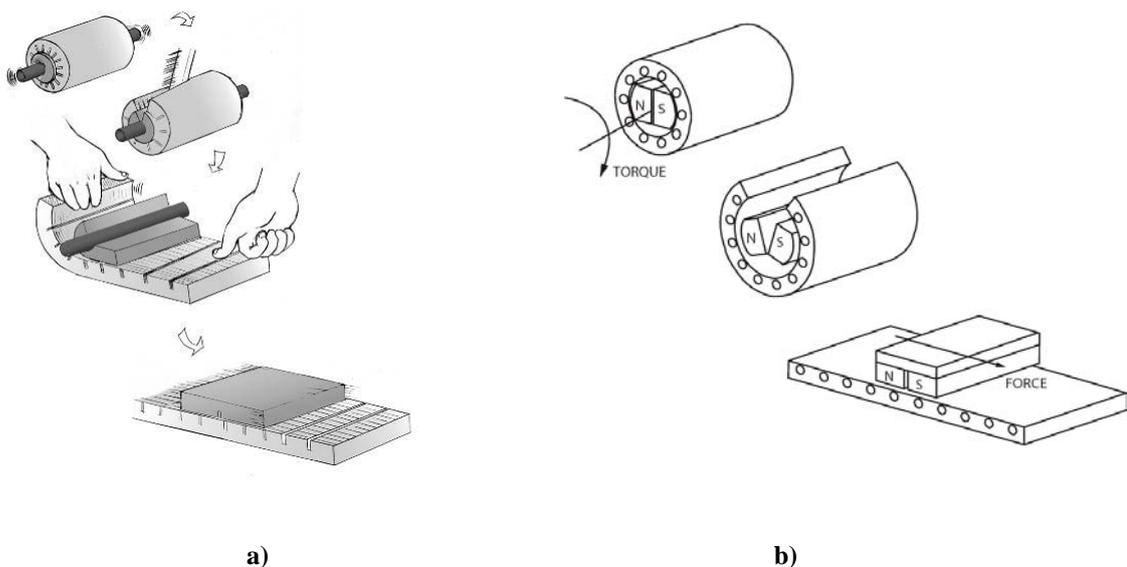


Figura 1. Transformación de un motor rotativo en un motor lineal.

a) Motor de inducción b) Motor de imanes permanentes

Tomado de: <http://pretel.korea.ac.kr> y <http://www.baldor.com>

En la figura 1 se muestran dos ejemplos donde se puede apreciar el procedimiento descrito previamente. En la figura 1a) se representa el caso de un motor lineal asíncrono en el que se aprecia que se conforma una jaula de ardilla mediante una placa conductora, normalmente de aluminio, no estando representado el cierre del circuito magnético o culata del deslizador y en la figura 1b) el de un motor lineal síncrono de imanes permanentes, en el que se ha representado la culata que hace el cierre del circuito magnético entre los dos polos de imanes permanentes.

Una vez lograda la disposición lineal de los componentes del motor, en uno de ellos queda alojado el devanado que produce un campo magnético que se desplaza en un sentido determinado, a esta pieza del motor lineal se le denomina armadura.

En la otra pieza, se ubica una lámina conductora en el caso de los motores lineales de inducción o en el caso de los PMLSMs, se ubican los imanes permanentes que reaccionan ante la presencia del campo magnético variable de la armadura. A esta pieza se le denomina riel de reacción o excitación [6].

Clasificación y topologías de los motores lineales.

Los motores lineales forman parte de los tipos especiales de motores eléctricos y se incluyen dentro de la clasificación general de los mismos, sin embargo, dentro de los motores lineales también se pueden distinguir varios tipos de ellos y es por eso que se puede establecer una primera clasificación que depende de la forma en que se produce el efecto de propulsión o de empuje en el motor. Es así como se puede decir que existen motores lineales: Electrostáticos, que basan su movimiento en las fuerzas de atracción y repulsión de las cargas eléctricas; piezoeléctricos, cuyo movimiento se produce por las vibraciones producidas en un material piezoeléctrico que es excitado por una fuente eléctrica; de magnetostricción, que producen movimientos debido a las vibraciones que se producen en un material por los cambios de un flujo magnético y los electromagnéticos.

En ésta tesis, el estudio se centrará en los motores lineales electromagnéticos, por lo cual se establece una clasificación adicional dentro de éste grupo de motores que establece tres tipos que son, los de inducción, los síncronos y los de corriente continua.

Como el tipo de motor lineal a estudiar es síncrono, se establece una nueva clasificación en su grupo que incluye los de flujo transversal y longitudinal, los de reluctancia y los de imanes permanentes o PMLSMs.

Finalmente, se puede realizar una clasificación dentro de la categoría de los PMLSMs que depende de las características constructivas de la armadura. Así, se tienen PMLSMs de armadura con ranuras en el núcleo magnético (en inglés: slotted), armadura sin ranuras en el núcleo magnético (slotless) y armadura sin núcleo magnético (en inglés: coreless). En todos los casos, los imanes de la excitación pueden ser superficiales (en inglés: surface PM); incrustados (en inglés: buried PM); en el interior del núcleo magnético (en inglés: interior PM); o en disposición Halbach (en inglés: Halbach array). En la figura 2 se muestran diferentes formas de disponer los imanes permanentes.

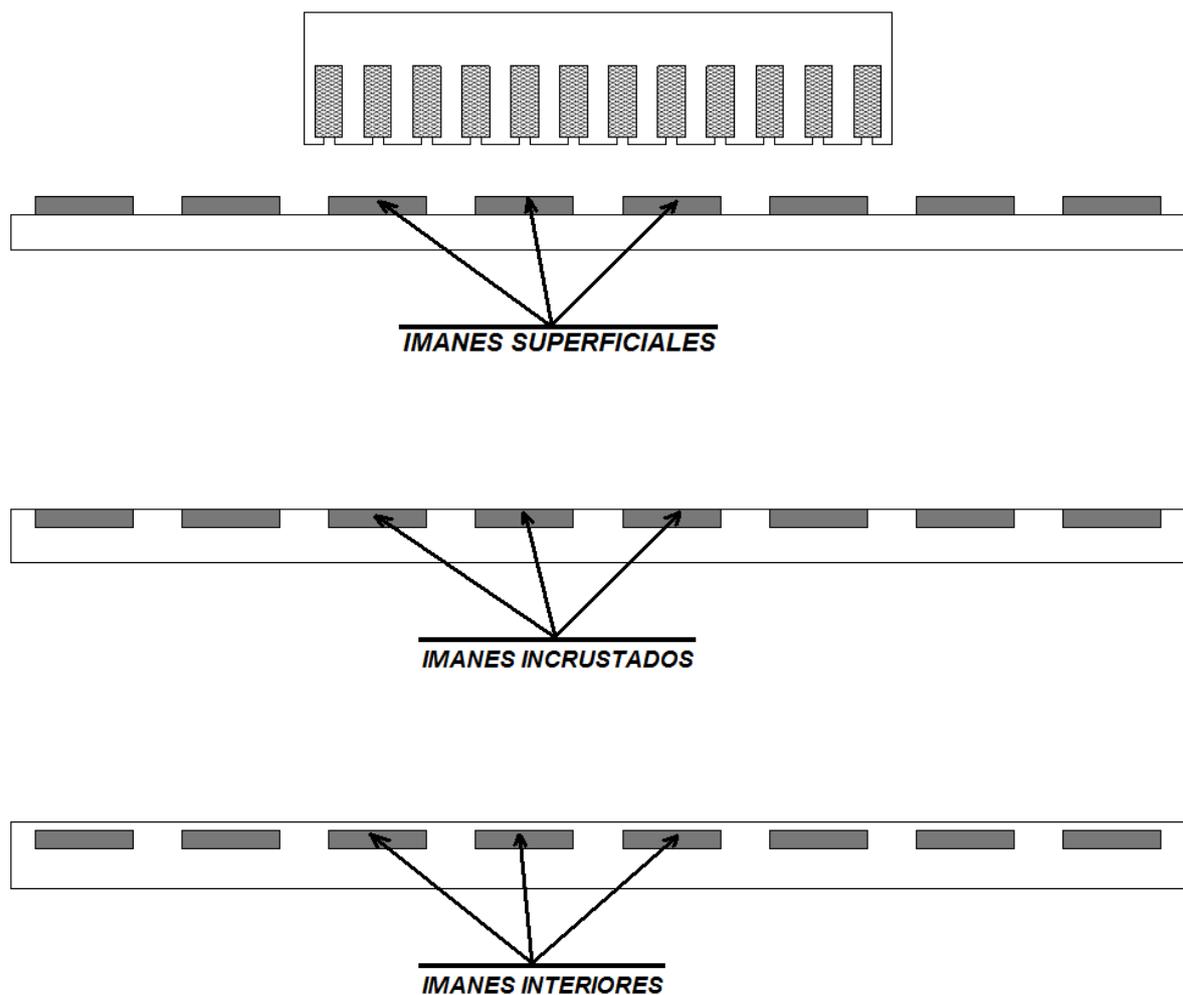


Figura 2. Diferentes tipos de disposición de los imanes.

La figura 3 muestra un esquema con la clasificación de los motores lineales.

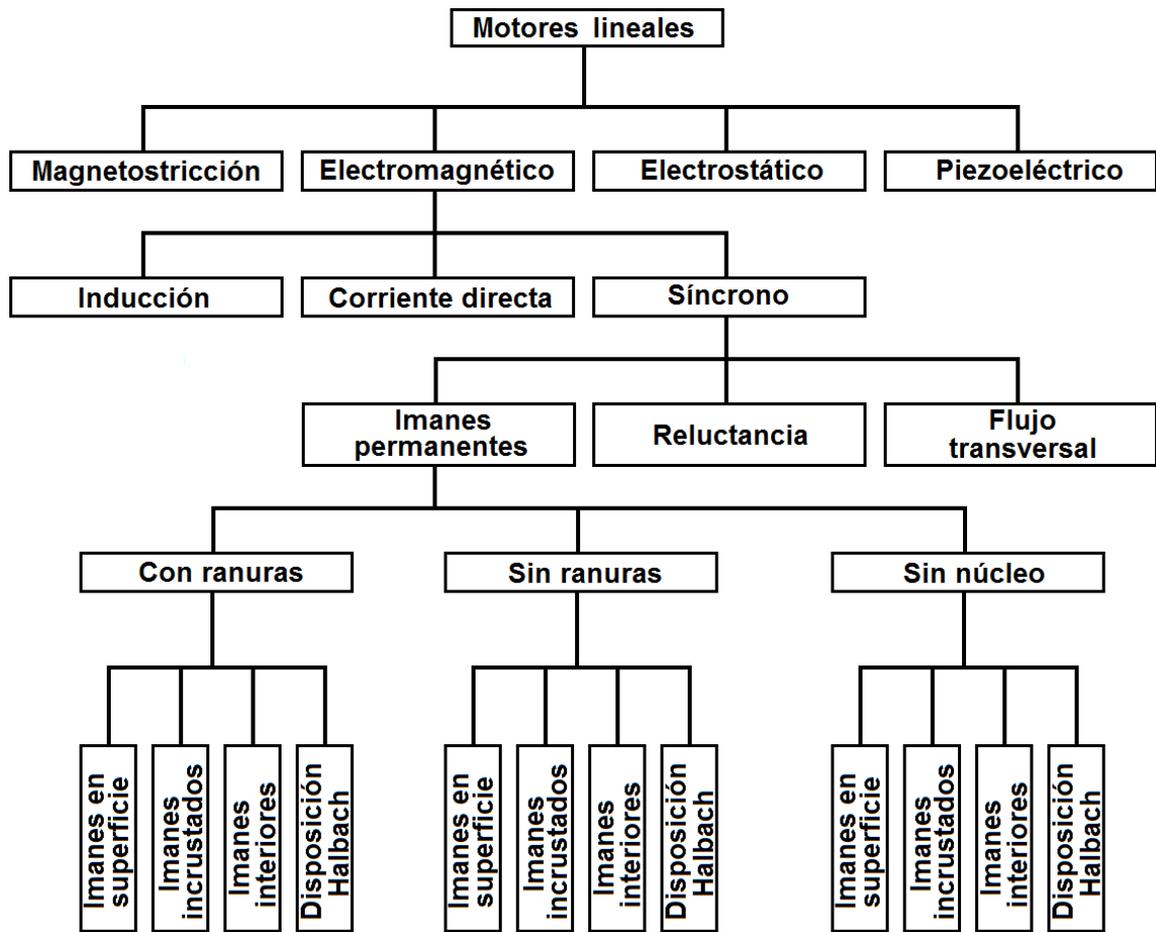


Figura 3. Esquema de la clasificación de los motores lineales.

Tomado de: Thèse No. 3569-2006 (École Polytechnique Fédérale De Lausanne).

También es posible diferenciar los PMLSMs por varios aspectos constructivos o de apariencia. A continuación se hará una descripción de varias de ellas.

- **De acuerdo con la longitud de sus componentes:**

Teniendo en cuenta este parámetro se pueden diferenciar en los de estator largo, lo que indica que el estator o parte fija, tiene mayor longitud que el deslizador o parte móvil y otra posibilidad es la del estator corto, donde el estator tiene menor longitud que el deslizador.

Se debe tener en cuenta que tanto en el estator como en el deslizador, pueden estar ubicadas la armadura ó la excitación indistintamente.

- **De acuerdo con la forma geométrica de sus componentes:**

Se pueden tener dos tipos básicos de PMLSMs que son: Los planos y los tubulares.

En el primer caso, el motor se compone de dos placas paralelas en una de las cuales se ubica el bobinado de armadura y en el otro los imanes de excitación. Además una de las placas será estática (estator) y la otra móvil (deslizador).

En el segundo caso, tanto el estator como el deslizador son cilindros coaxiales y normalmente la pieza interna es donde se ubica el deslizador y, además en la pieza externa o estator, se ubica la armadura debido a la facilidad de construcción del devanado, de conexión y de alimentación.

La figura 4 muestra imágenes de los dos tipos de motores descritos (plano y tubular).

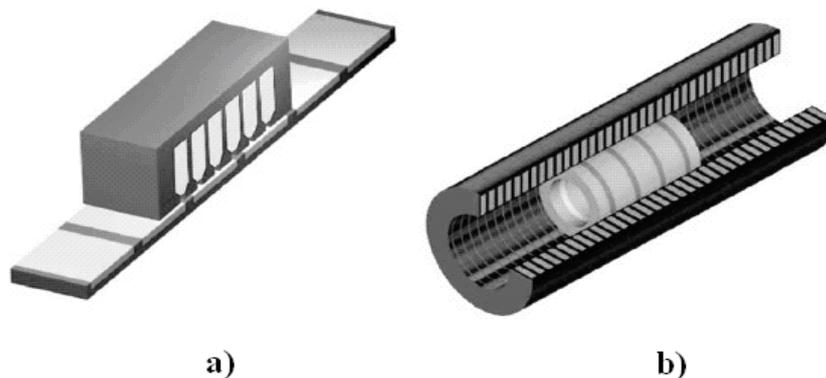


Figura 4. Tipos de PMLSMs.

a) Planos

b) Tubulares

Tomado de: [5].

- **De acuerdo con el número de lados activos.**

En el caso de los motores lineales planos, estos pueden ser monoláteros ó biláteros, es decir, que el estator puede tener un solo lado ó dos. En el caso

monolátero, se tiene una sola fila de imanes y un solo devanado que se enfrentan y que son separados por un entrehierro único. En un motor bilátero, el estator es doble para un único deslizador, el cual se ubica entre los dos lados del estator, separándolos un entrehierro doble. En la figura 5 se muestran ejemplos de PMLSMs monoláteros y biláteros.

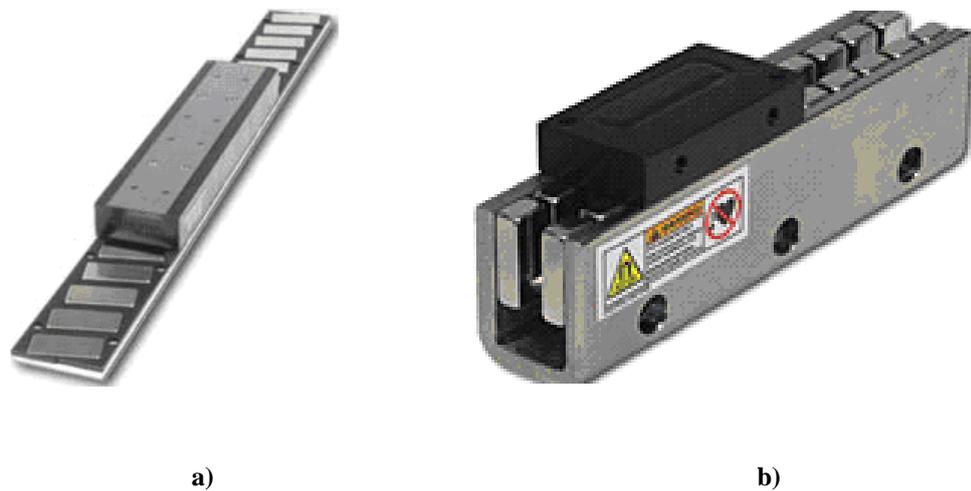


Figura 5. Tipos de PMLSMs.

a) Monolateral b) Bilateral

Tomado de: <http://www.rockwellautomation.com>

- **De acuerdo con la forma constructiva de la armadura.**

En este caso los PMLSM se pueden clasificar en: los de armadura ranurada, donde el bobinado se aloja en ranuras hechas en el núcleo ferromagnético; los de armadura sin ranuras en el núcleo ferromagnético, donde los bobinados se adhieren al núcleo por medio de pegantes o adhesivos especiales y por lo tanto los bobinados son superficiales y por último están aquellos cuya armadura carece de núcleo ferromagnético, es decir, tienen núcleo de aire y el bobinado es preformado y revestido de una resina amagnética que le proporciona consistencia mecánica.

La figura 6 muestra ejemplos de dos de los tres tipos de armaduras en los PMLSMs.

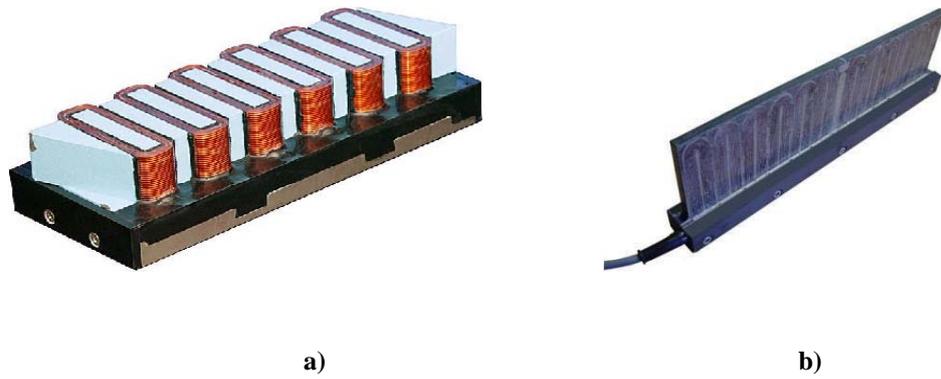


Figura 6. Tipos de PMLSMs.

a) Armadura ranurada b) Armadura sin núcleo de hierro

Tomado de: <http://www.beikimco.com/> y <http://torque-drives.com/html/>

- De acuerdo con el sentido de circulación del flujo magnético.

Esta clasificación se refiere a la dirección de las líneas del campo magnético formado con respecto a la dirección de movimiento del deslizador. De tal forma que, en los motores lineales de flujo longitudinal, las líneas de flujo magnético se cierran en planos paralelos al eje longitudinal o al movimiento del deslizador tendrán líneas de flujo magnético paralelas al movimiento del deslizador y los motores lineales de flujo transversal, las líneas de campo magnético se cierran en planos perpendiculares al movimiento del deslizador. tienen líneas de flujo que van en sentido perpendicular al movimiento del deslizador. La figura 7 muestra ejemplos de motores de flujo longitudinal y de flujo transversal.

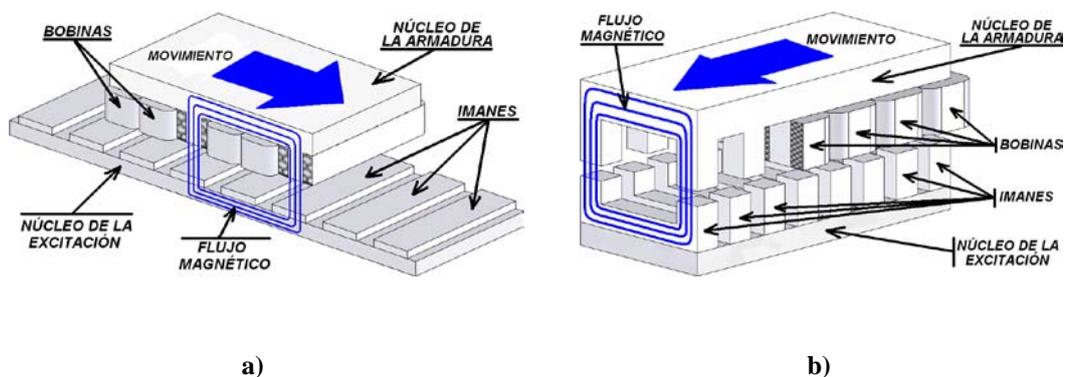


Figura 7. Tipos de PMLSMs.

a) De flujo longitudinal b) De flujo transversal

Objetivos y alcance del tema.

Para desarrollar el proyecto, se eligen dos topologías de motores de los cuales se tienen las dimensiones y características constructivas. Ambos son planos, monolaterales, de flujo longitudinal, de estator largo y con imanes permanentes superficiales. La diferencia entre los dos PMLSMs se encuentra en la geometría de las ranuras, puesto que en el PMLSM-1 se tienen ranuras abiertas y anchas, a diferencia del PMLSM-2 donde las ranuras son estrechas y semicerradas. Adicionalmente, existen diferencias en la construcción de los devanados puesto que el PMLSM-1 posee un devanado concentrado de paso acortado con una bobina en cada diente de la armadura; en el caso del PMLSM-2, el devanado es concentrado pero de paso diametral y con traslape entre bobinas de diferentes fases. En el capítulo 4 se entregan los datos completos de las dos topologías seleccionadas, incluyendo figuras que explican mejor las diferencias entre los dos motores.

El primer objetivo planteado en esta tesis consiste en realizar la simulación dinámica por medio de un programa de elementos finitos, a las dos topologías de PMLSMs, ambas sin inclinación de los imanes, con el fin de obtener sus características de empuje, de donde se puede analizar el empuje, el rizado y las fuerzas de diente que se tienen en esta condición inicial que se considera que no es óptima. En este caso se deben desarrollar dos modelos para elementos finitos (uno para el empuje y otro para las fuerzas de diente) por cada topología de PMLSM que servirán de base para la optimización.

El segundo objetivo consiste en aplicarle a las dos topologías elegidas, la técnica de inclinación de los imanes de la excitación para la reducción de la fuerza de diente, analizando el efecto que produce la técnica aplicada en el empuje y el rizado de éste. Aquí se deben desarrollar dos modelos para la simulación por elementos finitos por cada valor de inclinación de los imanes y por cada PMLSM, lo cual implica que se desarrollan en total 40 modelos para simulación en 2D y 20 modelos para simulación en 3D.

El tercer objetivo consiste en obtener una relación que vincule los valores del empuje y la fuerza de diente con respecto al ángulo de inclinación de los imanes.

El cuarto objetivo consiste en plantear un método que permita determinar el ángulo óptimo de inclinación de los imanes, de tal modo que se reduzca al máximo la fuerza de

diente y por consiguiente el rizado en el empuje y que el empuje promedio del PMLSM no se disminuya demasiado. Luego el único objetivo final es plantear un método por el cual se obtenga el ángulo óptimo de inclinación de los imanes, de modo que se reduzca al máximo las fuerzas de diente y se mantenga un valor lo más alto posible del empuje.

Técnicas constructivas utilizadas para reducir las fuerzas de diente y el rizado en el empuje de los PMLSMs.

El estudio del rizado en el empuje de los PMLSM, es un tema que también se presenta en los motores rotativos que utilizan imanes permanentes, sólo que en este caso el rizado se presenta en el par, por lo cual el estudio de este fenómeno ya ha sido analizado ampliamente en los motores rotativos. En cuanto a los PMLSMs, el estudio del rizado en el empuje es más reciente y se diferencia del estudio del rizado en el par de los motores rotativos, en que el efecto en los PMLSMs es más pronunciado, debido a que su circuito magnético tiene una longitud finita y por ello aparecen los llamados efectos de borde.

Debido a la similitud existente entre el rizado en el par de un motor rotativo y el rizado en el empuje de un PMLSM, los estudios sobre el mismo y las técnicas utilizadas para reducirlo son muy similares, y es por eso que en el estudio realizado de la bibliografía en este proyecto, se han incluido artículos que tratan sobre el fenómeno que se presenta en motores rotativos.

Con el estudio del “estado del arte” lo que se pretende es determinar los temas tratados en las investigaciones realizadas previamente para establecer la validez de este proyecto, así como los aportes realizados en el mismo. La clasificación de los aportes realizados en las publicaciones consultadas es la siguiente:

En las referencias [11] – [22], se explica en qué consiste el rizado en el par de los motores rotativos de imanes permanentes y cómo se produce, en ellos se plantea que básicamente se debe a dos tipos de empujes y pares parásitos que son

- Los producidos por la forma de la señal de la inducción magnética en el entrehierro que no es sinusoidal, lo cual produce armónicos en la f.e.m. inducida y al mismo tiempo variaciones en el par o en el empuje.
- La otra causa por la cual se forman empujes y pares parásitos es la debida a la interacción entre las ranuras de la armadura y los imanes de la excitación, entre los cuales se presentan fuerzas que tratan de producir una alineación en las posiciones de mínima reluctancia, haciendo que se produzcan oscilaciones en el empuje o en el par resultante.

Al estudiar la literatura existente, se deduce que el rizado en el empuje de un PMLSM se ve afectado principalmente por las fuerzas de diente o “cogging”, por lo cual, la mayoría de los artículos se centran en el estudio de los mecanismos de formación de las fuerzas de diente y en buscar soluciones para tratar de minimizarlas o eliminarlas.

En las referencias [23] - [26], [29] – [31], [33], [35] – [36], [38] – [39], [41] – [42] y [44] – [47], se explica el proceso o mecanismo de formación de las fuerzas de diente en los motores rotativos y en los PMLSM, incluyendo la forma de calcular las magnitudes y el número de períodos de dichas fuerzas en un desplazamiento de un paso polar en el motor.

Para contrarrestar el rizado en el empuje, existen diversas técnicas utilizadas y ellas se pueden clasificar en dos categorías principales: Las técnicas constructivas del motor y las de control del motor.

En este proyecto, sólo se han analizado técnicas constructivas para buscar una solución al efecto adverso del rizado en el empuje de los PMLSM. Por ello se hace referencia a los artículos que proponen diferentes técnicas constructivas de los motores para lograr el efecto deseado.

En las referencias [13], [15], [17], [23], [25], [27], [35] y [47], se plantea una técnica que propone encontrar una combinación adecuada entre el número de ranuras en la armadura y el número de imanes permanentes en la excitación, de modo que, se compensen los empujes o pares parásitos producidos por la tendencia de alinearse los imanes con los

dientes en una posición de mínima reluctancia. A esta técnica se le conoce como “slot/pole combination”.

En las referencias [19] – [20], [24], [26], [28], [30], [33], [35], [38] - [39], [44] y [46] – [47], se examina una técnica que consiste en buscar un ancho adecuado de los imanes permanentes de la excitación con el fin de lograr un efecto similar al del punto anterior, es decir, una compensación de los empujes o pares parásitos producidos por la tendencia de alinearse los imanes con los dientes en una posición de mínima reluctancia. A esta técnica se le conoce como “pole sizing”.

En las referencias [8], [12] – [13], [15], [26] y [35], se describe una técnica consistente en variar la forma geométrica de los imanes permanentes, con el fin de lograr una distribución sinusoidal del flujo en el entrehierro y de ese modo disminuir el contenido de armónicos en la fem inducida y por consiguiente en el empuje o en el par de los motores. A esta técnica se le conoce como “pole shaping” y se puede ver un ejemplo de ella en la figura 8.

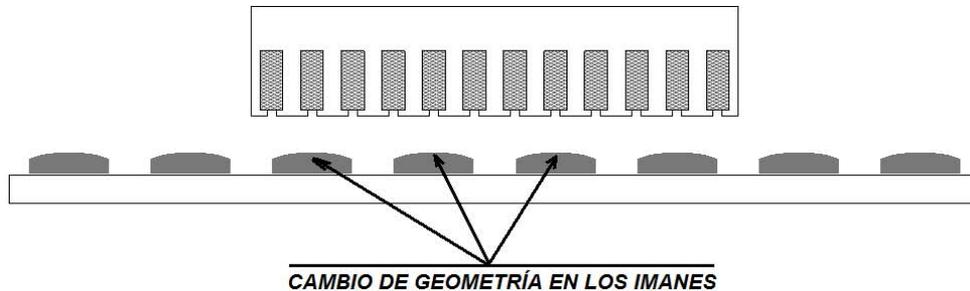


Figura 8. Imanes permanentes con geometría modificada.

En las referencias [15], [19], [23], [26], [34] – [35], [38] y [41], se examina una técnica que consiste en cerrar lo máximo posible las ranuras de la armadura con el fin de disminuir el cambio de reluctancia visto por los imanes permanentes de la excitación con respecto a los dientes de la armadura, con esto se busca reducir el efecto de los empujes o pares parásitos producidos por la tendencia de alinearse los imanes con los dientes en una posición de mínima reluctancia. A esta técnica se le conoce como “slot opening” y se ilustra en la figura 9.

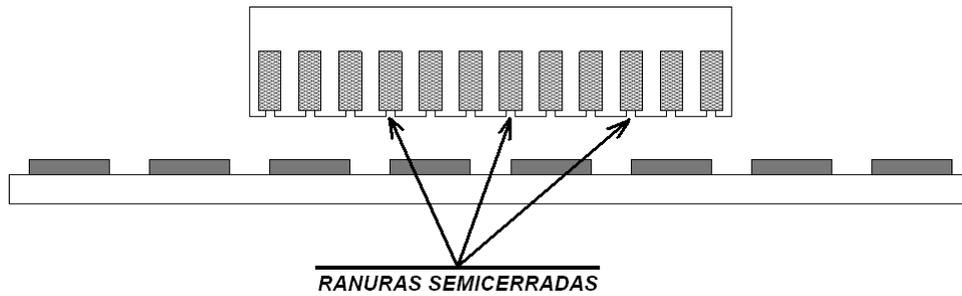


Figura 9. Ranuras semicerradas en la armadura de un PMLSM.

Siguiendo el mismo principio de compensar los empujes o pares parásitos debidos a la alineación de imanes y dientes, en las referencias [5], [17], [19], [24], [30], [32] – [33], [35] – [36], [39], [44] y [46] – [47], se utiliza una técnica que consiste en ubicar los imanes permanentes de la excitación en una distribución que no sigue un patrón simétrico; en otras palabras, consiste en desplazar un imán con respecto a otro de tal forma que la distancias entre todos ellos no sean iguales, como se muestra en la figura 10. A esta técnica se le conoce como “pole shifting”.

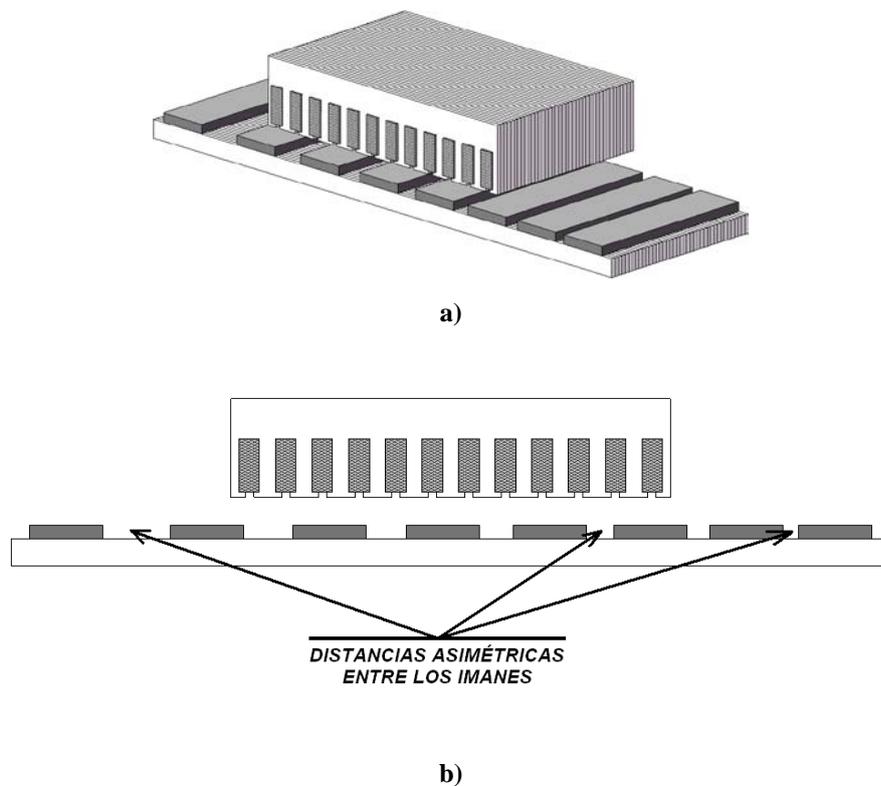


Figura 10. Distribución asimétrica de imanes en un PMLSM.

a) Isométrico b) Vista frontal

Otra de las técnicas utilizadas para compensar los empujes o pares parásitos debidos a la alineación de imanes y dientes, consiste en inclinar las ranuras de la armadura o inclinar los imanes permanentes de la excitación, prefiriéndose la segunda, porque es más fácil de implementar en el proceso constructivo del motor. A esta técnica se le conoce como “pole skewing” y es analizada en las referencias [12], [15], [20], [23], [26], [29] – [32], [34] – [35], [37] – [38], [40], [43] y [45] – [47]. En la figura 4 a), se ve un ejemplo de inclinación de los imanes en la excitación de un PMLSM.

Adicionalmente existen otras técnicas constructivas que buscan reducir el rizado en el empuje y en el par, pero de acuerdo con el análisis realizado a las publicaciones tienen un menor grado de éxito en el mismo, por lo cual se mencionarán de forma general.

En las referencias [26], [31], [32], [35] – [36], [38], [43], se plantean técnicas que consisten en aumentar la altura del entrehierro (air-gap length), lo cual reduce el rizado pero también disminuye notablemente el empuje y la eficiencia del motor. Incluir ranuras vacías o dientes auxiliares sin bobinado en la armadura (“dummy slots” y “dummy teeth” respectivamente). También se pueden incluir muescas en los dientes de la armadura (“teeth notches”). Las figuras 11 a) y 11 b) muestran ejemplos de estos casos.

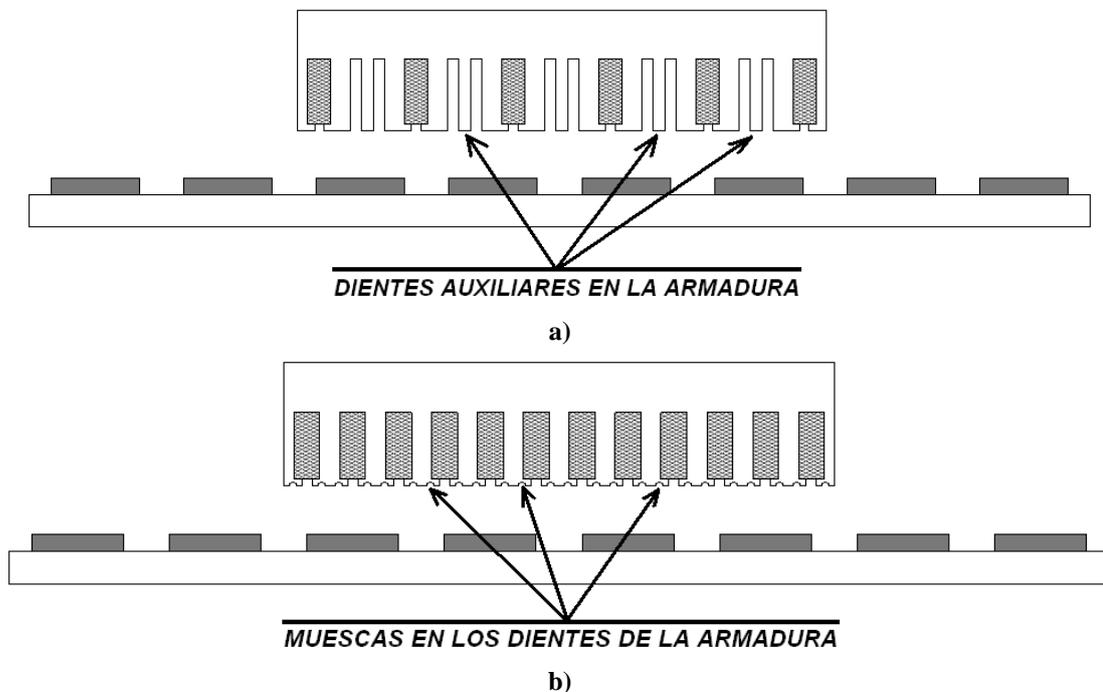


Figura 11. Modificaciones en la armadura de un PMLSM.
a) Dientes auxiliares b) Muecas en los dientes

En las referencias [48] - [56] se examina el efecto que produce la eliminación de los dientes y las ranuras de la armadura, lo cual constituye un tipo especial de motor en el cual el bobinado debe ser construido en forma compacta y adherido al yugo magnético de la armadura. Con esto se consigue eliminar el efecto de los empujes o pares parásitos producidos por la tendencia de alinearse los imanes con los dientes en una posición de mínima reluctancia. A este tipo de motores se les conoce como “slotless” y en la figura 12, se muestra un ejemplo de ese tipo de motor

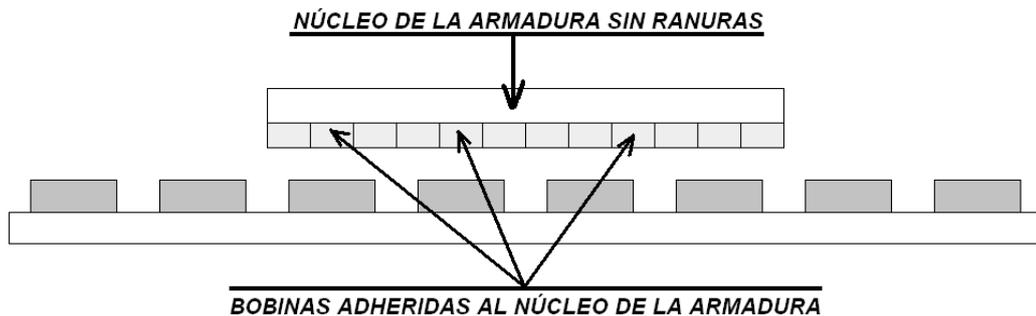


Figura 12. Vista frontal de un PMLSM con el núcleo de la armadura sin ranuras.

Teniendo en cuenta el análisis realizado a la literatura disponible, se encuentra que existen muchas técnicas constructivas aplicables a los PMLSM con el fin de reducir el rizado en el empuje del motor. Sin embargo la aplicación de esas técnicas se ha realizado a un solo tipo de motor y a ese motor sólo se le ha implementado una o máximo dos técnicas, lo cual lleva a plantear este proyecto en el cual se analiza el efecto de diversas técnicas de reducción del rizado del empuje en un PMLSM y con diferentes tipos de PMLSMs, esto con el fin de hacer una comparativa más amplia y determinar cuál sería el tipo de motor y la técnica más apropiada para lograr el objetivo de reducir el rizado en el empuje sin perder demasiadas propiedades de empuje medio en el PMLSM.

Adicionalmente se ha encontrado que la técnica de inclinación de los imanes permanentes no se ha utilizado en los PMLSM con bobinados concentrados, y es por eso que en este proyecto se utilizó esta técnica en un PMLSM de estas características, realizando el estudio mediante un software de simulación por elementos finitos.

Estructura de la tesis.

La tesis se ha estructurado en seis capítulos:

- En el capítulo 1 se plantea la importancia del tema y los objetivos de la tesis, se define lo que es un motor lineal y se presenta una clasificación de los diferentes tipos de motores lineales y una descripción de las técnicas constructivas más usuales para la disminución de las fuerzas de diente y del rizado en el empuje de los PMLSMs.
- En el capítulo 2 se desarrolla el estado del arte enfocado en la descripción de las técnicas de optimización usadas en los motores en general, donde se indican los parámetros que se buscan optimizar, cuáles son los parámetros que se usan como variables de optimización, el método de optimización utilizado y una breve discusión sobre estos métodos.
- En el capítulo 3 se plantea el problema indicando las causas y el proceso de formación del rizado en el empuje, haciendo énfasis en las fuerzas de diente y además se hace el planteamiento matemático del fenómeno.
- En el capítulo 4 se presenta el estudio mediante simulación por elementos finitos de las topologías elegidas, haciendo un análisis comparativo entre ellas desde el punto de vista del rizado en el empuje y de las fuerzas de diente generadas en ellos.
- En el capítulo 5 se realiza un estudio sobre las redes neuronales, indicando los tipos existentes, los campos de aplicación y por último se realiza la implementación de redes neuronales en la solución de optimización para los dos modelos de PMLSMs estudiados.
- El capítulo 6 se entregan las conclusiones del trabajo y se hacen propuestas para trabajos futuros en la misma temática.
- El capítulo 7 contiene la bibliografía estudiada para la tesis.

Capítulo 2

Estado del Arte sobre las técnicas de optimización

Se puede decir que desde el inicio del diseño y luego en la construcción de las máquinas eléctricas, uno de los aspectos más importantes que se busca obtener es la optimización de las mismas, ya sea para reducir costes o para mejorar las características de funcionamiento.

Existe bastante literatura disponible sobre la aplicación de métodos y técnicas de optimización en máquinas eléctricas y por tanto, esta temática no es ajena a los PMLSMs.

A continuación se busca dar una visión del estado del arte sobre las técnicas de optimización que se están aplicando en las máquinas eléctricas.

2.1 Conceptos generales de optimización.

Antes de hablar de las técnicas de optimización, es conveniente establecer algunos conceptos que son utilizados ampliamente en el tema. Algunos de estos conceptos son los siguientes.

2.1.1 Optimización multi-objetivo.

La optimización es un proceso esencial en las aplicaciones de ingeniería, pero en los casos reales no se encuentra que exista un objetivo único a optimizar, denominado

optimización Uni-Objetivo (UO), y por el contrario es común encontrar que existen múltiples objetivos a optimizar, a lo cual se denomina optimización Multi-Objetivo (MO)

A menudo los objetivos son conflictivos, por lo cual los problemas MO son difíciles de resolver porque no existe una solución única, sino que hay un conjunto de soluciones óptimas en un equilibrio aceptable. A este conjunto de soluciones óptimas se le denomina frente de Pareto y es de este conjunto de donde se debe elegir la solución preferida o la más conveniente para el diseñador o quien toma la decisión.

2.1.2 Frente de Pareto.

Para explicar el concepto de “frente de Pareto”, se puede recurrir a un ejemplo sencillo, en el que se considera el problema de determinar el medio de transporte más eficiente. Se utilizan dos criterios para determinar la eficacia: (a) la distancia recorrida en un día y (b) la energía utilizada en el proceso. Se consideran los siguientes modos de transporte: caminar, montar en bicicleta, en una vaca, en coche, en motocicleta, en un caballo, en avión, en cohete, en globo, en barco y en scooter.

El sentido común se puede utilizar para obtener todas las soluciones posibles. Por ejemplo, el coche medio necesita más combustible que la motocicleta promedio, pero el coche puede viajar distancias más largas. Del mismo modo, dada la misma cantidad de alimentos, se espera que una vaca deba cubrir una distancia menor que un caballo. Con el uso de este razonamiento, se puede generar la figura 13.

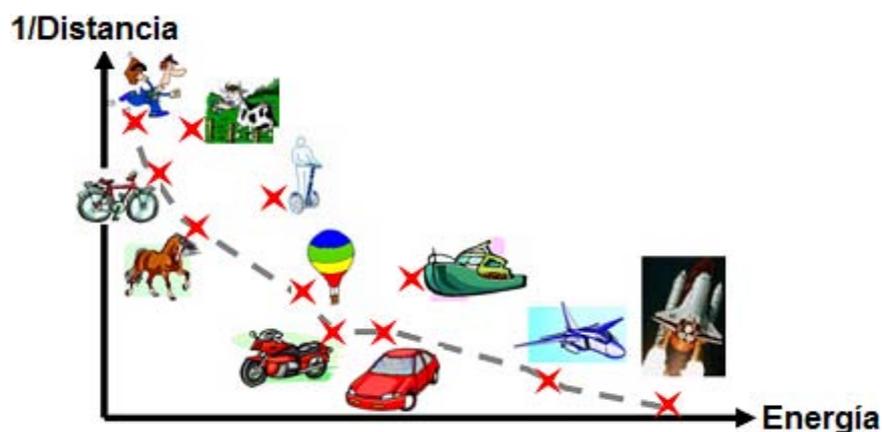


Figura 13. Ejemplo del modo de transporte.
Tomado de [58].

Ahora bien, es necesario realizar una formulación general de la optimización MO, en el cual se requiere la optimización de N objetivos:

$$\begin{array}{ll}
 \text{Minimizar} & \vec{y} = \vec{F}(\vec{x}) = [f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_N(\vec{x})]^T \\
 \text{Sujeto a} & g_j(\vec{x}) \leq 0, j = 1, 2, \dots, M \\
 \text{donde} & \vec{x} = [x_1, x_2, \dots, x_p]^T \in \Omega
 \end{array} \tag{1}$$

En (1) \vec{y} es el vector objetivo, g_j representa las restricciones y \vec{x} es un vector P -dimensional que representa las variables de decisión dentro de un espacio de parámetros Ω . El espacio abarcado por los vectores objetivo se llama el espacio objetivo. El subespacio de los vectores objetivo que satisfaga las restricciones, se llama el espacio factible o viable. La solución utópica es la solución que sea óptima para todos objetivos.

2.1.3 Optimalidad [59].

Como ya se indicó, el frente de Pareto contiene las soluciones óptimas posibles y cada una de ellas puede ser la solución buscada, teniendo en cuenta la decisión del diseñador, y a estas soluciones se les denomina óptimos locales.

En el caso que exista una solución que no pueda ser superada por las demás, se dice que es una solución utópica o solución global.

Para $N=1$, el problema MO se reduce a un problema UO en el cual la solución utópica es simplemente el óptimo global. Esta solución siempre existe, incluso si no se puede encontrar. Sin embargo para el caso más general donde $N>1$, la solución utópica por lo general no existe puesto que las funciones objetivo individuales $\{f_i\}$ son típicamente contradictorias. Más bien existe un conjunto incontable de soluciones posibles, que son llamadas soluciones no dominadas (para las que un objetivo no puede ser mejor sin degradar al menos otro) que representan diferentes compromisos o compensaciones entre los objetivos.

Para comparar las posibles soluciones a los problemas de MO, los conceptos de dominancia de Pareto y óptimo de Pareto son de uso común, donde se plantea que una solución pertenece al conjunto de Pareto si no hay otra solución que pueda mejorar por lo menos uno de los objetivos sin degradar cualquier otro objetivo.

Una solución se dice que es óptimo de Pareto, sí y sólo sí, no existe otra solución que la domina. Es decir, la solución no puede ser mejorada en uno de los objetivos sin perjudicar al menos otro objetivo.

En la figura 14 representa un conjunto Pareto para la maximización (a) y para la minimización (b) de un problema con dos objetivos. Las posibles soluciones que optimizan f_1 y f_2 se muestran en el gráfico.

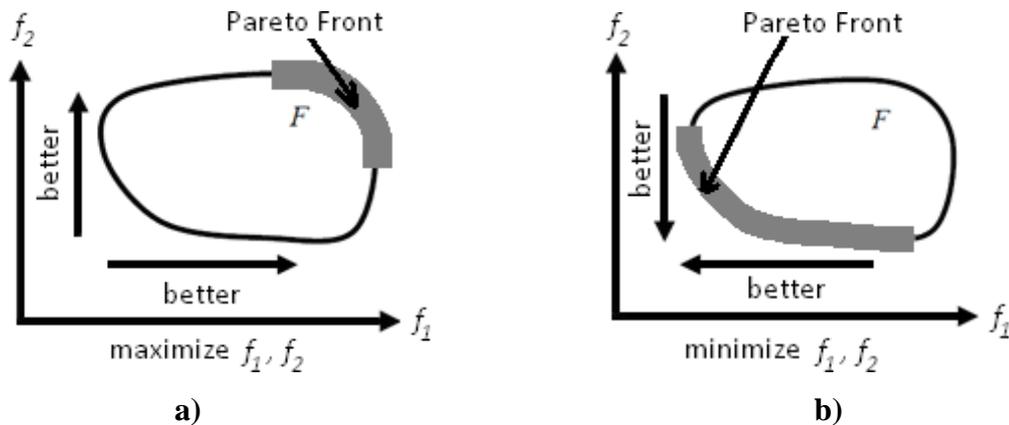


Figura 14. Ilustración del frente de Pareto para un problema de optimización.
a) De maximización. b) De minimización.
Tomado de [58].

2.1.4 Convexidad [59].

Existe un concepto fundamental que se aplica en los problemas de optimización multi objetivo y es el de la convexidad, el cual se aplica tanto a la función objetivo como al frente de Pareto.

Por tanto, se puede decir que una función objetivo es convexa si se traza una línea recta entre dos puntos (p y q) ubicados dentro de la región factible y ninguno de los puntos de esa recta cae fuera de la región factible como se muestra en la figura 15 a). En la figura 15 b), se muestra el ejemplo de una función que no es convexa.

Con relación al frente de Pareto, se puede decir que es convexo, si se traza una línea recta entre dos puntos (p y q) ubicados sobre la curva del frente de Pareto y ninguno de los

puntos de esa recta toca la curva del frente de Pareto en un sitio diferente de los puntos a y b. En la figura 15 c) se muestra un ejemplo de frente de Pareto convexo y en la figura 15 d) se presenta un ejemplo de frente de Pareto no convexo.

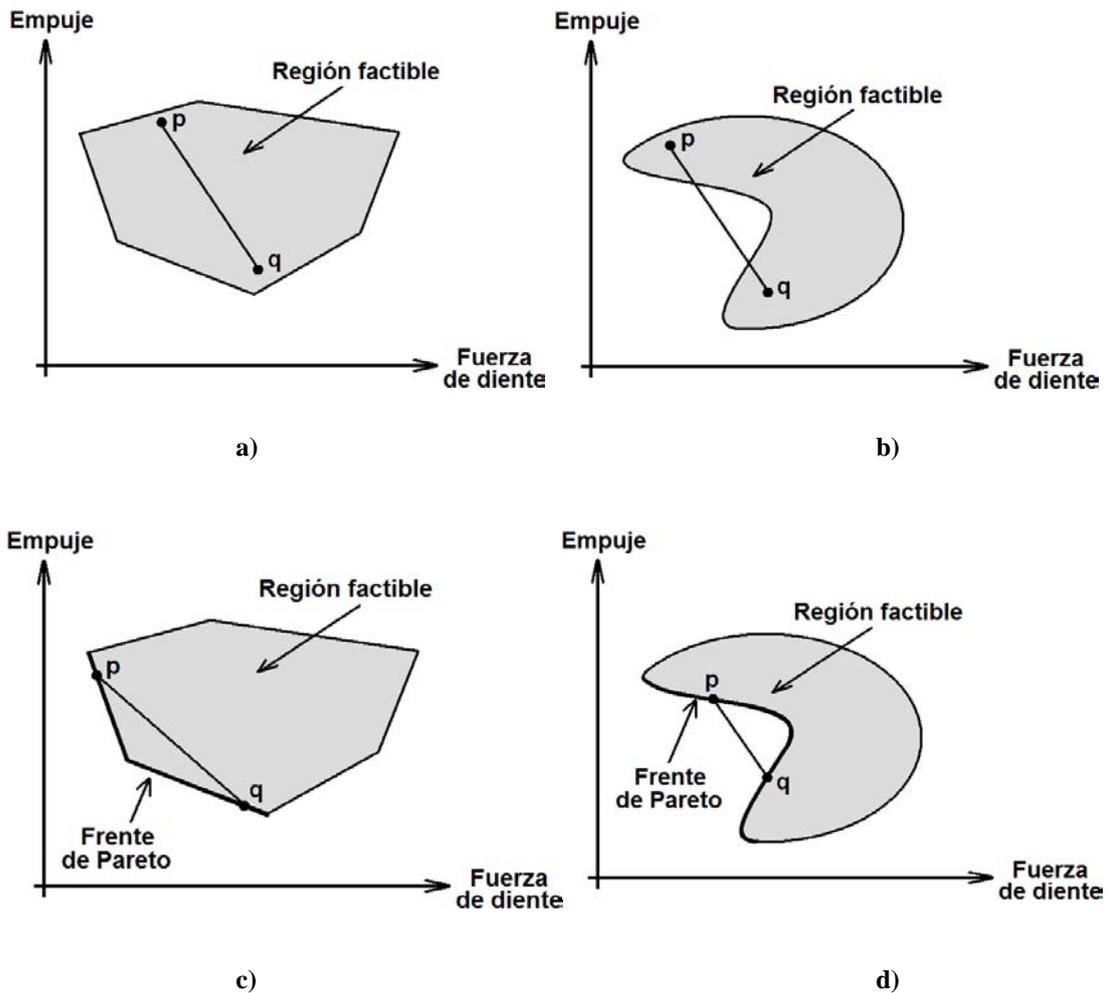


Figura 15. Ilustración de los conceptos de convexidad en las funciones objetivos y en los frentes de Pareto.

Tomado de [58].

Cuando una función y/o el frente de Pareto son convexos, se puede encontrar un valor óptimo global o único, en el caso que la función y/o el frente de Pareto no sean convexos, no se puede encontrar un valor óptimo global, por lo cual se debe recurrir al criterio de la persona que está realizando la evaluación, para que determine el valor a elegir.

2.2 Métodos de optimización [59].

Normalmente se consideran tres tipos de técnicas o métodos para obtener las soluciones óptimas a los problemas de optimización MO.

En primer lugar están los métodos no preferentes o interactivos, donde se van buscando soluciones en forma iterativa y al mismo tiempo se va entregando esta información al diseñador para que vaya estableciendo las preferencias, que determinarán el siguiente paso en la búsqueda.

En segundo lugar están los métodos a posteriori, primero se genera el conjunto de soluciones óptimas de Pareto y luego el diseñador selecciona una de ellas de acuerdo con su criterio. Este tipo de método se desarrolla por lo general con base en algoritmos evolutivos, donde se realiza una búsqueda de las soluciones óptimas a partir de un valor elegido aleatoriamente.

En tercer lugar están los métodos a priori, donde el diseñador establece previamente las preferencias y las aspiraciones y el proceso de solución lleva a encontrar la solución óptima de Pareto que satisfaga las condiciones establecidas previamente.

En cualquier caso, la atención se restringe a encontrar las soluciones óptimas de Pareto por lo cual es importante que el método de optimización MO utilizado, pueda cumplir con las siguientes dos necesidades: en primer lugar, debe capaz de encontrar una solución óptima de Pareto y en segundo lugar, generar sólo soluciones óptimas de Pareto. En la figura 16 se muestra un esquema de los principales métodos y técnicas utilizadas.

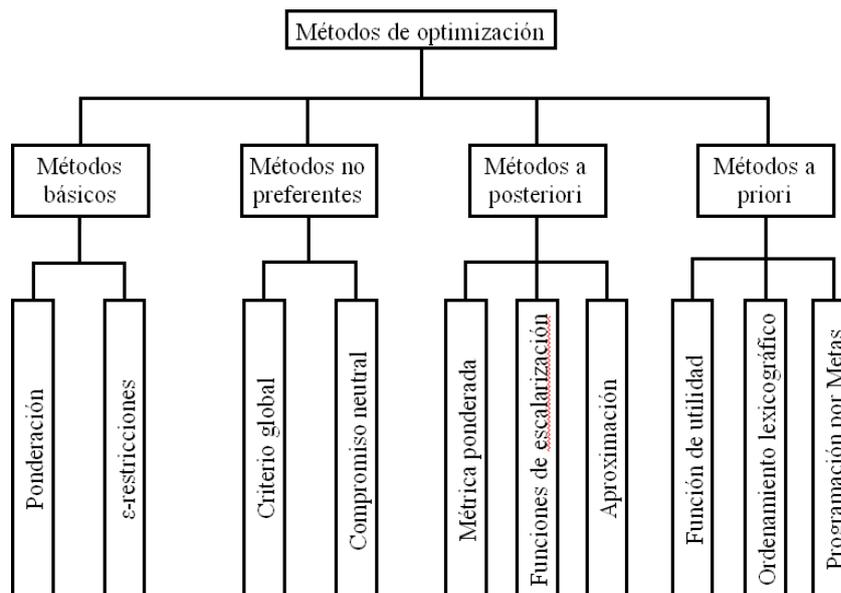


Figura 16. Esquema de los métodos y técnicas de optimización.
Tomado de [59].

2.2.1 Métodos básicos [59].

Antes de hablar de las tres clases de métodos descritos previamente, se hará mención de dos métodos bien conocidos que pueden ser llamados métodos de base porque son muy utilizados. En realidad, en muchas aplicaciones, se puede ver que han sido utilizados sin necesidad de que se reconozcan como métodos de optimización MO. En otras palabras, la diferencia entre un modelo y una fase de optimización es a menudo difusa y estos métodos se utilizan para convertir el problema en una forma donde la función objetivo pueda ser optimizada con un solo objetivo a resolver. La razón para esto puede ser que los métodos de optimización UO son más conocidos que los de la optimización MO. Se puede decir que estos dos métodos básicos son los que primero vienen a la mente si es necesario optimizar múltiples objetivos simultáneamente.

2.2.1.1 Método de ponderación [59].

En el método de ponderación se resuelve el problema

$$\begin{array}{ll} \text{Minimizar} & \sum_{i=1}^k w_i f_i(x) \\ \text{Sujeto a} & x \in S \end{array} \quad (2)$$

donde

$$w_i \geq 0 \text{ para todo } i = 1, \dots, k \text{ y generalmente, } \sum_{i=1}^k w_i = 1.$$

La solución de (2) será el óptimo de Pareto si tenemos $w_i > 0$ para todo $i = 1, \dots, k$, o si la solución es única.

El método de ponderación se puede utilizar como un método a posteriori, donde no se definen los pesos para generar diferentes soluciones óptimas de Pareto y luego el diseñador selecciona la más satisfactoria. Por otra parte, el diseñador puede especificar los pesos previamente y en ese caso se utiliza el método como un método a priori.

2.2.1.2 Método de las ϵ -restricciones [59].

En el método de las ϵ -restricciones, una de las funciones objetivo es seleccionado para ser optimizada y las demás se convierten en restricciones y el problema queda de la forma.

$$\begin{aligned} & \text{Minimizar} && f_l(x) \\ & \text{Sujeto a} && f_j(x) \leq \varepsilon_j \quad \text{para todo } j = 1, \dots, k, j \neq l \\ & && x \in S \end{aligned} \tag{3}$$

Donde $l \in \{1, \dots, k\}$ y ε_j son los límites superiores de los objetivos ($j \neq l$).

En cuanto a optimización se refiere, se puede demostrar que la solución del problema (3) siempre es un óptimo de Pareto débil. Por otro lado, se puede demostrar que $x^* \in S$ es un óptimo de Pareto si y sólo si se resuelve (3) para cada $l = 1, \dots, k$, donde $\varepsilon_j = f_j(x^*)$ para $j = 1, \dots, k, j \neq l$. Además, se puede demostrar que una solución única de (3) es un óptimo de Pareto para cualquier límite superior. En otras palabras, para garantizar el óptimo de Pareto se deben resolver los k diferentes problemas (lo cual aumenta el coste computacional), u obtener una solución única (que no es necesariamente fácil de comprobar).

El método puede ser utilizado como un método a posteriori, alterando de diversas formas los límites superiores para obtener diferentes soluciones óptimas de Pareto. La información sobre los rangos de las funciones objetivo en el conjunto óptimo de Pareto es útil en la alteración de los límites superiores. Por otro lado, es posible utilizar el método de una manera a priori, pidiendo al diseñador que especifique la función a optimizar y los límites superiores.

2.2.2 Métodos no preferentes [59].

En los métodos no preferentes, las opiniones del diseñador no se tienen en cuenta en el proceso de solución. Así, el problema se resuelve usando algún método relativamente sencillo y la idea es encontrar una solución de compromiso normalmente en el centro del conjunto óptimo de Pareto porque no hay ninguna información preferencial disponible para dirigir el proceso de solución de otra manera. Estos métodos son adecuados para situaciones donde el diseñador no tiene expectativas especiales con respecto a la solución.

2.2.2.1 Método de criterio global [59].

En el método de criterio global, se busca reducir al mínimo la distancia entre un punto de referencia conveniente en el espacio objetivo y la región objetivo factible. El diseñador selecciona el punto de referencia y una elección natural se establece como el vector objetivo ideal. Por ejemplo, se puede usar la L_p -métrica o Chebyshev la métrica (también conocido como el L_∞ -métrica) para medir la distancia hasta el objetivo ideal de vectores z^* o el vector objetivo utópico z^{**} (Ver definición en el Prefacio) y entonces tenemos que resolver el problema.

$$\begin{aligned} \text{Minimizar} \quad & \left(\sum_{i=1}^k |f_i(x) - z_i^*|^p \right)^{1/p} \\ \text{Sujeto a} \quad & x \in S \end{aligned} \quad (4)$$

Donde el exponente $1/p$ se puede eliminar o

$$\begin{aligned} \text{Minimizar} \quad & \text{Max}_{i=1, \dots, k} [|f_i(x) - z_i^*|] \\ \text{Sujeto a} \quad & x \in S \end{aligned} \quad (5)$$

Se debe tener en cuenta que si se conoce el real vector objetivo ideal, se pueden ignorar los signos de valor absoluto porque la diferencia es siempre positiva.

La elección de la métrica de distancia afecta a la solución obtenida, por lo cual se puede demostrar que la solución de (4) es un óptimo de Pareto y la solución de (5) es un óptimo de Pareto débil, sin embargo, esta última puede ser un óptimo de Pareto si es una respuesta única.

Si las funciones objetivo tienen magnitudes diferentes, el método funciona correctamente sólo si las funciones objetivo se escalan de forma uniforme, y se utiliza una escala sin dimensiones.

2.2.2.2 Solución de compromiso neutral [59].

Otra forma sencilla de generar una solución sin la participación del diseñador, es la utilización de una solución de compromiso neutral. La idea es proyectar un punto situado

"en algún lugar en medio" de los rangos de los valores objetivo en el conjunto de óptimos de Pareto para convertirlo en factible. La solución es un óptimo de Pareto débil.

2.2.3 Métodos a posteriori [59].

Los métodos a posteriori se pueden denominar los métodos para la generación de soluciones óptimas de Pareto, debido a que generalmente tienen un infinito número de soluciones óptimas de Pareto. Lo que se pretende es generar una representación del conjunto óptimo de Pareto y presentarlo al diseñador, el cual selecciona dentro del conjunto la solución más satisfactoria como la definitiva. La idea es que una vez que el diseñador ha visto un panorama general de las diferentes soluciones óptimas de Pareto, es más fácil seleccionar la preferida. El inconveniente aquí es que el proceso de generación es generalmente costoso computacionalmente y a veces, bastante difícil. Por otro lado, puede ser difícil para el diseñador el tomar una decisión sobre un conjunto grande de alternativas. En este caso es importante la forma de representar y mostrar las alternativas al diseñador de una manera ilustrativa. Trazar los vectores objetivo en un plano es una forma natural de mostrarlos en el caso de tener dos objetivos. En ese caso, el conjunto óptimo de Pareto se puede generar de forma paramétrica.

2.2.3.1 Método de la métrica ponderada [59].

En el método de medición ponderada, se generaliza la idea del método de criterio global donde se reduce al mínimo la distancia entre un punto de referencia y la región objetivo factible. La diferencia consiste en que se pueden producir soluciones diferentes mediante la ponderación de los indicadores. El criterio ponderado es también llamado a veces programación compromiso.

Una vez más, la solución obtenida depende en gran proporción de la medida de distancia utilizada. Para $1 \leq p < \infty$, se tiene un problema del tipo.

$$\begin{aligned} & \text{Minimizar} && \left(\sum_{i=1}^k w_i (f_i(x) - z_i^*)^p \right)^{1/p} \\ & \text{Sujeto a} && x \in S \end{aligned} \tag{6}$$

En cuanto a optimización se refiere, la solución de (6) es el óptimo de Pareto, si la solución es única o todos los pesos son positivos. Por otro lado, se necesita la convexidad del problema para poder encontrar todas las soluciones óptimas de Pareto a partir de (6), mediante la alteración de los pesos.

2.2.3.2 Funciones de escalarización [59].

Estas funciones se basan en un punto de referencia arbitrario $\bar{z} \in R^k$ y la idea es proyectar el punto de referencia que consta de unos niveles de aspiración deseables sobre el conjunto de soluciones óptimas de Pareto. Diferentes soluciones óptimas de Pareto se pueden producir con diferentes puntos de referencia. La diferencia con el método anterior (es decir, el método de medición ponderada) es que no se utiliza una medida de distancia y el punto de referencia no tiene que ser fijado como el vector objetivo ideal o utópico. Debido a estas características, las soluciones de óptimo de Pareto se obtienen sin importar el punto de referencia que se seleccione en el espacio objetivo.

2.2.3.3 Métodos de Aproximación [59].

Durante años, muchos métodos han sido desarrollados para realizar una aproximación al conjunto de soluciones óptimas de Pareto. Aquí no entran en sus detalles. Un estudio de estos métodos se da en (Ruzika y Wiecek, 2005). Otros algoritmos de aproximación (no incluido aquí) se introducen en (Lotov et al., 2004).

2.2.4 Métodos a priori [59].

En los métodos a priori, el diseñador debe especificar su información de preferencias (por ejemplo, en forma de aspiraciones u opiniones) antes del proceso de solución. Si la solución obtenida es satisfactoria, el diseñador no tiene que invertir mucho tiempo en el proceso de solución. Sin embargo y por desgracia, el diseñador no necesariamente sabe de antemano lo que es posible alcanzar en el problema y el grado de realismo de acuerdo con sus expectativas. En este caso, el diseñador puede estar en desacuerdo con la solución obtenida y puede estar dispuesto a cambiar la información de su preferencia. Como ya se mencionó, los métodos básicos presentados anteriormente se pueden utilizar como métodos a priori. También es posible utilizar la función de escalarización como un método

a priori donde el diseñador especifica el punto de referencia y se genera la solución óptima de Pareto más cercana a él. Aquí se describen brevemente otros tres métodos.

2.2.4.1 Método de la función de utilidad [59].

El método de la función de utilidad es un método excelente, si el diseñador necesita conocer una formulación matemática explícita para la función de utilidad y si esa función puede capturar y representar todas sus preferencias.

Debido a que la función de utilidad ofrece una ordenación completa en el espacio objetivo,

la mejor solución óptima de Pareto se encuentra de esta manera. Por desgracia, puede ser difícil, si no imposible, conseguir la expresión matemática de v . Por otro lado, la función de utilidad puede ser difícil de optimizar debido a su naturaleza complicada. Finalmente, incluso si fuera posible que el diseñador pudiera expresar sus preferencias a nivel global como una función de utilidad, la estructura de preferencias resultante puede ser muy simple ya que las funciones de utilidad no pueden representar intransitividad o incomparabilidad. En otras palabras, las preferencias del diseñador debe cumplir ciertas condiciones (como preferencias consistentes) para que una función de utilidad pueda ser definida por ellos.

2.2.4.2 Ordenamiento lexicográfico [59].

En el ordenamiento lexicográfico, el diseñador debe organizar las funciones objetivo de acuerdo con su importancia absoluta. Después de la ordenación, la función objetivo más importante se minimiza sujeta a las restricciones originales. Si este problema tiene una solución única, se considera el final y se detiene el proceso de solución. De lo contrario, la segunda función objetivo más importante se reduce al mínimo, pero ahora se introduce una nueva restricción para garantizar que la función objetivo más importante conserve su valor óptimo. Si este problema tiene una solución única, el proceso de solución se detiene, de lo contrario el proceso continúa como antes. (Hay que añadir que computacionalmente no es trivial comprobar la unicidad de soluciones, por eso, el siguiente problema debe ser resuelto sólo para estar seguro y si el siguiente problema tiene una solución única, significa que el problema fue computacionalmente mal condicionado, como se explicó anteriormente).

El método es bastante sencillo y se puede decir que la gente suele tomar decisiones sucesivamente. Sin embargo, el diseñador puede tener dificultades en la especificación de un orden absoluto de importancia. Además, el método es bastante tosco y es muy probable que el proceso se detenga antes que las funciones objetivo menos importantes sean tomadas en consideración. Esto significa que todos los objetivos que fueron considerados relevantes al formular el problema, no se tienen en cuenta en absoluto y esto es cuestionable.

2.2.4.3 Programación por Metas [59].

En la programación por metas, al diseñador se le pide que especifique los niveles de aspiración z ($i = 1, \dots, k$) para las funciones objetivo. Entonces, las desviaciones de estos niveles de aspiración se minimizan. Una función objetivo junto con un nivel de aspiración referencia como una meta. Para problemas de minimización, los objetivos son de la forma $f_i(x) \leq z_i$ y los niveles de aspiración se supone que son seleccionados para que no se puedan lograr al mismo tiempo. Después que las metas se han formado, las desviaciones $\delta_i = \max [0, f_i(x) - z_i]$ de los valores de la función objetivo se minimizan.

El planteamiento de optimización a través de la programación por metas, se expresa de la siguiente forma.

$$\begin{aligned}
 & \text{Minimizar} && \sum_{i=1}^k w_i \delta_i \\
 & \text{Sujeto a} && f_i(x) - \delta_i \leq \bar{z}_i \quad \text{para todo } i = 1, \dots, k \\
 & && \delta_i \geq 0 \quad \text{para todo } i = 1, \dots, k \\
 & && x \in S
 \end{aligned} \tag{7}$$

2.2.4.4 Resumen [59].

En esta sección se resumen algunas de las propiedades de los métodos discutidos hasta ahora y se ofrece una colección de diferentes propiedades en la figura 17.

Se presta atención a la clase de método que se puede tener en cuenta, así como las propiedades de las soluciones obtenidas. En algunas conexiones, se usa la notación (X) para indicar que la declaración o la propiedad es cierta en los supuestos mencionados al describir el método.

	Método de ponderación	Método de e-restricción	Método del criterio global	Método de la solución de compromiso neutral	Método de la métrica ponderada	Método de las funciones de escalarización	Método de la función de valor	Método del ordenamiento lexicográfico	Método de la Programación por Metas
Método no preferente			X	X					
Método a priori	X	X				X	X	X	X
Método a posteriori	X	X			X	X			
Puede encontrar cualquier solución óptima de Pareto		X			(X)	X			X
Siempre se llega a la solución óptima de Pareto	(X)	(X)	(X)	(X)	(X)	(X)	X	X	
Tipo de información preferente	X								(X)
• Pesos									
• Límites		X							
• Punto de referencia						X			X
• Función de valor							X		
• Ordenamiento lexicográfico								X	(X)

Figura 17. Resumen de las características de los métodos descritos.

Tomado de [59].

2.3 Técnicas de búsqueda.

Para realizar la búsqueda de los óptimos de Pareto se utilizan diversas técnicas, de las cuales se mencionan algunas que son de las más utilizadas en la actualidad.

2.3.1 Algoritmos genéticos [60].

Los algoritmos genéticos son métodos adaptativos que pueden ser utilizados para resolver problemas de búsqueda y optimización, en los que dado un problema, al conjunto de todas las soluciones posibles se le denomina espacio del problema o el espacio de búsqueda.

Un algoritmo de búsqueda es un procedimiento para encontrar la mejor solución (o la más útil) en el espacio del problema (o espacio de búsqueda). En la mayoría de los casos la búsqueda es también una optimización.

Los algoritmos genéticos fueron inspirados en la teoría de la evolución de Charles Darwin (la supervivencia del más apto), fueron inventados por John Holland en la década de 1960 y fueron desarrollados por Holland y sus estudiantes y colegas de la Universidad de Michigan en la década de 1960 y 1970. El objetivo original de no fue el diseño de algoritmos para resolver problemas específicos, sino más bien el estudiar formalmente el fenómeno de la adaptación como ocurre en la naturaleza y el desarrollo de las formas en que los mecanismos de adaptación natural podrían ser importados a los sistemas informáticos. En 1975 el libro "Adaptation in Natural and Artificial Systems", presentó el algoritmo genético como una abstracción de la evolución biológica y le dio un marco teórico para la adaptación en los AG.

El algoritmo genético mantiene una población de individuos (se denomina individuo a un vector que tiene "n" componentes, donde "n" es el número de variables que se desea conocer), entiéndase $P(t)$, para una generación t , donde cada individuo representa una potencial solución al problema considerado.

Cada individuo es evaluado para tener una medida de su aptitud y algunos individuos sufren varias transformaciones por medio de operaciones genéticas para formar nuevos individuos. Existen dos tipos de transformaciones: mutación, la cual crea nuevos individuos realizando cambios en un solo individuo, y cruzamientos, los cuales crean nuevos individuos combinando partes de dos individuos. Nuevos individuos, llamados crías $C(t)$, entonces son evaluados. Una nueva población se forma por la selección de los individuos más aptos de entre la población de Padres y de la población de crías. Después de varias operaciones, el algoritmo converge hacia el mejor individuo, lo cual con un poco de suerte representa una solución óptima o subóptimo al problema. En la figura 18 se

muestra un diagrama de flujo donde se muestra el procedimiento general que se sigue en la aplicación de la técnica de los AGs.

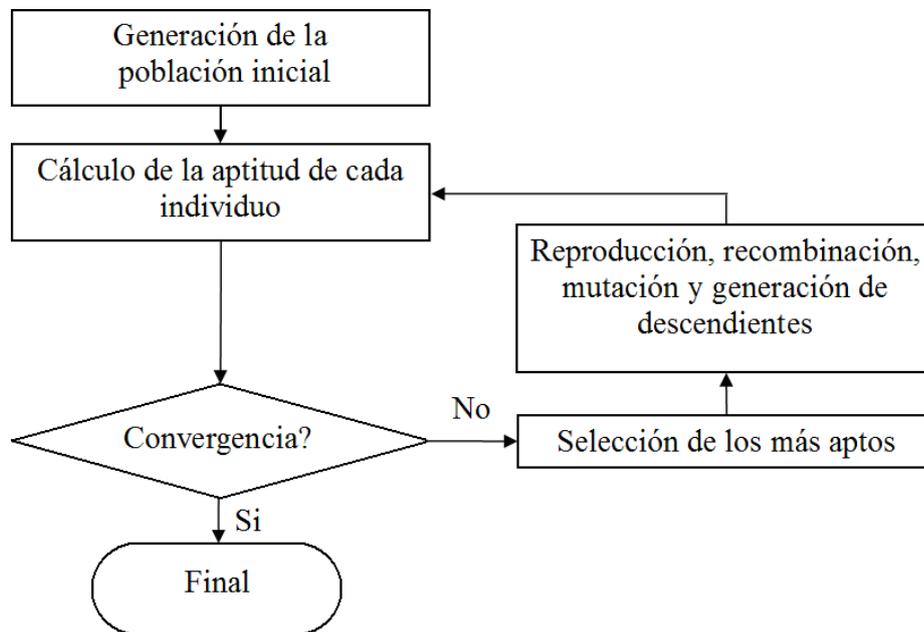


Figura 18. Diagrama de flujo del procedimiento para la aplicación de AG.
Tomado de [59].

El principal inconveniente que tienen los algoritmos genéticos es que requieren de una función o funciones objetivo para realizar la optimización y no en todos los casos es posible obtener esa o esas funciones con la suficiente precisión que garantice que el valor óptimo obtenido, sea el verdadero óptimo global. Otro problema se presenta en la selección o generación de la población inicial, puesto que para ello se utilizan técnicas que hacen la elección al azar y esto podría llevar a elegir unos individuos que no son los más aptos y en consecuencia el proceso de búsqueda no conduciría al óptimo. Los métodos que más utilizados para la generación de la población inicial son los siguientes.

2.3.1.1 Rueda de ruleta.

[61] El método consiste en crear una ruleta con los individuos presentes en una generación. Cada individuo tendrá una porción de esa ruleta mayor o menor en función a la puntuación de aptitud que tenga cada uno. Se hace girar la ruleta y se selecciona el individuo en el que se detiene la ruleta. Obviamente el individuo con mayor aptitud saldrá con mayor probabilidad. En caso de que las probabilidades difieran mucho, este método de

selección dará problemas puesto que si un individuo tiene un 90% de posibilidades de ser seleccionado, el resto apenas saldrá lo que reduciría la diversidad genética. Además, existe la posibilidad que sea seleccionado un individuo que sea menos apto que los otros y esto puede suceder varias veces por lo cual se podría obtener una solución que no sería la óptima. Este método es utilizado en las referencias [61], [62] y [63].

2.3.1.2 Torneo de selección.

[64] En este método dos individuos se seleccionan al azar de la población inicial, donde el mejor se duplica en la siguiente generación. Este proceso se repite hasta que los individuos alcanzan un tamaño de población específica.

De nuevo se tiene un procedimiento al azar que podría elegir individuos que no sean los más aptos y en consecuencia no se llegaría a obtener una solución óptima del problema. Este método es utilizado en la referencia [64].

2.3.1.3 Elitismo.

[65] El método consiste en dividir la población de cada generación, en una serie de grupos individuales. Luego los individuos con mayor aptitud en cada grupo se seleccionan como representantes de la élite para establecer una nueva población. A continuación, las diferentes poblaciones generadas se cruzan y mutan entre sí para obtener una nueva generación.

El inconveniente radica en que se pueden desestimar individuos de un grupo que tengan mejor aptitud que individuos clasificados en otro grupo, por lo cual se pueden producir las siguientes generaciones con individuos que no sean los más aptos. Este método es utilizado en las referencias [65] - [67].

2.3.1.4 Kriging.

[68] Kriging es un método estadístico cuyo objetivo kriging es estimar el valor de una función real desconocida, f , en un punto, x^* , teniendo en cuenta los valores de la función en otros puntos, x_1, \dots, x_n . Para ello supone que el parámetro que se interpola puede ser tratado como una variable regionalizada. Una variable regionalizada es el intermedio entre

una variable verdaderamente aleatoria y una variable completamente determinista, ya que varía de manera continua de un lugar al siguiente y por lo tanto los puntos que están cerca entre sí tienen un cierto grado de correlación espacial, pero los puntos que están ampliamente separados son estadísticamente independientes.

Entre las desventajas del Kriging, se pueden mencionar: funciona muy bien cuando se tienen datos dispersos, es útil cuando se tiene gran cantidad de datos, pero la mayor desventaja del kriging es que se exige cálculos numéricos intensivos, por lo que su ejecución se hace notablemente lenta. En el artículo [68] se emplea en la técnica de búsqueda de Kriging.

2.3.1.5 Otras técnicas de generación de poblaciones iniciales.

En los artículos [69] - [77] se emplean técnicas que no son definidas, pero que se basan en la generación al azar de la población inicial. Finalmente, en el artículo [78], luego de generar la población inicial, se recurre a la división aleatoria de la misma en dos grupos, para evaluar la aptitud de los individuos, realizar la recombinación y luego realizar una nueva división aleatoria de la nueva población.

Al igual que en los casos anteriores, los procesos aleatorios utilizados, pueden conducir a procesos en los cuales no se pueden obtener los óptimos globales.

2.3.2 Enjambre de partículas.

[79] En 1995, Kennedy y Eberhart introdujo por primera vez PSO, que es un algoritmo de optimización estocástica que imita el comportamiento de los animales en el proceso de comunicación del grupo. El intercambio de información entre la población del grupo, conocido como un enjambre, ayudando al grupo a determinar rápidamente una "mejor" solución cada vez que un miembro del enjambre, conocido como una partícula, "descubre"

un mejor camino hacia el objetivo. El diagrama de flujo del algoritmo PSO se muestra en la figura. 19.

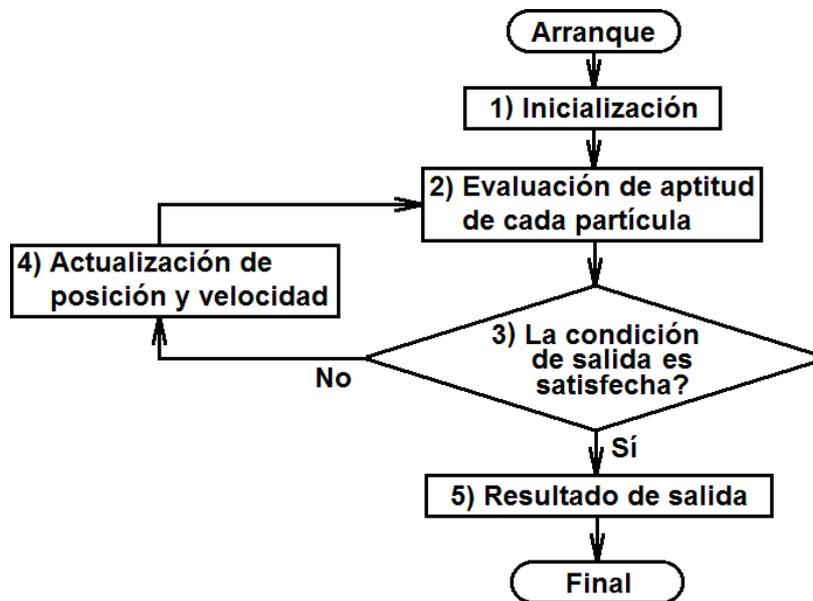


Figura 19. Diagrama de flujo del procedimiento para la aplicación de PSO.
Tomado de [82].

Los detalles de cada etapa son las siguientes:

- 1) La inicialización. En este paso, todos los parámetros a optimizar son inicializados. La posición y la velocidad de cada partícula se asignan al azar en el espacio de búsqueda se fijan en el valor máximo permitido.
- 2) Evaluación de aptitud de cada partícula. Para cada paso, la aptitud o el rendimiento de cada partícula se calcula. Si el nuevo valor calculado es mejor que el actual, se actualiza por el nuevo valor calculado, si es mejor que las mejores posiciones globales, entonces la mejor posición global se reemplaza con la mejor posición de la partícula.
- 3) La condición de salida. Si la actual posición global satisface la condición de la salida deseada, es decir, la posición global es menor que el criterio de mínimo error o bien el algoritmo alcanza el máximo de iteración, entonces se va al paso 5. De lo contrario, se va al paso 4.

- 4) Posición y velocidad de actualización. La posición y la velocidad de cada partícula se actualizan de acuerdo con (6). Si la posición actualizada y las partículas de la velocidad se terminó fuera del espacio de búsqueda, sus valores se establecen en las fronteras, es decir, al valor máximo o mínimo.
- 5) Resultado de la salida. La mejor solución del proceso de optimización, es la salida de este paso.

De nuevo en este caso se tiene inconveniente que la velocidad y la posición de las partículas se asigna al azar, por lo cual se corre el riesgo de llegar a una solución que no sea la óptima.

Los trabajos descritos en las referencias [79] a [85], utilizan el método de enjambre de partículas para llegar al óptimo.

2.3.3 Redes neuronales.

Las redes neuronales son herramientas que buscan imitar el funcionamiento del cerebro humano donde se presentan procesos de captación de los estímulos externos, luego se presenta un aprendizaje y posteriormente la memorización, por ello son muy útiles para predecir los comportamientos que se pueden presentar en procesos de ingeniería, similar a lo que realizan los humanos con los procesos de aprendizaje a partir de los cuales pueden predecir algunos resultados basados en la experiencia.

En los artículos [86] a [91] se emplean las redes neuronales dentro de los procesos de optimización, pero se utilizan en conjunto con cualquier tipo de técnica de búsqueda, porque las redes neuronales son útiles para realizar la predicción del comportamiento de alguna variable y por sí sola no establece un valor óptimo dentro de un proceso de optimización.

Por ejemplo en la referencia [86] se utiliza una combinación de redes neuronales con el método estadístico de Taguchi. En la referencia [87] se usan las redes neuronales para predecir la velocidad de un motor, para realimentar un sistema de control que hace los ajustes necesarios para mantener la velocidad en los valores deseados. En la referencia [88]

se usan las redes neuronales para predecir la forma de onda que toma la fuerza de diente ante variaciones de la forma de la ranura y de la longitud del entrehierro de un motor lineal, luego se elige los valores que corresponden a la fuerza de diente que tiene menor amplitud. En la referencia [89] se usan las redes neuronales para predecir el factor de potencia que se obtiene ante las variaciones de las dimensiones de las ranuras de un motor lineal y posteriormente se eligen los valores que estén por encima del 76% para buscar entre ellos el óptimo. En la referencia [90] se usan las redes neuronales para predecir el flujo magnético en el entrehierro para luego calcular las pérdidas y por consiguiente la eficiencia de un motor. En la referencia [91] se usan las redes neuronales en combinación con un método de búsqueda por enjambre de partículas.

2.3.4 Hooke - Jeeves.

Es una técnica de búsqueda que se aplica para hallar óptimos locales y para poder hallar el óptimo global [92], debe combinarse con otras técnicas como las estrategias evolutivas, o en su defecto, debe aplicarse en repetidas ocasiones la búsqueda por Hooke-Jeeves, para asegurarse que se encuentran todos los óptimos para luego elegir el global [93]. En las referencias [92] - [97] se utiliza la técnica de Hooke-Jeeves para el proceso de optimización.

2.3.5 Analítico.

En las referencias [99] - [121] se realiza la optimización a partir de modelos analíticos que son evaluados para todo el rango de las variables a optimizar y luego se elige de los resultados obtenidos, el óptimo global.

Capítulo 3

Planteamiento del problema

Como se ha mencionado, los PMLSMs presentan diversos problemas que afectan su comportamiento dinámico, especialmente el rizado en el empuje. Para poder corregir o atenuar su efecto, es necesario entender el funcionamiento del PMLSM y el mecanismo de formación del rizado y de las fuerzas de diente.

Principio de funcionamiento de los PMLSMs.

Los PMLSMs tienen dos componentes mecánicos o piezas, el estator y el deslizador, en una de las piezas se ubican los devanados de la excitación que se alimentan con una tensión alterna trifásica que produce un campo magnético móvil; a este elemento se le llama armadura. En el otro elemento se ubican los imanes, y se le denomina sistema de excitación de campo.

Existe una serie de ecuaciones que representan las características más importantes del PMLSM y que se describen a continuación. [6]

Velocidad del deslizador.

Teniendo en cuenta lo mencionado en el ítem 1.3.2, el motor lineal se puede desarrollar a partir de un motor rotativo y por ello se puede deducir la velocidad lineal del PMLSM a

partir de la velocidad tangencial de un motor síncrono rotativo puesto que son equivalentes, por lo cual se hará el planteamiento a partir de esta definición

$$v_t = v_s = \omega_m \cdot r \quad (8)$$

Donde

$v_t = v_s$ Velocidad tangencial en el motor rotativo, equivalente a la velocidad síncrona lineal en el PMLSM.

ω_m Velocidad angular mecánica en el motor rotativo.

r Radio exterior del rotor del motor rotativo.

La relación entre el ángulo eléctrico θ_e y el ángulo mecánico θ_m en un motor eléctrico es.

$$\theta_e = p\theta_m \quad (9)$$

Donde p es el número de pares de polos del motor.

Si se deriva (9) con respecto al tiempo, se obtiene

$$\omega_e = p\omega_m \quad (10)$$

Despejando ω_m y reemplazándola en (8)

$$v_s = \frac{\omega_e}{p} r \quad (11)$$

El número de polos en la circunferencia del motor es

$$2p = \frac{2\pi r}{\tau} \quad (12)$$

Donde τ es el paso polar en la excitación.

Despejando p y reemplazándolo en (11), se tiene

$$v_s = \frac{\omega_e \tau}{\pi r} r = \frac{\omega_e \tau}{\pi} \quad (13)$$

Teniendo en cuenta que

$$\omega_e = 2\pi f \quad (14)$$

Entonces, la velocidad tangencial de un motor síncrono rotativo que es igual a la velocidad del deslizador del PMLSM, estará definida por la ecuación

$$v = v_s = 2f\tau = \frac{\omega}{\pi} \tau \quad (15)$$

Donde

f : Frecuencia de la fuente de alimentación en corriente alterna de la armadura.

Como se puede observar, la velocidad del deslizador de un PMLSM sólo depende de la frecuencia de la fuente de alimentación y del paso polar y no depende del número de polos $2p$.

Fuerza electromotriz inducida.

La fuerza electromotriz inducida (FEM) en vacío, en una fase del devanado de la armadura producida por el flujo de excitación de los imanes Φ_f , es:

$$E_f = \pi\sqrt{2}fN_l k_{wl} \Phi_f \quad (16)$$

Donde N_l es el número de espiras de la armadura y por fase, k_{wl} es el coeficiente del devanado de armadura.

El armónico fundamental de la inducción magnética de la excitación es:

$$\Phi_{f1} = L_t \int_0^\tau B_{mg1} \text{sen}\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx = \frac{2}{\pi} \tau L_t B_{mg1} \quad (17)$$

Similarmente, la tensión inducida E_{ad} por el flujo de reacción de armadura en el eje d , Φ_{ad} , y la tensión inducida E_{aq} por el flujo de reacción de armadura en el eje q , Φ_{aq} , son:

$$E_{ad} = \pi\sqrt{2}fN_1k_{wl}\Phi_{ad} \quad (18)$$

$$E_{aq} = \pi\sqrt{2}fN_1k_{wl}\Phi_{aq} \quad (19)$$

Las FEM E_f , E_{ad} , E_{aq} y los flujos magnéticos Φ_f , Φ_{ad} y Φ_{aq} son usados en la construcción de los diagramas fasoriales y los circuitos equivalentes.

La FEM E_i por fase tomando en cuenta la reacción de armadura es:

$$E_i = \pi\sqrt{2}fN_1k_{wl}\Phi_g \quad (20)$$

Donde Φ_g es el flujo magnético en el entrehierro bajo carga, es decir, el flujo magnético resultante incluyendo el efecto del flujo magnético de la reacción de armadura. En vacío la corriente de armadura es muy pequeña y por tanto $\Phi_g \approx \Phi_f$.

Si se incluye la saturación del circuito magnético

$$E_i = 4\sigma_f fN_1k_{wl}\Phi_g \quad (21)$$

El factor de forma σ_f de las FEM, depende de la saturación magnética de los dientes de la armadura, es decir, la suma de las caídas de potencial magnético en la culata, el entrehierro y los dientes, dividido por la caída de potencial magnético en el entrehierro.

Para construir el diagrama fasorial del PMLSM, es necesario tener en cuenta si la corriente de fase está adelantada ó atrasada con respecto a la tensión de línea, puesto que esto definirá la condición de operación del motor.

Si la corriente está atrasada, se dice que el motor está sub-excitado y tiene un comportamiento inductivo, es decir, consume potencia reactiva de la red donde está

conectado. Si por el contrario la corriente está adelantada, el motor tendrá un comportamiento capacitivo y entregará potencia reactiva a la red.

En la figura 20, se muestran los diagramas fasoriales de un PMLSM sub-excitado y sobre-excitado.

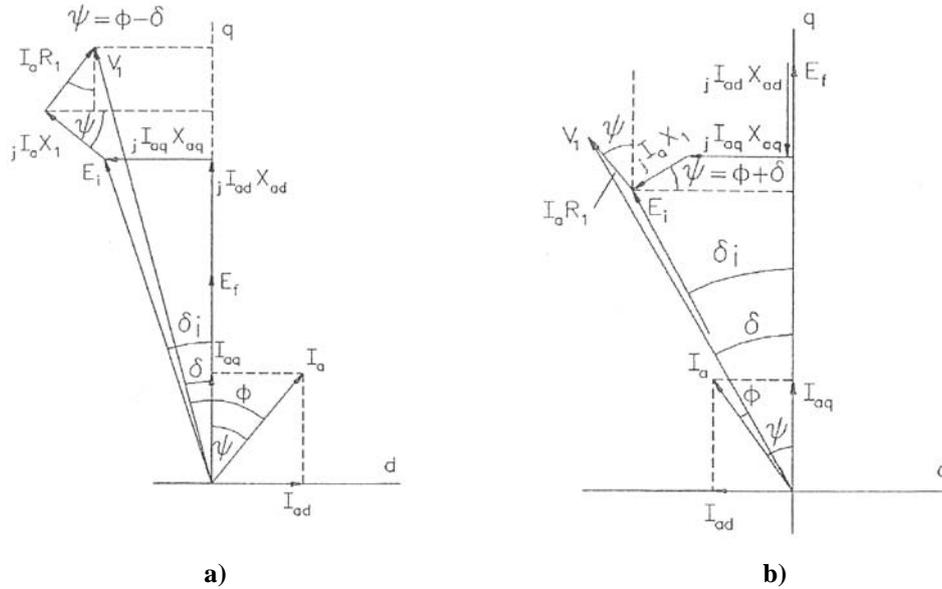


Figura 20. Diagramas fasoriales de un PMLSM.
a) Sub-excitado b) Sobre-excitado
 Tomado de: [7]

Potencia electromagnética y empuje.

A partir del diagrama fasorial de la figura 19 a), se pueden deducir las siguientes ecuaciones: numeración coherente de las figuras en todo el documento.

$$\begin{aligned}
 V_1 \text{sen} \delta &= -I_{ad} R_1 + I_{aq} X_{sq} \\
 V_1 \text{cos} \delta &= I_{aq} R_1 + I_{ad} X_{sd} + E_f
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

De los diagramas fasoriales de la figura 19, se puede observar un ángulo entre la FEM E_f y la tensión de fase en los bornes de la máquina (δ), es claro que dicho ángulo depende de las caídas de tensión producidas en la resistencia y la reactancia del devanado de la armadura y a su vez, éstas caídas de tensión dependen de la corriente de carga I_a , de tal

modo que si la corriente es igual a cero (carga nula), el ángulo δ también será cero y por tanto $E_f = V_l$. Es por ello que a δ se le denomina el ángulo de carga del PMLSM.

Ahora bien, las corrientes en eje directo y cuadratura se obtienen resolviendo el conjunto de ecuaciones de la ecuación (22) y se expresan como

$$\begin{aligned} I_{ad} &= \frac{V_l (X_{sq} \cos \delta - R_l \text{sen} \delta) - E_f X_{sq}}{X_{sd} X_{sq} + R_l^2} \\ I_{aq} &= \frac{V_l (R_l \cos \delta + X_{sd} \text{sen} \delta) - E_f R_l}{X_{sd} X_{sq} + R_l^2} \end{aligned} \quad (23)$$

La corriente eficaz de la armadura expresada en función de V_l , E_f , X_{sd} , X_{sq} , δ y R_l , es:

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{I_{ad}^2 + I_{aq}^2} = \frac{V_l (X_{sq} \cos \delta - R_l \text{sen} \delta)}{X_{sd} X_{sq} + R_l^2} \times \\ &\sqrt{\left[(X_{sq} \cos \delta - R_l \text{sen} \delta) - E_f X_{sq} \right]^2 + \left[(R_l \cos \delta + X_{sd} \text{sen} \delta) - E_f R_l \right]^2} \end{aligned} \quad (24)$$

La potencia de entrada también se puede deducir de la figura 7.

$$P_{in} = m_l V_l I_a \cos \phi = m_l V_l (I_{aq} \cos \delta - I_{ad} \text{sen} \delta) \quad (25)$$

Reemplazando (22) en (25)

$$\begin{aligned} P_{in} &= m_l \left[I_{aq} E_f + I_{ad} I_{aq} X_{sd} + I_{aq}^2 R_l - I_{ad} I_{aq} X_{sq} + I_{ad}^2 R_l \right] \\ &= m_l \left[I_{aq} E_f + R_l I_a^2 + I_{ad} I_{aq} (X_{sd} - X_{sq}) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

Puesto que las pérdidas en el núcleo de la armadura han sido despreciadas, la potencia electromagnética es la potencia del motor menos las pérdidas en el devanado de la armadura.

$$\Delta P_{lw} = m_l I_a^2 R_l = m_l (I_{ad}^2 + I_{aq}^2) R_l \quad (27)$$

$$P_{elm} = P_{in} - \Delta P_{Iw} = m_1 \left[I_{aq} E_f + I_{ad} I_{aq} (X_{sd} - X_{sq}) \right] \quad (28)$$

Por lo cual

$$P_{elm} = \frac{m_1 \left[V_1 (R_l \cos \delta + X_{sd} \text{sen} \delta) - E_f R_l \right]}{(X_{sd} X_{sq} + R_l^2)^2} \times \left[V_1 (X_{sd} \cos \delta - R_l \text{sen} \delta) (X_{sd} - X_{sq}) + E_f (X_{sd} X_{sq} + R_l^2) - E_f X_{sq} (X_{sd} - X_{sq}) \right] \quad (29)$$

Tomando $R_l=0$, la ecuación (22) se simplifica de la siguiente forma

$$P_{elm} = m_1 \left[\frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \text{sen} \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \text{sen} 2\delta \right] \quad (30)$$

En el caso de motores pequeños, la resistencia R_l es grande y comparable con las reactancias X_{sd} y X_{sq} , por lo cual la ecuación (29) es aplicable para este tipo de motores. En cambio los motores grandes tienen devanados con resistencias pequeñas y en estos casos se puede utilizar la ecuación (30) para calcular la potencia electromagnética.

Si se quiere determinar el empuje electromagnético desarrollado por un PMLSM, entonces se parte de la siguiente expresión:

$$F_{dx} = \frac{P_{elm}}{v_s} \quad (31)$$

Despreciando la resistencia de la armadura ($R_l=0$)

$$F_{dx} = \frac{m_1}{v_s} \left[\frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \text{sen} \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \text{sen} 2\delta \right] \quad (32)$$

De la ecuación (32) se deduce que el empuje electromagnético tiene dos componentes

$$F_{dx} = F_{dx_sinc} + F_{dx_rel} \quad (33)$$

Donde el primer término

$$F_{dx_sinc} = \frac{m_1}{v_s} \frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \text{sen} \delta \quad (34)$$

Representa el empuje síncrono y es función de la tensión de entrada y de la *fem* de excitación, además tiene una variación sinusoidal con respecto al ángulo de carga δ .

El segundo término

$$F_{dx} = \frac{m_1 V_1^2}{2v_s} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \text{sen} 2\delta \quad (35)$$

Representa el empuje de reluctancia y depende solamente de la tensión de entrada y existe aún si la máquina no está excitada ($E_f=0$), siempre y cuando $X_{sd} \neq X_{sq}$. Este empuje también varía sinusoidalmente con respecto al ángulo de carga δ , pero tiene el doble de la frecuencia del empuje síncrono.

En la figura 21, se representan las curvas de los empujes síncrono, de reluctancia y resultante de un PMLSM de polos salientes.

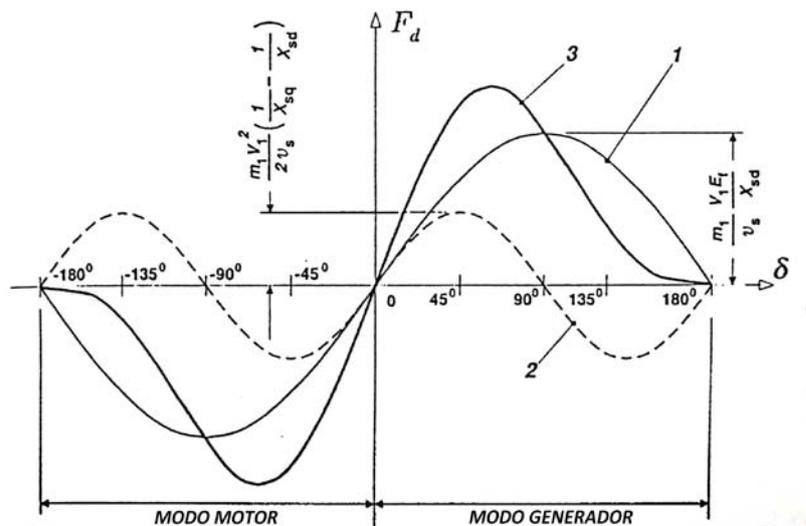


Figura 21. Diagrama de los empujes en un PMLSM.

Tomado de: [6]

La proporción entre X_{sd} y X_{sq} , afecta fuertemente la forma de las curvas 2 y 3 de la figura 20, de modo que en motores donde $X_{sd} \approx X_{sq}$ y la saturación magnética es despreciable

$$F_{dx} \approx F_{dx_sinc} \approx \frac{m_1}{v_s} \frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \text{sen} \delta \quad (36)$$

Rizado en el empuje de un PMLSM.

El rizado en el empuje de los PMLSM es un efecto en forma de oscilación o variación en el tiempo, que se presenta en el empuje electromagnético. Este efecto es indeseable, puesto que produce vibraciones, ruido y además hace que sea muy difícil determinar la posición del deslizador en cada instante de tiempo y por consiguiente se complica mucho el diseño y operación del sistema de control.

En general se ha encontrado que el rizado en el empuje se debe a la presencia de dos tipos de fuerzas que se adicionan al empuje electromagnético del motor; ellas son:

Fuerzas por armónicos en el empuje de reluctancia.

Es la denominada fuerza de diente, que en inglés se le conoce como “cogging force” y es debida a la presencia de ranuras en la armadura, que en el caso de los PMLSMs normalmente son mucho más abiertas que en los motores rotativos.

En forma más detallada, la fuerza de diente se produce por la interacción de los imanes permanentes y la estructura de material magnético de la armadura, es así como los bordes de los imanes de la excitación tratan de alinearse con los bordes de los dientes de la armadura, generando así una fuerza que es llamada fuerza de diente la cual tiene componentes perpendicular y longitudinal. En ésta tesis, la componente que se desea analizar es la longitudinal porque es la que afecta el empuje y ayuda a producir el rizado en el mismo. La figura 22 muestra un esquema de cómo la fuerza de diente trata de llevar al imán permanente hasta la posición de alineamiento con el diente de la armadura, para así lograr una situación de mínima reluctancia en el circuito magnético.

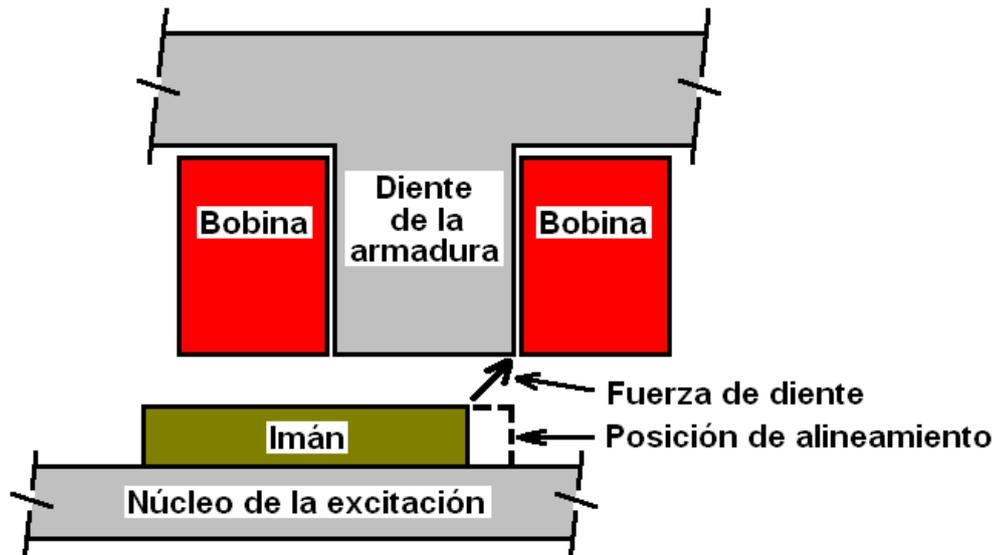


Figura 22. Esquema de la fuerza de diente que se presenta en un PMLSM.

La fuerza de diente depende únicamente de la estructura física del PMLSM y es independiente de la alimentación del motor, por lo cual existe aún en el caso que no se haya excitado el motor y tiene una variación periódica con respecto a la posición del deslizador. La figura 23 muestra la gráfica típica de la fuerza de diente obtenida en un PMLSM.

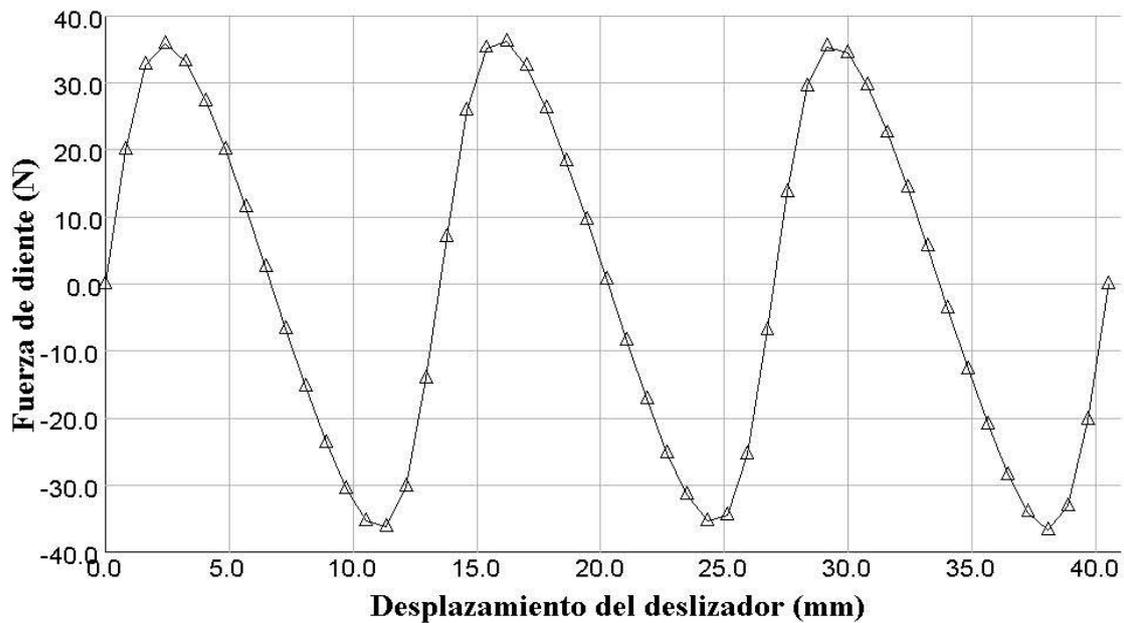


Figura 23. Fuerza de diente en un PMLSM.

La fuerza de diente puede ser calculada mediante el método de la variación de la energía con respecto a la posición del deslizador, mediante la siguiente expresión:

$$F = \frac{\partial W}{\partial X} \quad (37)$$

Donde

$$W = \frac{1}{2} \phi^2 \mathfrak{R} \quad (38)$$

En el caso de los motores, se busca que el flujo magnético en el entrehierro sea constante para mantener una potencia también constante; por lo tanto, la variación de la energía se produciría solamente por una variación de la reluctancia con respecto a la posición del deslizador. Así pues, la expresión (37) queda así.

$$F = \frac{1}{2} \phi^2 \frac{\partial \mathfrak{R}}{\partial X} \quad (39)$$

Teniendo en cuenta este planteamiento, una forma de minimizar el efecto de la fuerza de diente sobre el empuje electromagnético, consiste en diseñar el PMLSM de tal forma que la variación de la reluctancia con respecto a la posición sea mínima y esto se logra usando un ancho de los imanes optimizado con respecto al número de dientes de la armadura ó utilizando la técnica de inclinación de los imanes. Otras técnicas utilizadas consisten en utilizar ranuras semicerradas, inclinar las ranuras, cambiar el ancho de los imanes o desplazando los mismos.

En este trabajo de tesis, se han modelado cuatro topologías de PMLSMs que cuentan con una optimización del ancho de los imanes, por lo cual, la variación de la reluctancia es mínima y por tanto, la fuerza de diente es casi despreciable.

Fuerzas por armónicos en el empuje síncrono.

Estas fuerzas se producen por la presencia de armónicos en la forma de onda de la inducción magnética, las cuales a su vez se producen por la presencia de asimetrías o cambios en el circuito magnético tanto en la armadura como en la excitación. Estas asimetrías son debidas por ejemplo, a la presencia de ranuras en la armadura y la presencia de imanes en la excitación, a la forma geométrica de esos imanes y a los efectos de borde.

Existen fundamentalmente dos tipos de fuerzas que influyen en los armónicos del empuje síncrono de un PMLSM:

Fuerzas por efecto de borde.

Se deben a la longitud finita de los núcleos magnéticos del estator y del deslizador, los cuales introducen efectos de borde en la distribución del campo magnético, pero en el caso en que el deslizador tiene una longitud muy inferior a la del estator, como es el caso de los motores analizados en esta tesis, el efecto de borde sobre el rizado no es muy significativo, puesto que el borde de la excitación en la mayor parte del recorrido está muy lejos del borde de la armadura y sólo será significativo cuando la armadura se acerque a uno de los extremos de la excitación. Por ese motivo no se tratará el tema de los efectos de borde en este trabajo de tesis.

Fuerzas por los armónicos en la inducción magnética.

Estas fuerzas se producen por los armónicos contenidos en la forma de onda de la *f.m.m.* en el entrehierro, y dichos armónicos a su vez se deben a la forma no sinusoidal y por tanto a los armónicos de la inducción magnética en el entrehierro, lo cual es originado en gran parte por la forma geométrica de los imanes permanentes que generalmente son rectangulares y a la presencia de las ranuras en la armadura. La figura 24 muestra las formas de onda de la inducción magnética en el entrehierro de un PMLSM de bobinado concentrado.

Para calcular las fuerzas de rizado en el empuje que son debidas a los armónicos de la inducción magnética, se puede recurrir al tensor de esfuerzos de Maxwell. En este caso se puede seguir el procedimiento propuesto en [9] - [10], modificándolo para ser aplicado en un PMLSM.

A continuación se presentará el procedimiento planteado en las referencias mencionadas, el cual fue aplicado a un motor rotativo donde se indica que la fuerza total de un cuerpo rígido ubicado en un campo electromagnético se puede calcular integrando el esfuerzo magnético en una superficie cerrada alrededor del cuerpo y de ese modo, el esfuerzo magnético o la fuerza por unidad de superficie es dada por la expresión.

$$\vec{t}_m = \left(\vec{n} \cdot \frac{\vec{B}}{\mu_0} \right) \cdot \vec{B} - \vec{n} \frac{1}{2} \frac{|B|^2}{\mu_0} \quad (40)$$

Donde

\vec{t} : fuerza por unidad de superficie.

\vec{n} : vector unitario perpendicular a la superficie.

\vec{B} : vector de inducción magnética sobre la superficie del cuerpo.

El vector de esfuerzo de la ecuación (40), tiene dos componentes; una que está en la misma dirección del vector de inducción magnética y otra que es perpendicular a la superficie y si se toma en cuenta la topología de un motor rotatorio, como lo plantean los autores, se tiene que el vector n está orientado en una dirección radial por lo cual se puede decir que corresponde con un vector de unidad longitudinal en esa dirección.

$$\vec{n} = \vec{a}_r \quad (41)$$

A su vez, el vector de inducción magnética tiene dos componentes, una radial y otra tangencial que pueden ser escritas de la siguiente forma

$$\vec{B} = B_r \vec{a}_r + B_\theta \vec{a}_\theta \quad (42)$$

En un PMLSM se deberán tener en cuenta las inducciones magnéticas en sentido transversal (B_y) y en sentido longitudinal (B_x) al movimiento del deslizador, tal como aparecen en la figura 23.

Regresando al análisis del motor rotativo, sustituyendo (41) y (42) en (40) y simplificando, se obtiene

$$\vec{i}_m = \frac{1}{\mu_0} \left(B_r^2 - \frac{1}{2} \bar{B}^2 \right) \cdot \vec{a}_r + \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \vec{a}_\theta \quad (43)$$

Para hallar la fuerza de diente en la dirección del movimiento del rotor, se debe realizar una integral de superficie sobre la componente longitudinal del vector de esfuerzo.

Si se asume que el campo es uniforme en la profundidad del motor y que está confinado en el núcleo de la armadura, entonces la integral de superficie se reduce a una integral de línea multiplicada por la profundidad del motor.

$$T = \frac{1}{\mu_0} l_a r^2 \int_0^{2\pi} B_{sr}(r, \theta, \alpha) B_{s\theta}(r, \theta, \alpha) d\theta \quad (44)$$

Para obtener las componentes perpendicular y longitudinal de la inducción magnética es necesario realizar una descomposición en series de Fourier de las señales mostradas en la figura 23. Así, la ecuación (44) a resolver queda de la siguiente manera.

$$\begin{aligned} T_c(\alpha) = & \frac{1}{\mu_0} l_a r^2 \left\{ \lambda_0^2 \sum_n \sum_k B_{rn} B_{\theta k} \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \times \sin[kp(\theta - \alpha)] d\theta \right. \\ & + \lambda_0 \sum_n \sum_k \sum_h B_{rn} B_{\theta k} \lambda_{ah} \times \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \sin[kp(\theta - \alpha)] \times \cos(hQ_s \theta) d\theta \\ & - \lambda_0 \sum_n \sum_k \sum_h B_{rn} B_{rk} \lambda_{bh} \\ & \quad \times \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \cos[kp(\theta - \alpha)] \times \sin(hQ_s \theta) d\theta \\ & \left. + \lambda_0 \sum_n \sum_k \sum_h B_{rn} B_{\theta k} \lambda_{am} \times \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \sin[kp(\theta - \alpha)] \times \cos(mQ_s \theta) d\theta \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \lambda_0 \sum_n \sum_k \sum_h B_{\theta n} B_{\theta k} \lambda_{bm} \times \int_0^{2\pi} \sin[np(\theta - \alpha)] \sin[kp(\theta - \alpha)] \times \sin(mQ_s \theta) d\theta \\
& + \sum_n \sum_k \sum_m \sum_h B_{rn} B_{\theta k} \lambda_{am} \lambda_{ah} \times \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \sin[kp(\theta - \alpha)] \times \cos(mQ_s \theta) \cos(hQ_s \theta) d\theta \\
& + \sum_n \sum_k \sum_m \sum_h B_{\theta n} B_{\theta k} \lambda_{bm} \lambda_{ah} \times \int_0^{2\pi} \sin[np(\theta - \alpha)] \sin[kp(\theta - \alpha)] \times \sin(mQ_s \theta) \cos(hQ_s \theta) d\theta \\
& - \sum_n \sum_k \sum_m \sum_h B_{rn} B_{rk} \lambda_{am} \lambda_{bh} \times \int_0^{2\pi} \cos[np(\theta - \alpha)] \cos[kp(\theta - \alpha)] \times \cos(mQ_s \theta) \sin(hQ_s \theta) d\theta \\
& - \sum_n \sum_k \sum_m \sum_h B_{\theta n} B_{rk} \lambda_{bm} \lambda_{bh} \times \int_0^{2\pi} \sin[np(\theta - \alpha)] \cos[kp(\theta - \alpha)] \\
& \quad \times \sin(mQ_s \theta) \sin(hQ_s \theta) d\theta \} \tag{45}
\end{aligned}$$

Donde

$T_c(\alpha)$: Par de diente en el sentido tangencial de rotación del motor.

l_a : Profundidad del motor.

r : Radio de la superficie de integración.

θ : Desplazamiento angular del rotor.

α : Posición angular del rotor.

Q_s : Número de ranuras en la armadura.

λ_a, λ_b : Componentes real e imaginaria de la permeancia en el entrehierro.

Como ya se indicó, esta metodología desarrollada para un motor rotativo se podría adaptar para obtener las fuerzas de diente en cambio del par de diente ($T_c(\alpha)$). Para lograrlo, se debe encontrar la relación en función de parámetros propios de un motor lineal como el desplazamiento en sentido longitudinal del deslizador en cambio del desplazamiento angular (θ) y la posición lineal del deslizador en cambio de la posición angular del rotor (α).

Como es evidente, es complejo obtener una solución por medio de esta metodología, pero los autores de la referencia [9] indican que han desarrollado métodos numéricos por medio de los cuales obtienen excelentes resultados para realizar el mapa de las inducciones magnéticas en el entrehierro, aunque en el cálculo de la fuerza tienen una divergencia con los resultados obtenidos por medio de simulaciones con elementos finitos. Los autores

indican que esto se debe a que en la simulación por elementos finitos, se toman en cuenta las laminaciones de los núcleos de la armadura y la excitación, además de los efectos de saturación en los dientes de la armadura.

En la referencia [9], los autores también indican que la solución por elementos finitos es más precisa que la analítica, lo cual valida la obtención de las fuerzas de diente y de los rizados en el empuje con simulaciones por elementos finitos en esta tesis.

Capítulo 4

Análisis del empuje y de las fuerzas de diente en los PMLSMs mediante software de elementos finitos

Tradicionalmente, el estudio del comportamiento de un dispositivo electromagnético como en el caso de un motor, se realizaba construyendo prototipos a los cuales se les sometía a pruebas o ensayos. Esto implicaba que se debía contar con recursos económicos suficientes para la construcción del motor, además de contar con disponibilidad de laboratorios y equipos especializados para obtener las mediciones necesarias y así poder determinar las características operacionales del dispositivo.

En muchas ocasiones, el prototipo construido no cumplía con las expectativas en cuanto a rendimiento, fiabilidad, operatividad, etc., y es así cómo la inversión hecha en el prototipo podía llegar a perderse o en el mejor de los casos era necesario realizar modificaciones y por supuesto nuevas inversiones de dinero.

En la actualidad se recurre a nuevas técnicas que evitan la construcción de esos costosos prototipos y disminuyen al mínimo las posibilidades de fracaso en las pruebas de los mismos. Estas técnicas se basan en la simulación de los dispositivos mediante modelos que en la mayoría de las ocasiones son desarrolladas por medio de programas especializados de ordenador y que se ha comprobado, arrojan resultados muy precisos y fiables.

En el caso particular de los motores eléctricos, algunos de estos programas utilizan el método de los elementos finitos para realizar las simulaciones y que se trata de un método numérico que se utiliza para simular su comportamiento electrostático, magnetostático o dinámico y que en forma simplificada consiste en discretizar un problema continuo o geometría compleja en trozos o piezas más pequeñas a las cuales se les aplican procedimientos matemáticos para obtener su comportamiento individual. Posteriormente se relacionan los resultados individuales para obtener el comportamiento global.

En este proyecto se utilizaron dos programas de simulación por elementos finitos “OPERA-2D de Vector Fields Ltd®” y “FLUX-3D de Cedrat®”.

Como los modelos simulados incluyen la inclinación de los imanes, es lógico realizar la simulación en 3D, sin embargo para realizar la simulación con el programa OPERA-2D, se aplica una técnica utilizada en [34], [37] y [40], que consiste en dividir la profundidad del PMLSM en capas. En cada capa los imanes se deslizan una distancia con respecto a la anterior capa de tal forma que en el total de capas se obtiene la inclinación total del PM. A continuación se realiza una simulación por cada capa para luego sumar los resultados (superposición), obteniendo así un resultado aproximado al que se obtendría con una simulación en 3D. En la figura 26 se ilustra la forma en que se debe dividir la profundidad de los imanes, para representar la inclinación de ellos.

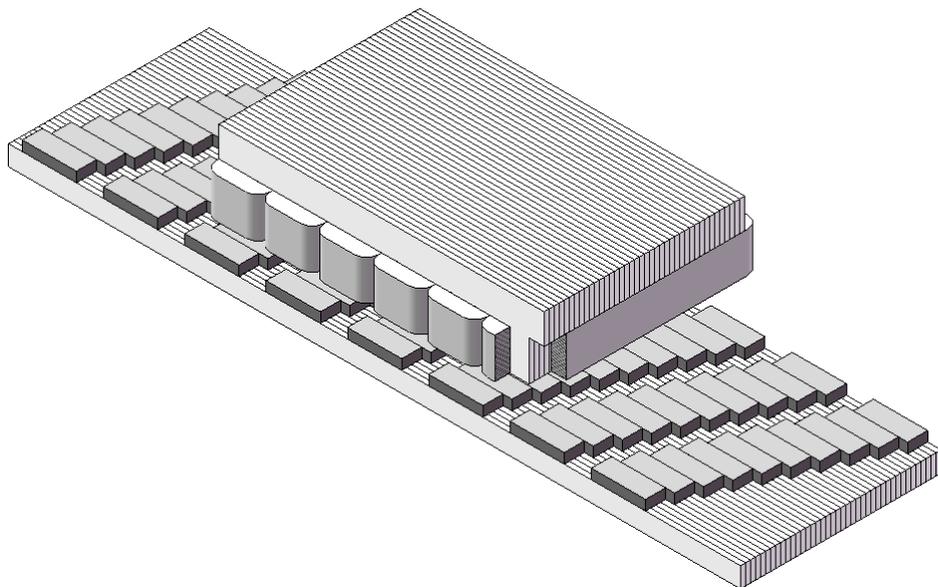


Figura 26. Equivalencia del modelo en 2D para simular la inclinación de los imanes.

Esta técnica se utilizó en los dos motores y para cada uno de los valores de inclinación de los imanes se divide la profundidad del PMLSM en diez capas, lo cual implica que por cada valor de inclinación de los imanes se realizaron diez simulaciones y al ser nueve valores de inclinación, en total se realizaron noventa simulaciones por elementos finitos en 2D.

Como es lógico en 3D no es necesario utilizar la técnica de capas, pero en ambos tipos de simulación, se deben seguir unos pasos o procesos comunes que se relacionan a continuación.

Lo primero que se debe hacer, es definir las topologías a estudiar con todos los datos de dimensiones, materiales, características de los materiales y sistema de alimentación.

En segundo lugar, se realiza el dibujo del modelo mediante la herramienta CAD del programa.

En tercer lugar, se asignan las regiones especificando el tipo de material y se establecen algunos parámetros de dichos materiales como, la permeabilidad de los materiales ferromagnéticos y los imanes, la dirección de magnetización de los imanes y la densidad de corriente por los conductores.

En cuarto lugar, se introducen datos de las curvas de magnetización del material ferromagnético y de los imanes y se elige el tipo de condición de frontera.

En quinto lugar, se define la velocidad del deslizador, los tiempos de simulación y las corrientes en los bobinados.

En sexto lugar, se realiza el mallado del modelo y se procede a realizar la simulación.

Topologías a estudiar.

Para definir las topologías de los PMLSMs que se van a estudiar, es necesario fijar las dimensiones de cada uno de ellos, para así poder dibujarlos utilizando la herramienta CAD que poseen los programas de simulación.

Para el proyecto se eligieron dos topologías diferentes, de las cuales se entregan sus datos y una figura de su apariencia.

Topología 1: De ranuras abiertas, devanado concentrado con paso acortado y excitación con imanes permanentes superficiales.

Esta topología que se muestra en las figuras 27 y 28, tiene una armadura con ranuras abiertas donde se aloja un bobinado trifásico concentrado con paso acortado, es decir, una bobina en cada diente y tiene las siguientes dimensiones:

Armadura

Longitud:	162 mm.
Profundidad:	100 mm.
Altura:	35 mm.
Altura del yugo:	15 mm.
Ancho de la ranura:	15 mm.
Altura de la ranura:	20 mm.
Paso de ranura:	27 mm.
Ancho de diente:	12 mm.

Excitación

Longitud:	324 mm.
Profundidad:	100 mm.
Altura del yugo:	10 mm.
Altura de los imanes:	5 mm.
Ancho de los imanes:	27 mm.
Paso polar:	40,5 mm.
Entrehierro:	1 mm.

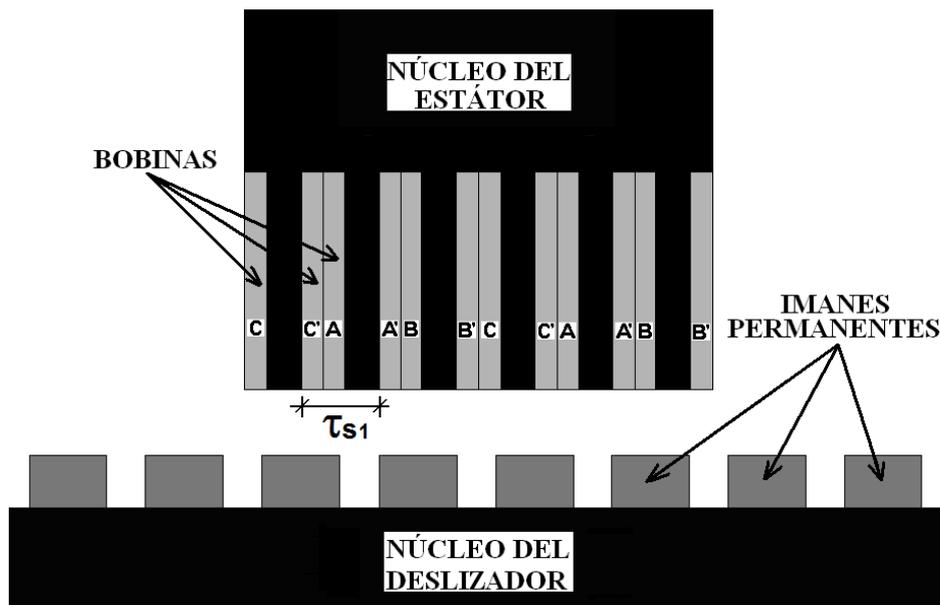


Figura 27. Esquema del PMLSM-1 en vista frontal (Topología 1).

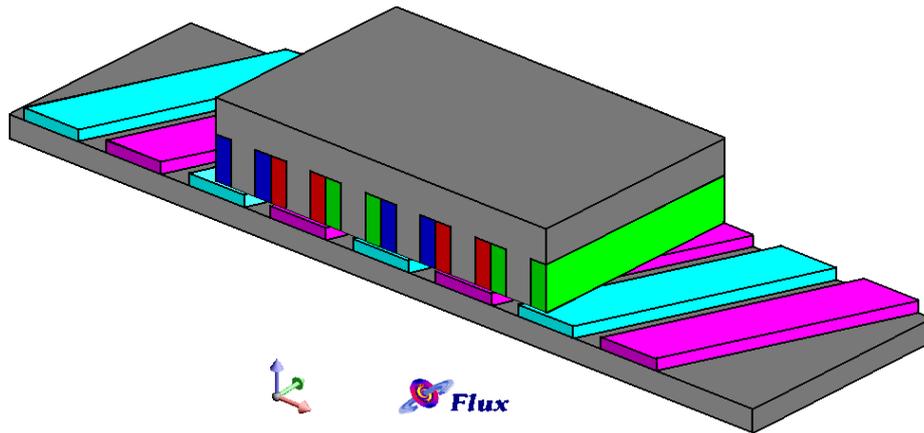


Figura 28. Dibujo en 3D del modelo del PMLSM-1. Para mayor claridad, no se han dibujado las cabezas de bobina.

Topología 2: De ranuras semi-cerradas, devanado concentrado con paso diametral y excitación con imanes permanentes superficiales.

Esta topología tiene una armadura con ranuras semi-cerradas donde se aloja el bobinado y se muestra en las figuras 29 y 30.

La Topología 2 tiene las siguientes dimensiones:

Armadura

Longitud:	162 mm.
Profundidad:	100 mm.
Altura:	37 mm.
Altura del yugo:	15 mm.
Ancho de la ranura:	7,5 mm.
Altura de la ranura:	20 mm.
Abertura de la ranura:	3 mm.
Altura de la abertura de la ranura:	2 mm.
Paso de ranura:	13,5 mm.
Ancho de diente:	6 mm.

Excitación

Longitud:	324 mm.
Profundidad:	100 mm.
Altura del yugo:	10 mm.
Altura de los imanes:	5 mm.
Ancho de los imanes:	27 mm.
Paso polar:	40,5 mm.
Entrehierro:	1 mm.
Número de polos:	8

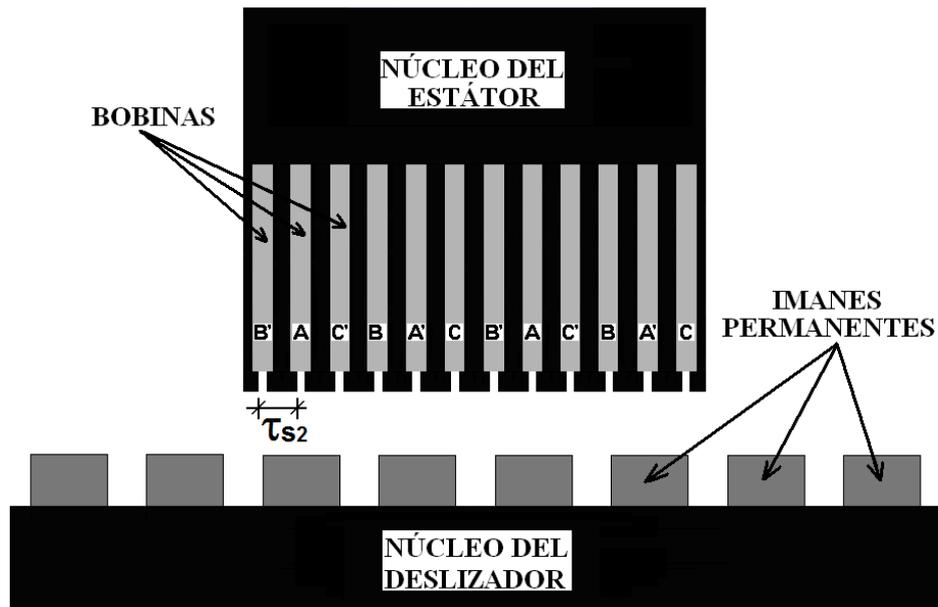


Figura 29. Esquema del PMLSM-2 en vista frontal.

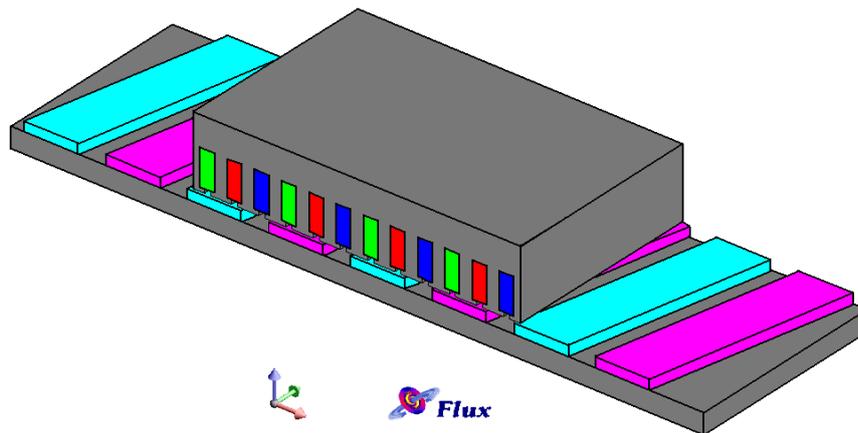


Figura 30. Dibujo en 3D del modelo del PMLSM-2. Para mayor claridad, no se han dibujado las cabezas de bobina.

Valores de inclinación de los imanes permanentes.

Para estudiar el efecto que produce la inclinación de los imanes permanentes (“pole skewing”) sobre el empuje y las fuerzas de diente, se utilizan diez valores de inclinación, que se miden con respecto al paso de ranura en cada uno de los motores (τ_s).

Los valores de inclinación son: $0\tau_s$, $1/4\tau_s$, $1/3\tau_s$, $1/2\tau_s$, $2/3\tau_s$, $3/4\tau_s$, $1\tau_s$, $5/4\tau_s$, $4/3\tau_s$ y $3/2\tau_s$. En la figura 31, se muestra un esquema explicativo de la forma en que se realiza la inclinación de los imanes, donde la línea discontinua representa el imán sin inclinación y la línea continua representa al imán con un valor de inclinación θ que tiene medidas en fracciones de τ_s .

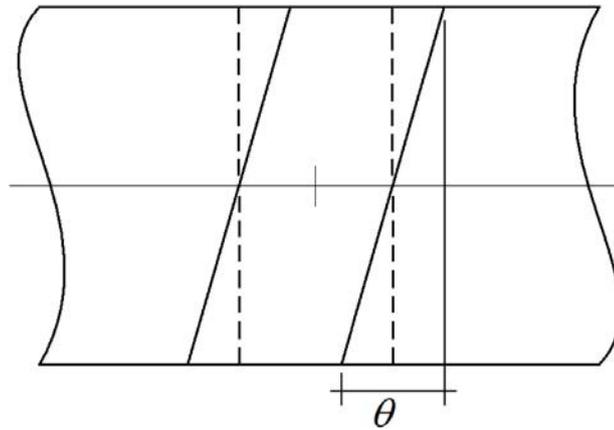


Figura 31. Esquema que muestra la forma en que se determina el valor de inclinación de los imanes.

Asignación de regiones.

El siguiente paso consiste en asignar el tipo de material del que está compuesto cada una de las regiones del modelo a simular, es así como en esta etapa se definen las regiones que corresponden con un material ferromagnético, las que se componen de un material conductor como el cobre, las que contienen los imanes permanentes y la que conforman el espacio libre.

Adicionalmente, en esta etapa también se definen características propias de cada material como son los valores de permeabilidad de materiales como el hierro y los imanes permanentes, la densidad de corriente de los conductores, el ángulo de magnetización de los imanes y en el caso de los conductores, se les definen las ecuaciones de las intensidades que circularán a través de ellos.

A continuación se entrega el resumen de las características definidas para cada material:

Tabla 1. Características de los materiales para las simulaciones en 2D y 3D.

		SIMULACIÓN EN 2D	SIMULACIÓN EN 3D
HIERRO	Permeabilidad relativa	2500 (Constante)	2500 (Inicial)
	Inducción de saturación	-	1,9 T
IMANES	Permeabilidad relativa	1,05	1,05
	Inducción remanente	1,15 T	1,15 T
CONDUCTORES	Permeabilidad relativa	1	1
	Densidad de corriente	8,33 A/mm ²	8,33 A/mm ²

Definición de curvas de magnetización.

Luego de asignar los materiales a las regiones, se definen las características magnéticas del hierro y de los imanes, para ello se deben seleccionar previamente las referencias comerciales del hierro y los imanes a utilizar.

Definición de la curva B-H del material ferromagnético.

En este proyecto se ha considerado utilizar para la simulación en 2D, un hierro con una característica lineal en el primer cuadrante de la curva B-H tomando en cuenta una permeabilidad relativa de 2500. Para ello se introducen parejas de valores B-H en un cuadro de diálogo del programa. Para la simulación en FLUX-3D, se utilizó una característica no lineal con saturación en 1,9 T que se muestra en la figura 32.

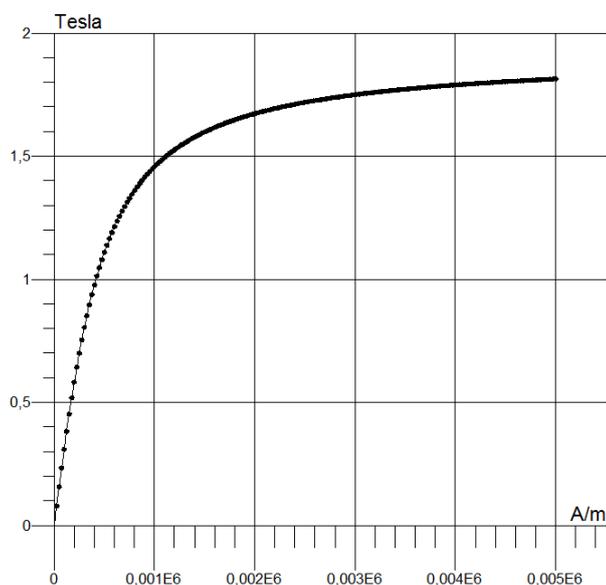


Figura 32. Curva B-H del hierro usado para la simulación en 3D.

Definición de la curva B-H de los imanes permanentes.

En cuanto a los imanes permanentes, se han elegido del tipo de tierras raras, específicamente de Neodimio-Hierro-Boro (NeFeB) cuyas principales características son las de poseer una alta densidad de energía disponible $(BH)_{\max}$ y un coste relativamente bajo para las altas prestaciones que poseen, por lo cual son muy utilizados hoy en día.

Para caracterizarlo en el programa, es necesario obtener los valores de la curva B-H correspondientes al segundo cuadrante, que en líneas generales se aproxima a una recta que intercepta el eje de las ordenadas (B) en el valor de la inducción magnética remanente B_r , y en el eje de las abscisas (H) en el valor de intensidad de campo magnético llamado punto de coercitividad H_c .

Para obtener los valores de B y H que caractericen a los imanes también se recurre a las ecuaciones (46) y (47), teniendo en cuenta que μ_{Fe} ahora será $\mu_{PM} = 1,05$. En las figuras 33 y 34, se presentan las características B-H de los imanes permanentes utilizadas en las simulaciones en 2D y 3D, respectivamente.

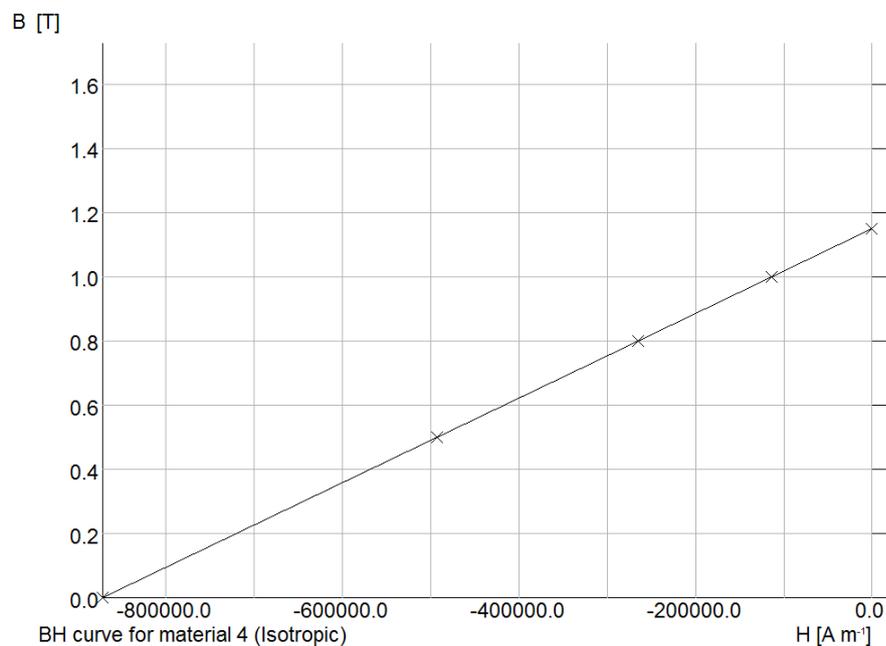


Figura 33. Curva B-H de los imanes usados para la simulación en 2D.

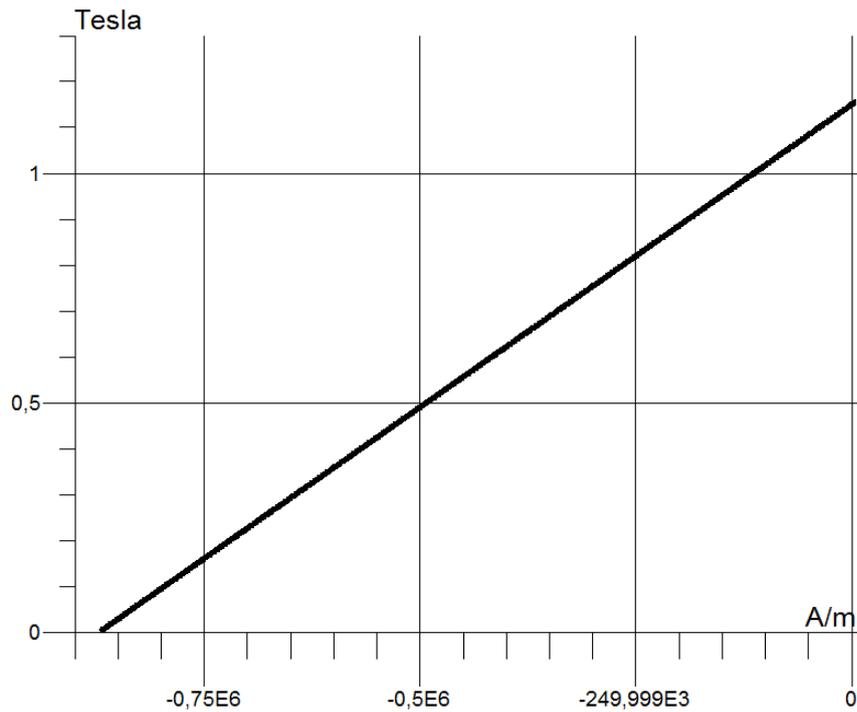


Figura 34. Curva B-H de los imanes usados para la simulación en 3D.

Definición de la velocidad síncrona del deslizador, los tiempos de simulación y las corrientes en los bobinados.

Para definir la velocidad síncrona del deslizador, se recurre a la ecuación (48) y a los datos del paso polar y de la frecuencia de la corriente que circula por los bobinados.

$$v = v_s = 2f\tau = \frac{\omega}{\pi}\tau \quad (48)$$

τ : Paso polar (40,5 mm)

f : Frecuencia de la alimentación trifásica (50 Hz)

Así se obtiene que la velocidad síncrona del deslizador a 50 Hz, es

$$v_s = 4050 \text{ mm/s} \quad (49)$$

Para definir el tiempo total de la simulación, se establece que la misma se realice con un desplazamiento del deslizador en una distancia igual a un paso polar, puesto que el comportamiento del empuje y de las fuerzas de diente, se repite en el siguiente paso polar; esto implica que la duración del movimiento será

$$t = \frac{\tau}{v_s} = \frac{40,5mm}{4050 \text{ mm/s}} \quad (50)$$

En cuanto a los tiempos de los pasos de simulación, se decide realizar 50 pasos por lo cual el tiempo de cada paso será

$$\delta t = \frac{t}{50} = \frac{10ms}{50} = 0,2ms \quad (51)$$

Los desplazamientos del deslizador en cada δt son

$$\delta x = v_s \cdot \delta t = 0,81mm \quad (52)$$

En cuanto a las corrientes que circulan por los bobinados de la armadura del PMLSM, éstas son trifásicas equilibradas y varían cosenoidalmente durante el período de tiempo de la simulación establecido en (50). La expresión general de las corrientes es

$$I(t) = I_{max} \cos(\omega t + \varphi) \quad [A] \quad (53)$$

Donde

I_{max} : Máximo valor que alcanza la corriente en una ranura de una fase de la armadura (1250A). Llamada amplitud.

ω : Frecuencia angular de la corriente ($\omega = 2\pi f = 314,16 \text{ rad/s}$). A la cual se le llama pulsación.

t : Tiempo transcurrido [s].

φ : Ángulo de la corriente de la fase correspondiente. Llamado fase o ángulo de fase, cuyos valores son $\varphi_A = 0^\circ$, $\varphi_B = -120^\circ$ y $\varphi_C = 120^\circ$.

Mallado del modelo.

En el proceso de mallado del modelo se realiza una fragmentación o discretización de cada una de las regiones que conforman el dispositivo a simular, formando los elementos finitos donde se resolverán las ecuaciones de campo.

Los estudios en 2D normalmente utilizan elementos triangulares, aunque en algunos programas de simulación se incluyen elementos de formas diferentes, por ejemplo, se pueden especificar elementos rectangulares para zonas críticas como es el caso del entrehierro de los motores. En el caso del software utilizado, éste emplea elementos triangulares en el mallado y es posible controlar el tamaño de los elementos en cada zona del modelo.

Para los modelos de PMLSM que se simularon, se decide realizar un mallado más fino en la zona del entrehierro porque es allí donde se tiene mayor interés de tener un valor más preciso del flujo magnético, a diferencia de las regiones que rodean al motor donde no es indispensable obtener una precisión alta. Si se elige un mallado fino en todas las regiones el número de nodos y elementos sería muy elevado, lo cual tiene como consecuencia un tiempo demasiado grande en el proceso de simulación y posibilidades de bloqueo o interrupción del mismo, debido a la enorme cantidad de cálculos y datos a procesar que pueden saturar la memoria del ordenador.

Los modelos estudiados fueron mallados con un promedio de 115,000 nodos y 57,000 elementos en la simulación en 2D y 70.000 nodos y 370.000 elementos en la simulación en 3D, que representan un buen parámetro de mallado para obtener resultados fiables en las simulaciones.

En las figuras 35 y 36 se muestran los mallados generados en 2D y 3D de uno de los modelos a simular, donde se aprecia la diferencia en el tamaño de los elementos del mallado en la zona del contorno exterior y de los elementos en la zona del PMLSM, especialmente en el entrehierro.

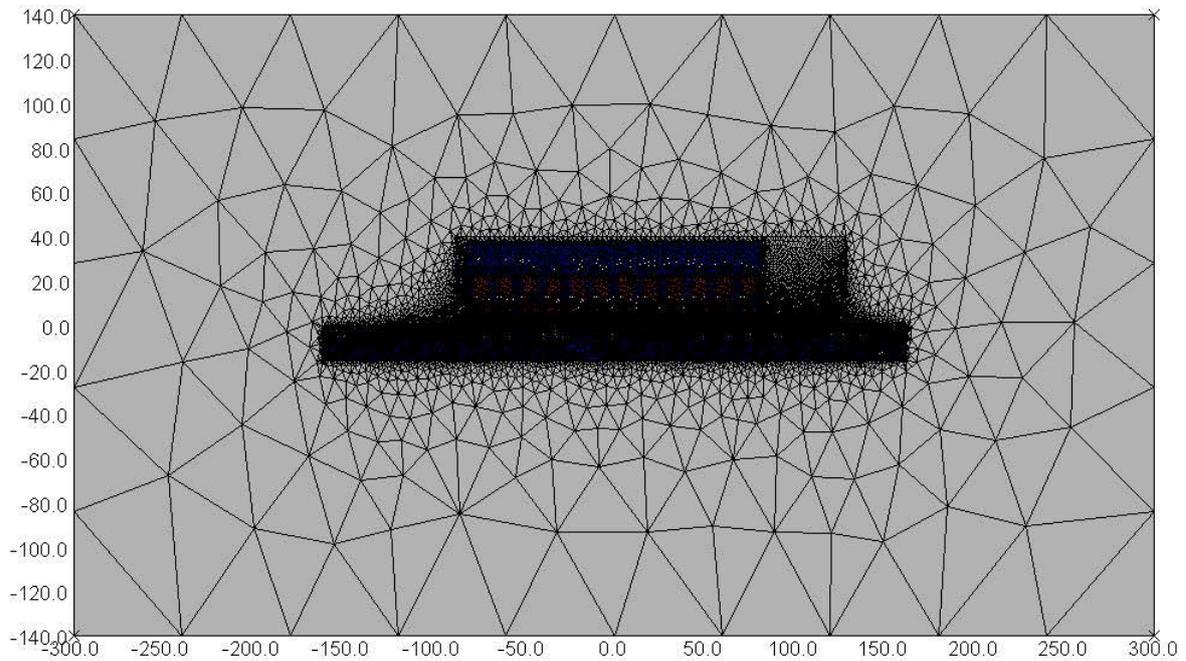


Figura 35. Distribución del mallado en el modelo a simular en 2D.

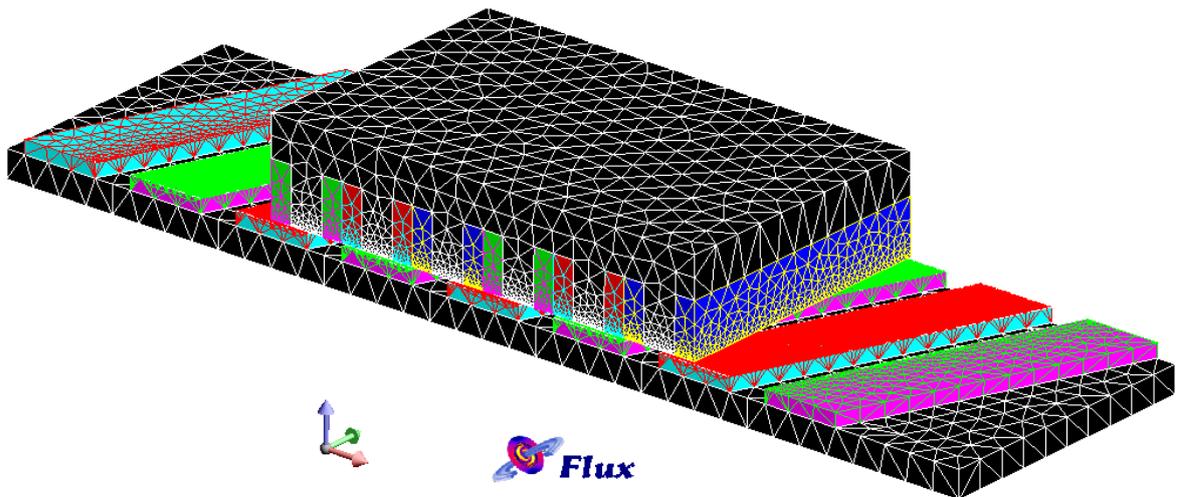


Figura 36. Distribución del mallado en el modelo a simular en 3D.

Ejecución de la simulación y resultados obtenidos.

Una vez se han definido todos los parámetros físicos del modelo de PMLSM, se realizaron las simulaciones de cada topología. Cada simulación en 2D tardó aproximadamente una hora y media en un ordenador con procesador de doble núcleo a 2,13 GHz y una memoria RAM de 2 GB. Las simulaciones en 3D tardaron

aproximadamente seis días para cada motor y cada valor de inclinación, en un ordenador con procesador de cuatro núcleos a 2,5 GHz y una memoria RAM de 6 GB.

Debido a que la longitud de la excitación de los PMLSMs simulados es mayor que la longitud de la armadura, en la simulación se decide aplicar el movimiento a esta última y es por ello que los valores de empuje y de fuerza de diente aparecen con signo negativo; esto no afecta el análisis de los resultados porque los valores en la excitación son idénticos pero con signo positivo.

Es necesario aclarar que los datos de las simulaciones del empuje y las de las fuerzas de diente se entregan en forma separada, puesto que existen diferencias y se desea analizar los dos fenómenos en forma independiente.

Para las simulaciones, los modelos dibujados en los programas de elementos finitos de los dos PMLSMs, sirven tanto para el análisis de empujes como para el de fuerzas de diente. La diferencia entre las dos simulaciones consiste en que la simulación para obtener el empuje, se realiza con las bobinas excitadas y todos los imanes actuando con sus campos magnéticos, en cambio, para realizar la simulación de fuerzas de diente las corrientes que circulan por los bobinados de la armadura deben ser iguales a cero y la simulación se realiza teniendo activados solamente los dos imanes centrales de la excitación, esto con el fin de evitar la distorsión que introduce el efecto de borde por la longitud finita del circuito magnético de la armadura.

Fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-1.

Una de las características de la fuerza de diente es su periodicidad en el tiempo, por lo cual es posible establecer el número de periodos que presentará la señal en el PMLSM para un desplazamiento correspondiente a un paso polar del deslizador, mediante la siguiente expresión. [30]

$$N_p = \frac{Q}{GCD(Q, 2p)} \quad (55)$$

Donde

$2p$: Número de polos bajo la armadura.

Q : Número de ranuras de la armadura

GCD : Máximo común divisor entre Q y $2p$.

En la tabla 2, se indica el número de períodos que tendrán las señales de las fuerzas de diente en cada topología de PMLSM simulada por cada paso polar de desplazamiento.

Tabla 2. Número de períodos de las fuerzas de DIENTE en las armaduras de los PMLSMs .

	PMLSM-1	PMLSM-2
$2p$	4	4
Q	6	12
GCD	2	4
PERIODOS	3	3

En la figuras 37 y 38 se presentan los resultados correspondientes a los empujes en el PMLSM-1 con simulación en 2D y 3D.

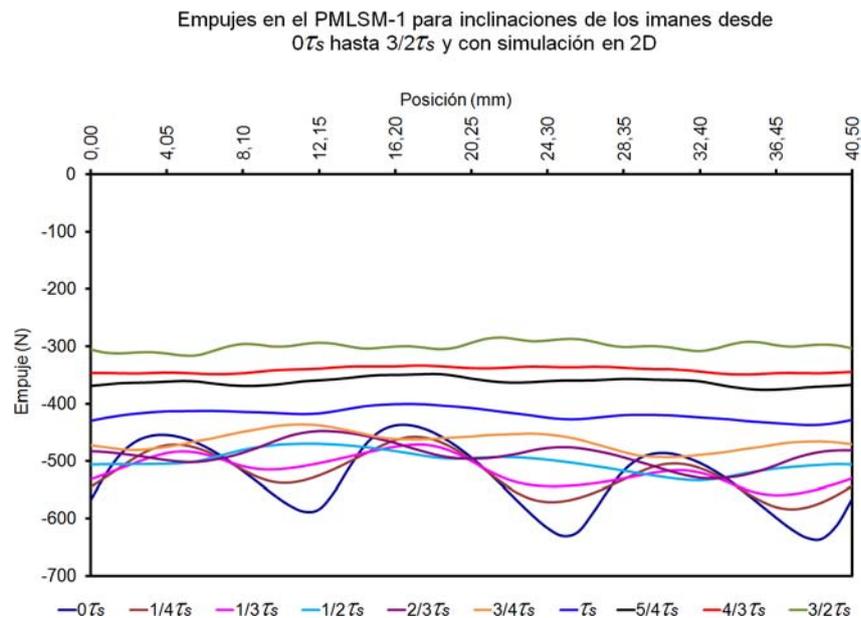


Figura 37. Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

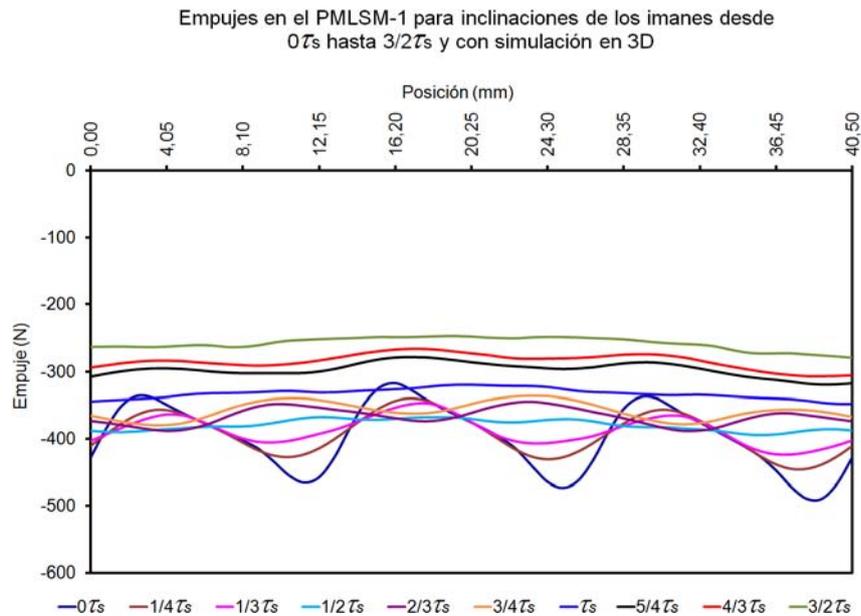


Figura 38. Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.

Observando las figuras 38 y 39 se puede notar como los empujes obtenidos en la simulación en 2D y 3D siguen el mismo patrón de tres periodos de la señal. La gran diferencia se presenta en las magnitudes de los empujes que en la simulación en FLUX-3D son menores que en la simulación en OPERA-2D; esto se explica por el hecho que en 2D se utilizó una característica lineal del hierro, mientras que en el caso de 3D la característica del hierro no es lineal y presenta un valor de inducción magnética de saturación de 1,9 T, por tanto, al presentarse saturación es predecible que el empuje se reduzca.

Como ejemplo se puede mencionar que los empujes en el PMLSM-1 sin inclinación de los imanes y en el instante inicial (posición cero), el valor del empuje en la simulación en 2D es de -567,54 N y de -428,15 N en la simulación en 3D, esto indica que en 3D se presenta una reducción del empuje de un 24,56 % con respecto al empuje en 2D.

En la figuras 39 y 40 se presentan los resultados correspondientes exclusivamente a las fuerzas de diente en el PMLSM-1 con simulación en 2D y 3D. Como se ha indicado con anterioridad, estas fuerzas son obtenidas considerando solamente los dos polos centrales de todos los que se disponen en la excitación.

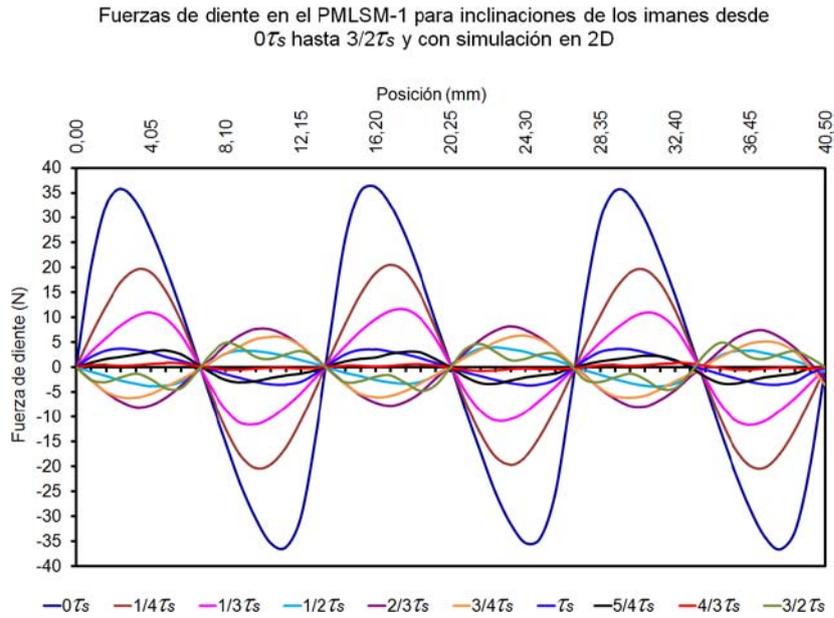


Figura 39. Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

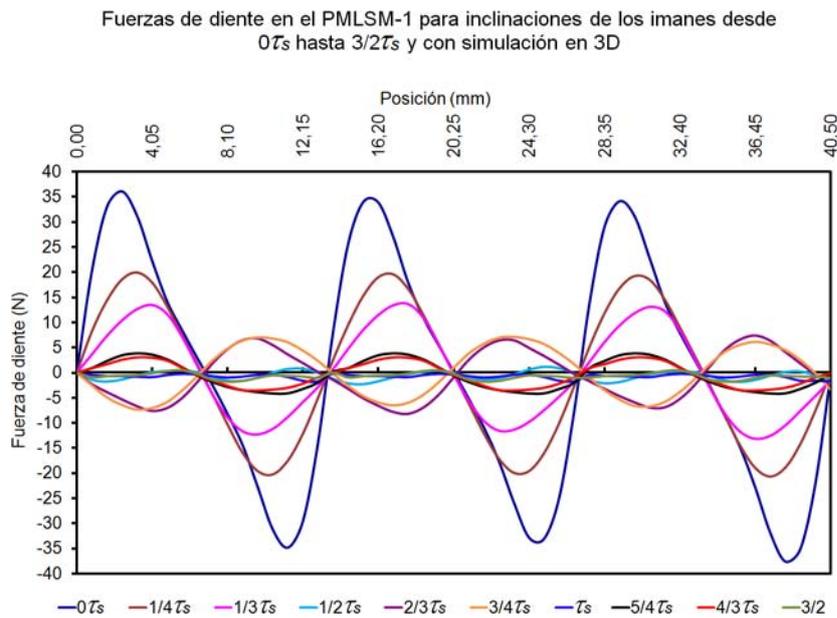


Figura 40. Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.

Al contrario que en los empujes, en las figuras 39 y 40 se observa que las fuerzas de diente son muy similares tanto en la simulación en 2D como en 3D, lo cual se debe a que

los dientes de la armadura son bastante anchos, por ello no se presenta saturación en ninguno de los dos casos y por tanto se obtienen inducciones magnéticas similares en los dos tipos de simulaciones y por consiguiente las fuerzas de diente también son muy similares.

En las figuras 41 y 42 se muestran las gráficas de la inducción magnética en los dientes de la armadura del PMLSM-1 que están frente a los imanes, sin inclinación de los imanes permanentes. Se puede apreciar que las inducciones magnéticas en 2D tienen valores máximos cercanos a 1,6 T y 1,5 T en 3D, por tanto no existe saturación.

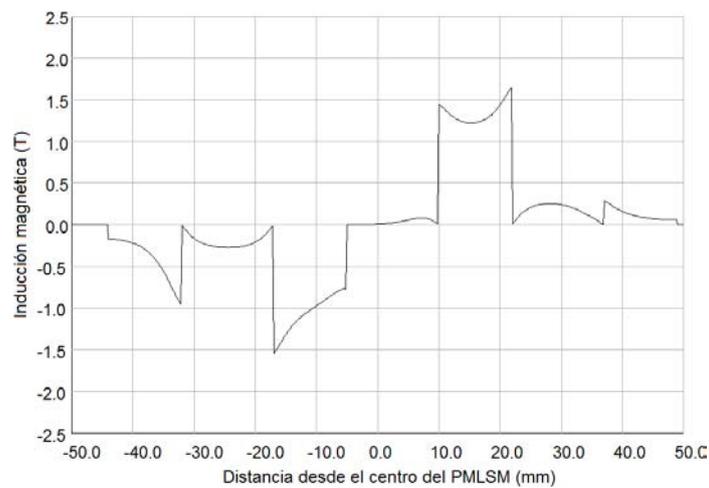


Figura 41. Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-1 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

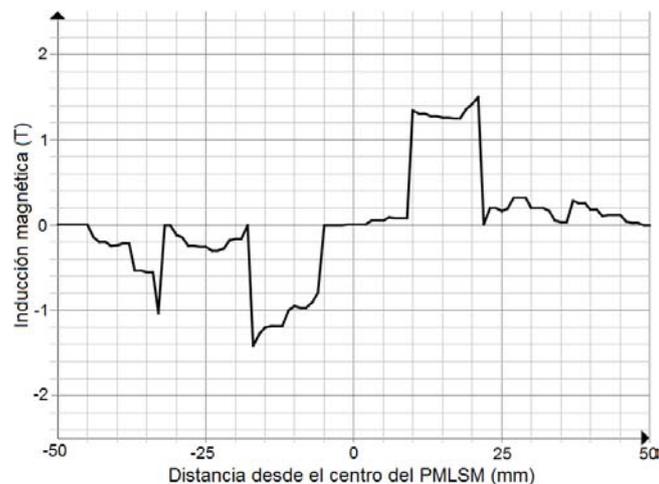


Figura 42. Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-1 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.

Fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-2.

En la figuras 43 y 44 se presentan los resultados correspondientes a los empujes y fuerzas de diente en el PMLSM-2 con simulación en 2D y 3D.

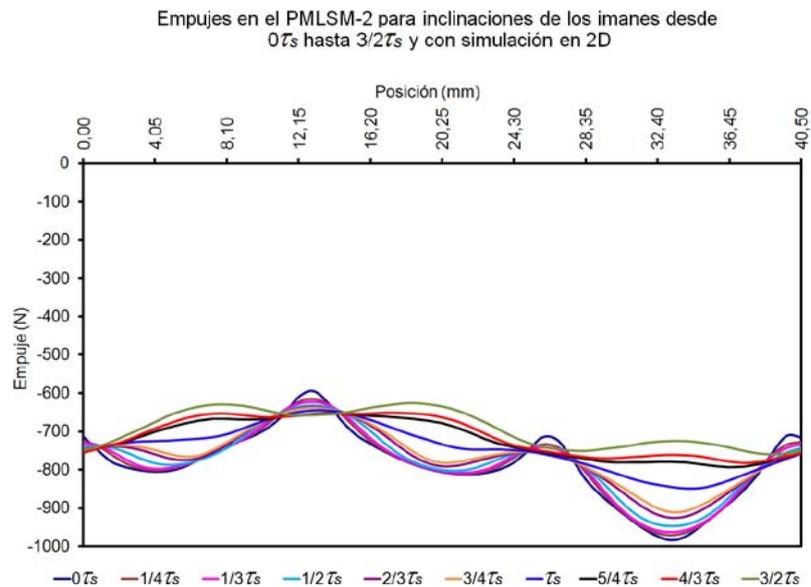


Figura 43. Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

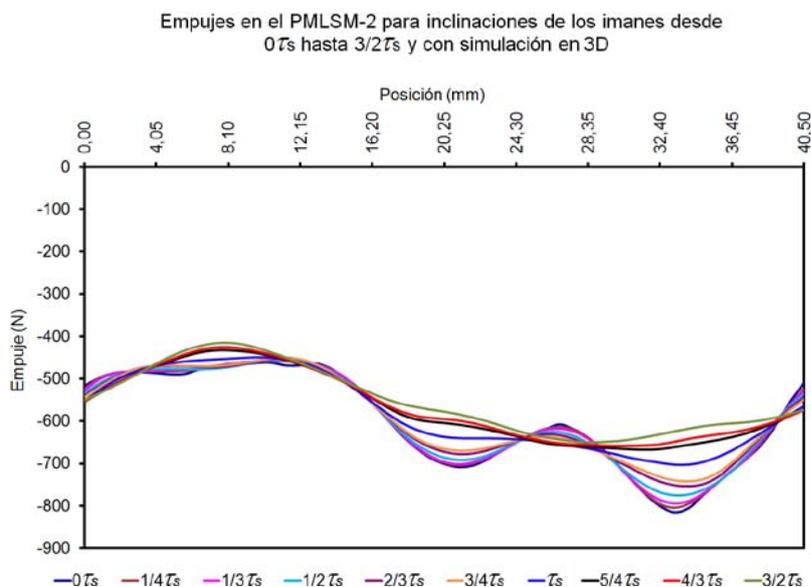


Figura 44. Gráfico de los empujes para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.

De las figuras 43 y 44 se puede ver como los empujes en la simulación en 3D son menores y más amortiguadas que en la simulación en 2D; al igual que en el caso del PMLSM-1, esto se debe a que en 2D se utilizó una característica lineal del hierro y en 3D existe saturación. Por ejemplo, en el PMLSM-2 sin inclinación de los imanes y en el instante inicial (posición cero), el empuje en 2D es de -713,85 N y en 3D es de -517,07 N, esto indica que en 3D se presenta una reducción del empuje de un 27,57 % con respecto al empuje en 2D.

En la figuras 45 y 46 se presentan los resultados correspondientes a las fuerzas de diente en el PMLSM-2 con simulación en 2D y 3D.

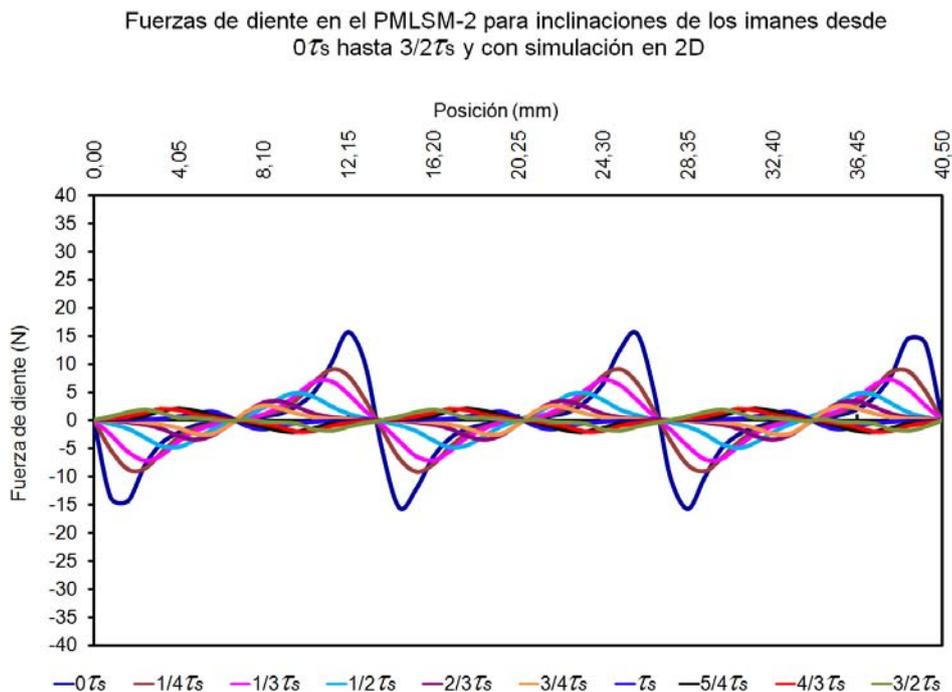


Figura 45. Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

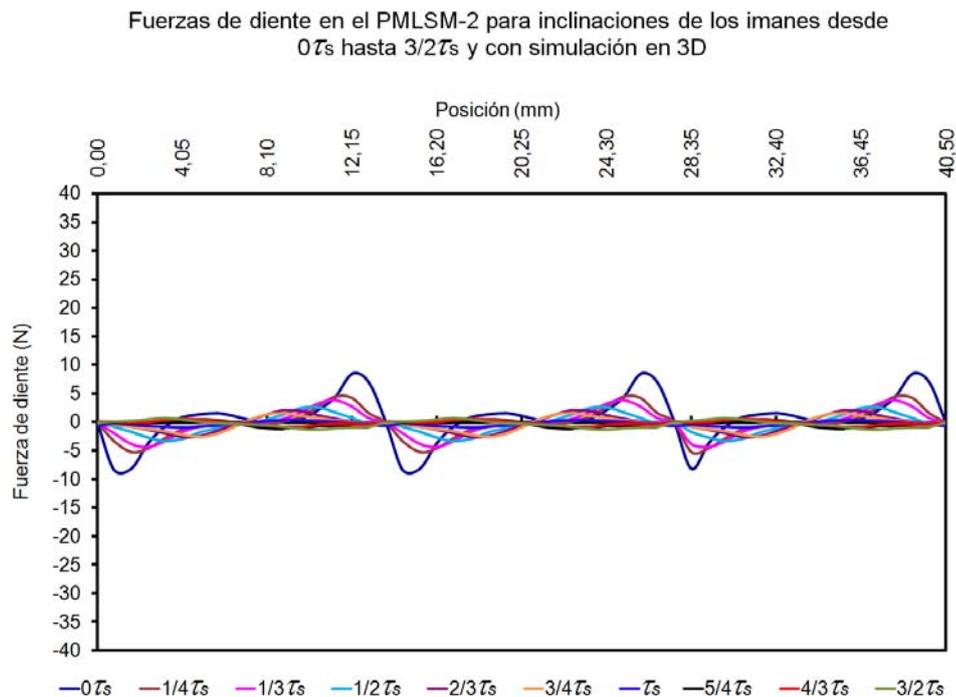


Figura 46. Gráfico de las fuerzas de diente para un desplazamiento del deslizador de un paso polar en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes y simulación en 3D.

En el caso del PMLSM-2, los dientes de la armadura del PMLSM-2 tienen la mitad del ancho de los dientes de la armadura del PMLSM-1, por tanto se presenta saturación en la simulación en 3D y por consiguiente habrá menor fuerza de diente.

En las figuras 47 y 48 se muestran las gráficas de la inducción magnética en los dientes de la armadura del PMLSM-2 sin inclinación de los imanes permanentes. Se aprecia que las inducciones magnéticas en 2D tienen valores máximos cercanos a 2,0 T y 1,8 T en 3D. Esto indica que en el caso de 2D no habrá saturación por la condición lineal del hierro y en el caso de 3D, la inducción tiene un valor que está en una zona de saturación, por lo cual se reduce el valor de la fuerza de diente.

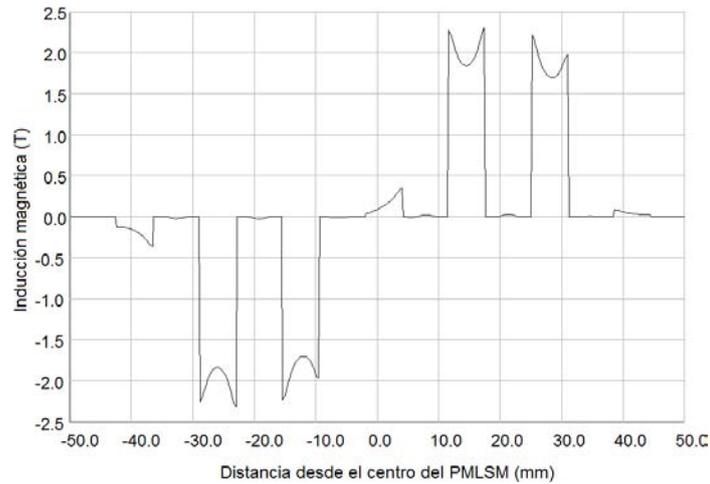


Figura 47. Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-2 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

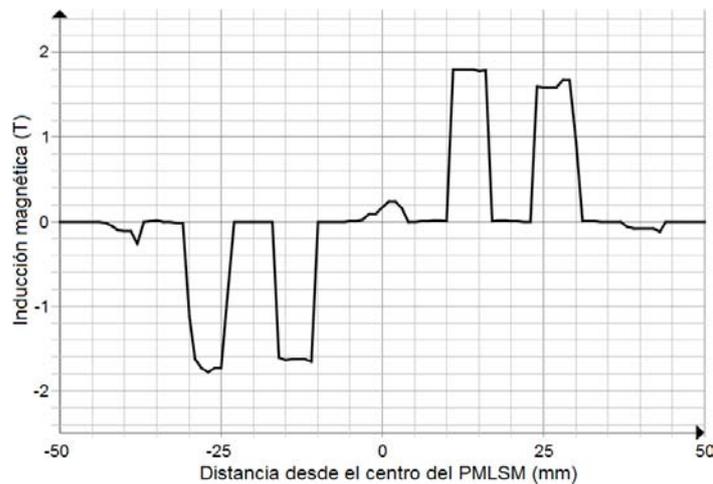


Figura 48. Gráfico de las inducciones magnéticas en los dientes de la armadura del PMLSM-2 sin inclinación de los imanes permanentes y simulación en 2D.

Análisis de los resultados.

De las figuras 37, 38, 43 y 44, se puede concluir que los valores de empujes y que se obtienen en las simulaciones en 2D, son mayores que las obtenidas en las simulaciones en 3D. Esto se debe a dos factores, el primero es porque en 2D se usó una característica de magnetización lineal para el hierro del estátor y del deslizador, a diferencia de la simulación en 3D, donde la característica de magnetización para el hierro del estator y del

deslizador incluyó un valor de inducción magnética de saturación de 1,9 T. Como consecuencia, al tener un hierro no lineal, éste entra en saturación y por tanto los valores de empuje se reducen, esto explica los resultados obtenidos.

El segundo factor consiste en que la simulación en 2D se realizó utilizando una técnica multicapa y la profundidad total del imán se divide en diez capas de 10 mm cada una, por lo cual la simulación realizada en cada capa es equivalente a realizar la simulación de un motor de profundidad de 10 mm sin inclinación de imanes, lo que da por resultado unos valores de empuje y de fuerzas de diente mayores que los valores reales. Para mejorar este inconveniente en una simulación multicapa, las capas deberían ser de un valor de profundidad menor y por tanto se tendría mayor cantidad de capas, pero esto llevaría a unos tiempos de simulación muy grandes y a una cantidad de datos que podrían ser inmanejables.

En cuanto a las fuerzas de diente, se puede analizar que en el PMLSM-1 las magnitudes son mayores, esto se debe a que este motor tiene las ranuras completamente abiertas al contrario del PMLSM-2 donde las ranuras son semicerradas, siendo esta última característica una de las técnicas utilizadas para reducir las fuerzas de diente y el rizado del empuje.

Otro aspecto a considerar, es la comprobación de la relación directa que existe entre las fuerzas de diente y el rizado del empuje de los PMLSMs, puesto que se puede observar que a medida que se aumenta el valor de inclinación de los imanes, tanto las fuerzas de diente como el rizado del empuje disminuyen, lo cual da una indicación de la efectividad de la técnica. También existe una relación entre la periodicidad de la onda de la fuerza de diente y del rizado del empuje.

Adicionalmente, se realiza la comparación de los empujes medios y de las amplitudes de las fuerzas de diente de los motores para todos los valores de inclinación de los imanes. Los valores de empuje medio y de valores máximo y mínimo de las fuerzas de diente, son entregadas por el programa de simulación.

Para establecer el valor de la amplitud de la fuerza de diente, se resta el valor mínimo del valor máximo como se plantea en la referencia [7].

$$F_{diente} = F_{d(máx)} - F_{d(mín)} \quad [N] \quad (56)$$

Donde

F_{diente} : Es el valor de la amplitud de la fuerza de diente.

F_{max} : Es el valor máximo alcanzado por la fuerza de diente en un paso polar.

F_{min} : Es el valor mínimo alcanzado por la fuerza de diente en un paso polar.

En los trabajos previos consultados, el valor máximo de inclinación que aplican es de sólo τ_s , esto se debe a que a partir de éste valor, el empuje se atenúa demasiado y no se logra reducir el rizado en forma significativa. Pero, para obtener mediante regresión cuadrática una ecuación del comportamiento para la fuerza de diente y para el empuje, es necesario realizar simulaciones con inclinaciones mayores a τ_s y así alcanzar el mínimo de la curva de la fuerza de diente, por eso se han realizado simulaciones con valores de inclinación desde $0\tau_s$, hasta $3/2\tau_s$. De esa manera ya es posible aplicar una metodología de optimización.

Análisis de los resultados en el PMLSM-1.

Para poder plantear una metodología de optimización, es necesario obtener el valor medio de todos los valores obtenidos en un paso polar para cada inclinación de los imanes, así como las amplitudes de las fuerzas de diente en cada motor. Posteriormente, se grafican estos valores y por medio de la función Polyfit de Matlab® que utiliza el método de regresión por mínimos cuadrados, se obtiene una ecuación cuadrática que se aproxima a los valores obtenidos y que representa la tendencia de comportamiento tanto de los empujes, como de las fuerzas de diente.

En la tabla 3 se entregan los valores de la fuerza de diente y del empuje medio del PMLSM-1 para los diferentes valores de inclinación de los imanes.

Tabla 3. Empuje medio y amplitud de la fuerza de diente en el PMLSM-1.

θ_l (τ_{S1})	SIMULACIÓN EN 2D		SIMULACIÓN EN 3D	
	EMPUJE (N)	F_{diente} (N)	EMPUJE (N)	F_{diente} (N)
0 τ_{S1}	529,28	72,83	397,46	73,76
1/4 τ_{S1}	521,63	40,86	392,27	40,58
1/3 τ_{S1}	515,79	23,25	387,52	26,78
1/2 τ_{S1}	499,60	7,82	379,44	27,69
2/3 τ_{S1}	488,03	16,21	367,01	15,59
3/4 τ_{S1}	464,58	12,46	357,73	14,51
τ_{S1}	418,06	7,32	332,13	22,23
5/4 τ_{S1}	362,05	6,67	296,44	21,96
4/3 τ_{S1}	341,73	1,60	283,50	22,98
3/2 τ_{S1}	299,42	9,62	257,76	22,82

En las figuras 49 y 50 se presentan los resultados correspondientes a los valores medios de las fuerzas de empuje y a las amplitudes de las de diente, así como las curvas obtenidas mediante regresión, que representan la tendencia del comportamiento de las fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-1, para los diferentes valores de inclinación de los imanes y con simulaciones en 2D y 3D.

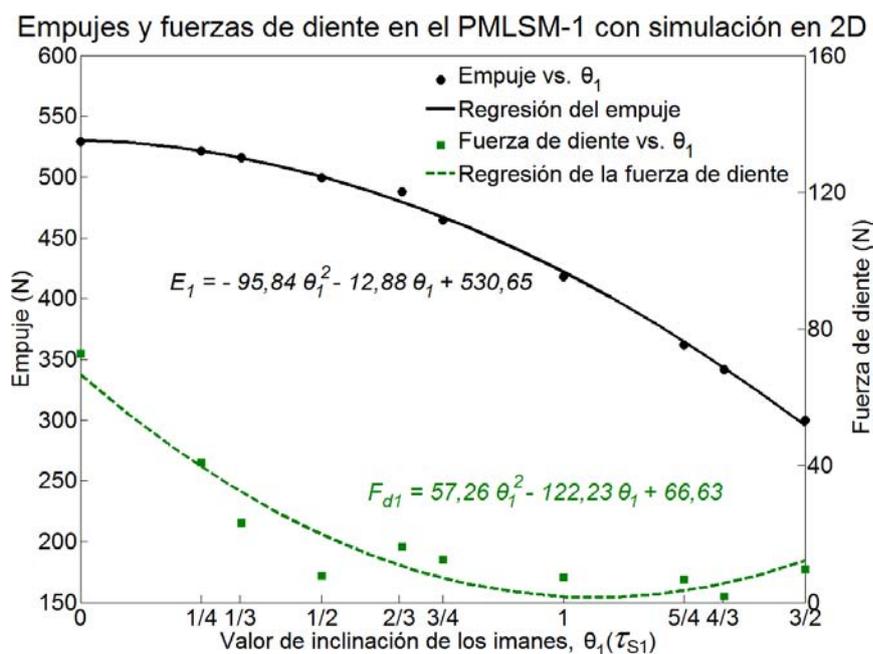


Figura 49. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 2D.

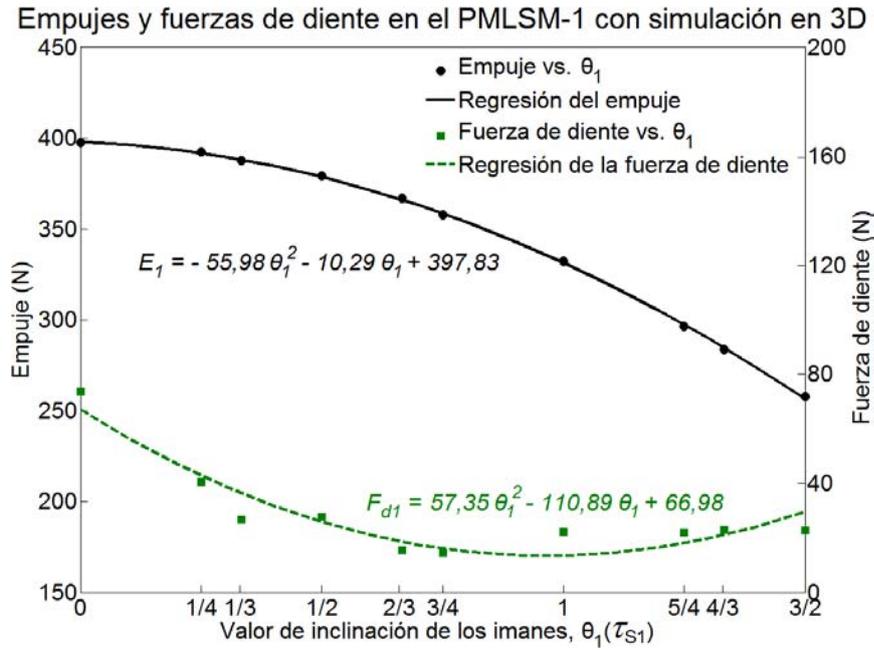


Figura 50. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 3D.

Para el caso de la simulación en 2D, se aprecia una buena aproximación de los valores obtenidos en la simulación y la curva de regresión, sin embargo, se obtiene más aproximación en el caso de las simulaciones en 3D. Además, se puede confirmar lo analizado previamente con respecto al empuje, que se reduce apreciablemente en el caso de la simulación en 3D.

Puesto que los datos obtenidos en 3D son más reales, el procedimiento de optimización se realizará tomando estos valores. Así pues, las ecuaciones obtenidas por regresión a partir de los datos de la simulación en 3D, son las siguientes.

$$E_1 = -55,98 \theta_1^2 - 10,29 \theta_1 + 397,83 \quad (57)$$

$$F_{d1} = 57,35 \theta_1^2 - 110,89 \theta_1 + 66,98 \quad (58)$$

E_1 : Empuje en el PMLSM-1.

F_{d1} : Amplitud de la fuerza de diente en el PMLSM-1.

θ_1 : Valor de inclinación de los imanes (τ_{S1}) en el PMLSM-1.

Ahora bien, como lo que se desea es el máximo empuje posible y la mínima amplitud de la fuerza de diente, entonces se plantean las siguientes ecuaciones de optimización.

$$\max\{E_i\} = -55,98 \theta_i^2 - 10,29 \theta_i + 397,83 \quad (59)$$

$$\min\{F_{di}\} = 57,35 \theta_i^2 - 110,89 \theta_i + 66,98 \quad (60)$$

Sujeto a

$$0 \leq \theta_i \leq 3/2 \tau_{S1}$$

Análisis de los resultados en el PMLSM-2.

En la tabla 4 se entregan los valores de la fuerza de diente y del empuje medio del PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes.

Tabla 4. Empuje medio y amplitud de la fuerza de diente en el PMLSM-2.

θ_2 (τ_{S2})	SIMULACIÓN EN 2D		SIMULACIÓN EN 3D	
	EMPUJE (N)	F_{diente} (N)	EMPUJE (N)	F_{diente} (N)
0 τ_{S2}	786,76	31,50	601,00	18,66
1/4 τ_{S2}	784,30	18,22	599,85	9,83
1/3 τ_{S2}	782,33	14,46	598,94	8,18
1/2 τ_{S2}	776,54	9,85	597,24	6,00
2/3 τ_{S2}	768,37	6,75	591,72	4,64
3/4 τ_{S2}	763,41	4,98	589,98	4,15
τ_{S2}	742,44	3,19	580,56	1,34
5/4 τ_{S2}	721,82	4,17	568,34	1,61
4/3 τ_{S2}	712,99	4,10	563,14	1,42
3/2 τ_{S2}	693,80	3,86	552,73	1,93

En las figuras 51 y 52 se presentan los resultados correspondientes a los valores medios de las fuerzas de empuje y de diente en el PMLSM-2 para los diferentes valores de inclinación de los imanes y con simulación en 2D y 3D.

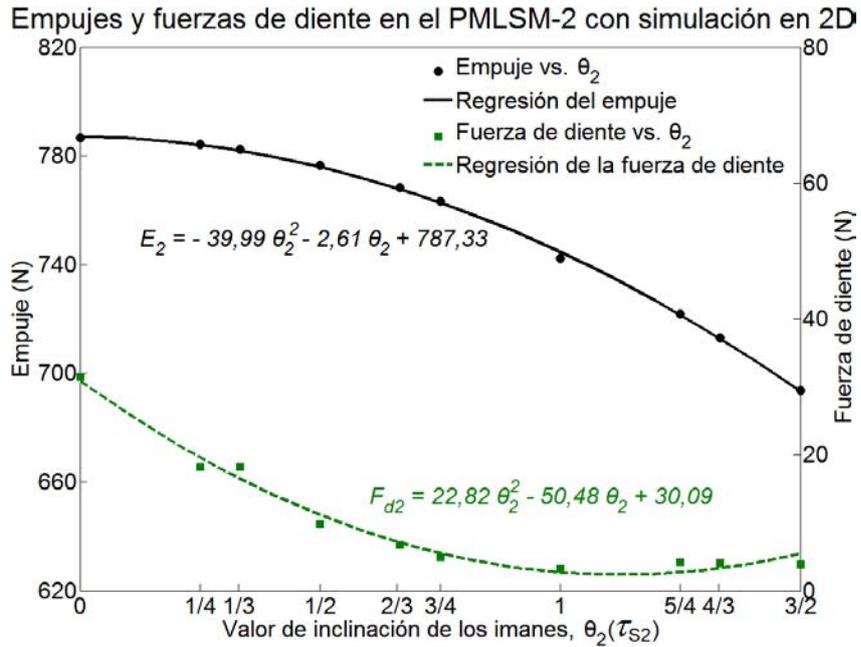


Figura 51. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 2D.

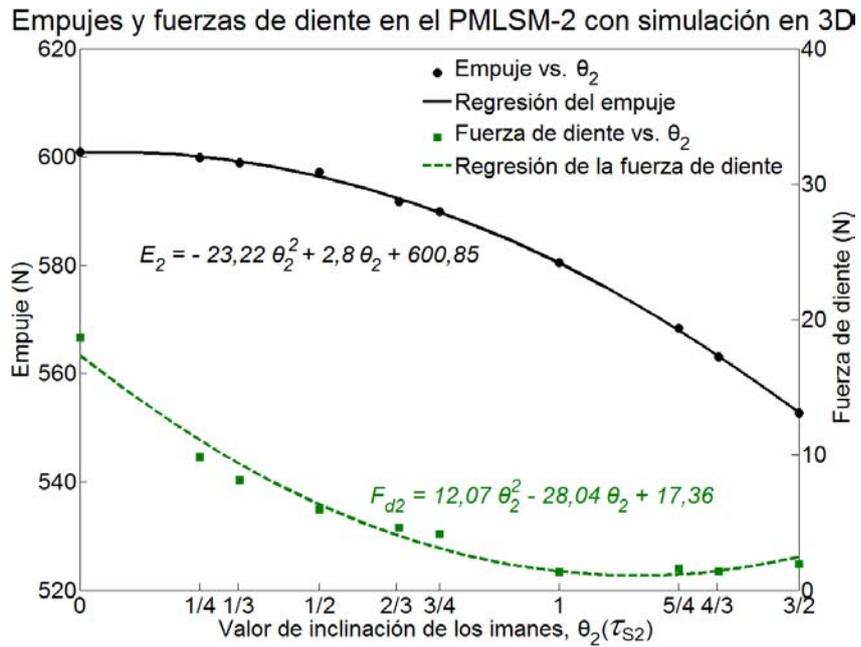


Figura 52. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 3D.

Al igual que en el PMLSM-1, la optimización se realizará a partir de los datos de la simulación en 3D, por lo tanto, las ecuaciones obtenidas por regresión a partir de los datos

de la simulación en 3D, son las siguientes.

$$E_2 = -23,22 \theta_2^2 + 2,80 \theta_2 + 600,85 \quad (61)$$

$$F_{d2} = 12,07 \theta_2^2 - 28,04 \theta_2 + 17,36 \quad (62)$$

E_2 : Empuje en el PMLSM-2.

F_{d2} : Fuerza de diente en el PMLSM-2.

θ_2 : Ángulo de inclinación de los imanes (τ_{s2}) en el PMLSM-2.

Las siguientes ecuaciones de optimización para el PMLSM-2, son.

$$\max\{E_2\} = -23,22 \theta_2^2 + 2,80 \theta_2 + 600,85 \quad (63)$$

$$\min\{F_{d2}\} = 12,07 \theta_2^2 - 28,04 \theta_2 + 17,36 \quad (64)$$

Sujeto a

$$0 \leq \theta_2 \leq 3/2 \tau_{s2}$$

Optimización.

Como se puede observar de las ecuaciones (59), (60), (63) y (64), los objetivos de las funciones de empuje y de fuerzas de diente, son opuestos, por lo cual se debe obtener una función objetivo única mediante la aplicación de la técnica de las sumas ponderadas que consiste en darle un peso específico a cada función y luego se suman para obtener una función objetivo única que debe ser optimizada.

La expresión general de la función objetivo final, está dada por la ecuación.

$$\max\{O_i\} = k_1 E_i + k_2 F_{di} \quad (65)$$

Donde

O : Es la función objetivo equivalente a optimizar.

k_1, k_2 : Son los pesos dados al empuje y a la fuerza de diente, respectivamente.

E : Es la expresión del comportamiento del empuje en el PMLSM.

F_d : Es la expresión del comportamiento de la fuerza de diente en el PMLSM.

i : Indica el PMLSM analizado.

Para los casos estudiados, se les da igual peso a los factores k_1 y k_2 , porque se desea que el empuje sea el máximo posible y la fuerza de diente sea la mínima posible. Lo único que se debe tener en cuenta es que el factor k_2 , que afecta la función de la fuerza de diente, sea negativo para que su función objetivo sea opuesta y se pueda maximizar. Es decir, es equivalente minimizar una función positiva que maximizar la misma función pero negativa. Así pues, a los factores se les da los siguientes valores.

$$k_1 = 1 \quad k_2 = -1 \quad (66)$$

Optimización del PMLSM-1.

Al aplicar la expresión (65) a las funciones (59) y (60), se tiene como resultado la siguiente ecuación objetivo para la optimización.

$$\max\{O_1\} = k_1 E_1 + k_2 F_{d1} \quad (67)$$

$$\max\{O_1\} = (-55,98 \theta_1^2 - 10,29 \theta_1 + 397,83) - (57,35 \theta_1^2 - 110,89 \theta_1 + 66,98) \quad (68)$$

$$\max\{O_1\} = -113,33 \theta_1^2 + 100,60 \theta_1 + 330,85 \quad (69)$$

Sujeto a

$$0 \leq \theta_1 \leq 3/2 \tau_{S1}$$

En la figura 53 se muestra la gráfica de la función objetivo a maximizar.

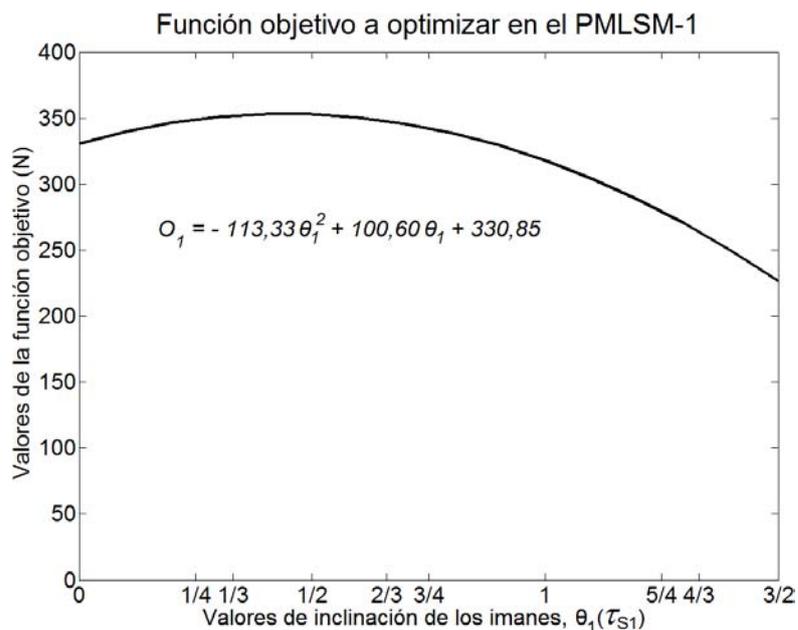


Figura 53. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-1 y simulación en 3D.

Para obtener el valor óptimo de inclinación de los imanes, se procede a derivar la función objetivo para calcular su máximo.

$$O_1' = -226,66 \theta_1 + 100,60 \quad (70)$$

Por lo tanto, el valor óptimo de inclinación de los imanes se logra en.

$$\theta_1 = 0,4438 \tau_{S1} \quad (71)$$

Evaluando las funciones de empuje y de la amplitud de la fuerza de diente en el valor de inclinación encontrado, se obtienen los siguientes resultados.

$$E_1 = 382,26 \quad (N) \quad (72)$$

$$F_{d1} = 29,06 \quad (N) \quad (73)$$

Estos valores representan una disminución con respecto al empuje máximo de 14,17 (N) y una disminución de la amplitud de la fuerza de diente de 28,20 (N), lo cual representa una disminución del empuje de un 3,57% y una reducción de la fuerza de diente de un 49,25%.

Optimización del PMLSM-2.

Aplicando la expresión (65) a las funciones (63) y (64), se tiene como resultado la siguiente ecuación única de optimización.

$$\max\{O_2\} = k_1 E_2 + k_2 F_{d2} \quad (74)$$

$$\max\{O_2\} = (-23,22 \theta_2^2 + 2,80 \theta_2 + 600,85) - (12,07 \theta_2^2 - 28,04 \theta_2 + 17,36) \quad (75)$$

$$\max\{O_2\} = -35,29 \theta_2^2 + 30,84 \theta_2 + 583,49 \quad (76)$$

Sujeto a

$$0 \leq \theta_2 \leq 3/2 \tau_{S2}$$

En la figura 54 se muestra la gráfica de la función objetivo a maximizar.

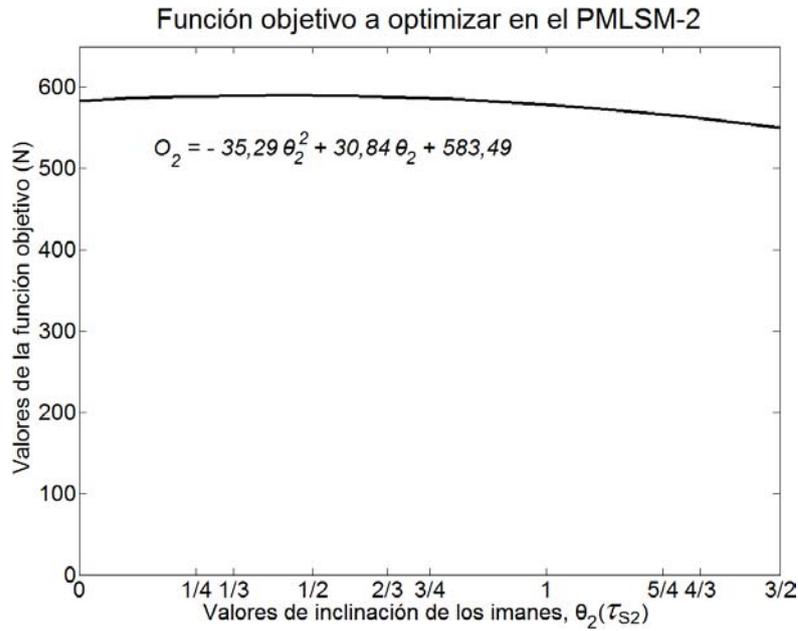


Figura 54. Gráfico de los valores medios de los empujes y fuerzas de diente para los diferentes valores de inclinación de los imanes permanentes en el PMLSM-2 y simulación en 3D.

Derivando la función objetivo para calcular su máximo, se obtiene el valor óptimo de inclinación de los imanes.

$$O_2' = -70,58 \theta_2 + 30,84 \quad (77)$$

Por lo tanto, el valor óptimo de inclinación de los imanes se logra en.

$$\theta_2 = 0,4370 \tau_{S2} \quad (78)$$

Evaluando las funciones de empuje y fuerza de diente en el ángulo encontrado, se obtienen los siguientes resultados.

$$E_2 = 597,64 \text{ (N)} \quad (79)$$

$$F_{d2} = 7,41 \text{ (N)} \quad (80)$$

Estos valores representan una disminución con respecto al empuje máximo de 3,29 (N) y

una disminución de la fuerza de diente de 8,28 (N), lo cual representa una disminución del empuje de un 0,55% y una reducción de la fuerza de diente de un 52,77%.

Capítulo 5

Uso de redes neuronales en la optimización del empuje y la fuerza de diente en los PMLSMs

En el capítulo 4 se utilizó la técnica de regresión por mínimos cuadrados para obtener la tendencia del empuje y de la fuerza de diente en los dos motores. La aproximación se hace por medio de una función cuadrática a partir de los datos obtenidos en las simulaciones por medio de elementos finitos, sin embargo, a pesar de tener una aceptable aproximación a los datos, no es posible tener una función que logre pasar por todos los puntos obtenidos; por ese motivo es conveniente utilizar otra técnica como la de Redes Neuronales Artificiales (RNA) para obtener la tendencia del empuje y de la fuerza de diente que pase por todos los puntos y proporcione una tendencia de comportamiento más ajustada a la realidad y a partir de allí aplicar la técnica de las sumas ponderadas para hallar el óptimo del problema multi-objetivo.

Para definir lo que es una RNA, se puede mencionar lo escrito en la referencia [122]. Una RNA es una máquina que está diseñada para modelar la forma en que el cerebro realiza una tarea o función particular de interés, la red se implementa normalmente mediante el uso de componentes electrónicos o se simula en software en un equipo digital.

2.4 La neurona.

Las RNA son formadas por modelos artificiales de neuronas que tratan de emular las neuronas biológicas. En la figura 55 se muestra una comparación entre una neurona biológica real y una neurona artificial.

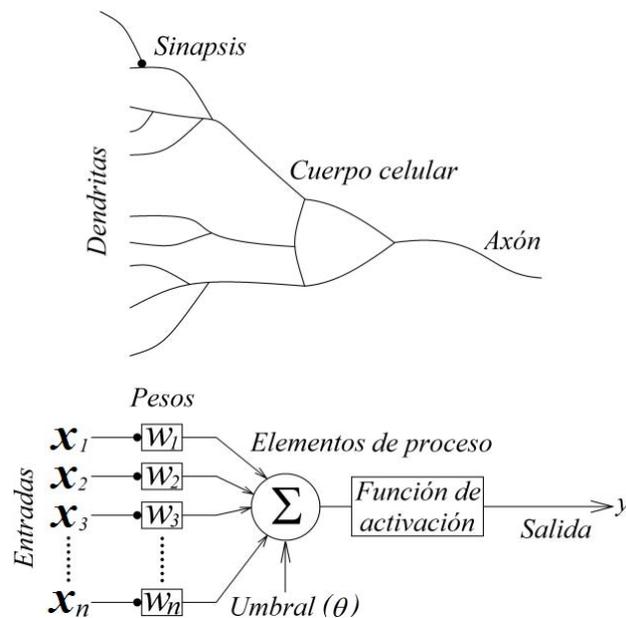


Figura 55. Comparación entre una neurona biológica y una neurona artificial.

La neurona artificial cuenta con unas entradas que emulan las dendritas, con unos pesos que corresponden a las sinapsis, tiene unos elementos de proceso que corresponden al cuerpo celular y una salida que tiene correspondencia con el axón.

La función de una neurona artificial es la de recibir información en las entradas desde el exterior o de las células vecinas y mediante cálculos, entregar un valor de salida a las células restantes, en consecuencia, es pertinente realizar una descripción de los procesos que se dan en una neurona [123].

2.4.1 Señales de entrada.

Como en el caso de la neurona biológica, la neurona artificial recibe unas entradas de estímulo que pueden provenir del sistema sensorial externo o de otras neuronas con las cuales posee conexión. Para el caso del modelo que se propone en la figura 55, la información que recibe la neurona se define con el vector de entradas $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$.

2.4.2 Pesos sinápticos.

La información recibida por la neurona es modificada por un vector $W=[w_1, w_2, \dots, w_n]$, de pesos sinápticos cuyo papel es el de emular la sinapsis existente entre las neuronas biológicas. Estos valores se pueden asimilar a ganancias que pueden atenuar o amplificar los valores que se desean propagar hacia la neurona.

2.4.3 Elementos de proceso.

Los elementos de proceso suman las entradas afectadas por las sinapsis de modo que las neuronas van recibiendo las señales eléctricas provenientes de las otras neuronas con las que tienen contacto. Estas señales se acumulan en el cuerpo de la neurona para definir qué hacer.

Los diferentes valores modificados por los pesos sinápticos que recibe la neurona, son sumados para producir lo que se denomina la entrada neta. Esta entrada neta es la que va a determinar si la neurona se activa o no.

La activación o no de la neurona depende de una función de activación. La entrada neta se evalúa en esta función y se obtiene la salida de la red. Si por ejemplo, se usa un escalón unitario como función de activación, la salida será 1 si la entrada neta es mayor que cero, en caso contrario, la salida será 0.

Aunque no hay un comportamiento biológico que indique la presencia de algo parecido en las neuronas del cerebro, el uso de la función de activación es un artificio para poder aplicar las RNA a una gran diversidad de problemas reales. De acuerdo con lo mencionado, la salida y de la neurona se genera al evaluar la salida neta en la función de activación.

La salida de la neurona se puede propagar hacia otras neuronas o puede ser la salida de la red, que de acuerdo a la aplicación tendrá una interpretación para el usuario.

2.4.4 Procesamiento matemático en la neurona artificial.

En una neurona artificial el cálculo de la entrada neta se puede representar con la ecuación (81).

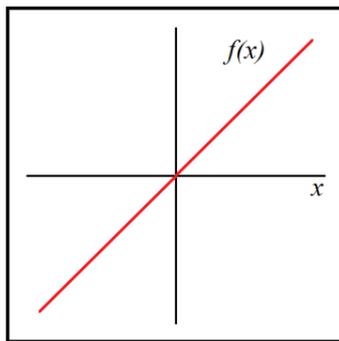
$$Net_j = \sum_{i=1}^n w_i x_{ji} + \theta \quad (81)$$

$$Net_j = w_1 x_{j1} + w_2 x_{j2} + \dots + w_i x_{ji} + \dots + w_n x_{jn} \quad (82)$$

La salida de la neurona artificial está determinada por una función de activación (*Fact*), tal como se aprecia en la ecuación (83).

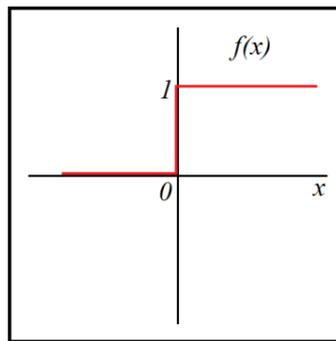
$$y_j = Fact_j(Net_j) \quad (83)$$

La función de activación generalmente es del tipo lineal, escalón o sigmoideal según se presenta en la figura 56.



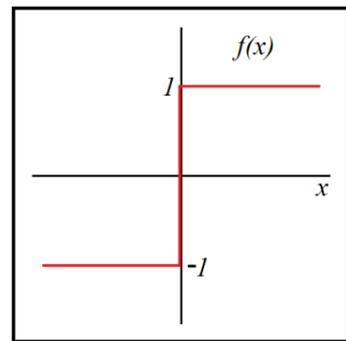
Función lineal

$$f(x) = x$$



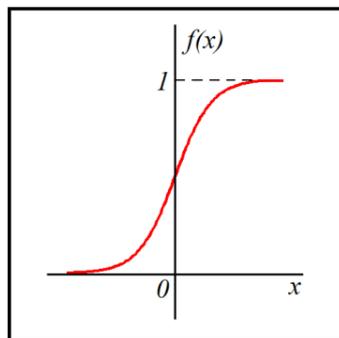
Función de paso binario

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \geq 0 \\ 0 & < 0 \end{cases}$$



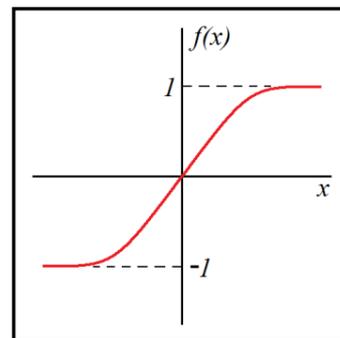
Función paso bipolar

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \geq 0 \\ -1 & < 0 \end{cases}$$



Función sigmoideal binaria

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}}$$



Función sigmoideal bipolar

$$g(x) = 2f(x) - 1 = \frac{1 - e^{-\alpha x}}{1 + e^{-\alpha x}}$$

Figura 56. Tipos de funciones de activación.
Tomado de [123].

2.5 La red neuronal artificial (RNA).

La neurona artificial por si sola posee una baja capacidad de procesamiento y su nivel de aplicabilidad es bajo, su verdadero potencial, como sucede en el cerebro, radica en la interconexión de las mismas. Esto ha motivado a diferentes investigadores a proponer diversas estructuras para conectar neuronas entre sí, dando lugar a las RNA.

En síntesis se puede considerar que una RNA es un sistema de procesamiento de información que intenta emular el comportamiento con las redes neuronales biológicas. Las RNA han sido desarrolladas como generalizaciones de modelos matemáticos del conocimiento humano o de la biología neuronal, con base en las siguientes consideraciones:

- El procesamiento de información se realiza en muchos elementos simples llamados neuronas.
- Las señales son pasadas entre neuronas a través de enlaces de conexión.
- Cada enlace de conexión tiene un peso asociado, el cual, en una red neuronal típica, multiplica la señal transmitida.
- Cada neurona aplica una función de activación (usualmente no lineal) a las entradas de la red (suma de las señales ponderadas de entrada) para determinar su señal de salida.

La distribución de las neuronas dentro de una RNA se realiza formando niveles de un número de neuronas determinado. Si un conjunto de neuronas artificiales reciben simultáneamente el mismo tipo de información, se les denomina capa. En una red se pueden diferenciar tres tipos de niveles:

- **Entrada:** Es el conjunto de neuronas que reciben directamente la información proveniente de las fuentes externas de la red.
- **Oculto:** Corresponde a un conjunto de neuronas internas en la red que no tienen contacto directo con el exterior. El número de niveles ocultos puede estar entre cero y un número elevado. En general las neuronas de cada nivel oculto comparten el mismo tipo de información, por lo que formalmente se denominan capas ocultas. Las neuronas de las capas ocultas pueden estar interconectadas de diferentes maneras, lo que determina, junto con su número, las distintas tipologías de redes neuronales.
- **Salida:** Es el conjunto de neuronas que transfieren la información que la red ha procesado hacia el exterior.

En la figura 57 se puede apreciar la estructura de capas de una RNA con varios niveles.

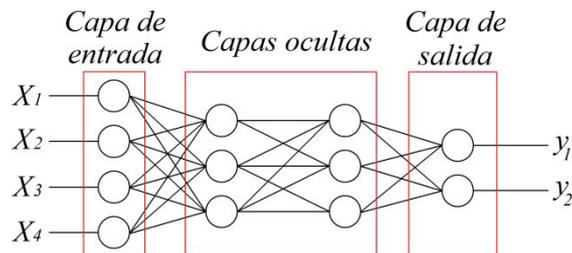


Figura 57. Ejemplo de una RNA con múltiples niveles.
Tomado de [123].

2.6 Arquitecturas de RNAs.

La arquitectura de una RNA es la forma como se organizan las neuronas en su interior, y está estrechamente ligada al algoritmo de aprendizaje usado para entrenar la red. Se pueden identificar tres tipos diferentes de arquitecturas de redes:

- Redes monocapa
- Redes multicapa

- Redes recurrentes

2.6.1 Redes monocapa.

En la figura 58 se observan dos niveles de neuronas, el primero asociado al vector de entrada, pero no hay ningún tipo de procesamiento de estos datos, por esta razón no se considera formalmente como una capa, únicamente sirve de interfaz entre los datos de entrada y las siguientes capas de neuronas.

Este primer nivel tiene la misma dimensión del vector de entrada, la información entra a este nivel y los datos son transferidos al siguiente nivel modificados por los pesos sinápticos, como las neuronas de este nivel reciben el mismo tipo de información, se denomina capa y como a su vez corresponde a la salida de la red, se le llama capa de salida. Se debe notar que en esta arquitectura solo se dispone de una capa de procesamiento, de ahí el nombre de arquitectura monocapa.

Se observa que hay conectividad total entre el nivel de entrada y la capa de salida, pues todas las neuronas de entrada están conectadas con todas las neuronas de salida, por ejemplo, la neurona de entrada i -ésima se conecta a las m neuronas de salida.

La capa de salida tiene m neuronas, por lo que luego del entrenamiento, la red neuronal establecerá una relación matemática de un espacio n dimensional a uno m dimensional.

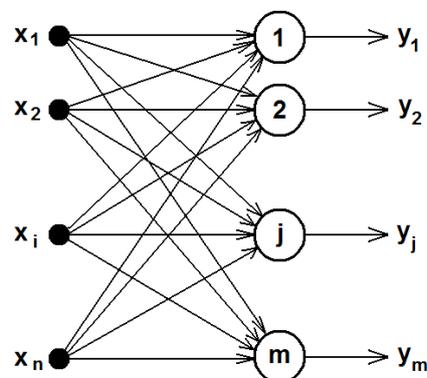


Figura 58. Ejemplo de una RNA monocapa.
Tomado de [123].

2.6.2 Redes multicapa.

En este caso, la red tiene un nivel de entrada con n neuronas y una capa de salida de m neuronas; cuyo comportamiento es similar al que se describe en la red monocapa. La diferencia sustancial, es que se incluye una nueva capa intermedia entre la entrada y la salida, a esta capa se le denomina capa oculta, que está conformada por k neuronas.

Como en el caso anterior, la información fluye en una única dirección, de la entrada a la capa oculta y finalmente a la capa de salida, además existe conectividad total entre las capas. En el ejemplo de la figura 59, se presenta una única capa oculta, pero una red puede tener más de una capa intermedia. El calificativo de “oculta” se le da simplemente porque esta capa no tiene contacto con los datos que modelan el mundo real, es decir, los datos de entrada y salida.

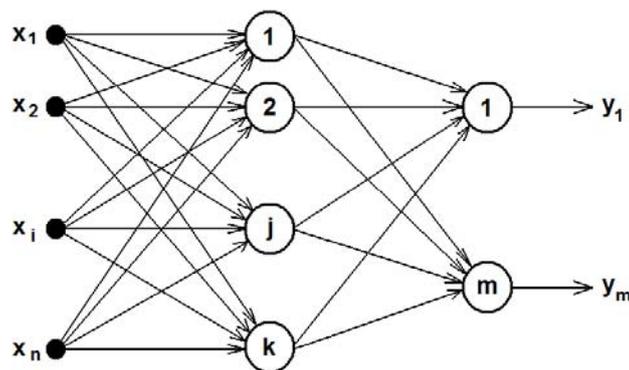


Figura 59. Ejemplo de una RNA multicapa.
Tomado de [123].

2.6.3 Redes recurrentes.

Este tipo de red neuronal corresponde a las que se denominan monocapa, la salida de cada neurona pasa por una unidad de retardo y luego se lleva hacia todas las neuronas, excepto a sí misma. Se observa en la figura 60 a) que hay conexión desde la neurona j -ésima, hacia las m neuronas, menos a la misma neurona j -ésima.

En la figura 60 b), se ha definido un grupo de neuronas que luego de recibir la información que proviene de las unidades de retardo, llevan su señal de estímulo hacia

todas las neuronas de salida. A este conjunto de neuronas, se le suele llamar neuronas de contexto.

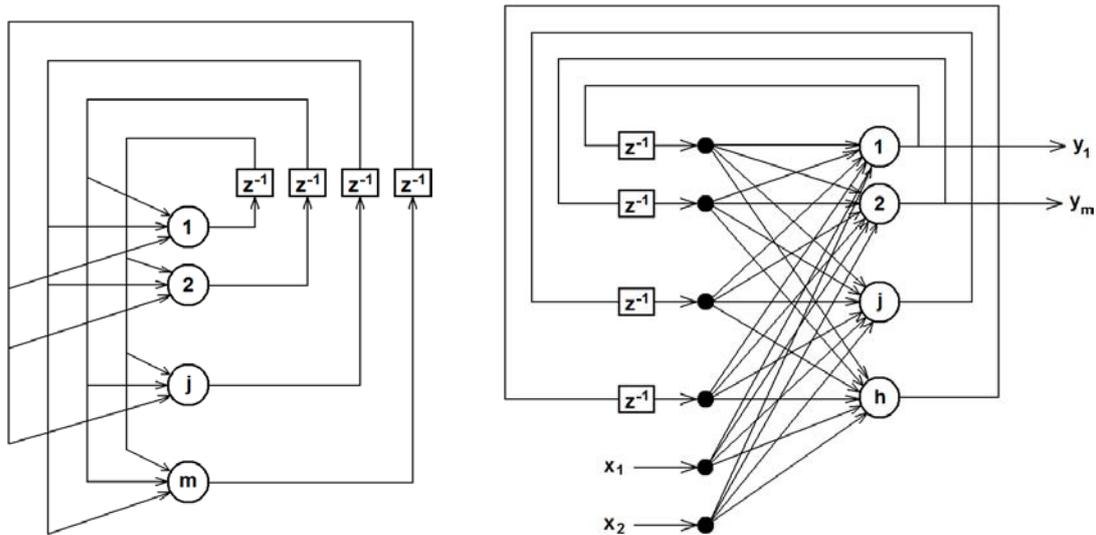


Figura 60. Ejemplo de RNA recurrentes.
Tomado de [123].

2.7 Aprendizaje en una RNA.

El concepto de aprendizaje normalmente se asocia en la vida cotidiana al proceso de formación que se lleva a cabo en las aulas de clase; adicionalmente, se puede asociar al resultado que dejan las diversas experiencias que se toman del diario vivir y la manera como éstas condicionan los individuos frente a los diferentes estímulos que reciben del entorno. La Real Academia de la Lengua Española define el aprendizaje como: “Adquirir el conocimiento de algo por medio del estudio o de la experiencia”.

Otro punto de vista, es mirar el aprendizaje como un proceso que permite apropiarse un conocimiento, alguna habilidad, construir actitudes o valores, gracias al estudio, la experiencia o la enseñanza. Este proceso da origen a cambios permanentes, que son susceptibles de ser medidos y que generalmente modifican el comportamiento del individuo.

Biológicamente, se acepta que la información memorizada en el cerebro está más relacionada con los valores sinápticos de las conexiones entre las neuronas que con ellas

mismas; es decir, el conocimiento se encuentra en las sinapsis. En el caso de las redes neuronales artificiales, se puede considerar que el conocimiento se encuentra representado en los pesos de las conexiones entre las neuronas. Todo proceso de aprendizaje implica un cierto cambio en estas conexiones. En realidad se puede decir que se aprende modificando los pesos sinápticos de la RNA.

El aprendizaje para la RNA, es la habilidad para aprender del entorno y mejorar su desempeño, es un proceso interactivo que permite ajustar los pesos sinápticos. Según Mendel McClare el aprendizaje en las redes neuronales artificiales, se puede definir como: “Un proceso mediante el cual los parámetros libres de una RNA son adaptados a través de un proceso de estimulación del ambiente en el cual está embebida la red. El tipo de aprendizaje está determinado por la forma como se cambian los parámetros en el proceso.”

Teniendo en cuenta lo mencionado en la ecuación 84 se plantea una expresión general para modelar el proceso de aprendizaje en las redes neuronales artificiales.

$$w(t + 1) = w(t) + \Delta w(t) \quad (84)$$

Donde

$w(t+1)$: Valor actualizado del peso sináptico.

$w(t)$: Valor actual del peso sináptico.

$\Delta w(t)$: Variación del peso sináptico.

Es importante precisar que la variación del peso sináptico depende del algoritmo o regla de aprendizaje que se esté utilizando para modificar los pesos sinápticos de la RNA. En general, se estudian dos tipos de aprendizaje el supervisado y el no supervisado.

2.7.1 Aprendizaje supervisado.

El aprendizaje supervisado cuyo esquema se presenta en la figura 61, se caracteriza porque el proceso de entrenamiento es controlado por un agente externo llamado

supervisor o maestro. En la figura, el mundo real corresponde al problema que se quiere modelar y se representa mediante un conjunto de datos de entrada y salida. El supervisor opera como un “maestro” que guía el aprendizaje en la red y conoce las salidas deseadas correspondientes a las respectivas entradas.

Los datos de entrada se le presentan simultáneamente al supervisor y a la red neuronal, el supervisor propone la salida deseada para ser comparada con la salida de la RNA. Para que la labor del supervisor sea exitosa se define el error de entrenamiento como la diferencia entre la salida deseada o esperada y la salida que produce la RNA. Ecuación (85).

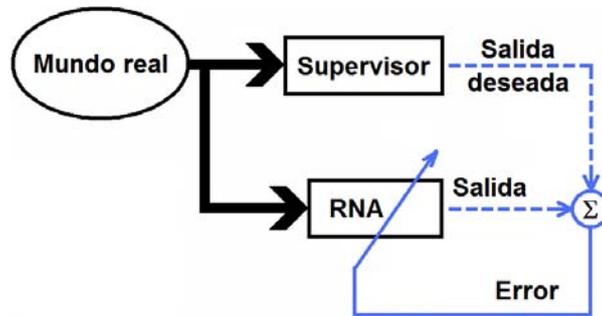


Figura 61. Aprendizaje supervisado.
Tomado de [123].

$$error = d - y \tag{85}$$

Donde:

y : Salida de la RNA

d : Salida deseada

Generalmente en los procesos de aprendizaje se usa un conjunto de patrones de entrenamiento, que está conformado por un conjunto de vectores de entrada X y su correspondiente conjunto de vectores de salida Y .

$X = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}$ Conjunto de vectores de entrada

$Y = \{y_1, y_2, \dots, y_p\}$ Conjunto de vectores de salida

Donde cada patrón de entrenamiento está constituido por la pareja ordenada de vectores $\{x_p, y_p\}$, los cuales se pueden definir así:

$$x_p = \{x_{p1}, x_{p2}, \dots, x_{pN}\} \quad \text{Elementos de la entrada de un patrón de entrenamiento.}$$

$$y_p = \{y_{p1}, y_{p2}, \dots, y_{pM}\} \quad \text{Elementos de la salida de un patrón de entrenamiento.}$$

Generalmente, la red debe aprender todo el conjunto de patrones de entrenamiento y por esta razón no se puede entrenar con un error local, sino que el aprendizaje se hace en términos de un error global E_p , que se calcula con base en la ecuación (86), que define el error cuadrático promedio. Se debe entender el error global como el error que produce la red en sus diferentes neuronas de salida ante todos los patrones de aprendizaje que se estén utilizando para el proceso de entrenamiento.

$$E_p = \frac{1}{2P} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^M (d_{pj} - y_{pj})^2 \quad (86)$$

Donde,

M : Número de neuronas en la capa de salida.

P : Números de patrones de entrenamiento.

2.7.2 Aprendizaje no supervisado.

En este caso el vector de datos que describe el problema, se le presenta directamente a la red, pero ahora ya no hay un supervisor o maestro que guíe el aprendizaje. En este caso los pesos de la red se calculan en función de la caracterización que se haga de la entrada que la RNA esté recibiendo, de acuerdo con un objetivo específico que permite obtener el conocimiento que se desea representar con la red. El esquema de este tipo de aprendizaje se presenta en la figura 62.

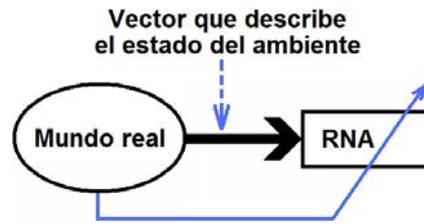


Figura 62. Aprendizaje No-Supervisado.
Tomado de [123].

2.8 Ejecución de la simulación y resultados obtenidos.

Inicialmente se buscan las tendencias de los empujes y las fuerzas de diente en los motores para los diferentes valores de inclinación de los imanes, utilizando la función "newrb" de Matlab.

[124] La "newrb" es una función iterativa que crea una red de neuronas de base radial agregando neuronas de una en una. Las neuronas se añaden a la red hasta que la suma cuadrada del error cae por debajo de la meta de error o cuando se alcanza un número máximo de neuronas. La función newrb crea una red de dos capas, donde la primera capa tiene neuronas de base radial "radbas", y calcula sus entradas ponderadas con la función "dist" que aplica pesos a las entradas. La entrada neta se calcula con "netprod", combinando las entradas ponderadas y los umbrales. La segunda capa tiene neuronas "purelin", y calcula su peso de entrada con "dotprod" y sus entradas netas con la función "netsum". Ambas capas tienen umbrales.

Inicialmente, la capa radbas no tiene neuronas. Los siguientes pasos se repiten hasta que el error medio cuadrático de la red cae por debajo del objetivo.

1. La red es simulada.
2. Se encuentra el vector de entrada con el mayor error.
3. Una neurona radbas se añade con un peso igual al de ese vector.
4. Los pesos de la capa purelin se rediseñan para minimizar el error.

La forma de llamar esta función es la siguiente

```
newrb(P,T,goal,spread,MN,DF)
```

La función `newrb` toma las matrices de entradas “P” y los vectores objetivo “T”, y los parámetros “goal” y “spread” y devuelve la red deseada. Los parámetros “MN” y “DF” corresponden respectivamente, al máximo número de neuronas y el número de neuronas que se adicionan en cada iteración.

En cada iteración la mayor parte del vector de entrada que resulta en la reducción del error en la red, se utiliza para crear una neurona de base radial (“radbas”). El error de la nueva red se verifica, y si es lo suficientemente bajo, se termina la ejecución de la función `newrb`. De lo contrario se añade la siguiente neurona. Este procedimiento se repite hasta que el objetivo de error se cumple o el número máximo de neuronas se alcanza.

En la figura 63 Se muestra la estructura general de la red `newrb`.

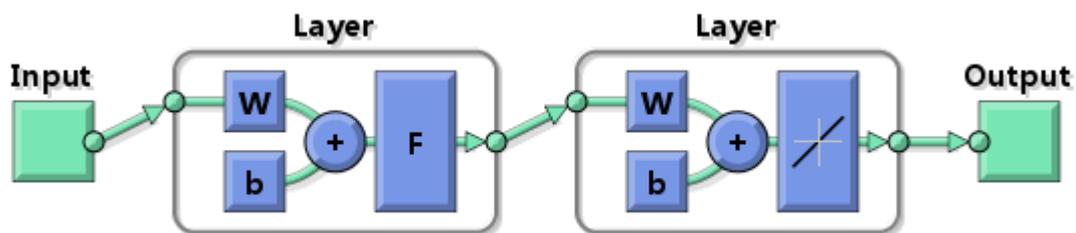


Figura 63. Estructura de la red `newrb`.
Tomado de [124].

2.8.1 Aplicación de la red neuronal en el PMLSM-1.

Para el PMLSM-1 se utiliza la red neuronal ingresando como datos de entrada (P), los valores de inclinación de los imanes a los cuales se les llama “thao”. Como vectores objetivo (T), se ingresan los datos de empuje (“thrust”) y de fuerza de diente (“cogging”). Estos datos son los obtenidos mediante simulación por elementos finitos en 3D para el PMLSM-1.

A continuación se presenta el código de Matlab para la simulación.

```
% Uso de la función NEWRB para crear una Red Neuronal radial que  
% aproxima a una función definida por una serie de datos.
```

```

% Definición de las entradas (thao) y sus datos objetivo asociados
% (thrust y cogging).
thao = [0 1/4 1/3 1/2 2/3 3/4 1 5/4 4/3 3/2];
thrust=[397.457987 392.2737013 387.5205058 379.4424279 367.008352
        357.7321373 332.1341127 296.4425747 283.5020287 257.7576849];
cogging=[73.75652903 40.58215257 26.77971622 27.68793983 15.58550796
        14.51093412 22.23370628 21.95843547 22.98454439 22.82396264];

% Creación de la Red Neuronal para el Empuje.
net = newrb(thao,thrust,eg,sc,100,1);
% Creación de la Red Neuronal para la Fuerza de Diente.
net = newrb(thao,cogging,eg,sc,100,1);

```

Una vez se realiza el entrenamiento de la red, se obtienen los siguientes resultados.

Para el empuje:

```

NEWRB, neurons = 0, MSE = 2254.38
NEWRB, neurons = 2, MSE = 422.397
NEWRB, neurons = 3, MSE = 230.282
NEWRB, neurons = 4, MSE = 29.6595
NEWRB, neurons = 5, MSE = 0.328185
NEWRB, neurons = 6, MSE = 0.325014
NEWRB, neurons = 7, MSE = 0.309089
NEWRB, neurons = 8, MSE = 0.0438063
NEWRB, neurons = 9, MSE = 3.46718e-023
NEWRB, neurons = 10, MSE = 3.23441e-025

```

Para la fuerza de diente:

```

NEWRB, neurons = 0, MSE = 270.34
NEWRB, neurons = 2, MSE = 22.2154
NEWRB, neurons = 3, MSE = 21.1076
NEWRB, neurons = 4, MSE = 13.9772
NEWRB, neurons = 5, MSE = 12.8503
NEWRB, neurons = 6, MSE = 11.1351
NEWRB, neurons = 7, MSE = 11.1272
NEWRB, neurons = 8, MSE = 0.0402202
NEWRB, neurons = 9, MSE = 8.20415e-030
NEWRB, neurons = 10, MSE = 2.30347e-029

```

Lo que indica que se adicionaron 10 neuronas con las cuales se alcanzan los valores mínimos del error medio cuadrático (“MSE”), de $3.23441e-025$ y $2.30347e-029$ para las redes del empuje y de la fuerza de diente respectivamente. Esos valores son muy bajos e indican que los datos generados por la red están muy próximos a los datos ingresados como objetivos.

Para poder determinar la tendencia del empuje y de la fuerza de diente, se realiza una nueva simulación con un barrido de datos de la inclinación de los imanes llamada “thao1”.

```
% Generar los valores a partir de la Red Neuronal creada.
thao1 = 0:.01:1.5;
T = sim(net,thao1);

% Generar los valores a partir de la Red Neuronal creada.
C = sim(net,thao1);
```

Luego se aplica la suma ponderada a los nuevos valores generados para el empuje “T” y la fuerza de diente “C” y así se obtienen los datos de optimización “O”.

```
% Generar los valores del Objetivo a maximizar.
O=T-C;
```

Finalmente se busca el valor máximo de “O” y su valor de thao1, que corresponde al valor óptimo de inclinación de los imanes.

```
% Se obtiene el máximo del objetivo.
m=max(O);
[row,col] = find(O>=m);
c=O(row,col);
xx=thao1(row,col);
```

En la figura 64 se muestran los resultados de la simulación y aparece indicado el valor máximo u óptimo.

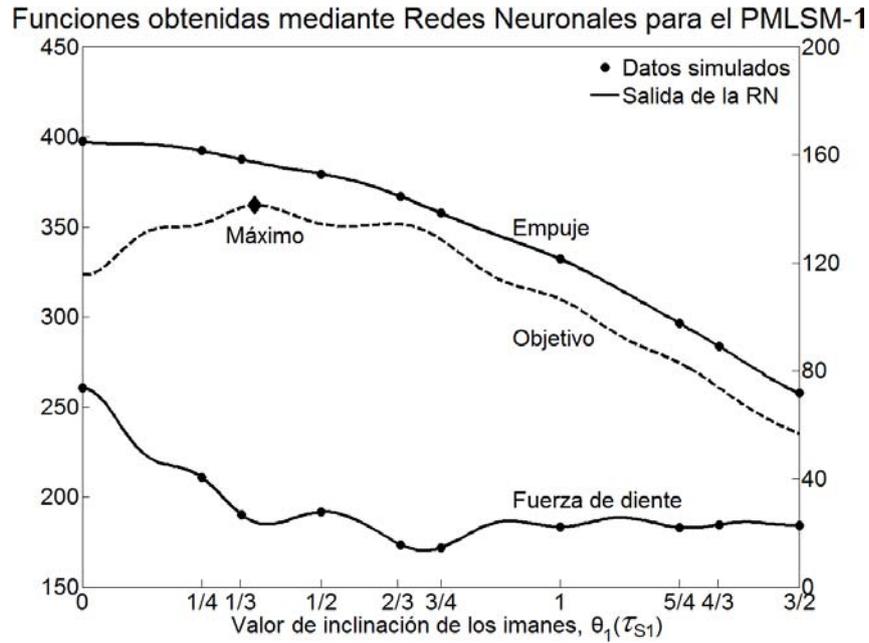


Figura 64. Resultados de las simulaciones por redes neuronales para el PMLSM-1.

De la simulación, se obtiene el valor de inclinación óptima de los imanes.

$$\theta_I = 0,37 \tau_{SI} \tag{87}$$

Para este valor de inclinación de los imanes, se obtienen los siguientes resultados del empuje y de la amplitud de la fuerza de diente.

$$E_1 = 385,46 \quad (N) \tag{88}$$

$$F_{d1} = 23,29 \quad (N) \tag{89}$$

Estos valores representan una disminución con respecto al empuje máximo de 12 (N) y una disminución de la amplitud de la fuerza de diente de 50,47 (N), lo cual representa una disminución del empuje de un 3,02% y una reducción de la fuerza de diente de un 68,42%.

2.8.2 Aplicación de la red neuronal en el PMLSM-2.

Para el PMLSM-2 se utiliza la misma red neuronal del PMLSM-1, donde los datos de entrada (P), son los mismos valores de inclinación de los imanes que se usaron para el

PMLSM-1. Los únicos que cambian son los valores de los vectores objetivo “thrust” y “cogging”, que para este caso son.

```
thao=[0 1/4 1/3 1/2 2/3 3/4 1 5/4 4/3 3/2];  
thrust=[601.0018154 599.8542134 598.9378289 597.2411512 591.7220388  
589.9772473 580.5567533 568.3448813 563.1354242 552.7325502];  
cogging=[18.6577901 9.834880745 8.178919977 5.995232179 4.641471468  
4.150088453 1.341348903 1.605774305 1.419680321 1.928282851];
```

Una vez se realiza el entrenamiento de la red, se obtienen los siguientes resultados.

Para el empuje:

```
NEWRB, neurons = 0, MSE = 270.294  
NEWRB, neurons = 2, MSE = 64.3494  
NEWRB, neurons = 3, MSE = 36.4428  
NEWRB, neurons = 4, MSE = 7.84939  
NEWRB, neurons = 5, MSE = 0.226855  
NEWRB, neurons = 6, MSE = 0.224593  
NEWRB, neurons = 7, MSE = 0.139795  
NEWRB, neurons = 8, MSE = 0.0507965  
NEWRB, neurons = 9, MSE = 1.07275e-025  
NEWRB, neurons = 10, MSE = 1.11152e-025
```

Para la fuerza de diente:

```
NEWRB, neurons = 0, MSE = 26.3007  
NEWRB, neurons = 2, MSE = 1.07344  
NEWRB, neurons = 3, MSE = 0.506416  
NEWRB, neurons = 4, MSE = 0.497729  
NEWRB, neurons = 5, MSE = 0.0339245  
NEWRB, neurons = 6, MSE = 0.0318177  
NEWRB, neurons = 7, MSE = 0.0317953  
NEWRB, neurons = 8, MSE = 0.00330683  
NEWRB, neurons = 9, MSE = 9.50483e-027  
NEWRB, neurons = 10, MSE = 2.7607e-026
```

Nuevamente, se adicionaron 10 neuronas con las cuales se alcanzan los valores mínimos del error medio cuadrático (“MSE”), de $1.11152e-025$ y $2.7607e-026$ para las redes del empuje y de la fuerza de diente respectivamente. Una vez más, estos valores son muy bajos e indican que los datos generados por la red están muy próximos a los datos ingresados como objetivos.

Para determinar la tendencia del empuje y de la fuerza de diente, se realiza una nueva simulación con un barrido de datos de la inclinación de los imanes desde 0 hasta 1,5 con incrementos de 0,01.

```
% Generar los valores a partir de la Red Neuronal creada.
thao1 = 0:.01:1.5;
T = sim(net,thao1);

% Generar los valores a partir de la Red Neuronal creada.
C = sim(net,thao1);
```

Luego se aplica la suma ponderada a los nuevos valores generados para el empuje “T” y la fuerza de diente “C” y así se obtienen los datos de optimización “O”.

```
% Generar los valores del Objetivo a maximizar.
O=T-C;
```

Finalmente se busca el valor máximo de “O” y su valor óptimo de inclinación de los imanes.

```
% Se obtiene el máximo del objetivo.
m=max(O);
[row,col] = find(O>=m);
c=O(row,col);
xx=thao1(row,col);
```

En la figura 65 se muestran los resultados de la simulación y aparece indicado el valor máximo u óptimo.

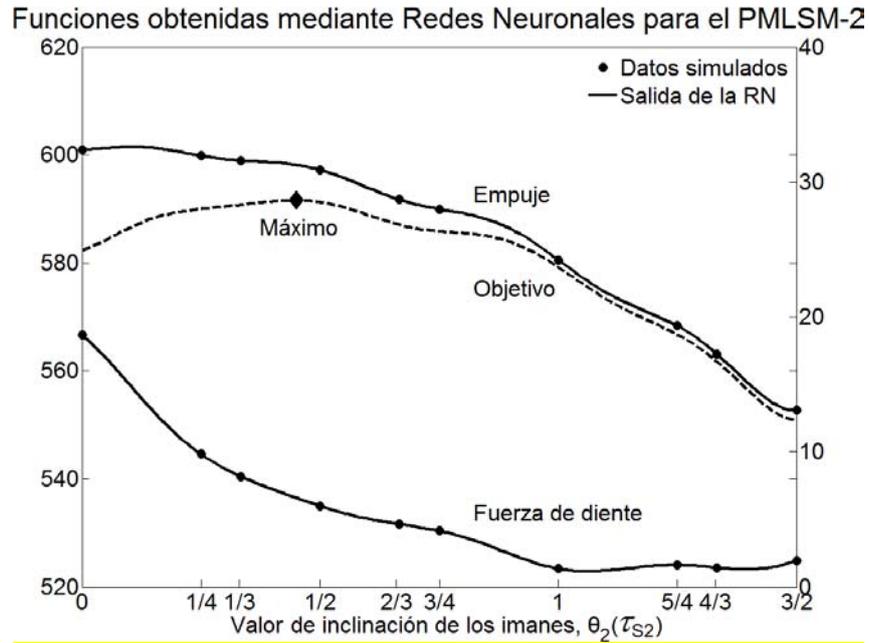


Figura 65. Resultados de las simulaciones por redes neuronales para el PMLSM-2.

De la simulación, se obtiene el valor de inclinación óptima de los imanes.

$$\theta_2 = 0,45 \tau_{S2} \quad (90)$$

Para este valor de inclinación de los imanes, se obtienen los siguientes resultados del empuje y de la amplitud de la fuerza de diente.

$$E_2 = 598,20 \quad (N) \quad (91)$$

$$F_{d2} = 6,60 \quad (N) \quad (92)$$

Estos valores representan una disminución con respecto al empuje máximo de 2,8 (N) y una disminución de la amplitud de la fuerza de diente de 12,06 (N), lo cual representa una disminución del empuje de un 0,47% y una reducción de la fuerza de diente de un 64,63%.

Capítulo 6

Aportes, conclusiones y publicaciones

A continuación se presentan los aportes más importantes realizados en el tema tratado, las conclusiones obtenidas y se mencionan las publicaciones realizadas.

Aportes.

En éste trabajo de tesis se han realizado los siguientes aportes:

- En la literatura encontrada, los métodos de optimización se aplican a una sola topología de motor y esa topología se varía para poder obtener un diseño óptimo, lo cual podría ser aplicable exclusivamente a ese tipo de motor y no es claro que se pueda aplicar a otros tipos de motores. En este trabajo, se realizó un estudio donde se aplicaron técnicas de optimización a dos topologías diferentes de PMLSMs lo cual permite considerar su aplicabilidad a cualquier tipología que se presente.
- Otro aporte realizado consistió en la aplicación de la técnica de inclinación de los imanes a un PMLSM con bobinado concentrado. Esto no se había realizado, de acuerdo con el estudio realizado a la bibliografía consultada.

- Otro aporte consiste en la combinación de la técnica de optimización de la suma ponderada con el uso de redes neuronales para obtener un mejor resultado que el obtenido al combinar la suma ponderada con la regresión cuadrática, con lo cual se puede estimar el ángulo óptimo de inclinación de los imanes, para obtener la máxima reducción del rizado en el empuje y minimizar la pérdida del mismo empuje.

Conclusiones.

A partir de los datos obtenidos y del análisis realizado, se puede concluir lo siguiente:

- De las topologías estudiadas, la que produce mayor empuje y menor fuerza de diente, es la del PMLSM-2, lo cual indica que es válido estudiar diferentes topologías para obtener un motor que produzca un empuje alto con bajos valores de fuerzas de diente. Sin embargo no se descarta el uso de la topología del PMLSM-1, puesto que presenta grandes ventajas en los casos donde se requiere un proceso de construcción rápido del PMLSM y en aquellos casos donde se requiere facilidad para realizar el mantenimiento del mismo.
- De todos modos, es posible mejorar el comportamiento combinado de empuje y fuerza de diente en cualquier topología de motor, aplicando técnicas de optimización como se demostró en este trabajo.
- Debido a que las tendencias del empuje y de la amplitud del rizado son decrecientes con respecto al incremento en la inclinación de los imanes y que la condición deseable de ellas es opuesta, es decir, se desea maximizar el empuje y minimizar el rizado, lo ideal es plantear un problema de optimización multiobjetivo para obtener el valor óptimo de inclinación de los imanes, lo cual se ha logrado mediante el procedimiento seguido en el capítulo 4 y en el capítulo 5.
- Los métodos de optimización aplicados a la inclinación de imanes, pueden aplicarse igualmente a otros métodos o técnicas de reducción del rizado en el empuje de los PMLSMs, por ejemplo, para obtener los valores óptimos de

abertura de las ranuras de la armadura, del ancho de los imanes, del desplazamiento de los imanes, del número de muescas en los dientes de la armadura, etc. Adicionalmente se pueden aplicar los mismos métodos de optimización en casos donde existan más objetivos como la mejora del factor de potencia, el incremento en la eficiencia, la disminución de costes, etc.

- Aunque en la actualidad se utiliza mucho la técnica de los algoritmos genéticos para la optimización de motores, es difícil aplicarla en casos como los estudiados, puesto que los algoritmos genéticos son muy eficientes y efectivos buscando los valores óptimos de una función de optimización, pero requiere de dicha función y en casos como los de los dos motores trabajados, es muy complicado obtener una función que sea muy aproximada a los valores obtenidos por los métodos tradicionales, lo cual hace que la técnica de los algoritmos genéticos lleguen a una solución que no sea la óptima global.
- Adicionalmente, se demuestra la efectividad de las metodologías empleadas para optimizar el valor de inclinación de los imanes, al aplicar la técnica combinada de suma ponderada y regresión cuadrática y los resultados superiores que se obtienen al utilizar la técnica combinada de la suma ponderada y las redes neuronales como se muestra en la comparativa consignada en la tabla 5.

Tabla 5. Porcentajes de reducción de empujes y fuerzas de diente en los dos PMLSMs y con las diferentes técnicas de optimización.

MOTOR	SUMA PONDERADA Y REGRESIÓN CUADRÁTICA		SUMA PONDERADA Y REDES NEURONALES	
	EMPUJE	FUERZA DE DIENTE	EMPUJE	FUERZA DE DIENTE
PMLSM-1	3,57%	49,25%	3,02%	68,42%
PMLSM-2	0,55%	52,77%	0,47%	64,63

Futuras líneas de trabajo.

Existen varios temas a desarrollar en el futuro para continuar con la línea de investigación planteada en esta tesis, algunos de esos temas son los siguientes:

- Una línea futura de trabajo estaría encaminada a desarrollar una técnica que permita obtener una función que tenga correspondencia exacta con los valores obtenidos por simulación, para poder utilizar una herramienta como los algoritmos genéticos en la obtención de un valor óptimo global.
- Otra línea futura de trabajo, consiste en desarrollar un sistema que en tiempo real pueda medir las fuerzas de empuje y atracción en los motores lineales, para validar los datos simulados por elementos finitos. Este trabajo podría realizarse en conjunto con el departamento de ingeniería mecánica

Publicaciones.

Se realizó una publicación en la revista "International Review of Electrical Engineering (IREE)". October 2010. Vol. 5. n. 5, pp. 1994-1999, Part A.

- New Method of Vibration Analysis of Signal Force of Skew Permanent Magnet in Permanent Magnet Linear Synchronous Motors.

Se realizó una publicación en la revista " Engineering" de la Scientific Research Publishing (SCIRP). June 2011. Vol: 03, Issue: 06, pp. 577-582, Part A.

- Optimization of Permanent Magnet Skew in Permanent Magnet Linear Synchronous Motors Using Finite Element and Statistical Method.

Se realizaron dos publicaciones en el "4th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives 2008 (PEMD 2008)" realizado en el

York St John University College (York, UK), del 2 al 4 de abril de 2008. ISBN 9780863419003. ISSN 0537-9989 Reference PEP 05380.

Los títulos de las publicaciones son los siguientes:

- Comparative Results of Thrust Ripple in Several Topologies of PMLSM Using 2-D Finite Element Simulation. Páginas 135 a 138.
- Ripple Reduction in a PMLSM with Concentrated Winding Using 2-D Finite Element Simulation. Páginas 451 a 454.

Bibliografía

- [1] Periódico El País http://www.elpais.com/articulo/espana/Madrid/estrena/intercambiador/Moncloa/meses/retraso/elpepuesp/20080218elpepunac_14/Tes.
- [2] Periódico El Mundo <http://www.elmundo.es.strauss.uc3m.es:8080/elmundo/2008/02/19/madrid/1203411929.html>.
- [3] Ministerio de defensa de España http://www.mde.es/NotasPrensa?accion=1&id_nodo=4072&id_nota=1605.
- [4] Defense industry daily <http://www.defenseindustrydaily.com/6m-for-engineering-changes-to-future-emals-carrier-catapult-designs-02046/>.
- [5] N. Bianchi, S. Bolognani and A. D. F. Capello, “Reduction of Cogging Force in PM Linear Motors by Pole Shifting”, IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 152, no. 3, pp. 703-709, May 2005.
- [6] J. F. Gieras and Z. J. Piech, Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems, Boca Ratón, CRC Press, 2000.
- [7] J. F. Gieras and M. Wing, Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, New York, Marcel Dekker, Inc., 2002.
- [8] W.-R. Canders, H. Mosebach and Z. Shi, “Analytical and Numerical Investigation of PM Excited Linear Synchronous Machines with Shaped Magnets”, in 4th Int. Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA-2003), Birmingham, UK, pp.465-468, 8-10 Sept. 2003.
- [9] D. Zarko, D. Ban and T.A. Lipo, “Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors using Conformal Mapping”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 1, pp. 52-65, 2008.

- [10] D. Zarko, D. Ban and T.A. Lipo, "Analytical Calculation of Magnetic Field Distribution in the Slotted Air Gap of a Surface Permanent-Magnet Motor using Complex Relative Air-Gap Permeance", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 7, pp. 1828-1837, 2006.
- [11] Y. A. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "A Current Control Scheme with an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust Current Regulation in PMSM Drive Systems", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 92-100, 2008.
- [12] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun and K. Malaughlin, "Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Designs with Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction", in *Proc. Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*, pp. 1552-1559, 2007.
- [13] S. Yang, S. Yang, Y. Yang and J. Liu, "Design and Control Optimization of Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines with High Torque and Low Ripples", *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 198-203, 2007.
- [14] Y. W. Zhu and Y. H. Cho, "Thrust Ripples Suppression of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2537-2539, 2007.
- [15] M.S. Islam, S. Mir, T. Sebastian and S. Underwood, "Design Considerations of Sinusoidally Excited Permanent-Magnet Machines for Low-Torque-Ripple Applications", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 955 – 962, Jul-Aug 2005.
- [16] W. C. Gan and L. Qiu, "Torque and Velocity Ripple Elimination of AC Permanent Magnet Motor Control Systems using the Internal Model Principle", *Transactions on Mechatronics, IEEE/ASME*, vol. 9, no. 2, pp. 436-447, 2004.
- [17] N. Bianchi, S. Bolognani and A. D. F. Capello, "Back E.M.F. Improvement and Force Ripple Reduction in PM Linear Motor Drives", in *Proc. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany*, vol. 5, pp. 3372 – 3377, 20-25 Jun. 2004.

- [18] K. K. Tan, T. H. Lee, H. F. Dou, S. J. Chin and S. Zhao, "Precision Motion Control with Disturbance Observer for Pulsewidth-Modulated-Driven Permanent-Magnet Linear Motors", in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 3, part 2, pp. 1813 – 1818, May 2003.
- [19] K. C. Lim, J. K. Woo, G. H. Kang; J. P. Hong and G. T. Kim, "Detent force minimization techniques in permanent magnet linear synchronous motors", in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, part 1, pp. 1157 – 1160, Mar. 2002.
- [20] I. S. Jung, S. B. Yoon, J. H. Shim and D. S. Hyun, "Analysis of Forces in a Short Primary Type and a Short Secondary Type Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1265 – 1270, Dec. 1999.
- [21] J. Holtz and L. Springob, "Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 309-320, 1996.
- [22] H. W. Kim, J. W. Kim and S. K. Sul, "Thrust Ripple Free Control of Cylindrical Linear Synchronous Motor Using Finite Element Method", *Industry Applications Conference, 1996. in IEEE Thirty-First IAS Annual Meeting (IAS-96)*, vol. 1, pp. 42 – 46, San Diego, CA (USA), 6-10 Oct. 1996.
- [23] W. Jie and W. Y. Yan, "A New Technique for Reducing Cogging Torque in EPS Permanent Magnet Brushless DC Motor", in *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2007*, pp. 789-791, 2007.
- [24] L. Dosiek, P. Pillay, "Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Machines", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1565 – 1571, Nov.-Dec. 2007.
- [25] J. Wang, M. Inoue, Y. Amara and D. Howe, "Cogging-Force-Reduction Techniques for Linear Permanent-Magnet Machines", *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 152, no. 3, pp. 731-738, 2005.

- [26] M. S. Islam, S. Mir and T. Sebastian, “Issues in Reducing the Cogging Torque of Mass-Produced Permanent-Magnet Brushless DC Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 3, pp. 813-820, 2004.
- [27] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, J. Enon and A. Sarribouette, “Design Technique for Reducing the Cogging Torque in Large Surface Mounted Magnet Motors”, in *16th International Conference on Electrical Machines (ICEM-2004)*, Cracow, Poland, pp.157-158, 5-8 Sep. 2004.
- [28] N. Bianchi, S. Bolognani, D. D. Corte and F. Tonel, “Tubular Linear Permanent Magnet Motors: An overall Comparison”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 466-475, 2003.
- [29] L. Parsa, L. Hao and H.A. Toliyat, “Optimization of Average and Cogging Torque in 3-Phase IPM Motor Drives”, in *37th IAS Annual Meeting of Industry Applications Conference*, Pennsylvania, USA, vol. 1, pp. 417 – 424, 13-18 Oct. 2002.
- [30] N. Bianchi and S. Bolognani, “Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1259-1265, Sep/Oct 2002.
- [31] In-Soung Jun, Jin Hur and Dong-Seok Hyun, “Performance Analysis of Skewed PM Linear Synchronous Motor According to Various Design Parameters”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, issue 5, part 1, pp. 3653 – 3657, Sept. 2001.
- [32] M. Platen and G. Henneberger, “Examination of leakage and end effects in a linear synchronous motor for vertical transportation by means of finite element computation”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 5, part 1, pp. 3640 – 3643, Sept. 2001.
- [33] M.J. Chung, M.G. Lee, S.Q. Lee and G. Dae-Gab, “Optimal Design and Development of Linear Brushless Permanent Magnet Motor”, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001)*, Cambridge, Massachusetts, pp. 436 – 441, 17-20 June 2001.

- [34] J. Lee, H. W. Lee, Y. D. Chun, M. Sunwoo and J. P. Hong, "The Performance Prediction of Controlled-PM LSM in Various Design Schemes by FEM", in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, part 1, pp. 1902 – 1905, Jul. 2000.
- [35] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines", in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 4, pp. 407 – 412, Dec. 2000.
- [36] C. Breton, J. Bartolome, J.A. Benito, et al. , "Influence of Machine Symmetry on Reduction of Cogging Torque in Permanent-Magnet Brushless Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, , vol. 36, no. 5, pp. 3819-3823, 2000.
- [37] S. Williamson and A.M. Knight, "Performance of skewed single-phase line-start permanent magnet motors" in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 577 – 582, May-June 1999.
- [38] R.J. Cruise and C.F. Landy, "Reduction of Cogging Forces in Linear Synchronous Motors", in *5th IEEE Africon Conference in Africa, (AFRICON-99)*, Cape Town, South Africa, 29 Sep. -1 Oct., vol. 2, pp. 623 – 622, 28 Sept.-1 Oct. 1999.
- [39] P. Minciunescu, "Boundary Element Method in Reduction of Cogging Torque", in *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 34, no. 5, part 1, pp. 2905 – 2907, Sept. 1998.
- [40] M.A. Alhamadi and N.A. Demerdash, "Optimization of the skew angle of rotor poles in permanent magnet machines based on the inverse problem method", in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1496 – 1501, Dec. 1999.
- [41] P.J. Hor, Z.Q. Zhu, D. Howe and J. Rees-Jones, "Minimization of cogging force in a linear permanent magnet motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 34, no. 5, part 1, pp. 3544 - 3547, Sept. 1998.
- [42] Z.O. Zhu, Z.P. Xia, D. Howe and P.H. Mellor, "Reduction of cogging force in slotless linear permanent magnet motors" *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 144, no. 4, pp. 277 – 282, Jul. 1997.

- [43] R.P. Deodhar, D.A. Staton and T.J.E. Miller, "Modeling of Skew Using the Flux-MMF Diagram", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, No. 6, pp. 1339 – 1347, Nov.-Dec. 1996.
- [44] T. Yoshimura, H.J. Kim, M. Watada, S. Torii and D. Ebihara, "Analysis of the Reduction of Detent Force in a Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", in IEEE Transactions on Magnetics, volume 31, no. 6, part 2, pp. 3728 – 3730, Nov. 1995.
- [45] R. Akmesse and J.F. Eastham, "Design of Permanent Magnet Flat Linear Motors for Standstill Applications", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 28, no. 5, pp. 3042-3044, 1992.
- [46] R. Carlson, A.A. Tavares, J.P. Bastos and M. Lajoie-Mazenc, "Torque Ripple Attenuation in Permanent Magnet Synchronous Motors", in IEEE Annual Meeting of Industry Applications Society, San Diego, CA (USA), vol.1, pp. 57 – 62, 1-5 Oct. 1989.
- [47] T. Li and G. Slemon. , "Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 6, pp. 2901-2903, 1988.
- [48] N. Bianchi, S. Bolognani and F. Luise, "High Speed Drive using a Slotless PM Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 4, pp. 1083-1090, 2006.
- [49] M. Aydin, S. Huang and T.A. Lipo, "Optimum Design and 3D Finite Element Analysis of Nonslotted and Slotted Internal Rotor Type Axial Flux PM Disc Machines", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 3, pp. 1409-1416, 2001.
- [50] S. Huang, M. Aydin and T. A. Lipo, "Torque Quality Assessment and Sizing Optimization for Surface Mounted Permanent Magnet Machines", Conference Record of the IEEE Thirty-Sixth IAS Annual Meeting (Industry Applications Conference), vol. 3, pp. 1603-1610 vol.3, 2001.
- [51] T. S. Low, M. A. Jabbar and T. S. Tan, "Design Aspects and Performance of a Slotless PM Motor for Hard Disk Drives", IEEE Industry Applications Magazine, vol. 3, no. 6, pp. 43-51, 1997.

- [52] Y. Chen, J. Shen and Z. Fang, "Topology and Preliminary Design of Slotless Brushless DC Motor", IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, pp. WB2/7.1-WB2/7.3, 1997.
- [53] Z. O. Zhu, Z. P. Xia, D. Howe and P. H. Mellor, "Reduction of Cogging Force in Slotless Linear Permanent Magnet Motors", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 144, no. 4, pp. 277-282, 1997.
- [54] A. Kaddouri and H. L. Huy, "Analysis and Design of a Slotless NdFeB Permanent-Magnet Synchronous Motor for Direct Drive", Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, pp. 271-278, 1992.
- [55] B. Nogarede and M. L. Mazenc, "Torque Ripple Minimisation Methods in Sinusoidal Fed Synchronous Permanent Magnet Machines", Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 341), pp. 41-45, 1991.
- [56] T. R. England, "Unique Surface-Wound Brushless Servo with Improved Torque Ripple Characteristics", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no.6, pp. 972-977, 1988.
- [57] K. Hameyer and R. Belmans, Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices, Boca Ratón, WIT Press, 1999.
- [58] [Ngatchou, P.; Anahita Zarei; El-Sharkawi, M.A.; Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ISAP.2005.1599245 Publication Year: 2005 , Page(s): 84 – 91]
- [59] [Multiobjective Optimization. Jurgen Branke, Kalyanmoy Deb, Kaisa Miettinen, Roman Słowiński. A Bradford. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008]
- [60] An Introduction to Genetic Algorithms. Mitchell Melanie. A Bradford Book The MIT Press]

- [61] L. Dong-Yeup and K. Gyu-Tak, "Design of thrust ripple minimization by equivalent magnetizing current considering slot effect", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 4, pp. 1367-1370, 2006.
- [62] H. Isfahani, B. M. Ebrahimi and H. Lesani, "Design Optimization of a Low-Speed Single-Sided Linear Induction Motor for Improved Efficiency and Power Factor", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 266-272, 2008
- [63] N. Roshandel Tavana and A. Shoulaie, "Minimizing thrust fluctuation in linear permanent-magnet synchronous motor with Halbach array", *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st*, vol., no., pp. 302-306, 2010.
- [64] Z. Jia, Z. Wei, F. Jin, Y. Zhongping, T. Q. Zheng and L. Youmei, "Design of HTS Linear Induction Motor using GA and the Finite Element Method", *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, vol., no., pp. 527-531, 2010
- [65] X. Xiaozhuo, W. Xudong, Y. Shiying and F. Haichao, "Optimization of Vertical Linear Synchronous Motor for Ropeless Elevator with INGA Method", *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, vol., no., pp. 3965-3968, 2010.
- [66] Y. C. Zhuang, H. T. Yu, M. Q. Hu and X. Jun, "A novel adaptive genetic algorithm applied to optimizing linear induction machines", *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, vol., no., pp. 3435-3438, 2008.
- [67] Y. D. Chun, S. Wakao, T. H. Kim, K. B. Jang and J. Lee, "Multiobjective design optimization of brushless permanent magnet motor using 3D equivalent magnetic circuit network method", *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 2, pp. 1910-1913, 2004.
- [68] Z. Yanli, Y. Jingguo, X. Dexin, H. In Sung and K. Chang Seop, "Shape optimization of a PMLSM using Kriging and genetic algorithm", *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, vol., no., pp. 1496-1499, 2010.

- [69] Canova, A. Garramone and G. Gruosso, "Design and Optimisation of Two phase Tubular Permanent Magnet Linear Motors for Custom Applications", *Power Electronics, Machines and Drives*, 2006. The 3rd IET International Conference on, vol., no., pp. 177-181, 2006.
- [70] V.-Z. Sadegh and A. H. Isfahani, "Multiobjective design optimization of air-core linear permanent-magnet synchronous motors for improved thrust and low magnet consumption", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 446-452, 2006
- [71] H. M. Hasanien, A. S. Abd-Rabou and S. M. Sakr, "Design Optimization of Transverse Flux Linear Motor for Weight Reduction and Performance Improvement Using Response Surface Methodology and Genetic Algorithms", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 3, pp. 598-605, 2010
- [72] L.-Y. Hsu and M.-C. Tsai, "Tooth shape optimization of brushless permanent magnet motors for reducing torque ripples", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 282, no., pp. 193-197, 2004
- [73] H. Isfahani and S. Vaez-Zadeh, "Design of a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor with Extra Low Force Pulsations", *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, vol. 2, no., pp. 1386-1389, 2005
- [74] H. Isfahani and S. Vaez-Zadeh, "Design optimization of a linear permanent magnet synchronous motor for extra low force pulsations", *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 2, pp. 443-449, 2007
- [75] Krishnamoorthy and K. Dharmalingam, "Optimized design of three phase IM using Rosenbrock's method and GA", *Communication Control and Computing Technologies (ICCCCT), 2010 IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 465-469, 2010
- [76] S. Peng and Z. Huixing, "Air-gap magnetic field design optimization for U-shaped ironless permanent magnet linear synchronous motors", *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, vol., no., pp. 358-363, 2008

- [77] V. Sarac, L. Petkovska, M. Cundev and G. Cvetkovski, "Comparison between two target functions for optimization of single phase shaded-pole motor using method of genetic algorithms", *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 161, no. 1-2, pp. 89-95, 2005
- [78] Pirisi, M. Mussetta, G. Grusso and R. E. Zich, "An optimized three phase TPM-LiG for marine applications", *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010 International Symposium on, vol., no., pp. 1712-1717, 2010
- [79] L. Liu, W. Liu and D. A. Cartes, "Particle swarm optimization-based parameter identification applied to permanent magnet synchronous motors", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 21, no. 7, pp. 1092-1100, 2008
- [80] L. Guo, H. Ding and Q. Lu, "Character analysis and optimized design of linear motor in maglev trains", *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2010 International Conference on, vol., no., pp. 1542-1545, 2010
- [81] S. Li and M. Yang, "Particle swarm optimization combined with finite element method for design of ultrasonic motors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 148, no. 1, pp. 285-289, 2008
- [82] A.-m. Liu, X.-l. Zhang, X. Lin and Y.-x. Li, "Application of neighbourhood topology particle swarm optimization to cylinder linear induction motor design", *Automation and Logistics, 2009. ICAL '09. IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 538-542, 2009
- [83] V. P. Sakthivel, R. Bhuvaneshwari and S. Subramanian, "Multi-objective parameter estimation of induction motor using particle swarm optimization", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 23, no. 3, pp. 302-312, 2010
- [84] T. Therdbankerd, P. Sanposh, N. Chayopitak and H. Fujita, "Parameter identification of a Linear Permanent Magnet motor using Particle Swarm Optimization", *Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2010 International Conference on, vol., no., pp. 173-177, 2010

- [85] A. Zare bazghaleh, M. R. Naghashan, M. R. Meshkatoddini and H. Mahmoudimanesh, "Optimum design of high speed single-sided linear induction motor using particle swarm optimization", *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, 2010 1st, vol., no., pp. 329-334, 2010
- [86] M. Ashabani, Y. A. R. I. Mohamed and J. Milimonfared, "Optimum Design of Tubular Permanent-Magnet Motors for Thrust Characteristics Improvement by Combined Taguchi-Neural Network Approach", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 12, pp. 4092-4100, 2010
- [87] B. Pryymak, J. M. Moreno-Eguilaz and J. Peracaula, "Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives", *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 71, no. 4-6, pp. 290-298, 2006
- [88] B. Shao, Z.-t. Cao, H.-p. Chen and G.-g. He, "Cogging force and its estimation using a neural network based on 2D field model of PMLSM", *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 1243-1248, 2005
- [89] L. Dong-Yeup, J. Chun-Gil, Y. Kang-Jun and K. Gyu-Tak, "A study on the efficiency optimum design of a permanent magnet type linear synchronous motor", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 5, pp. 1860-1863, 2005
- [90] H. Yousefi, M. Hirvonen, H. Handroos and A. Soleymani, "Application of neural network in suppressing mechanical vibration of a permanent magnet linear motor", *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 7, pp. 787-797, 2008
- [91] L. Faa-Jeng, T. Li-Tao and C. Hen, "A Robust Recurrent Wavelet Neural Network Controller With Improved Particle Swarm Optimization for Linear Synchronous Motor Drive", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 6, pp. 3067-3078, 2008
- [92] H.-W. Ge, F. Qian, Y.-C. Liang, W.-l. Du and L. Wang, "Identification and control of nonlinear systems by a dissimilation particle swarm optimization-based Elman neural network", *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, vol. 9, no. 4, pp. 1345-1360, 2008

- [93] I. Moser, "Hooke-Jeeves revisited", *Evolutionary Computation*, 2009. CEC '09. IEEE Congress on, pp. 2670-2676, 2009.
- [94] V. Gradinaru, L. Tutelea and I. Boldea, "25 kW, 15 krpm, 6/4 PMSM: Optimal design and torque pulsation reduction via FEM", *Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2008. OPTIM 2008. 11th International Conference on, vol., no., pp. 249-256, 2008.
- [95] J. Faiz and M. B. B. Sharifian, "Optimal design of three phase induction motors and their comparison with a typical industrial motor", *Computers & Electrical Engineering*, vol. 27, no. 2, pp. 133-144, 2001.
- [96] X. del Toro Garcia, F. Neri, G. L. Cascella and N. Salvatore, "A Surrogate Assisted Hooke-Jeeves Algorithm to Optimize the Control System of a PMSM Drive", *Industrial Electronics*, 2006 IEEE International Symposium on, vol. 1, no., pp. 347-352, 2006.
- [97] L. Tutelea and I. Boldea, "Induction motor electromagnetic design optimization: Hooke Jeeves method versus genetic algorithms", *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2010 12th International Conference on, vol., no., pp. 485-492, 2010.
- [98] A. Krishnamoorthy and K. Dharmalingam, "Multi-objective design optimization of three phase induction motor using Hooke and Jeeves method & GA", *Recent Advances in Space Technology Services and Climate Change (RSTSCC)*, 2010, vol., no., pp. 413-418, 2010
- [99] L. Tutelea and I. Boldea, "Surface permanent magnet synchronous motor optimization design: Hooke Jeeves method versus genetic algorithms", *Industrial Electronics (ISIE)*, 2010 IEEE International Symposium on, vol., no., pp. 1504-1509, 2010
- [100] S. T. Boroujeni, J. Milimonfared and M. Ashabani, "Design, Prototyping, and Analysis of a Novel Tubular Permanent-Magnet Linear Machine", *Magnetics*, *IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 12, pp. 5405-5413, 2009.
- [101] H. Akhondi, J. Milimonfared and H. Rastegar, "Optimal design of tubular permanent magnet linear motor for electric power steering system",

- Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), 2010 IEEE Region 8 International Conference on, vol., no., pp. 831-835, 2010.
- [102] H. Do-Kwan, W. Byung-Chul, K. Dae-Hyun and K. Do-Hyun, "Optimum Design of Transverse Flux Linear Motor for Weight Reduction and Improvement Thrust Force Using Response Surface Methodology", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 11, pp. 4317-4320, 2008
- [103] W. Jazdzynski and M. Bajek, "Modeling and bi-criterial optimization of a Line Start Permanent Magnet Synchronous Machine to find an IE4 class high-efficiency motor", *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, vol., no., pp. 1-6, 2010
- [104] W. Jazdzynski and M. Majchrowicz, "An approach to find an optimum designed SRM for electric vehicle drive", *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, vol., no., pp. 1-6, 2008
- [105] W. Jiabin, D. Howe and L. Zhengyu, "Design Optimization of Short-Stroke Single-Phase Tubular Permanent-Magnet Motor for Refrigeration Applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 327-334, 2010
- [106] M. Kitamura, N. Hino and M. Ito, "A complex representation approach for the optimal design of PM devices", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 3, pp. 1881-1884, 1999
- [107] M. G. Lee, Y.-M. Choi, S. Q. Lee, D.-c. Lim and D.-G. Gweon, "Design of high precision linear stage with double-sided multi-segmented trapezoidal magnet array and its compensations for force ripples", *Mechatronics*, vol. 16, no. 6, pp. 331-340, 2006
- [108] Z. J. Liu and J. T. Li, "Accurate Prediction of Magnetic Field and Magnetic Forces in Permanent Magnet Motors Using an Analytical Solution", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 717-726, 2008
- [109] M. Mirzaei and S. E. Abdollahi, "Design Optimization of Reluctance-Synchronous Linear Machines for Electromagnetic Aircraft Launch System", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 389-395, 2009

- [110] N. R. Tavana and A. Shoulaie, "Pole-shape optimization of permanent-magnet linear synchronous motor for reduction of thrust ripple", *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 1, pp. 349-354, 2011
- [111] J. Zhang, M. Cheng and Z. Chen, "Optimal design of stator interior permanent magnet machine with minimized cogging torque for wind power application", *Energy Conversion and Management*, vol. 49, no. 8, pp. 2100-2105, 2008
- [112] J. Zhang, H. Zhu and C. Zhao, "Combined finite element analysis and subproblem approximation method for the design of ultrasonic motors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 163, no. 2, pp. 510-515, 2010
- [113] K. Baoquan, L. Liyi and Z. Chengming, "Analysis and Optimization of Thrust Characteristics of Tubular Linear Electromagnetic Launcher for Space-Use", *Electromagnetic Launch Technology, 2008 14th Symposium on*, vol., no., pp. 1-6, 2008
- [114] S. Chaithongsuk, N. Takorabet and F. Meibody-Tabar, "On the Use of Pulse Width Modulation Method for the Elimination of Flux Density Harmonics in the Air-Gap of Surface PM Motors", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 3, pp. 1736-1739, 2009
- [115] Y. Dai, L. Song and S. Cui, "Development of PMSM Drives for Hybrid Electric Car Applications", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 434-437, 2007
- [116] O. Gomis-Bellmunt, S. Galceran-Arellano, A. Sudrià-Andreu, D. Montesinos-Miracle and L. F. Campanile, "Linear electromagnetic actuator modeling for optimization of mechatronic and adaptronic systems", *Mechatronics*, vol. 17, no. 2-3, pp. 153-163,
- [117] S. Gruber, C. Junge, F. Senicar and S. Soter, "Optimization of a high force tubular linear drive concept with discrete wound coils to fulfill safety standards in industrial applications", *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, vol., no., pp. 2431-2435, 2009
- [118] K. Gyu-Hong, H. Jin, K. Woo-Byoung and L. Byoung-Kuk, "The shape design of interior type permanent magnet BLDC motor for minimization of mechanical

- vibration", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, vol., no., pp. 2409-2414, 2009
- [119] D. P. Juliani, M. Lessmann, D. P. Gonzaga and K. Hameyer, "Development and optimization of a tubular linear synchronous motor considering various skewing methods and eddy current losses", Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, vol., no., pp. 1-6, 2010
- [120] G. Xianguo, y. Ming and x. Dianguo, "Research on thrust ripples elimination technique for double sided PM linear motor", Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, vol., no., pp. 3449-3452, 2008
- [121] Y. Zhang, M. Yu, Y. Ye and X. Liu, "Computer simulation study on optimization of linear servo motor used in CNC machines", Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 2010 3rd IEEE International Conference on, vol. 6, no., pp. 562-566, 2010
- [122] S. Haykin, *Neural networks and learning machines*, Ontario-Canada, Prentice Hall, 2009.
- [123] E. Caicedo Bravo y J. A. López Sotelo, *Una aproximación práctica a las redes neuronales artificiales*, Cali-Colombia, Programa Editorial Universidad del Valle, 2009.
- [124] The MathWorks, Inc., *Matlab R2008a help browser*, 2008.