



**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**ANÁLISIS COMPARATIVO DE PÉRDIDAS EN CORRIENTE ALTERNA EN
BOBINADOS HAIRPIN DE COBRE Y ALUMINIO PARA MÁQUINAS ELÉCTRICAS
ROTATORIAS**

POR

Carlos Andrés Gálvez Araya

Memoria de Título presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción para
optar al título profesional de Ingeniero Civil Eléctrico

Profesor Guía
Dr. Juan Antonio Tapia Ladino

Septiembre 2025
Concepción (Chile)

©2025 Carlos Andrés Gálvez Araya



©2025 Carlos Andrés Gálvez Araya

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento.



A los alumnos del pasado, presente y futuro del L.E.M.E.

Agradecimientos

Es en mi corta vida que he tenido el privilegio de conocer a muchas personas, personas que han marcado mi existencia de una u otra forma. Me encantaría decir que todas y cada una de ellas aportaron en algo a mi constante aprendizaje, algunas aportaron dándome su vida, su corazón, su amor y su bondad, otros, quizás no tanto o quizás nada, pero supongo que en esta vida se debe ser agradecido de las enseñanzas que uno pueda obtener de sus vivencias, y es que en este documento tan frío y tan técnico existe el espacio para poder agradecer a quienes estime me ayudaron a crecer en mi formación profesional, en mi formación como persona.

Quiero partir por darle las gracias a mi madre Andrea, a mi querida madre Andrea, la mujer más tenaz que he conocido, quien, aun viéndose agobiada por la adversidad y el peso del mundo puede encontrar el rumbo para todas las cosas. Contigo todo funciona, todo cuadra. Gracias por siempre darme todo, aun cuando eso implicara quedarte con nada, por darme tu devoción y siempre quererme con tu vida. Le doy las gracias a mi padre Carlos, a mi querido padre Carlos. Eres y serás por siempre el hombre más excepcional que he conocido, el hombre que consigue calmar mi angustia con su voz tenue, el hombre más inteligente que conozco de entre todos los hombres que he conocido, un hombre que siempre desprende bondad de su corazón incluso a quienes no lo merecen. A mis padres, gracias por darme los valores y los principios que hoy me rigen, por enseñarme a ser amable y empático, aunque a veces mi carácter terco me haga olvidarlo por momentos.

Le doy las gracias a mi querido hermano José. Eres mi luz y mis ojos en un mundo cada vez más oscuro y caótico, mi alegría y mi orgullo, la motivación que me hace seguir adelante cuando nada más parece alentarme. Gracias por quererme incondicionalmente, por hacerme reír, por darme tu hombro para llorar, por darme tu consuelo y por siempre estar a mi lado. Y es que no podría imaginar mi vida sin ti, pues tu presencia llena hasta el vacío más profundo de mi ser.

Le doy las gracias a mis abuelos, a mi querido abuelo Héctor y a mi querida abuela Yolanda, quienes me han amado como si fuera su hijo, quienes me han apoyado en cada proyecto en la que me embarco como lo haría un padre, quienes me entregaron el calor y el amor de un hogar siempre que viajé a visitarlos, quienes me alientan y me cuidan cuando estoy lejos de mi querido sur y de mi casa.

Le doy las gracias a mis tías, mi querida tía Camila y mi querida tía Carla, quienes me han amado desde que soy un niño con memoria, como si fuesen mis madres, como si fuesen mis hermanas, quienes me acompañan con ternura y complicidad desde siempre y espero hasta siempre.

Pensaba que sería fácil escribir y agradecer sin más, pero me he dado cuenta llegando a este

punto de haber agradecido a mi familia, que soy un afortunado. No solo por tener a mi familia que me apoya incondicionalmente, sino porque he podido forjar grandes amistades en mi vida, algunas en el colegio, otras en la universidad. Algunas perduraron con el tiempo y son más fuertes que nunca, otras se apagaron con el paso del tiempo y la magnitud de la distancia física que nos separa. Aun así, espero no dejar a nadie importante fuera de este agradecimiento. Quiero partir por agradecer a mis amigos del colegio: Soto, Carmona, Dopy, Melo, Basto, mi grupo de amigos incondicional, pilares fundamentales en mi vida, a quienes puedo contarles todas y cada una de mis andanzas sin el miedo de sentirme juzgado, quienes me alegran con su humor tan particular y especial.

A mis queridos amigos de la universidad: Benson, Bimbo, Dani, Benk, Lukas, Campanil, Nando, Pelao, Loyd, Ricardo, Gonzalo, Martín, Maxi, Mati, Max, Aaron, Seba, Vale, Fran, Yuyu y Nicole. Algunos los conocí en Eléctrica, otros cuando llegué a Plan Común, algunos ya se fueron, otros están por irse al igual que yo. Gracias por formar parte de mi vida en esta etapa tan importante, y por siempre estar cuando los necesité.

A mi profesor y amigo Paulo, quien me mostró que el mundo de la matemática y los números es para cualquiera con hambre de entendimiento y superación. Gracias por ayudarme tanto a superar mis vacíos matemáticos y por aconsejarme y escucharme en la etapa más difícil de mi carrera.

Agradezco también a mis profesores Carlos Madariaga y Juan Tapia por ayudarme en este desafío y por alentarme a seguir por el camino de la investigación. Agradezco encarecidamente a todo el equipo del L.E.M.E por la ayuda y las risas a lo largo de este proceso.

Hay muchas personas que marcaron mi vida de una u otra forma que dejaron de formar parte de mí en algún momento, algunas porque simplemente tuvieron que partir antes de tiempo de este mundo, otras por elección propia. Aun así, a pesar de todo, les doy las gracias a casi todos...

A todos y cada uno de ustedes, gracias por creer en mí. Esto es por mí, y para mí y para ustedes.

Se agradece a la Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo, por apoyar mediante el proyecto FONDECYT 1230670.

Se agradece a Electrical Machine Design Solutions, Corp por aportar en el desarrollo de este trabajo.

Sin mirar atrás decidí adentrarme en la zona gris...y salí victorioso.

Sumario

La presente Memoria de Título se enfoca en el análisis de las pérdidas de corriente alterna en bobinados tipo Hairpin de cobre y aluminio utilizados en máquinas eléctricas, se presenta una introducción general sobre las máquinas eléctricas, describiendo sus principios de funcionamiento, tipos de bobinado y la importancia de la geometría de los conductores en el desempeño de las máquinas eléctricas, se hace un énfasis en los bobinados tipo Hairpin, explicando sus ventajas, aplicaciones y la cadena de producción asociada a esta tecnología.

Se desarrolla un marco teórico sólido y se realizan demostraciones matemáticas de los modelos analíticos relativos al efecto Joule y al *skin depth*, así como los modelos propuestos por Juha Pyrhönen, Vlado Ostović y Phil Mellor para el cálculo de las pérdidas por corriente alterna aplicados en bobinados tipo Hairpin considerando aspectos como la geometría de los conductores y la geometría de las ranuras de estator, así como el tipo de material conductor y la frecuencia de operación del motor.

Se realiza una comparativa entre resultados obtenidos de manera analítica y los resultados obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos utilizando el software Ansys Electronics Desktop, para los factores de pérdidas de corriente alterna de bobinados Hairpin de cobre y aluminio. Se analizan los efectos de la geometría de los conductores, la frecuencia de operación y el tipo de material conductor.

Los resultados obtenidos demostraron una alta incidencia por parte de la geometría y la frecuencia de operación de la máquina para ambos materiales conductores en el nivel de pérdidas de corriente alterna, específicamente, se observó una clara dependencia de los resultados a la altura de la ranura y los conductores. Se analizó el error relativo porcentual de los modelos analíticos desarrollados en la presente memoria de título mediante la comparativa realizada entre el modelamiento analítico y las simulaciones en elementos finitos. Se analizó la discrepancia entre los modelos analíticos con las simulaciones en elementos finitos.

Los resultados muestran un buen desempeño del cobre en bajas frecuencias de operación, pero muestran un mejor desempeño del aluminio en altas frecuencias de operación, además, se observó que los modelos analíticos presentan un buen desempeño en ranuras de estator pequeñas aun si los conductores son sometidos a altas frecuencias de operación.

Tabla de Contenidos

NOMENCLATURA.....	VIII
LISTA DE FIGURAS.....	XII
1. INTRODUCCIÓN Y DEFINICIONES PREVIAS.....	14
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	14
1.2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE UNA MÁQUINA ELÉCTRICA.....	15
1.2.1 Principio de funcionamiento de una máquina eléctrica	15
1.3. BOBINADOS DE UNA MÁQUINA ELÉCTRICA	16
1.3.1 Bobinados de sección transversal circular.....	17
1.3.2 Bobinados de sección transversal rectangular.....	20
1.3.3 Bobinado Hairpin	21
1.3.4 Resumen de factor de relleno alcanzado por cada tipo de bobinado	23
1.4. IMPLEMENTACIÓN DEL BOBINADO HAIRPIN EN DISTINTAS TOPOLOGÍAS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS	23
1.4.1 Hairpin en máquina de imanes permanentes.....	23
1.4.2 Hairpin en máquina de inducción.....	25
1.4.3 Máquina sincrónica de reluctancia asistida por imanes permanentes	25
1.4.4 Discusión en torno a bobinado Hairpin	26
2. TRABAJOS PREVIOS	28
2.1.1 Esquema de conexionado para el bobinado Hairpin.....	28
2.1.2 Modelos analíticos de pérdidas AC.....	29
2.1.3 Comparación entre horquillas de cobre y aluminio	30
2.1.4 Discusión en torno al Bobinado Hairpin.....	31
3. OBJETIVOS	32
3.1. OBJETIVOS.....	32
3.1.1 Objetivo General	32
3.1.2 Objetivos Específicos.....	32
3.2. ALCANCES Y LIMITACIONES	32
3.3. RECURSOS.....	32
3.3.1 Bases de datos	32
3.3.2 Instalaciones y Hardware.....	32
3.3.3 Software.....	33
4. MODELOS ANALÍTICOS DE PÉRDIDAS AC	34
4.1.1 Demostración del Efecto Joule.....	34
4.1.2 Deducción del “Skin Depth”	36
4.1.3 Determinación de los coeficientes de pérdidas – Planteamientos de Juha Pyrhönen y Vlado Ostović.....	39
4.1.4 Modelo analítico donde la altura de los conductores es normalizada respecto al Skin Depth – Planteamientos propuestos por Phil Mellor y Rafal Wrobel.....	49
4.1.5 Modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin.....	52
5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	54
6. CONCLUSIONES	69
7. REFERENCIAS.....	72
8. ANEXOS.....	78
8.1. ANEXO 1: SOLUCIÓN A LA ECUACIÓN 4.15.....	78
8.2. ANEXO 2: SOLUCIÓN A LA ECUACIÓN 4.15.....	78
8.3. ANEXO 3: FACTORES DE PÉRDIDAS AC OBTENIDOS ANALÍTICAMENTE	80
8.4. ANEXO 4: PUBLICACIONES RESULTANTES DEL ESTUDIO REALIZADO EN LA MEMORIA DE TÍTULO.....	82

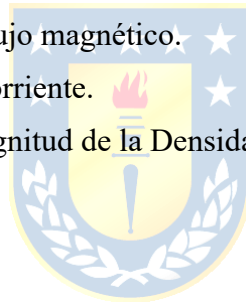
Nomenclatura

Vectores

- \vec{E} Campo eléctrico.
 \vec{H} Campo magnético.
 \vec{B} Densidad de flujo magnético.
 \vec{J} Densidad de corriente.
 \vec{v}_m Velocidad media.

Escalares

- t Tiempo.
 N Número de cargas libres.
 Q Unidad de volumen.
 E Magnitud de la Intensidad de campo eléctrico.
 H Magnitud de la Intensidad de campo magnético.
 B Magnitud de la Densidad de flujo magnético.
 J Magnitud de la Densidad de corriente.
 J^* Complejo conjugado de la Magnitud de la Densidad de Corriente.
 W_e Trabajo eléctrico.
 P Potencia.
 I Corriente.
 I_o Corriente que atraviesa un solo conductor.
 A Área.
 l Largo del conductor.
 ρ Resistividad.
 v_m Magnitud de la Velocidad media de las cargas libres.
 v Volumen.
 K_{fill} Factor de relleno.
 A_{cond} Área del conductor.
 A_s Área de la ranura.
 n Número de devanados.
 δ Skin Depth.
 σ Conductividad eléctrica del material.
 σ_c Conductividad eléctrica del conductor.



μ_0	Permeabilidad del vacío.
μ	Permeabilidad relativa del material.
ω	Frecuencia angular.
h_c	Altura del conductor.
h	Altura de la ranura.
b_c	Ancho del conductor.
b	Ancho de la ranura.
w_c	Ancho del conductor.
w_1	Ancho de la ranura.
N_1	Número de vueltas de los conductores.
ϵ_1	Factor de relleno de la capa.
η	Altura característica.
R_{AC}	Resistencia AC del conductor.
R_{DC}	Resistencia DC del conductor.
P_{DC}	Pérdidas DC.
P_{AC}	Pérdidas AC.
k_R	Factor de resistencia.
K_{AC}	Factor de pérdidas de corriente alterna.
α	Profundidad de penetración.
ξ	Altura reducida del conductor.
C	Constante de integración.
θ	Fuerza magnetomotriz.
ψ	Coefficiente de pérdidas por contribución de conductores aledaños.
φ	Coefficiente de pérdidas para un único conductor.
P_{eddy}	Pérdidas por corrientes de Foucault.
P_{prox}	Pérdidas por efecto proximidad.
C_{hs}	Parámetro auxiliar.
S_{hc}	Parámetro auxiliar.
c_r	Función auxiliar.
s_r	Función auxiliar.
c_{rh}	Función auxiliar.
s_{rh}	Función auxiliar.



h_{c0} Altura de subconductor.
 b_{c0} Ancho de subconductor.
 z_t Número de capas de conductores.
 z_a Número de conductores adyacentes.

Minúsculas

ra Relaciones de Aspecto.

Mayúsculas

B.E.V Vehículo eléctrico de batería.
P.H.E.V Vehículo híbrido enchufable (solo vehículos de pasajeros).
CHP Continuous Hairpin Technology.
AC Corriente Alterna.
DC Corriente Directa.
IM Motor de Inducción.
IPMSM Máquina sincrónica de reluctancia asistida por imanes permanentes.
MMF Fuerza magnetomotriz.
OG Objetivo General.
OE1 Objetivo Específico 1.
OE2 Objetivo Específico 2.
OE3 Objetivo Específico 3.



Lista de Tablas

Tabla 1.1: Ventajas de una máquina de bobinado concentrado [14].	19
Tabla 1.2: Comparación entre K_{fill} para distintas configuraciones de bobinado.	23
Tabla 2.1: Comparación de los componentes de pérdidas de potencia [37].	30
Tabla 4.1: Skin Depth en mm para conductores comunes a diferentes frecuencias [30].	39
Tabla 5.1: Set de datos correspondiente a las ranuras analizadas.	54
Tabla 5.2: Factor de pérdidas AC obtenido mediante simulaciones en elementos finitos.	56
Tabla 5.3: Error relativo porcentual asociado al modelo de Juha Pyrhönen.	64
Tabla 5.4: Error relativo porcentual asociado al modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin.	65



Lista de Figuras

Figura 1.1: Tendencias mundiales de las existencias de vehículos eléctricos, 2010-2023 [2].	14
Figura 1.2: Fotografía de estator de un motor de inducción con sus bobinados tomada en la Universidad de Concepción.	15
Figura 1.3: Patrones básicos de bobinado [13].	17
Figura 1.4: Disposición a 60° de conductores de sección transversal circular – Configuración ortocíclica [12].	18
Figura 1.5: Doce ranuras/diez polos con bobinado concentrado de doble capa [14].	18
Figura 1.6: Deformación del aislamiento de los devanados finales durante la compresión [15].	20
Figura 1.7: Conductor de sección transversal rectangular [13].	20
Figura 1.8: Horquilla de sección transversal rectangular [17].	21
Figura 1.9: Comparación entre las cadenas de proceso para las tecnologías de barra [18].	22
Figura 1.10: Alineación de los dipolos magnéticos en un imán permanente.	24
Figura 1.11: Ejemplo de aplicación de imanes permanentes - Máquina Síncrona de imanes permanentes de 14 polos [21].	24
Figura 1.12: IM con bobinado de estator tipo horquilla [22].	25
Figura 1.13: IPMSM con bobinado de estator tipo horquilla [24].	26
Figura 1.14: Distribución de la densidad de corriente en función del efecto skin y proximidad: a) Un solo conductor a 2 kHz; b) Un solo conductor a 4 kHz; c) Dos conductores adyacentes a 2 kHz [26].	27
Figura 2.1: Configuración de las horquillas a modo que sea factible para el caso de 36 ranuras, motor de cuatro polos (a) camino en serie, (b) dos caminos paralelos [29].	29
Figura 4.1: Conductor con N cargas libres sometido a un campo eléctrico.	34
Figura 4.2: Un espacio conductor homogéneo con corriente sinusoidal. La amplitud del vector de densidad de corriente en un instante de tiempo en función de la distancia y desde la superficie límite es como se indica [25].	36
Figura 4.3: Definición del efecto skin en el conductor. La corriente crea un flujo de fuga a través del conductor, lo que da lugar a una distribución desigual de la densidad de corriente en el conductor [7].	39
Figura 4.4: Ilustración de las líneas de flujo atravesando la ranura en forma rectilínea [48].	40
Figura 4.5: Gráfica de la función $\varphi\xi$ para una ranura arbitraria.	45
Figura 4.6: Gráfica de la función $\psi(\xi)$ para una ranura arbitraria.	48
Figura 4.7: Determinación de la altura reducida del conductor y del factor de resistencia de un bobinado con varios conductores en las direcciones de ancho y alto de una ranura con un ancho uniforme en el área del conductor. Todos los conductores están conectados en serie. La altura y el ancho de los subconductores son hc_0 y bc_0 . Hay z_t conductores uno encima del otro y z_a conductores adyacentes [7].	49
Figura 4.8: Capa de bobinado generalizada con conductores rectangulares [33].	50
Figura 4.9: Modelo de capas para una ranura rectangular con bobinado Hairpin.	52
Figura 5.1: a) Modelo 2D de bobinas Hairpin de 6 capas, b) Malla utilizada para simular en FEA.	55
Figura 5.2: Gráficas de resultados obtenidos mediante FEA para a) Al y b) Cu.	58
Figura 5.3: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 3.2x12.6 [mm].	59
Figura 5.4: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 10x40 [mm].	60
Figura 5.5: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 31.6x126.6 [mm].	60
Figura 5.6: Frecuencia de corte considerando una relación de aspecto de 1:4 y una ranura de 40 mm2.	62

Figura 5.7: Frecuencia de corte considerando una relación de aspecto de 1:4 y una ranura de 400 mm². 62

Figura 5.8: Error relativo asociado al modelo de Juha Pyrhönen para a) Al y b) Cu. 66

Figura 5.9: Error relativo asociado al modelo de Phil Mellor para bobinado Hairpin para a) Al y b) Cu. 66



1. Introducción y definiciones previas

1.1. Introducción general

En la actualidad, el calentamiento global constituye una de las principales amenazas para el bienestar de la humanidad, al generar impactos significativos sobre el medio ambiente. Entre sus efectos más notorios se encuentran el aumento sostenido de las temperaturas a nivel global y la intensificación en la frecuencia y severidad de fenómenos climáticos extremos [1]. En este contexto, la electrificación del transporte se configura como una de las soluciones con creciente interés, tal como se ilustra en la Fig. 1.1, la cual muestra el número de vehículos existentes desde el año 2010 hasta el 2023. A partir de la figura, es posible ver una tendencia creciente: tan sólo en 2023, entraron en circulación casi 14 millones de autos eléctricos nuevos en el mundo, aumentando el parque automotriz existente desde los 26 a los 40 millones de vehículos eléctricos.

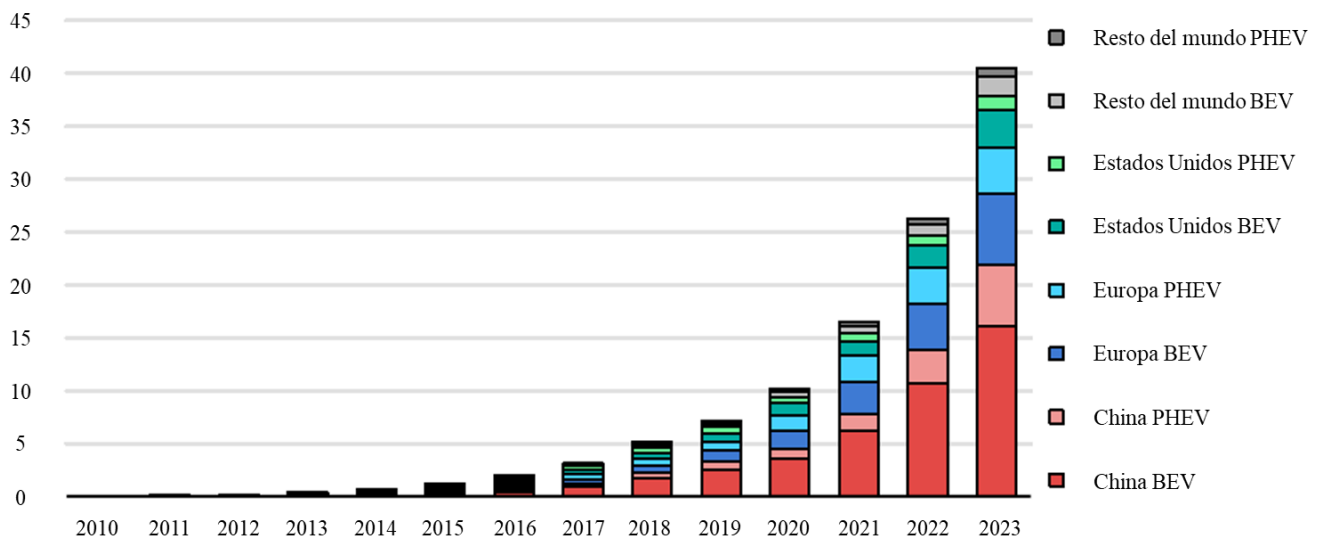


Figura 1.1: Tendencias mundiales de las existencias de vehículos eléctricos, 2010-2023 [2].

En Chile, al igual que en el resto de la región latinoamericana, el transporte ha sido un sector marcado por fuertes alzas en las emisiones contaminantes producidas, lo cual se relaciona con el incremento de las ventas de automóviles con motores de combustión. En esta línea, a nivel gubernamental se ha sugerido actuar urgentemente para promover los modos de transporte no motorizados, priorizar el transporte público de cero emisiones, y generar condiciones que aceleren el despliegue de los vehículos eléctricos en el mercado [3]. Los vehículos eléctricos son accionados por uno o más motores eléctricos alimentado por un variador de frecuencia y un banco de baterías eléctricas, y han sido sujeto de investigaciones de vanguardia. En la actualidad, se considera que el campo de la electromecánica posee una base teórica bien establecida. Sin embargo, la literatura

sugiere que aún se requieren esfuerzos para mejorar el desempeño de las máquinas eléctricas destinadas a operaciones de transporte.

1.2. Fundamentos teóricos de una máquina eléctrica

Las máquinas eléctricas son resultado de la correcta adopción de las leyes del electromagnetismo en las cuales existe un proceso de conversión de energía (conversión electromecánica la cual tiene lugar a través del campo eléctrico o magnético del dispositivo de conversión) [4]-[6]. Las máquinas eléctricas se utilizan en la producción de energía eléctrica. Según resultados obtenidos en encuestas industriales recientes, hay más de 300 millones de motores eléctricos en el mundo, los cuales representan un consumo equivalente de entre el 40% y el 50% de la energía generada a nivel mundial [7]-[9]. Representan, además, activos de gran valor y de suma importancia en los múltiples procesos industriales existentes, siendo estos de naturaleza muy diversa (industria petroquímica, siderúrgica, cementera, papelera, alimentaria, entre otras) [8].

1.2.1 Principio de funcionamiento de una máquina eléctrica

El principio de funcionamiento de una máquina eléctrica se basa en la interacción entre los campos magnéticos y las corrientes que fluyen en los devanados de la máquina. Las construcciones y conexiones de los devanados, junto con las corrientes y tensiones introducidas en los devanados, determinan los modos de funcionamiento y el tipo de máquina eléctrica [7]. Uno de los componentes esenciales de una máquina eléctrica corresponde a su devanado, el cual consiste en una serie de conductores (cobre o aluminio por lo general) enrollados en el estator/rotor de la máquina como se aprecia en la Fig. 1.2, conformando bobinas. Una bobina está constituida por un hilo conductor el cual se enrolla en un núcleo ferromagnético en forma de solenoide, el conductor es cubierto por una capa de aislante con el objetivo de evitar cortocircuitos entre cada vuelta de bobina [10].

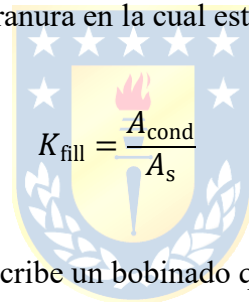


Figura 1.2: Fotografía de estator de un motor de inducción con sus bobinados tomada en la Universidad de Concepción.

1.3. Bobinados de una máquina eléctrica

El rendimiento de una máquina depende en gran medida del tipo de bobinado que esta posea, además de la distribución espacial de los conductores, la conexión de las bobinas a fases particulares, la geometría del bobinado final en función del número de capas de bobinado, su diseño (onda, vuelta, concéntrico, dentado, etc.) y el número de polos que se posea [11]. Es importante mencionar que las propiedades mecánicas y eléctricas de los conductores destinados a conformar el bobinado pueden alterarse durante el proceso de manufactura. Esto se debe a que la confección de bobinados requiere de la deformación de los conductores para su correcta disposición en la máquina eléctrica. Como resultado, el producto final siempre presenta propiedades eléctricas inferiores a las que se tenía inicialmente [12].

En particular, las diferencias entre los distintos tipos de bobinado que una máquina puede adoptar se asocian a aspectos de manufactura, costo y factor de relleno/llenado de la ranura. El factor de relleno (K_{fill}) es un modelo clave en el desempeño de una máquina eléctrica, el cual relaciona las áreas de los conductores y el área de la ranura en la cual estos son dispuestos.



$$K_{\text{fill}} = \frac{A_{\text{cond}}}{A_s} \quad (1.1)$$

El término "bobinado directo" describe un bobinado que se fabrica directamente en su posición de funcionamiento dentro del estator, en lugar de montarse por separado en una bobina adicional o en una herramienta de bobinado. Por lo tanto, se debe dejar un espacio adicional en las ranuras para permitir el paso de la boquilla guía de inserción del conductor (herramienta mecánica utilizada para guiar el conductor al momento de insertarlo dentro de las ranuras del estator durante el proceso de bobinado), por ende, no puede utilizarse para el bobinado en sí [12].

En general, los conductores con una capa de aislamiento más gruesa para operar a mayores voltajes proporcionan un mayor factor de llenado mecánico; sin embargo, el aumento del diámetro del conductor incrementa las dimensiones generales del bobinado. Como consecuencia, se eleva la altura del bobinado, lo que a su vez provoca un aumento en la longitud total del conductor por vuelta. Esto deriva en una mayor resistencia del bobinado [12]. Lo anterior posee un impacto directo en la densidad de corriente (cantidad de corriente por unidad de área en un conductor) que atraviesa la ranura y por consiguiente a la potencia que puede ofrecer la máquina. También posee un alto impacto en la conductividad térmica, pues, un alto factor de llenado asegura una mayor superficie de contacto

en la ranura lo cual entrega una mayor conductividad térmica [13]. Estos aspectos son fundamentales en aplicaciones de electromovilidad, donde la densidad de potencia es un aspecto de especial relevancia.

A continuación, se analizan los principales tipos de bobinado utilizados en máquinas eléctricas, haciendo distinción entre los bobinados de sección transversal circular y bobinados de sección transversal rectangular. Se analizarán las principales características de cada configuración, explicando cada configuración desde sus cualidades físicas y geométricas además de cuantificar los factores de relleno de cada configuración. Se hará un énfasis especial en el bobinado tipo Hairpin, el cual corresponde al tema central de la presente memoria de título y que además será analizado en profundidad en esta y las siguientes secciones del documento.

1.3.1 Bobinados de sección transversal circular

Los tipos de bobinado en una máquina eléctrica pueden categorizarse según el esquema ilustrado en la Fig. 1.3: bobinado aleatorio, bobinado por capas y bobinado ortocíclico.

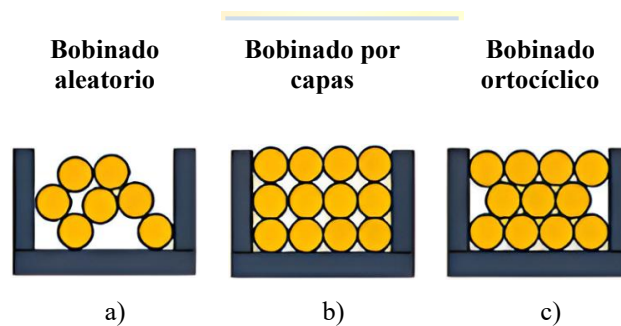


Figura 1.3: Patrones básicos de bobinado [13].

- **Configuración aleatoria del bobinado – Figura 1.3 a):** Factor de llenado inferior al 55%. Solución más común para un proceso automatizado de producción a gran escala [13].
- **Configuración de bobinado por capas – Figura 1.3 b):** Factor de llenado más alto que el aleatorio [13].
- **Configuración de bobinado ortocíclico – Figura 1.3 c):** Factor de llenado de hasta un 75%. Cada cable se coloca con precisión dentro de la ranura en la posición deseada [13].

La estructura estratificada requerida para obtener un bobinado ortocíclico se puede describir como cuatro contactos lineales de una vuelta con las vueltas vecinas en la sección de bobinado central. De acuerdo con esto, los conductores son en su mayoría paralelos a la brida de la bobina (parte lateral de la bobina que limita y sostiene el devanado). El objetivo durante el proceso de bobinado es colocar los cables de la capa superior en los valles de la capa inferior. Al colocar tres círculos como sección

transversal del conductor uno al lado del otro, queda claro que se utiliza el menor espacio posible requerido con una disposición a 60° , lo cual se ilustra en la Fig. 1.4.

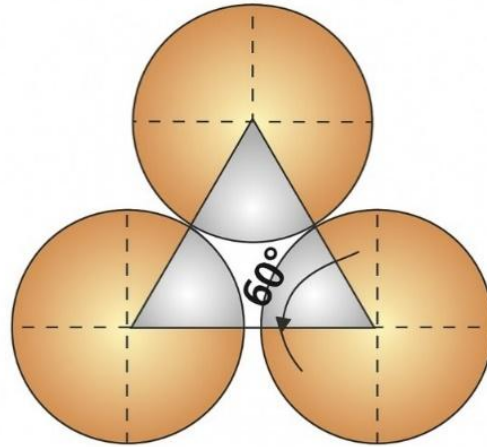


Figura 1.4: Disposición a 60° de conductores de sección transversal circular – Configuración ortocíclica [12].

El bobinado ortocíclico alcanza el factor de llenado más alto en las configuraciones mencionadas, sin embargo, esta configuración es muy difícil de alcanzar en la práctica por lo que es más común la elección de configuraciones aleatorias o por capas.

Otra configuración de interés es el bobinado concentrado con ranura fraccionada, ofreciendo una alta densidad de potencia, alta eficiencia, cabezas de bobina reducidas, alto factor de llenado de ranuras de hasta el 60%. Sin embargo, esto conlleva desventajas como una componente fundamental atenuada del acoplamiento de flujo magnético y de los voltajes inducidos [13].

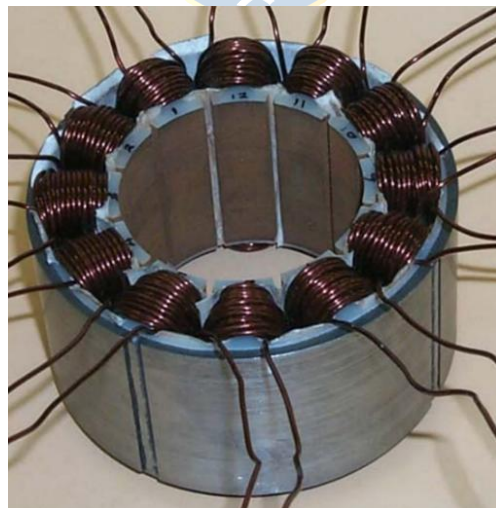


Figura 1.5: Doce ranuras/diez polos con bobinado concentrado de doble capa [14].

Las ventajas de este tipo de bobinado son mencionadas en la Tabla 1.1 [14], pero se limitan considerablemente las configuraciones posibles pues el bobinado se enrolla directamente sobre el diente del estator.

Tabla 1.1: Ventajas de una máquina de bobinado concentrado [14].

Consideraciones	Bobinado concentrado
Factor de llenado	50% – 65% (si se combina con estructuras de estator segmentado)
Estructura del estator Vueltas finales	Laminaciones continuas o estructuras segmentadas Cortos y no superpuestos
Componente armónico espacial del estator que produce torque	En la mayoría de los casos (excepto para 0.5 ranura/polo/fase) un armónico de orden superior

La disposición del bobinado en torno al diente ofrece factores de relleno superiores a las configuraciones vistas en la Fig. 1.3 según [14], también se reducen considerablemente las longitudes relativas a las cabezas de bobina ofreciendo así un bobinado más compacto y con una reducción de pérdidas por corriente alterna (AC), las cuales se originan por el efecto skin (el cual causa una redistribución de la corriente en torno a la periferia del conductor a medida que aumenta la frecuencia de operación de la máquina) y el efecto de proximidad (el cual provoca una distribución no uniforme de la corriente en un conductor debido a la influencia del campo magnético generado por la corriente alterna que circula en un conductor aledaño). Ambos efectos contribuyen a un aumento de la resistencia efectiva del conductor al aumentar la frecuencia de operación de la máquina las cuales se disipan en forma de calor (pérdidas) en los devanados. Por el contrario, las pérdidas por corriente continua (DC) se basan en una distribución uniforme de la corriente a lo largo del conductor. La resistencia se asume constante al no ser dependiente de la frecuencia de operación de la máquina, sin embargo, esta puede variar debido al efecto de la temperatura pues este afecta directamente la conductividad eléctrica del material. En la presente memoria de título no se abordará el efecto de la temperatura en la variación de la resistencia.

La adopción de un bobinado concentrado afecta directamente a la distribución del flujo magnético en la máquina y no permite optar por otras alternativas de bobinado como podría ser un bobinado distribuido o bobinado Hairpin, el cual es tema central de la presente Memoria de Título y será profundizado en las siguientes secciones del documento.

Otro método radica en el uso de bobinas prensadas donde se alcanza un factor de llenado de aproximadamente el 80%. Aun obteniendo un factor de llenado tan elevado el proceso se ve limitado por las deformaciones ocurridas en el material y por las propiedades mecánicas inherentes de la capa de aislación [13], esto significa que la capa de aislación de las bobinas de estator podría sufrir daños por las deformaciones mecánicas. Una falla en la aislación de los devanados de una máquina eléctrica puede ocasionar cortocircuitos entre las vueltas de bobina afectando la integridad de la máquina.

Además, los conductores que conforman las bobinas de estator pueden agrietarse debido a la presión ejercida en el proceso de prensado.

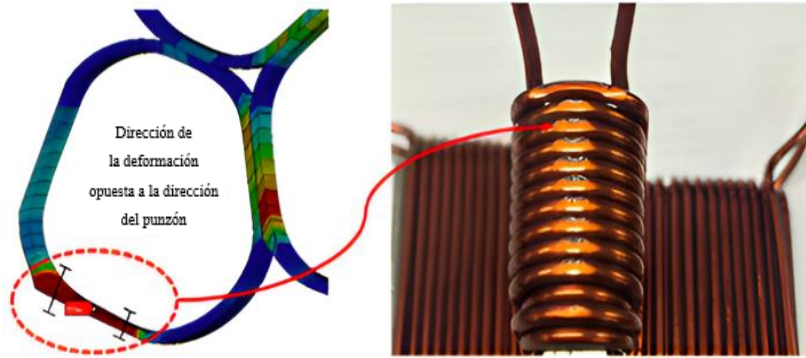


Figura 1.6: Deformación del aislamiento de los devanados finales durante la compresión [15].

1.3.2 Bobinados de sección transversal rectangular

La sección 1.3.1 se centró en conductores de sección transversal circular. Ahora considérese un conductor de sección transversal rectangular, ilustrado en la Fig. 1.7.

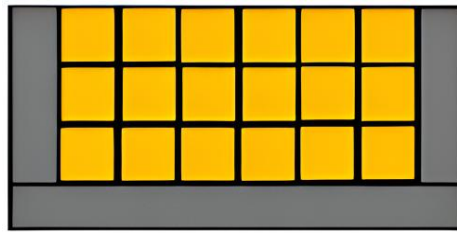


Figura 1.7: Conductor de sección transversal rectangular [13].

Lo visto en Fig. 1.7 resulta ser ampliamente utilizado en generadores síncronos de alta potencia, el uso de esta configuración garantiza alcanzar un factor de relleno de 80% – 85%, superior a los factores de relleno anteriormente mencionados [13].

Se destacan dos tipos de bobinado de sección transversal rectangular siendo estos el bobinado *flat wire* y el bobinado Hairpin. El bobinado *flat wire* consiste en conductores rectangulares flexibles los cuales se enrollan directamente en las ranuras de estator, siendo una inserción similar a la de los bobinados convencionales de sección transversal circular analizados en la sección anterior. En cambio, el bobinado Hairpin consiste en conductores rígidos preformados en forma de U los cuales se insertan axialmente en las ranuras de estator de la máquina.

El uso de bobinado de sección transversal rectangular como es el caso del bobinado tipo *flat wire* no puede adoptarse en estructuras estáticas con puntas de diente, puesto que las bobinas son pre-formadas y deben insertarse en las ranuras de la máquina.

1.3.3 Bobinado Hairpin

La tecnología Hairpin consiste en un conductor rígido doblado en forma de “U” (horquilla es la traducción literal al español de Hairpin) de material conductor (generalmente cobre o aluminio) de sección transversal rectangular, la cual suele alcanzar un factor de relleno cercano al 73% [16].

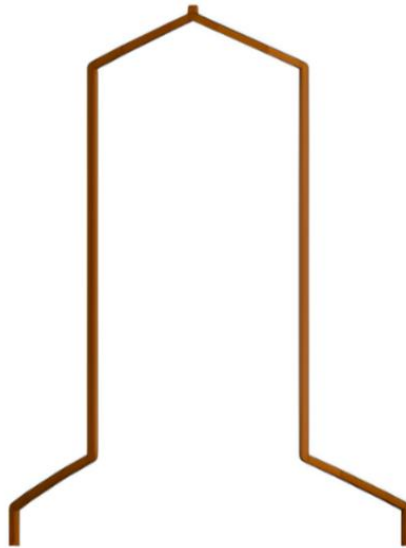


Figura 1.8: Horquilla de sección transversal rectangular [17].

La tecnología de horquilla (Hairpin) suele ser llamada también como tecnología U-Pin, siendo parte de las llamadas tecnologías de barra [18]. Sin embargo, hay otros bobinados que se basan en técnicas similares, como es el caso de las I-pin y el Hairpin continuo los cuales serán analizados a continuación.

La tecnología I-pin es una de las primeras etapas en el desarrollo de las tecnologías de bobinado para estatores en vehículos eléctricos. Esta tecnología utiliza conductores rectangulares que se insertan en las ranuras del estator de forma individual, siguiendo un patrón en forma de "I". Es un precursor del desarrollo de la tecnología U-Hairpin. La tecnología I-pin es importante en la transición hacia formas más avanzadas de bobinado, pero tiene limitaciones en términos de eficiencia y facilidad de producción en comparación con las tecnologías más recientes como la U-Hairpin y la CHP [18]. Los tres tipos de tecnología de bobinado de barra para los estatores de tracción eléctrica pueden describirse de la siguiente forma:

- **Tecnología I-Pin:** Un gran número de cables de cobre individuales hechos de conductores recubiertos con aislamiento se insertan en una pila de laminación aislada, se retuercen en ambos lados y se ponen en contacto. En la mayoría de los casos, se utiliza un proceso de soldadura láser para el contacto. El bobinado se produce en segmentos en esta tecnología [18].

- **Tecnología U-Pin:** Los cables de cobre se preforman en segmentos de bobina en forma de U, fuera del estator y luego se insertan axialmente en el núcleo del estator en un estado preensamblado. Los extremos de cobre se doblan en su forma final en el lado opuesto y se contactan entre sí, generalmente mediante un proceso de soldadura láser. El esfuerzo de interconexión se reduce aproximadamente a la mitad en comparación con la tecnología I-pin [18].
- **CHP:** Un número definido de cables planos paralelos se doblan continuamente en esteras de bobinado (estructuras preformadas donde se agrupan múltiples conductores doblados en forma de U de manera continua) formando un conjunto "sin fin" en forma de U. Después de un proceso opcional de posformado, las esteras se insertan en la pila de laminación y se fijan en su lugar. El esfuerzo de contacto se reduce a la interconexión de los puntos finales del devanado. La tecnología también se denomina "Wave Winding" o "S-Winding" [18].

En la Fig. 1.9 se pueden apreciar las diversas etapas que conforman las cadenas de procesos para las tecnologías ya mencionadas, se aprecia que la cadena de producción de las horquillas (U-Pin) presenta la mayor cantidad de etapas. Aun así, presenta una serie de ventajas en contraste con las otras tecnologías. Respecto a la tecnología CHP esta resulta ser prometedora pues se reduce el número de contactos por soldadura en contraste con la tecnología U-Pin pudiendo ofrecer igualmente factores de relleno elevados, sin embargo, la complejidad que esta presenta en el proceso de montaje, así como el estrés mecánico al cual es sometido la estera de conductor dificulta su uso. La tecnología U-Pin (foco de la presente Memoria de Título) por su parte presenta la mayor cantidad de pasos en su cadena de producción, pero presenta grandes bondades en lo que respecta a la automatización del proceso, su principal inconveniente resulta ser el proceso de soldadura pudiendo resultar en puntos calientes indeseados en el devanado de estator al momento de contactar las piernas de la horquilla [18].

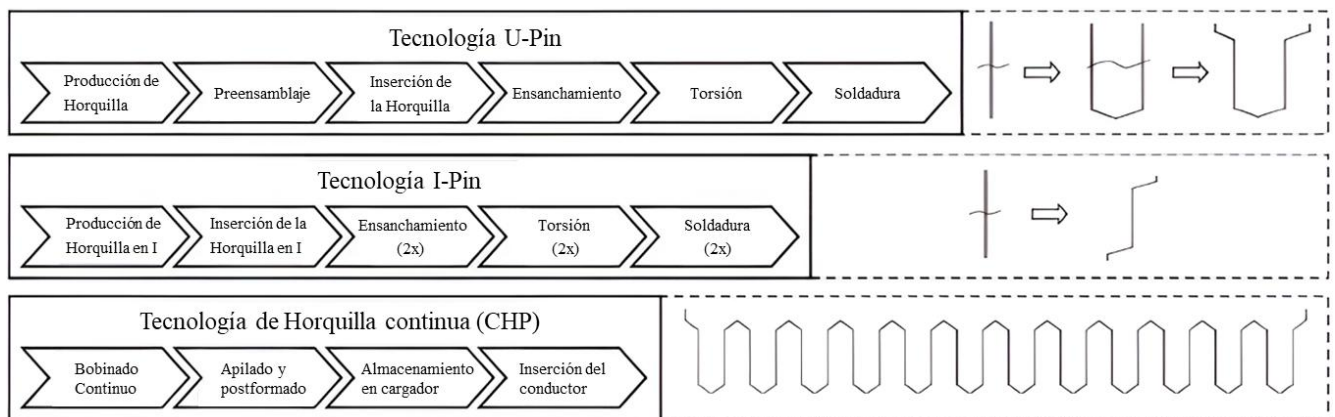


Figura 1.9: Comparación entre las cadenas de proceso para las tecnologías de barra [18].

1.3.4 Resumen de factor de relleno alcanzado por cada tipo de bobinado

La Tabla 1.2 [13] comprende las configuraciones de bobinado previamente analizadas con sus respectivos factores de relleno.

Tabla 1.2: Comparación entre K_{fill} para distintas configuraciones de bobinado.

Técnica de producción utilizada	Factor de relleno respectivo
Bobinado aleatorio	< 55%
Bobinado por capas	> 55%
Bobinado ortocíclico	75%
Bobinado con estator segmentado	60%
Bobinado prensado	~ 80%
Bobinado de sección rectangular	80% – 85%

Los bobinados de sección transversal rectangular presentan el factor de relleno más alto gracias a las bondades ofrecidas por su geometría permitiendo obtener altos factores de relleno si son utilizados con ranuras rectangulares.

Las bobinas tipo horquilla permiten obtener altos factores de relleno sin tener que lidiar con las dificultades de montaje que enfrenta un bobinado tipo *flat wire* pues estas se insertan axialmente en el estator.

1.4. Implementación del bobinado Hairpin en distintas topologías de máquinas eléctricas

1.4.1 Hairpin en máquina de imanes permanentes

La máquina de imanes permanentes utiliza imanes en lugar de un bobinado de campo para la generación del campo magnético. Su principal virtud radica en su topología, eliminando la necesidad de una fuente de alimentación externa para generar campo magnético, permitiendo topologías más compactas y reduciendo las pérdidas de excitación. Un imán permanente es un material el cual posee un campo magnético fuerte y persistente sin necesidad de una fuente de excitación externa esto debido a la alineación de sus dipolos magnéticos los cuales permanecen estables a lo largo del tiempo, la situación se ilustra en Fig. 1.10. Los elementos de tierras raras (número atómico comprendido entre 59 y 70) son elementos ferromagnéticos con un punto de Curie (corresponde a la temperatura donde los materiales del tipo ferromagnético pierden sus propiedades magnéticas y se comportan como un material paramagnético) por debajo de la temperatura ambiente y con una gran anisotropía magnética (dependencia direccional de las propiedades magnéticas) [19].

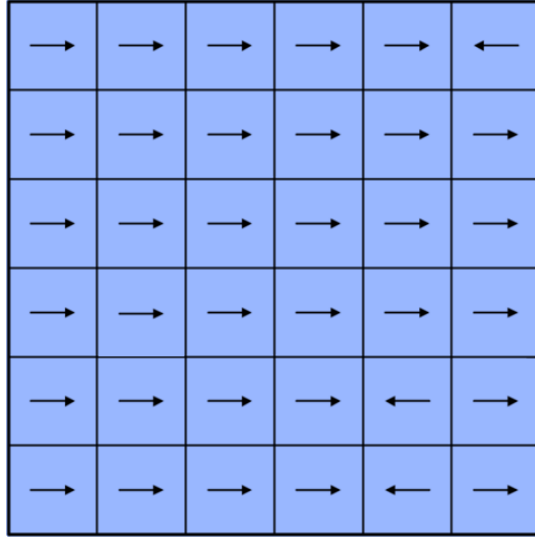


Figura 1.10: Alineación de los dipolos magnéticos en un imán permanente.

Las máquinas de imanes permanentes son las máquinas más eficientes dentro del amplio abanico de topologías existentes, pero a costa de una alta carga ambiental [20]. La alta contaminación ambiental asociada a la minería de tierras raras y el monopolio existente en la producción de imanes permanentes en la actualidad han llevado a los diseñadores de máquinas a reestudiar y mejorar las topologías convencionales de máquinas eléctricas, con el fin de ofrecer alternativas más sostenibles y reducir la dependencia de los proveedores de imanes permanentes. Así, los bobinados Hairpin representan una tecnología muy interesante en esta búsqueda de alternativas, permitiendo aumentar la densidad de corriente en los bobinados de estator y por ende la densidad de potencia y el par desarrollado en las máquinas eléctricas convencionales.

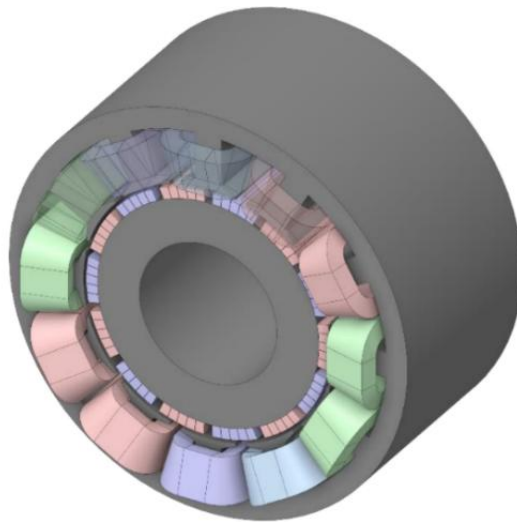


Figura 1.11: Ejemplo de aplicación de imanes permanentes - Máquina Síncrona de imanes permanentes de 14 polos [21].

1.4.2 *Hairpin en máquina de inducción*

Los motores de inducción desempeñan un papel relevante en el sector automotriz gracias a ventajas relacionadas con el proceso de fabricación, además del buen rendimiento que estas ofrecen. La ausencia de imanes hace que la máquina sea potencialmente más económica y fácil de fabricar, además, no requiere un diseño delicado desde una perspectiva mecánica y no presenta problemas de desmagnetización y deja de generar campo magnético en condiciones de cortocircuito, pero presentan una menor eficiencia y densidad de potencia en contraste con un motor de imanes permanentes por las pérdidas en el rotor [22].

La adopción de bobinado Hairpin en este tipo de máquinas ofrece un mejor factor de relleno de la ranura. Este último permite tener una sección transversal de ranura más pequeña, en comparación con los devanados trenzados clásicos, brindando la posibilidad de aumentar el par desarrollado por la máquina y la densidad de potencia que esta entrega. Otras ventajas de esta tecnología son la longitud reducida de las cabezas de bobina y una mejor transferencia de calor desde las ranuras hacia el núcleo, lo cual favorece la refrigeración de la máquina y se traduce en un mayor rendimiento térmico [22].

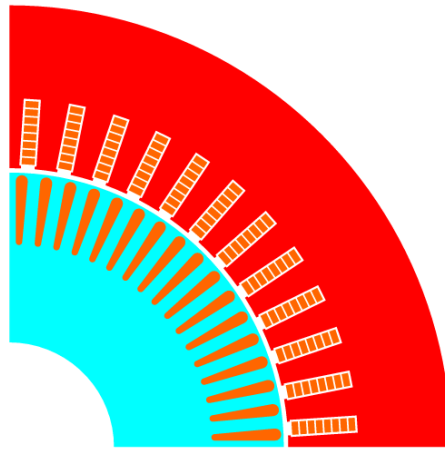


Figura 1.12: IM con bobinado de estator tipo horquilla [22].

1.4.3 *Máquina sincrónica de reluctancia asistida por imanes permanentes*

El motor de reluctancia síncrono asistido por PM será una alternativa atractiva para eliminar el uso de imanes de tierras raras, que evolucionó a partir del motor de reluctancia síncrono puro [23]. El motor de reluctancia síncrono puede producir un par de reluctancia debido a la diferencia de inductancias de los ejes d y q , en lugar de usar imanes permanentes, sin embargo, la densidad de par y el factor de potencia del motor de reluctancia síncrona pura son pobres, insertar imanes en la laminación del rotor para mejorar la capacidad de par y el factor de potencia resulta en un motor de reluctancia síncrono asistido por imanes permanentes [23].

Los bobinados de horquilla permiten obtener una mayor conductividad térmica en comparación con un devanado de alambre redondo mejorando el rendimiento al tener una conductividad térmica axial más alta y reduciendo considerablemente el peso de la máquina [24].

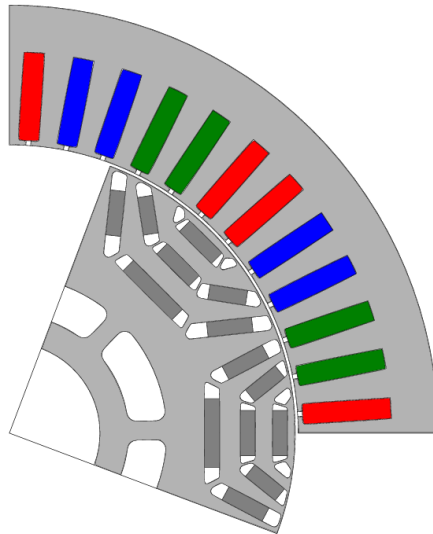


Figura 1.13: IPMSM con bobinado de estator tipo horquilla [24].

1.4.4 Discusión en torno a bobinado Hairpin

El bobinado Hairpin presenta una serie de bondades gracias a su sencilla geometría, la sección transversal rectangular, el hecho de ser un conductor preformado con una cadena de producción altamente automatizable facilita su producción en masa. La posibilidad de insertar las horquillas axialmente en el estator ofrece una virtud de la cual carecen los bobinados tipo *flat wire* permitiendo alcanzar factores de relleno elevados sin la necesidad de limitar la geometría de la ranura. El amplio factor de relleno alcanzado por las horquillas se traduce en una mayor densidad de corriente lo que a su vez conlleva a un mayor par desarrollado por el motor, algo muy favorable para aplicaciones enfocadas en electromovilidad. Sin embargo, la rigidez que caracteriza a la horquilla limita considerablemente la transposición entre fases al momento de realizar el conexionado de estas lo cual las hace más susceptibles a pérdidas AC en operaciones en altas frecuencias. El efecto skin y el efecto proximidad resultan ser las mayores complicaciones a las cuales se enfrenta este tipo de tecnología. La presencia del efecto skin y el efecto proximidad es inherente a cualquier aplicación donde se trabaje con corriente alterna.

- **Efecto skin:** Considerando la presencia de una corriente alterna en un hilo conductor, la tendencia de esta será concentrarse cercanamente a la superficie del conductor, si la frecuencia es muy alta la corriente se restringe a una capa muy fina siendo prácticamente la superficie propia del conductor (una capa muy delgada del conductor transporta la mayor parte de la

corriente). Alternativas para enfrentar el efecto skin son tales como recubrir el hilo conductor con plata u oro, o el utilizar una configuración de conductores agrupados. También afecta a los núcleos ferromagnéticos, para el hierro a una frecuencia de 60 [Hz] el espesor de la capa va del orden de solo 0.5 [mm], en consecuencia, se utilizan núcleos hechos de láminas apiladas mutuamente aisladas (para altas frecuencias se utilizan ferritas) [25].

- **Efecto proximidad:** Se refiere a la influencia de la corriente alterna de un conductor en la distribución de corriente en otro conductor cercano. El campo magnético generado por la corriente en el primer conductor induce corrientes parásitas en el segundo conductor haciendo que la corriente se redistribuya de tal manera que la resistencia efectiva del conductor aumenta, aumentando las pérdidas por efecto Joule. Cualitativamente esto se puede explicar mediante la ley de Lenz la cual afirma que para una cierta tensión aplicada a un conductor el campo magnético producido se opondrá a toda variación de la corriente que lo produjo [25].

Notamos en la Fig. 1.14 como estos efectos alteran la distribución de corriente en los conductores, esto a su vez se traduce en pérdidas activas reduciendo el rendimiento de la máquina (parte de la potencia generada se disipa en forma de calor). Se ve afectada también la integridad del motor debido a las altas temperaturas que afectan de forma negativa a la aislación. Lo previamente mencionado conlleva a la búsqueda de alternativas para así mitigar las pérdidas en las horquillas de estator, desde la evaluación de diversos materiales, así como el desarrollo de modelos predictivos de pérdidas DC y AC en el devanado con el fin de lograr dimensionar las pérdidas en la etapa de diseño de la máquina según sea la aplicación a la cual se destine. En la presente Memoria de Título se desea obtener un modelo analítico que comprenda la totalidad de la geometría de la horquilla con el fin de anticipar las pérdidas en los devanados de estator de una máquina eléctrica.

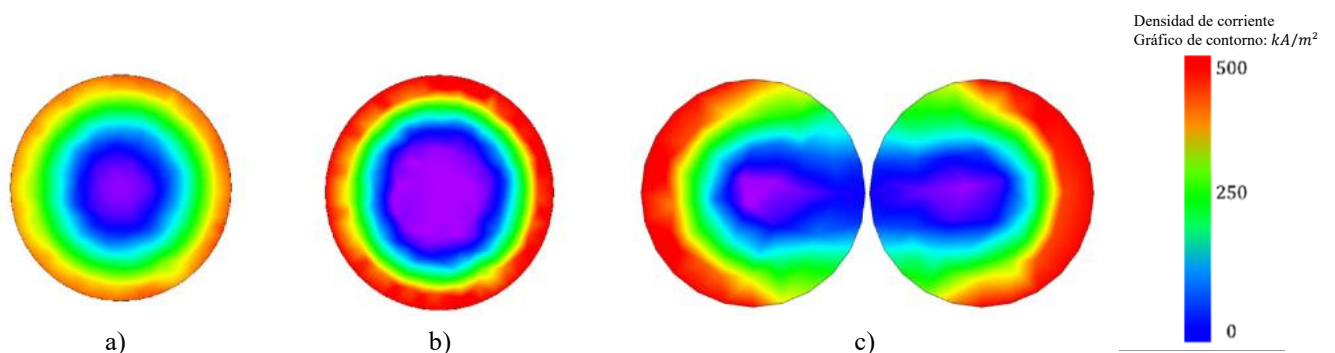


Figura 1.14: Distribución de la densidad de corriente en función del efecto skin y proximidad: a) Un solo conductor a 2 [kHz]; b) Un solo conductor a 4 [kHz]; c) Dos conductores adyacentes a 2 [kHz] [26].

2. Trabajos previos

Como se menciona anteriormente, un aspecto crucial en el análisis de los bobinados Hairpin corresponde a las pérdidas AC generadas por los efectos skin y proximidad. Como consecuencia, diversos estudios recientes han abordado la modelación analítica de las pérdidas activas, los esquemas de conexión y la correcta configuración de estos bobinados [25] y [27]-[36], así como evaluación de distintos materiales [37], lo cual se alinea con los objetivos de esta memoria de título. A continuación, se describen los principales trabajos en esta línea de investigación.

2.1.1 Esquema de conexionado para el bobinado Hairpin

Las reglas básicas para el número de ranuras del estator y el devanado de horquilla son las siguientes [28][29]:

- Las ranuras por par de polos deben ser mayores que uno para generar fuerza electromotriz (EMF).
- Las ranuras por fase por conexiones en paralelo deben ser un número entero.
- Pares de polos/caminos paralelos = $2k$, donde k = entero.
- Las ranuras por fase por el máximo común divisor de las ranuras y los números de los pares de polos debe ser un número entero.
- El número de conductores en la ranura debe ser par.
- Reglas de disposición de capas: en presencia de trayectorias paralelas, los cables que pertenecen a una ruta similar deben colocarse en todas las capas de la ranura para proporcionar las mismas inductancias para todas las trayectorias paralelas
- Regla de disposición de ranura por polo: para asegurar que todas las trayectorias paralelas generen la misma fuerza electromotriz, el cable que pertenece a una ruta similar debe distribuirse en todas las ranuras por polo por fase.

La Fig. 2.1 ilustra dos formas concebibles para un caso donde se consideran 36 ranuras, cuatro polos, con seis conductores en la ranura (capas del bobinado). De esta manera, el número de ranuras del estator por fase es igual a nueve, y el número de ranuras por polo por fase es igual a tres.

La Fig. 2.1 (a) muestra la conexión de las capas del devanado conectadas en serie. Por otro lado, la Fig. 2.1 (b) muestra la disposición de dos trayectos paralelos: un trayecto está representado por flechas negras y el otro por flechas rojas. En esta condición, es esencial la conducción correcta de la disposición de capas y las reglas de fase de ranura por polo. Para una mejor observación, los

conductores incluidos en la ruta uno se muestra en naranja y los que pertenecen a la ruta dos se muestran en azul [29].

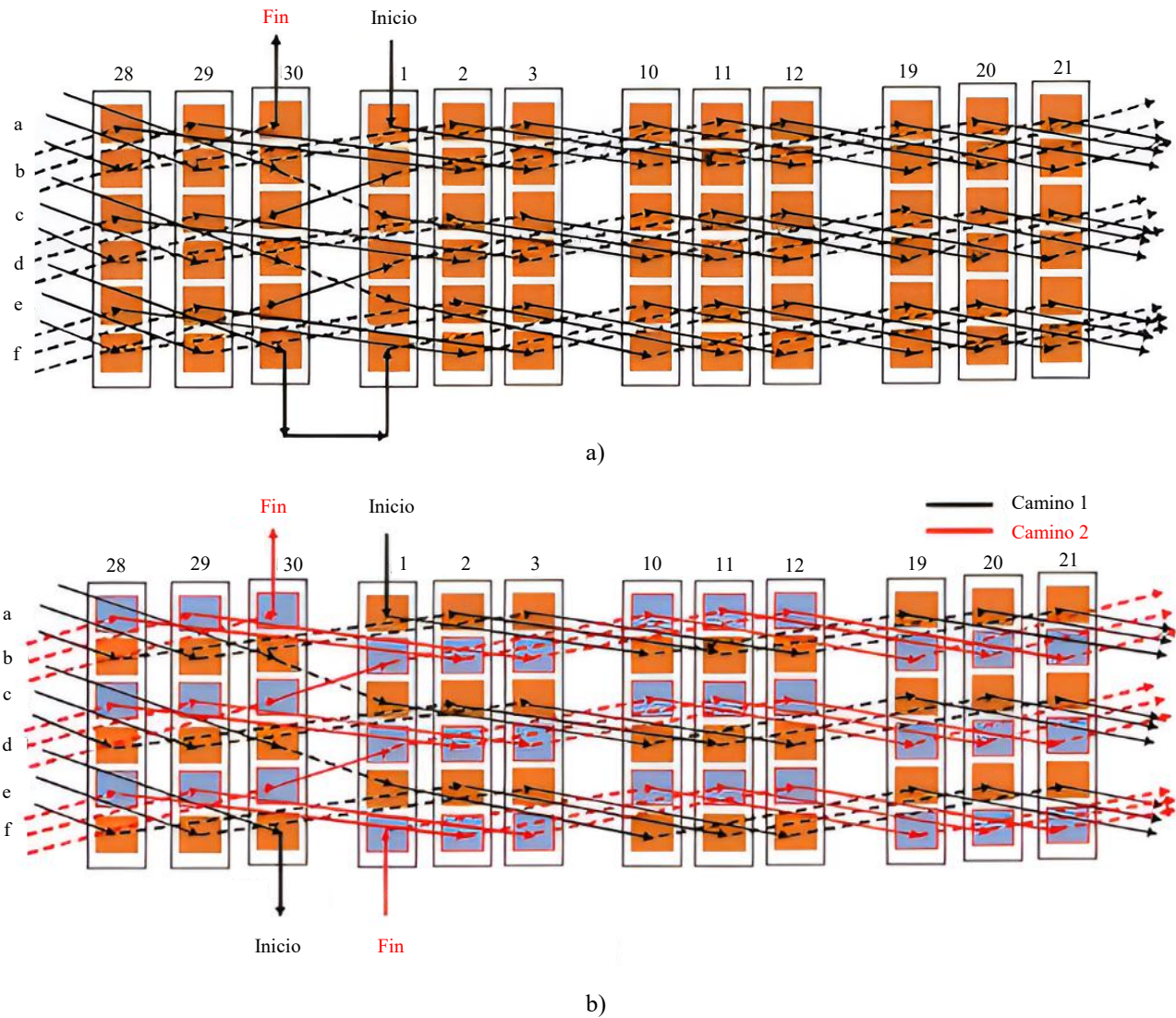


Figura 2.1: Configuración de las horquillas a modo que sea factible para el caso de 36 ranuras, motor de cuatro polos (a) camino en serie, (b) dos caminos paralelos [29].

2.1.2 Modelos analíticos de pérdidas AC

En [25] se describen y demuestran una serie de fenómenos electromagnéticos inherentes a las operaciones en corriente alterna, entre ellos los efectos skin y proximidad. Se destaca la demostración analítica del *skin depth* denotado por δ y en [30] sus valores típicos según la frecuencia de operación y los materiales típicos de conductores.

En [7] se aborda el desarrollo matemático del factor de pérdidas AC el cual permite expresar la resistencia AC en función del ya mencionado factor de pérdidas y la resistencia DC, también se

demuestran una serie de coeficientes y variables de interés presentes en variados modelos analíticos propuestos en la literatura.

En [33] se aborda el efecto de las pérdidas AC según la geometría de la sección transversal del conductor, se propone un modelo de pérdidas analítico el cual es validado posteriormente mediante simulaciones en elementos finitos y procedimientos experimentales de laboratorio.

Respecto a modelos analíticos para los bobinados tipo Hairpin en la literatura destacan los modelos propuestos en [34] y [35] estos basados en parte en lo presentado en [33], sin embargo, el tratamiento deficiente en el planteamiento sumado a los errores matemáticos y físicos vistos en la generalización del modelo conllevan a la necesidad de desarrollar un modelo analítico a la altura que pueda contribuir al estudio y desarrollo de la literatura relativa al bobinado Hairpin.

2.1.3 Comparación entre horquillas de cobre y aluminio

En [37] se realiza una comparación entre horquillas de cobre y aluminio en un motor de tracción de 150 [kW], 18000 [RPM], 54 ranuras y 6 polos con un bobinado de 10 capas por ranura con 3 ramas paralelas por fase. Se parametrizó la máquina para su posterior análisis mediante simulaciones en elementos finitos evaluando la máquina en los puntos de par y potencia máximos. De las simulaciones realizadas se obtuvieron una serie de gráficas que cuantifica la densidad de torque, densidad de potencia, estrés mecánico, pérdidas en los devanados, pérdidas en el hierro y también la distribución de las líneas de flujo magnético a lo largo de la geometría de estator y rotor visto bajo un corte transversal de la máquina. Los resultados de interés para los autores de [37] se encuentran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Comparación de los componentes de pérdidas de potencia [37].

Elementos	5000 [RPM]	300 [A]	18000 [RPM]	220 [A]
Material del devanado	Cobre	Aluminio	Cobre	Aluminio
Pérdidas totales del devanado [kW]	7.57	10.90	5.75	6.79
Pérdidas del hierro de estator [kW]	0.76	0.74	5.93	5.46
Pérdidas en los dientes de estator [kW]	0.30	0.29	4.97	4.54
Pérdidas en el yugo de estator [kW]	0.46	0.45	0.96	0.92
Pérdidas en el hierro de rotor [kW]	0.12	0.13	0.92	0.88

Los resultados obtenidos en [37] demuestran que el desempeño es dependiente de la velocidad de operación.

2.1.4 *Discusión en torno al Bobinado Hairpin*

A partir de la revisión del estado del arte, se observa un esfuerzo por parte de la comunidad científica en aumentar la densidad de potencia y el par máximo desarrollado por las máquinas eléctricas, buscando prescindir del uso de imanes permanentes. El uso de nuevas topologías de bobinado como es el uso del bobinado Hairpin conlleva a un aumento en el factor de relleno de las ranuras de estator, como se analizó en las secciones anteriores, las topologías de bobinado con sección transversal rectangular alcanzan factores de relleno cercanos al 80% lo cual se traduce en una mayor densidad de corriente en los conductores, logrando así que las máquinas puedan desarrollar un mayor par. Sin embargo, el uso de estas topologías conlleva a un aumento de las pérdidas AC en altas frecuencias de operación. Lo anterior conlleva a un aumento de la temperatura en los devanados de estator, afectando negativamente la aislación de los devanados y pudiendo comprometer la integridad de la máquina. Diversos estudios se han centrado en comprender las pérdidas AC, buscando formas de mitigar sus efectos, sobre todo en aplicaciones de electromovilidad donde los bobinados Hairpin han ganado gran popularidad.

Los análisis se han centrado en obtener modelos analíticos generalizados y modelos híbridos involucrando simulaciones en elementos finitos. Existen, además, estudios que comparan el desempeño de horquillas de cobre y aluminio bajo ciertos puntos de operación. Sin embargo, aún existe una falta de análisis que considere el impacto conjunto de variables clave como la frecuencia de operación, la geometría del conductor y el tipo de material. En particular, los trabajos actuales no analizan la incidencia de las variables geométricas en el comportamiento de las pérdidas AC, limitando los estudios a una sola dimensión de ranura y un solo tipo de material conductor para frecuencias específicas de operación. La presente Memoria de Título tiene como objetivo contribuir al estado del arte analizando la incidencia de las dimensiones de los conductores y de las ranuras para un amplio espectro de frecuencia, considerando el uso de horquillas de cobre y aluminio mediante modelos analíticos y análisis en elementos finitos, buscando cubrir un vacío existente en la literatura actual.

3. Objetivos

3.1. Objetivos

3.1.1 *Objetivo General*

Desarrollar una metodología analítica para estimar las pérdidas en los conductores que conforman un bobinado Hairpin, tomando en cuenta la zona activa de la bobina. El modelo propuesto debe permitir la evaluación de materiales con distintas conductividades eléctricas, frecuencias de alimentación, dimensiones de ranuras y conductores.

3.1.2 *Objetivos Específicos*

OE1: Analizar los modelos analíticos existentes que permiten caracterizar las pérdidas en devanados convencionales, para evaluar su aptitud para ser utilizados con bobinado Hairpin.

OE2: Adaptar y unificar modelos analíticos existentes para representar las pérdidas en un bobinado Hairpin, considerando su zona activa, sin el efecto de temperatura.

OE3: Determinar la precisión de los modelos desarrollados para distintas frecuencias de alimentación, conductividad eléctrica y geometría de capas de bobinado, a través de validación mediante métodos numéricos.

3.2. Alcances y Limitaciones

En la presente Memoria de Título no se realizarán procedimientos experimentales en los laboratorios de máquinas eléctricas de las dependencias de la Universidad de Concepción.

3.3. Recursos

A continuación, se mencionan los recursos disponibles usados para poder llevar a cabo las diversas etapas que componen la presente memoria de título y así cumplir con los objetivos específicos previamente establecidos.

3.3.1 *Bases de datos*

- Se dispuso de los servicios de la biblioteca central, de la biblioteca propia del laboratorio de ensayos de máquinas eléctricas, así como del acceso en línea a la documentación de IEEEExplore.
- Acceso institucional a literatura técnica de varios editores a través de “Recursos Bibliotecas UdeC”.

3.3.2 *Instalaciones y Hardware*

- Laboratorio de ensayo de máquinas eléctricas (LEME) el cual cuenta con:

- Computadores de escritorio y estaciones de trabajo definidas para el desarrollo de simulaciones en elementos finitos con amplios grados de libertad.

3.3.3 *Software*

- Paquetes comerciales de análisis de elementos finitos de Ansys (Electronics) disponibles en el LEME, Universidad de Concepción.
- Plataforma de cálculo numérico MATLAB de MathWorks disponible en la Universidad de Concepción.



4. Modelos analíticos de pérdidas AC

Los esfuerzos destinados al estudio y desarrollo de máquinas eléctricas se han centrado en obtener topologías compactas y robustas destinadas a operaciones en altas frecuencias generalmente acotadas en un rango que oscila entre los 500 [Hz] a 1000 [Hz]. Las consecuencias del efecto skin y del efecto proximidad son sustanciales y no pueden ser pasados por alto en la etapa de diseño, por lo tanto, la correcta estimación de las pérdidas es crucial, esto se puede lograr mediante la aplicación de un modelo analítico para el cálculo de pérdidas AC en los devanados de la máquina. Existen variables de interés abordadas a lo largo de la literatura clásica que estudian los fenómenos electromagnéticos y el diseño de máquinas eléctricas, las cuales están presentes en los modelos analíticos propuestos en la literatura. La presente sección se centrará en demostrar matemáticamente los modelos analíticos tradicionales establecidos en la literatura.

4.1.1 Demostración del Efecto Joule

Considérese, según lo visto en [25] un conductor el cual posee N cargas libres por unidad de volumen Q . La intensidad del campo eléctrico dentro del conductor es \vec{E} , la velocidad media de las cargas libres es \vec{v}_m . La fuerza eléctrica sobre cada carga es $Q\vec{E}$.

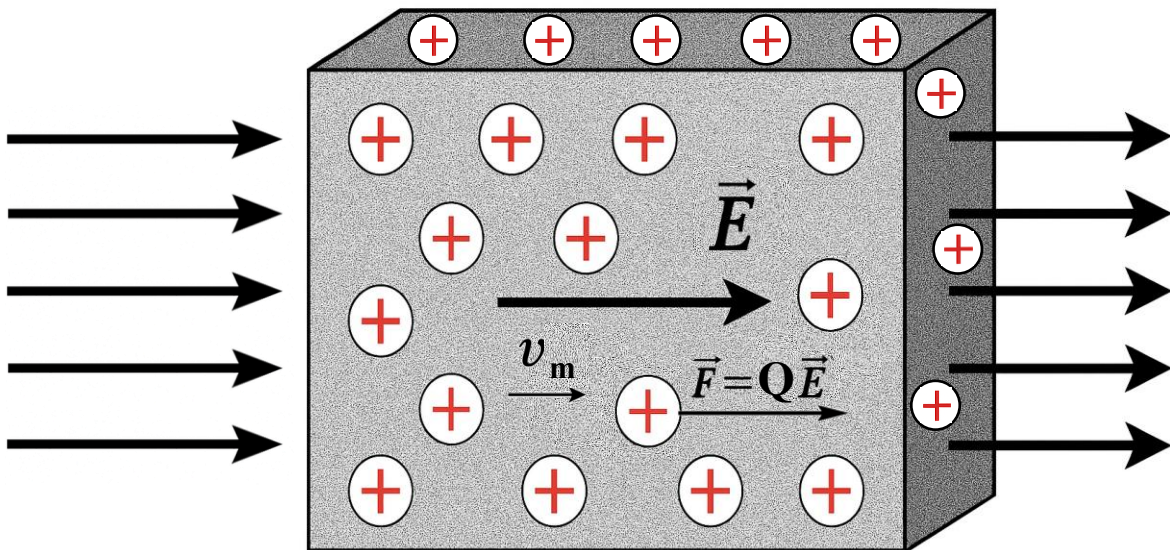


Figura 4.1: Conductor con N cargas libres sometido a un campo eléctrico.

La fuerza del campo eléctrico en un intervalo de tiempo dt realiza un trabajo sobre cada carga. Así, el trabajo realizado por las fuerzas eléctricas en el tiempo dt al mover todas las cargas dentro de un pequeño volumen dv es:

$$dW_e = Q\vec{E} \cdot (\vec{v}_m dt) N dv = NQ\vec{v}_m \cdot \vec{E} dv dt \quad (4.1)$$

Acorde a la definición de la densidad de corriente:

$$\vec{j} = NQ\vec{v}_m \quad (4.2)$$

La expresión (4.2) puede reescribirse como:

$$dW_e = \vec{j} \cdot \vec{E} dv dt \quad (4.3)$$

El movimiento de las cargas libres dentro de un conductor bajo la influencia del campo eléctrico es macroscópicamente uniforme en lugar de acelerado, colisionan con los átomos del conductor. En estas colisiones se transmite a los átomos parte de la energía adquirida por la aceleración durante el proceso de colisiones sucesivas. Esta parte de la energía se transforma en calor y no puede devolverse al campo eléctrico. Para mantener la corriente dentro de un conductor, es necesario transmitir constantemente a las cargas cierta energía, que finalmente se transforma en calor. La ecuación (4.3) representa precisamente el trabajo realizado en mantener la corriente dentro de un volumen dv en un intervalo de tiempo dt ; es decir, la energía transformada en dv en calor durante el intervalo dt . La potencia, o la tasa a la que la energía del campo eléctrico se transforma en calor, por unidad de volumen corresponde a:

$$\frac{dP}{dv} = \frac{dW_e/dt}{dv} = \vec{j} \cdot \vec{E} \quad (4.4)$$

Considerando las siguientes definiciones:

$$J = \frac{I}{A} \quad (4.5)$$

$$E = \rho J \quad (4.6)$$

Según la expresión (4.6), la expresión (4.4) puede reescribirse de la siguiente forma:

$$J \cdot E = \rho J^2 \quad (4.7)$$

Para obtener la potencia total disipada en un conductor se integra la potencia disipada por unidad de volumen sobre todo el volumen del conductor obteniendo finalmente:

$$P = \int_v \rho J^2 dv = I^2 R \quad (4.8)$$

4.1.2 Deducción del "Skin Depth"

Considérese según lo visto en [25] el caso idealizado de una corriente sinusoidal en un medio conductor homogéneo semi infinito como se aprecia en la Fig. 4.2.

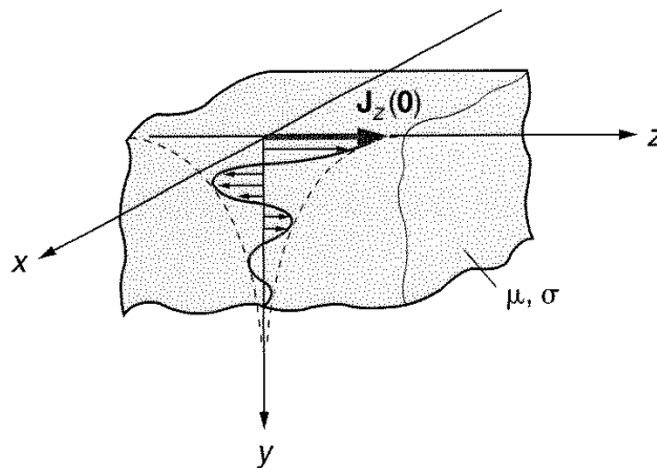


Figura 4.2: Un espacio conductor homogéneo con corriente sinusoidal. La amplitud del vector de densidad de corriente en un instante de tiempo en función de la distancia y desde la superficie límite es como se indica [25].

Se asume que el vector de densidad de corriente es paralelo a la superficie del límite y que además posee una única componente siendo esta y (la distancia desde la superficie). Al resolver las ecuaciones de Maxwell se obtiene que la intensidad del vector de densidad de corriente y la de todos los vectores de campo decrece de manera exponencial con la distancia desde la superficie límite. Este decrecimiento exponencial se vuelve más evidente para altas frecuencias de operación, y en

condiciones donde la permeabilidad y conductividad son altas pudiendo llegar a ser el espesor de la capa de corriente menor a una fracción de milímetro.

Considerando las ecuaciones de Maxwell en forma compleja y despreciando la densidad de corriente de desplazamiento en la ecuación (4.10) pues se asume que el medio es un buen conductor se tiene:

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (4.9)$$

$$\nabla \times H = J \quad (4.10)$$

Como $E = J/\sigma$ y $H = B/\mu$ las expresiones (4.9) y (4.10) toman la forma de:

$$\nabla \times J = -j\omega\sigma B \quad (4.11)$$

$$\nabla \times B = \mu J \quad (4.12)$$

Asumiendo que el vector de densidad de corriente tiene solo una componente en z que depende únicamente de y , según la ley de Biot-Savart y la simetría se deduce que solo hay una componente en x del vector B pudiendo reescribir (4.11) y (4.12) tal que:

$$\frac{dJ_z}{dy} = -j\omega\sigma B_x \quad (4.13)$$

$$-\frac{dJ_z}{dy} = \mu J_z \quad (4.14)$$

Mediante el uso de derivadas ordinarias se puede eliminar el término B_x y obtener una ecuación en J_z llegando a la expresión (4.15):

$$\frac{d^2 J_z}{dy^2} = j\omega\mu\sigma J_z \quad (4.15)$$

Asumiendo que para $y = 0$ la densidad de corriente es $J_z(0)$. Para $y \rightarrow \infty$, la densidad de corriente

no puede aumentar indefinidamente, así que $J_1 = 0$. Finalmente se obtiene:

$$J_z(y) = J_z(0)e^{-ky}e^{-jky} \quad (4.16)$$

La intensidad del vector de densidad de corriente decrece exponencialmente con el aumento de y . A una distancia:

$$\delta = \frac{1}{k} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (4.17)$$

La amplitud del vector de densidad de corriente decrece a $1/e$ de su valor $J_z(0)$ en la superficie del límite. Esta distancia se conoce como la profundidad de penetración (*skin depth*) [25][27]. Algunos de los valores típicos para δ según el tipo de material conductor y la frecuencia de operación se aprecian en la Tabla 4.1 [30]. El rango de frecuencia presentado en la Tabla 4.1 responde a la tendencia vista en la literatura [30]-[35] y [37], donde las frecuencias de operación de las máquinas eléctricas destinadas a electromovilidad alcanzan frecuencias de operación iguales o superior a los 1000 [Hz] [33][38]. En particular, para un motor eléctrico 0 [Hz] corresponde a la operación en DC de la máquina. Se habla de frecuencia nominal (frecuencia de operación designada por el fabricante) correspondiente a frecuencias de red de 50 [Hz] – 60 [Hz] [39]. Por simplicidad, se definirán “bajas frecuencias de operación” a frecuencias definidas entre 1 [Hz] y 60 [Hz]. Para el rango de frecuencia definido por sobre las frecuencias de red se definen “altas frecuencias de operación” a frecuencias superiores a 600 [Hz] [38].

Se han desarrollado variadores de frecuencias capaces de alcanzar frecuencias fundamentales iguales o superiores a 1000 [Hz] los cuales se ilustran en la literatura [40]-[43]. Lo anterior permite alcanzar diversas frecuencias de operación para distintas aplicaciones, desde aplicaciones de electromovilidad como se ilustra en [33],[35],[37] y [38], también en aplicaciones aeronáuticas, generación de energía eléctrica, compresores y motores ultrasónicos según lo visto en [44]-[47].

Tabla 4.1: Skin Depth en mm para conductores comunes a diferentes frecuencias [30]

Frecuencia	60 [Hz]	500 [Hz]	10 ⁴ [Hz]
Plata	8.48	2.94	0.66
Cobre	8.63	2.99	0.68
Aluminio	10.1	3.81	0.85
Hierro ($\mu_r \approx 1000$)	0.65	0.22	0.05

4.1.3 *Determinación de los coeficientes de pérdidas – Planteamientos de Juha Pyrhönen y Vlado Ostović*

Considerando un conductor sólido en una ranura rodeado por tres lados de material ferromagnético, siendo la permeabilidad del material infinita, como se ilustra en la Fig. 4.3, la corriente i crea una intensidad de campo magnético H y un flujo de fuga a través de la ranura y del conductor. El flujo de fuga que rodea la parte inferior del conductor es mayor que el flujo que rodea la parte superior del conductor, por lo que la impedancia del conductor disminuye de abajo hacia arriba, esto se debe a que la ranura no está completamente cerrada, al existir un espacio de aire en la parte superior. En consecuencia, la densidad de corriente J aumenta desde la parte inferior hacia la superior, como se muestra en la Fig. 4.3. Dado que se asume que la permeabilidad del hierro es infinita, las líneas de flujo de fuga cruzan la ranura en forma rectilínea como se aprecia en la Fig. 4.4.

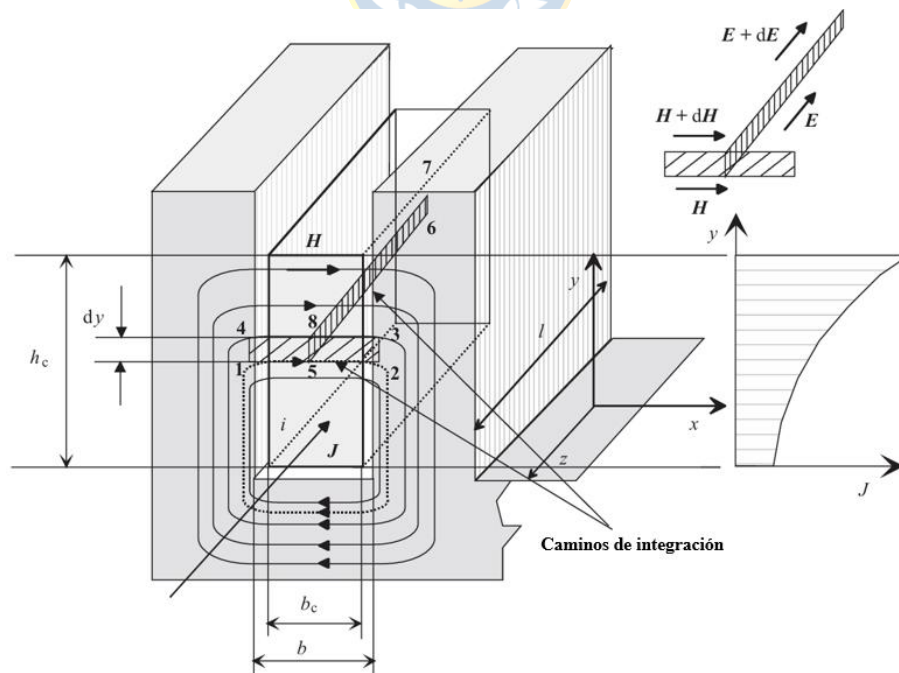


Figura 4.3: Definición del efecto skin en el conductor. La corriente crea un flujo de fuga a través del conductor, lo que da lugar a una distribución desigual de la densidad de corriente en el conductor [7].

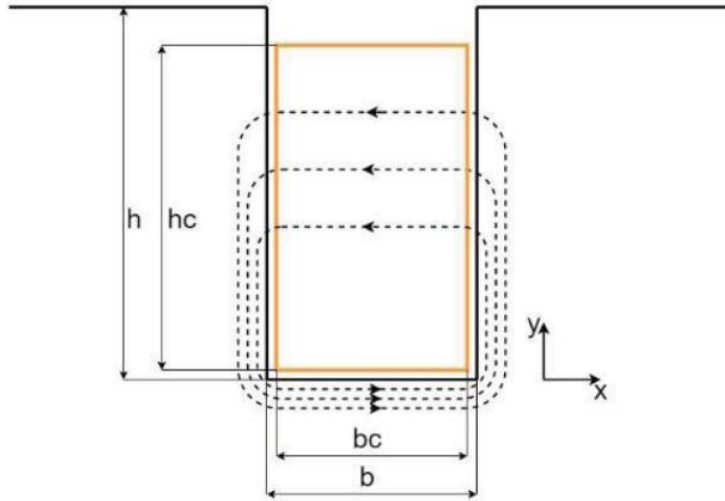


Figura 4.4: Ilustración de las líneas de flujo atravesando la ranura en forma rectilínea [48].

Según los tratamientos propuestos por Juha Pyrhönen [7] y Vlado Ostović [11] los vectores de densidad de corriente J y de intensidad de campo eléctrico E en el conductor tienen solo un componente en la dirección z . La intensidad de campo magnético H y la densidad de flujo B tienen solo un componente en la dirección x a través del conductor.

Aplicando la ley de Ampère al recorrido 1-2-3-4-1 ilustrado en la Fig. 4.3 que encierra el área $b \, dy$, se obtiene:

$$\oint H \cdot dl = Hb - \left(H + \frac{\partial H}{\partial y} dy \right) b = Jb_c dy \quad (4.18)$$

Al evaluar la ley de Ampère según el recorrido establecido. Las componentes verticales 2-3 y 4-1 no aportan a la circulación de flujo a lo largo del trayecto, esto se explica mediante el producto punto entre dos vectores pues son perpendiculares respecto a la base del camino de integración, siendo entonces relevantes los caminos de integración 1-2 y 3-4, de lo cual se obtiene:

$$-\frac{\partial H}{\partial y} = \frac{b_c}{b} J \quad (4.19)$$

Aplicando la ley de Faraday al recorrido 5-6-7-8-5 y mediante un tratamiento similar al aplicado en la ley de Ampère obtenemos:

$$\oint E dl = -El + \left(E + \frac{\partial E}{\partial y} dy \right) l = -\frac{\partial B}{\partial t} l dy \quad (4.20)$$

De lo cual se obtiene:

$$\frac{\partial E}{\partial y} = -\frac{\partial B}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (4.21)$$

Recurriendo a la Ley de Ohm:

$$J = \sigma_c E \quad (4.22)$$

Aplicando la ecuación (4.22) a la ecuación (4.21) se obtiene:

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -\mu_0 \sigma_c \frac{\partial H}{\partial t} \quad (4.23)$$

Con cantidades que varían sinusoidalmente, las ecuaciones (4.19), (4.21) y (4.23) se transforman en su forma compleja:

$$-\frac{\partial H}{\partial y} = \frac{b_c}{b} J \quad (4.24)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y} = -j\omega\mu_0 H \quad (4.25)$$

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -j\omega\mu_0\sigma_c H \quad (4.26)$$

Derivando la ecuación (4.26) se obtiene una ecuación diferencial lineal homogénea de segundo orden la cual describe cómo varía la densidad de corriente J dentro del conductor. Derivar la ecuación permite reemplazar (4.26) en (4.24) para obtener una ecuación independiente de H y que solo dependa

de J , donde la solución a la ecuación muestra cómo la corriente decae exponencialmente desde la superficie hacia el centro del conductor.

$$\frac{\partial^2 J}{\partial y^2} - j\omega\mu_0\sigma_c \frac{b_c}{b} J = 0 \quad (4.27)$$

Se define la siguiente expresión auxiliar:

$$k^2 = j\omega\mu_0\sigma_c \frac{b_c}{b} \quad (4.28)$$

Entonces (4.27) se reescribe tal que:

$$\frac{\partial^2 J}{\partial y^2} - k^2 J = 0 \quad (4.29)$$

De la ecuación (4.28), se desprende la definición del parámetro k . Mediante un tratamiento algebraico adecuado se obtiene la siguiente definición:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \omega\mu_0\sigma_c \frac{b_c}{b}} \quad (4.30)$$

El inverso de α se llama profundidad de penetración. Usualmente, α se utiliza para definir un número adimensional ξ :

$$\xi = \alpha h_c = h_c \sqrt{\frac{1}{2} \omega\mu_0\sigma_c \frac{b_c}{b}} \quad (4.31)$$

Donde ξ se llama la altura reducida del conductor (la unidad de medida de α corresponde a m^{-1} , por lo tanto ξ es adimensional, mientras que h_c es la altura real del conductor en metros).

La solución a la ecuación diferencial homogénea de segundo orden corresponde a:

$$J(y) = C_1 e^{(1+j)\alpha y} + C_2 e^{-(1+j)\alpha y} \quad (4.32)$$

Derivando la expresión (4.32) respecto a y se obtiene:

$$\frac{dJ}{dy} = (1+j)\alpha C_1 e^{(1+j)\alpha y} - (1+j)\alpha C_2 e^{-(1+j)\alpha y} \quad (4.33)$$

Reordenando la expresión (4.26) y sustituyendo en ella la expresión (4.33) se obtiene:

$$H(y) = \frac{(1+j)\alpha}{j\omega\mu_0\sigma_c} [C_1 e^{(1+j)\alpha y} - C_2 e^{-(1+j)\alpha y}] \quad (4.34)$$

Las constantes de integración C_1 y C_2 se determinan mediante las siguientes condiciones de borde:

- Considerando $y = 0$, la intensidad de campo magnético es $H = H_0 = 0$.
- Considerando $y = h_c$, la intensidad de campo magnético es $H = H_c = \frac{l}{b} = \frac{l}{\sqrt{2}b}$

Para $y = 0; H(0) = 0$

$$H(0) = -\frac{(1+j)\alpha}{j\omega\mu_0\sigma_c} [C_1 - C_2] \quad (4.35)$$

Resolviendo para $C = C_1 = C_2$ y sustituyendo la segunda condición de borde se obtiene:

$$J(y) = \frac{j\omega\mu_0\sigma_c l}{(1+j)\alpha(e^{(1+j)\xi} - e^{-(1+j)\xi})b} [e^{(1+j)\xi} + e^{-(1+j)\xi}] \quad (4.36)$$

Donde i es el valor efectivo de la corriente total que fluye en el conductor. La corriente en un elemento diferencial dy es $Jb_c dy$, y las pérdidas resistivas son:

$$P_{AC} = \int_0^{h_c} (Jb_c dy)^2 \frac{l}{\sigma_c b_c dy} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} J^2 dy \quad (4.37)$$

En forma compleja (4.35) se reescribe como:

$$P_{AC} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} J J^* dy \quad (4.38)$$

Donde J^* es el complejo conjugado de J , y $|J|$ y $|J^*|$ corresponden a los valores efectivos. Cuando una corriente continua (DC) que tiene el mismo valor eficaz que la corriente alterna (AC) fluye por el conductor, las pérdidas corresponden a:

$$P_{DC} = R_{DC} I^2 = \frac{l}{\sigma_c b_c h_c} I^2 \quad (4.39)$$

El factor por el cual las pérdidas resistivas en DC deben ajustarse para obtener las pérdidas resistivas en AC es el factor de resistencia k_R . Este también es el cociente entre las resistencias en AC y en DC del conductor. De acuerdo con las Ecuaciones (4.37), (4.38) y (4.39), la definición del factor de resistencia corresponde a:

$$k_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \frac{b_c^2}{I^2} \int_0^{h_c} J^2 dy = \frac{b_c^2}{I^2} \int_0^{h_c} J J^* dy \quad (4.40)$$

Según la aplicación de identidades trigonométricas la densidad de corriente se puede definir tal que:

$$J(y) = 2C \cosh((1 + j)\alpha y) \quad (4.41)$$

Reemplazando la expresión (4.41) en (4.38):

$$P_{AC} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} 4|C|^2 \cosh((1 + j)\alpha y) \cdot \cosh((1 - j)\alpha y) dy \quad (4.42)$$

La integral definida en (4.42) considera la altura de un solo conductor partiendo desde la base de la ranura y, según la interpretación de las ecuaciones de borde sin considerar efectos externos a la capa analizada. La resolución de (4.42) corresponde a:

$$P_{AC} = \frac{b_c l \omega^2 \mu_0^2 \sigma_c i^2}{4\alpha^3 b^2} \left[\frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \right] \quad (4.43)$$

Considerando la expresión (4.40), el factor de resistencia entrega la siguiente expresión:

$$k_R = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \xi \left[\frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \right] \quad (4.44)$$

Se define así la expresión (4.45) tal que:

$$\varphi(\xi) = \xi \left[\frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \right] \quad (4.45)$$

Por ende, P_{AC} puede reescribirse como según:

$$P_{AC} = P_{DC} \cdot \varphi(\xi) \quad (4.46)$$

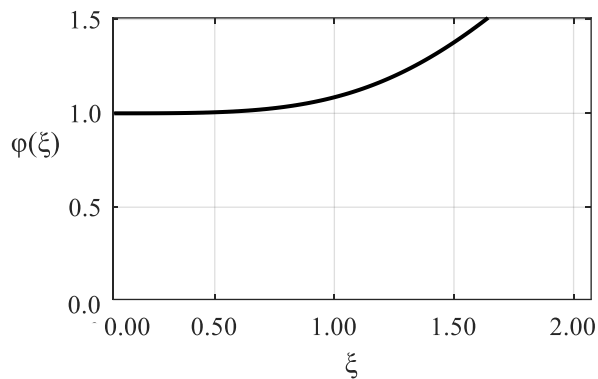


Figura 4.5: Gráfica de la función $\varphi(\xi)$ para una ranura arbitraria.

Considerando un segundo caso de análisis donde una fuente externa de MMF (θ) es situada en la parte inferior de la ranura ilustrada en la Fig.5.3, debajo del conductor sólido. Los ampere-vueltas impuestos modifican las condiciones de borde en los límites inferior y superior del conductor. Estas condiciones se pueden escribir como:

- Intensidad del campo magnético en el límite inferior del conductor:

$$H(0) = \frac{\theta}{b} \quad (4.47)$$

- Intensidad del campo magnético en el límite superior del conductor:

$$H(h_c) = \frac{\theta + i}{b} \quad (4.48)$$

Los ampere-vueltas poseen una componente real (θ_{Re}) en fase con la corriente del conductor i , y una componente imaginaria (θ_{Im}), que está desfasada 90° respecto a la corriente del conductor i :

$$\theta = \theta_{\text{Re}} + j\theta_{\text{Im}} \quad (4.49)$$

La distribución de la intensidad del campo magnético en el conductor sólido expuesto a las condiciones de contorno se puede expresar como:

$$H = \frac{i + \theta_{\text{Re}} + j\theta_{\text{Im}}}{b} \frac{\sinh[\alpha y(1+j)]}{\sinh(\alpha h_c(1+j))} + \frac{\theta_{\text{Re}} + j\theta_{\text{Im}}}{b} \frac{\sinh[\alpha(h_c - y)(1+j)]}{\sinh(\alpha h_c(1+j))} \quad (4.50)$$

y su derivada parcial con respecto a la coordenada radial es igual a:

$$J = \alpha(1+j) \left[-\frac{i + \theta_{\text{Re}} + j\theta_{\text{Im}}}{b} \frac{\cosh[\alpha y(1+j)]}{\sinh(\alpha h_c(1+j))} + \frac{\theta_{\text{Re}} + j\theta_{\text{Im}}}{b} \frac{\cosh[\alpha(h_c - y)(1+j)]}{\sinh(\alpha h_c(1+j))} \right] \quad (4.51)$$

Presentando los parámetros C_{hs} y S_{hc} , definidos como:

$$C_{\text{hs}} = \frac{2\alpha \cosh(\alpha h_c) \sin(\alpha h_c)}{b(\cosh(2\alpha h_c) - \cos(2\alpha h_c))} \quad (4.52)$$

$$S_{\text{hc}} = \frac{2\alpha \sinh(\alpha h_c) \cos(\alpha h_c)}{b(\cosh(2\alpha h_c) - \cos(2\alpha h_c))} \quad (4.53)$$

Considerando las siguientes funciones auxiliares:

$$c_r = \cos(\alpha(h_c - y)) \cosh(\alpha(h_c - y)) \quad (4.54)$$

$$s_r = \sin(\alpha(h_c - y)) \sinh(\alpha(h_c - y)) \quad (4.55)$$

$$c_{rh} = \cos(\alpha y) \cosh(\alpha y) \quad (4.56)$$

$$s_{rh} = \sin(\alpha y) \sinh(\alpha y) \quad (4.57)$$

Se puede definir el componente real de la densidad de corriente tal que:

$$\begin{aligned} \text{Re}\{J((h_c - y))\} &= i[C_{hs}(c_r + s_r) + S_{hc}(c_r - s_r)] \\ &+ \theta_{\text{Re}}[C_{hs}(c_r + s_r - c_{rh} - s_{rh}) + S_{hc}(c_r - s_r - c_{rh} + s_{rh})] \\ &+ \theta_{\text{Im}}[C_{hs}(c_r - s_r - c_{rh} + s_{rh}) + S_{hc}(-c_r + s_r + c_{rh} + s_{rh})] \end{aligned} \quad (4.58)$$

Junto con la contraparte imaginaria como:

$$\begin{aligned} \text{Im}\{J((h_c - y))\} &= i[C_{hs}(c_r - s_r) - S_{hc}(c_r + s_r)] \\ &+ \theta_{\text{Re}}[C_{hs}(c_r + s_r - c_{rh} + s_{rh}) - S_{hc}(c_r + s_r - c_{rh} - s_{rh})] \\ &+ \theta_{\text{Im}}[C_{hs}(-c_r + s_r + c_{rh} + s_{rh}) - S_{hc}(c_r - s_r - c_{rh} + s_{rh})] \end{aligned} \quad (4.59)$$

Considerando la ecuación (4.38), esta puede descomponerse en dos componentes:

$$P_{AC} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} JJ^* dy = P_{\text{eddy}} + P_{\text{prox}} \quad (4.60)$$

donde P_{eddy} corresponde a la ecuación (4.38) y P_{prox} corresponde a:

$$P_{\text{prox}} = (\theta_{\text{Im}}^2 + \theta_{\text{Re}}^2 + \theta_{\text{Re}}i) \cdot \frac{l}{\sigma_c b_c h_c} I^2 \cdot \xi \left[\frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \right] \quad (4.61)$$

Se define así la función ψ como una medida de la influencia de la MMF externa Θ en las pérdidas en un conductor de la siguiente manera:

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \quad (4.62)$$

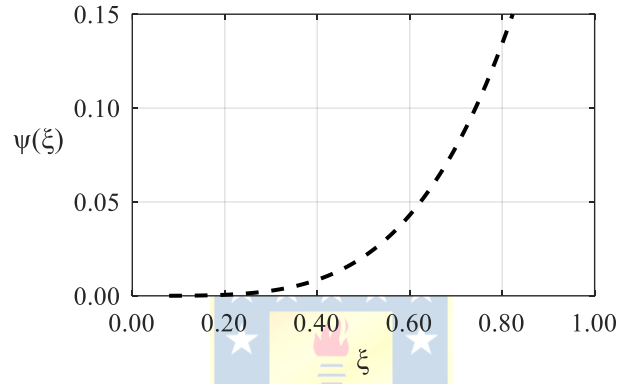


Figura 4.6: Gráfica de la función $\psi(\xi)$ para una ranura arbitraria.

Las ecuaciones (4.45) y (4.62) resultan ser funciones conocidas en la literatura clásica como pueden ser las referencias [31][32]. Considerando el caso ilustrado en la Fig. 4.4, donde varios conductores están colocados en una ranura. Todos los conductores están conectados en serie. La altura de los subconductores es h_{c0} y el ancho es b_{c0} . Hay z_t conductores uno encima del otro y z_a conductores adyacentes.

La ecuación (4.31) considera el cálculo de la altura reducida, considerando el caso ilustrado en la Fig. 4.4, sustituyendo $b_c = z_a b_{c0}$, y para la altura del conductor se usa la altura individual h_{c0} (4.31) se reescribe tal que:

$$\xi = \alpha h_{c0} = h_{c0} \sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu_0 \sigma_c \frac{b_{c0}}{b}} \quad (4.63)$$

Donde se comprueba que, al dividir el conductor en subconductores adyacentes no afecta a la altura reducida del conductor. El factor de resistencia de la capa k es:

$$k_{Rk} = \varphi(\xi) + k(k - 1)\psi(\xi) \quad (4.64)$$

La ecuación (4.64) muestra que el factor de resistencia es menor en la capa inferior del conductor y mayor en la capa superior. Esto significa que, en el caso de conductores conectados en serie, los conductores inferiores contribuyen más a las pérdidas resistivas que los conductores superiores. El factor de resistencia promedio a lo largo de la ranura se define según:

$$k_R = \varphi(\xi) + \left(\frac{z_t^2 - 1}{3}\right)\psi(\xi) \quad (4.65)$$

donde z_t es el número de capas de conductores según lo visto en la Fig. 4.7.

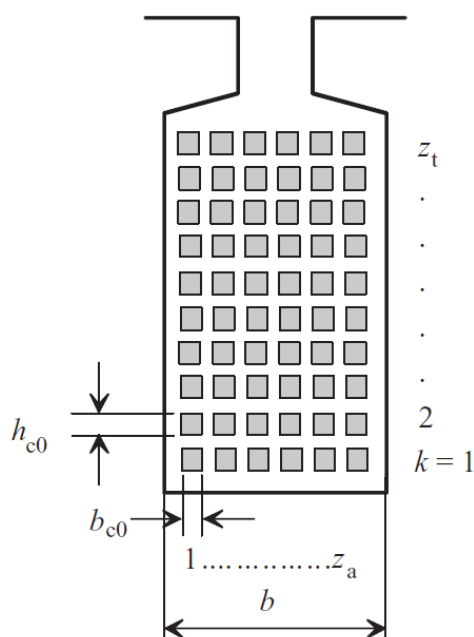


Figura 4.7: Determinación de la altura reducida del conductor y del factor de resistencia de un bobinado con varios conductores en las direcciones de ancho y alto de una ranura con un ancho uniforme en el área del conductor. Todos los conductores están conectados en serie. La altura y el ancho de los subconductores son h_{c0} y b_{c0} . Hay z_t conductores uno encima del otro y z_a conductores adyacentes [7].

4.1.4 Modelo analítico donde la altura de los conductores es normalizada respecto al Skin Depth – Planteamientos propuestos por Phil Mellor y Rafal Wrobel

Como se vio anteriormente, las pérdidas por efecto Joule se calculan según la expresión (4.8),

en función de lo anterior, las pérdidas resistivas en los devanados de las máquinas eléctricas de fase m se expresan mediante la siguiente expresión:

$$P_{AC} = mR_{AC}I^2 \quad (4.66)$$

Donde R_{AC} se puede caracterizar según lo visto en [7], [33],[34] y [35]:

$$R_{AC} = K_{AC}(\eta)R_{DC} \quad (4.67)$$

R_{AC} se expresa comúnmente en términos de un factor de pérdidas AC adimensional K_{AC} y la consideración de la resistencia DC, donde η corresponde a la altura característica [36]. La altura característica corresponde a una variable adimensional que cuantifica el efecto de las pérdidas AC por las corrientes parásitas, el cual las cuantifica considerando la relación entre las dimensiones geométricas del conductor, el factor de relleno y el *skin depth*, definido en la expresión 4.68.

La Fig. 4.8 muestra una capa de bobinado generalizada formada por conductores rectangulares. La capa se compone de varios conductores individuales y se caracteriza por el número y la sección transversal de estos conductores y el ancho de la ranura en la posición de la capa. El campo de fuga de la ranura que induce las corrientes parásitas se origina a partir de los amperios por vueltas totales de la parte del devanado encerrada debajo de la capa [33].

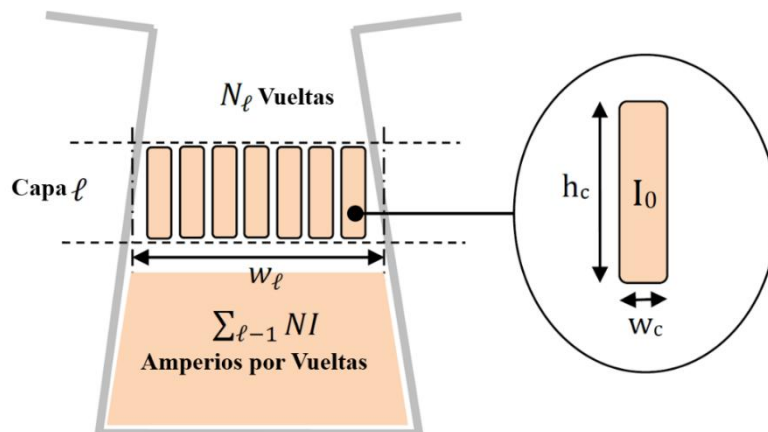


Figura 4.8: Capa de bobinado generalizada con conductores rectangulares [33].

La altura característica definida en función de las dimensiones de los conductores y las ranuras se expresa de la siguiente forma [33]-[35]:

$$\eta = \sqrt{\epsilon_1} \frac{h_c}{\delta} \quad (4.68)$$

Donde ϵ_1 corresponde al factor de relleno de la capa el cual se define como [33]-[35]:

$$\epsilon_1 = \frac{N_1(w_c h_c)}{(w_1 h_c)} \quad (4.69)$$

Donde w_c corresponde al ancho del conductor, h_c es la altura del conductor, w_1 es el ancho de la ranura y N_1 el número de vueltas del conductor.

Así, el factor de pérdidas AC para una única capa de bobinado el cual considera las dimensiones de la ranura y los conductores de sección transversal rectangular se puede escribir de la siguiente forma [33]:

$$K_{AC} = C_I(\eta) + \left(1 + 2 \frac{\sum_{l=1}^{N_1} Nl}{N_1 I_o}\right)^2 C_{II}(\eta) \quad (4.70)$$

Donde $C_I(\eta)$ y $C_{II}(\eta)$ los cuales son definidos mediante funciones hiperbólicas [33]-[35]:

$$C_I(\eta) = \frac{\eta \sinh(\eta) + \sin(\eta)}{2 \cosh(\eta) - \cos(\eta)} \quad (4.71)$$

$$C_{II}(\eta) = \frac{\eta \sinh(\eta) - \sin(\eta)}{2 \cosh(\eta) + \cos(\eta)} \quad (4.72)$$

Lo anterior corresponde a un modelo de pérdidas el cual relaciona factores geométricos y estructurales de la ranura y los conductores para una sola capa, sin embargo, esto solo aplica para la zona activa de los conductores y también se entiende que esta expresión es un modelo generalizado.

Con el deseo de acotar este modelo a una topología de bobinado tipo horquilla donde la ranura presente una configuración por capas como se aprecia en Fig. 4.9. Se consideran los aportes de [34] y [35], sin embargo, el planteamiento deficiente y sumado a los errores en la generalización del modelo vistos en [34] y [35] traen la necesidad de llevar el modelo planteado en [33] a un modelo aplicable para el caso de adoptar bobinado Hairpin en estatores con ranuras rectangulares, donde no estén presentes los errores de los trabajos recién mencionados.

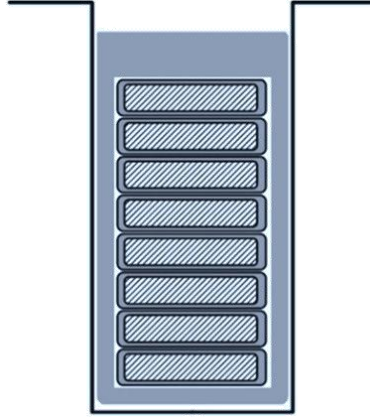


Figura 4.9: Modelo de capas para una ranura rectangular con bobinado Hairpin.

4.1.5 Modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin.

En el análisis de pérdidas AC para una ranura con una capa de bobinado generalizada visto en la Fig. 4.6 se menciona que el campo de fuga de la ranura que induce las corrientes parásitas se origina a partir de los ampere por vueltas totales de la parte del devanado encerrada debajo de la capa, sin embargo, debido a la geometría característica del bobinado Hairpin la totalidad de la capa de bobinado es cubierta por un solo conductor. Esto conlleva a un tipo de capa de bobinado que fue ilustrado en la Fig. 4.7, en base a esta característica geométrica es que los planteamientos del modelo ilustrado en la sección anterior deben ser adaptados para poder ser aplicados a este tipo de bobinado.

Considérese la expresión (4.69), el factor de relleno lateral, considerando la adopción de bobinado Hairpin el número de vueltas por capa es unitario. Además, la simplificación de las alturas h_c implica que el factor de relleno solo se ve afectado por el ancho de la ranura y del conductor, sin embargo, esta simplificación implicaría que la totalidad de la altura de la capa está ocupada por material conductor, lo cual es un planteamiento erróneo, esto debido a que en la práctica se suele utilizar material aislante entre la ranura y el conductor a modo de evitar cortocircuitos. Según las consideraciones previas la expresión (4.69) se reescribe tal que:

$$\epsilon_1 = \frac{w_c h_c}{w_l h_l} \quad (4.73)$$

En [33] el factor de pérdidas de corriente alterna K_{AC} se define según la expresión (4.70). La adopción de Hairpin implica que toda la capa conductora está cubierta por un solo conductor con una gran sección transversal rectangular, lo que significa que el número de vueltas por capa es unitario y que la corriente en cada conductor es igual a la corriente total de la capa según lo visto en [49], así, la

expresión (4.70) se reescribe tal que:

$$K_{AC} = \frac{1}{Q_1} \sum_{l=1}^{Q_1} \{C_I(\eta) + [C_{II}(\eta)(2l - 1)^2]\} \quad (4.74)$$

Donde se aprecia el termino $(2l - 1)$ visto en los planteamientos de [49] y [50]. De esta forma, la altura característica definida en (4.68), y por consiguiente los coeficientes de pérdidas definidos en (4.71) y (4.72) se ven afectados directamente, resultando en un nuevo modelo de pérdidas exclusivo para el análisis de bobinado Hairpin.



5. Resultados y discusión

En las secciones previas se analizaron un conjunto de modelos analíticos establecidos en la literatura clásica del electromagnetismo aplicado a máquinas eléctricas, se observó que existe una fuerte correlación entre el tipo de material conductor optado para confeccionar las bobinas, así como las dimensiones geométricas de estas y la frecuencia de operación del motor, todo esto afectando directamente el nivel de pérdidas AC en los devanados de estator. Los resultados analizados en esta sección son fruto de un estudio de diversas ranuras rectangulares, cada una con área distinta. Se consideran, además, distintas relaciones de aspecto para las medidas de la ranura manteniendo el área de la ranura constante, esto a modo de visualizar la incidencia de la altura en el nivel de pérdidas AC para los modelos analíticos de Juha Pyrhönen y el modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin en la presente Memoria de Título.

Considerando el set de ranuras se procedió a analizar el desempeño en términos de eficiencia para bobinado Hairpin de cobre y aluminio. Los resultados analíticos obtenidos se contrastan con simulaciones en elementos finitos definiendo el grado de validez de los modelos analíticos a través del error relativo observado en los modelos.

Las medidas de las ranuras analizadas se ilustran en la Tabla 5.1, en ella se aprecian cinco medidas de áreas para tres relaciones de aspecto (ra) distintas.

Tabla 5.1: Set de datos correspondiente a las ranuras analizadas.

Relación de aspecto \ Área	40 [mm ²]	130 [mm ²]	400 [mm ²]	1300 [mm ²]	4000 [mm ²]
1:4	3.2x12.6	5.7x22.8	10x40	18x72.1	31.6x126.6
1:2	4.5x8.9	8.1x16.1	14.1x28.3	25.5x51	44.7x89.5
1:1	6.3x6.3	11.4x11.4	20x20	36.1x36.1	63.3x63.3

El set de datos de la Tabla 5.1 contiene distintas áreas de ranura donde los valores contenidos en la tabla corresponden al ancho y la altura de la ranura para cada caso. Aunque no existe un valor estandarizado para las medidas de las ranuras de estator los valores de la tabla buscan tener el máximo grado de representatividad respecto a motores reales utilizados en la industria. El set de datos se construyó siguiendo una escala logarítmica y buscando aproximarse a medidas de ranura apreciadas en la literatura como en las siguientes referencias [51]-[57]. El ancho y alto de las ranuras de la Tabla 5.1 corresponden a valores con un solo decimal, esto debido a los valores típicos de tolerancia de manufactura explicados en [58].

Las simulaciones en elementos finitos se realizaron mediante el software Ansys Electronics Desktop considerando una ranura rectangular con 6 capas de bobinado Hairpin en 2D como la que se aprecia en la Fig. 5.1.

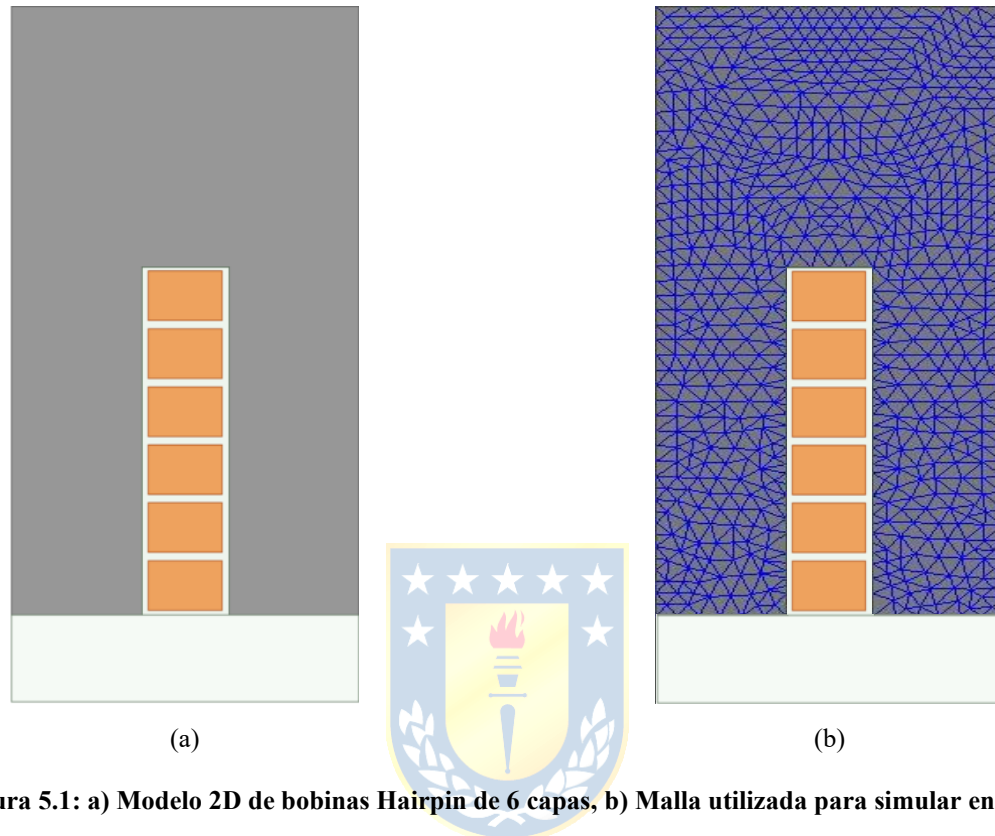


Figura 5.1: a) Modelo 2D de bobinas Hairpin de 6 capas, b) Malla utilizada para simular en FEA.

Los resultados obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos se ilustran en la Tabla 5.2, la cual presenta los factores de pérdidas AC obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos para bobinados tipo Hairpin de cobre y aluminio, considerando distintas áreas de ranura y relaciones de aspecto. El software entrega los valores de pérdidas DC y AC, donde posteriormente se calcula el factor de pérdidas de corriente alterna según lo visto en la expresión (4.40) y (4.74). Los resultados revelan una alta dependencia respecto a la frecuencia y la geometría del conductor, en particular, se observa que un aumento en la frecuencia conlleva a un aumento del factor de pérdidas y por consiguiente de las pérdidas AC, resultado esperable debido a la acción del efecto skin y el efecto proximidad en los conductores, esto especialmente para configuraciones de gran altura y área de ranura. Respecto a la diferencia de valores observados entre los factores de pérdidas para ambos materiales, se observa que los valores alcanzados por el factor de pérdidas de cobre son superiores al factor de pérdidas de aluminio, no obstante, esto no se traduce directamente en mayores pérdidas generales, ya que la resistencia DC de las horquillas de cobre es significativamente menor que la de

sus contrapartes de aluminio. En particular, las pérdidas en por unidad para una configuración de bobinado (para el caso de la presente Memoria de Título de 6 capas) de aluminio siempre será superior a las pérdidas con cobre para bajas frecuencias, sin embargo, esto deja de ser sustancial en altas frecuencias (frecuencias superiores a 600 [Hz] como se definió en capítulos anteriores), existiendo una frecuencia de convergencia entre ambos materiales la cual depende de aspectos geométricos de la ranura y de los conductores, así como del número de capas elegido para la ranura de estator. Para frecuencias superiores a esta frecuencia de convergencia las pérdidas de la configuración de cobre serán superiores a las pérdidas en el aluminio [49].

Tabla 5.2: Factor de pérdidas AC obtenido mediante simulaciones en elementos finitos.

Relación de aspecto		Aluminio			Cobre		
		1:4	1:2	1:1	1:4	1:2	1:1
40 [mm ²]	1 [Hz]	1	1	1	1	1	1
	50 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	250 [Hz]	1.03	1.01	1.00	1.09	1.02	1.01
	500 [Hz]	1.13	1.04	1.01	1.36	1.09	1.03
	750 [Hz]	1.29	1.07	1.02	1.79	1.21	1.05
	1000 [Hz]	1.54	1.14	1.04	2.45	1.38	1.10
130 [mm ²]	1 [Hz]	1	1	1	1	1	1
	50 [Hz]	1.01	1.00	1.00	1.04	1.01	1.00
	250 [Hz]	1.35	1.09	1.02	1.93	1.25	1.07
	500 [Hz]	2.33	1.36	1.10	4.47	1.96	1.26
	750 [Hz]	3.89	1.79	1.21	8.21	3.09	1.57
	1000 [Hz]	5.90	2.38	1.38	12.77	4.60	2.00
400 [mm ²]	1 [Hz]	1	1	1	1	1	1
	50 [Hz]	1.13	1.03	1.01	1.36	1.09	1.03
	250 [Hz]	4.02	1.83	1.23	8.52	3.19	1.60
	500 [Hz]	11.38	4.14	1.87	23.38	8.77	3.27
	750 [Hz]	20.50	7.55	2.89	37.60	16.14	5.81
	1000 [Hz]	29.54	12.59	4.38	55.00	26.86	9.69
1300 [mm ²]	1 [Hz]	1	1	1	1	1	1
	50 [Hz]	2.33	1.36	1.10	4.46	1.96	1.26
	250 [Hz]	22.77	8.51	3.19	40.96	18.16	6.57
	500 [Hz]	48.79	23.56	8.79	69.92	42.61	19.03
	750 [Hz]	65.73	38.47	16.46	86.40	60.00	32.99
	1000 [Hz]	77.80	50.80	24.88	100.35	73.08	46.22
4000 [mm ²]	1 [Hz]	1	1	1	1	1	1
	50 [Hz]	11.29	4.11	1.87	23.03	8.74	3.27
	250 [Hz]	66.52	39.44	16.99	86.84	61.35	34.00
	500 [Hz]	96.22	69.77	42.38	123.31	91.80	67.36
	750 [Hz]	117.84	87.30	62.31	152.85	111.62	85.99
	1000 [Hz]	140.72	102.41	84.34	191.91	138.37	106.65

De hecho, en [49] se realiza un estudio comparativo de bobinado Hairpin de cobre y aluminio para un motor de inducción de flujo axial, considerando 6 capas de bobinado, en el motor se analizan dos casos de estudio, uno donde las horquillas que conforman las capas de bobinado poseen la misma altura, y otro donde las alturas son asimétricas. El primer caso ilustra que la frecuencia de convergencia entre el cobre y el aluminio es en 800 [Hz], por otro lado, en el caso asimétrico la frecuencia de convergencia se encuentra aproximadamente en los 900 [Hz], aunque la frecuencia de convergencia es más alta para bobinado asimétrico, las pérdidas AC disminuyen considerablemente en altas frecuencias. Lo anterior demuestra que, para una misma dimensión de ranura, la frecuencia de convergencia puede ser desplazada al variar la altura de las capas de conductor para un número de capas fijo. La adopción de una dimensión de ranura distinta, así como de un menor o mayor número de capas dependiendo de los requerimientos fijados en la etapa de diseño también afectan directamente la frecuencia de convergencia. Por ende, no se puede hablar de una frecuencia de convergencia fija para ambos materiales, pues esta depende de las dimensiones del motor, sin embargo, los resultados de [49] demuestran que esta frecuencia es posible encontrarla en altas frecuencias de operación, y que en bajas frecuencias de operación (frecuencias de red) el nivel de pérdidas AC del cobre siempre será menor al del aluminio, esto debido a la que la resistencia DC del cobre es menor al poseer una mayor conductividad eléctrica.

Los factores de pérdidas AC obtenidos mediante procedimientos analíticos siguiendo los modelos analíticos vistos en la sección anterior se encuentran dispuestos en tablas en los anexos de la presente Memoria de Título.

Los datos presentados en la Tabla 5.2 se han graficado e ilustrado en la Fig. 5.2. Se aprecia como las gráficas ilustran cinco curvas, cada una de un color diferente, siendo cada uno correspondiente a una frecuencia de operación distinta. Las curvas se componen de tres marcadores, donde cada marcador representa una relación de aspecto distinta según lo visto en la Tabla 5.2.

Las gráficas ilustradas en la Fig. 5.2 representan la relación entre el factor de pérdidas de corriente alterna y la altura de los conductores dispuestos en las ranuras, todo esto para distintas frecuencias de operación. Se aprecia una clara tendencia al aumento en las curvas a medida que aumenta la altura de los conductores, esto independiente de la frecuencia de operación, lo cual demuestra una clara correlación entre el nivel de pérdidas AC y la altura asociada a cada conductor. Desde una perspectiva analítica, las expresiones (4.31) y (4.68) son directamente proporcionales a la altura del conductor, esto se explica mediante las demostraciones realizadas en la sección anterior.

Cualquier variación en estas expresiones se traduce en una variación final significativa en el factor de pérdidas de corriente alterna.

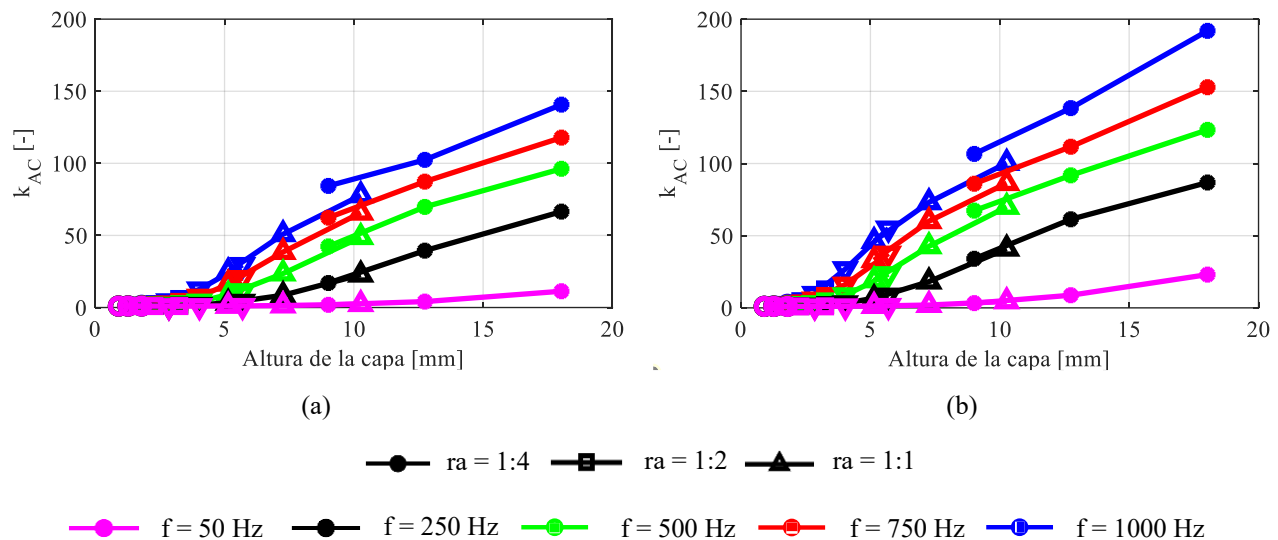


Figura 5.2: Gráficas de resultados obtenidos mediante FEA para a) Al y b) Cu.

El aumento de la frecuencia conlleva a un aumento de la pendiente en las curvas donde se observa una tendencia de tipo convexo. En bajas frecuencias de operación como puede ser el caso de 50 [Hz] denotado en color magenta en la Fig. 5.2 a) y en la Fig. 5.2 b), el comportamiento del factor de pérdidas de corriente alterna respecto a la altura es relativamente homogéneo para distintas relaciones de aspecto y material. Sin embargo, conforme se incrementa la frecuencia, las curvas se separan visiblemente, se aprecia una mayor sensibilidad por parte del factor de pérdidas como se ve en el caso de 1000 [Hz] denotado con color azul. Se observa un comportamiento donde, independiente de la relación de aspecto, ambos tipos de materiales son viables en operaciones a bajas frecuencias. Respecto a la operación en altas frecuencias, esto es, frecuencias de operación cercanas a los 1000 [Hz], independiente del conductor utilizado y de la relación de aspecto los valores alcanzados por el factor de pérdidas son demasiado elevados, denotando el principal inconveniente de este tipo de bobinados de gran sección transversal. La tendencia al aumento de las pérdidas respecto a un aumento de la frecuencia y la altura se puede explicar mediante el análisis de los coeficientes de pérdidas caracterizados en las expresiones (4.45), (4.62), (4.71) y (4.72). Considerando el cobre como material conductor, los coeficientes de pérdidas son ilustrados en las Fig. 5.3 – 5.5.

Obsérvese como la curva segmentada representa el factor de pérdidas del efecto proximidad mientras la curva continua representa el factor de pérdidas del efecto skin, esto para cada una de las

figuras. Se visualizan tres casos siendo las gráficas para el área de 40, 400 y 4000 [mm²] respectivamente. En la Fig. 5.3 para el caso de un área de ranura de 40 [mm²] se aprecia como el efecto skin muestra una tendencia prácticamente constante en todos los casos a medida que aumenta la frecuencia, esto reflejado en un aumento de la altura reducida del conductor caracterizado mediante la expresión (4.31) para la Fig. 5.3 a) y en un aumento de la altura característica del conductor caracterizado mediante la expresión (4.68) para la Fig. 5.3 b).

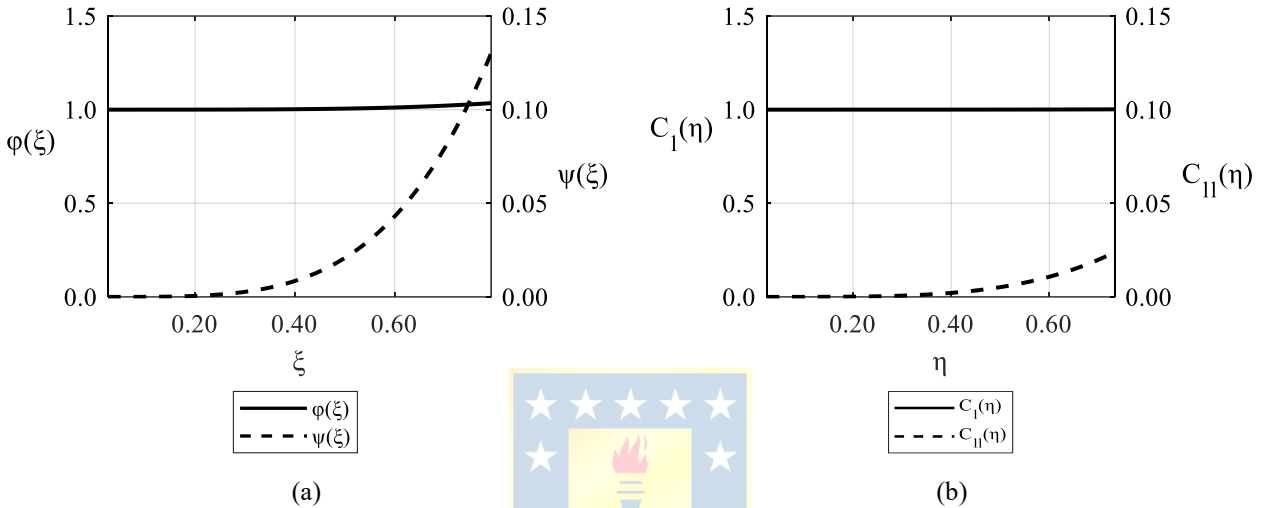


Figura 5.3: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 3.2x12.6 [mm].

En la Fig. 5.4 a) se aprecia un aumento abrupto de las pérdidas por efecto skin en contraste con la Fig. 5.4 b). El comportamiento de las pérdidas por efecto proximidad, aunque presenta una tendencia al aumento similar, para el caso del coeficiente de pérdidas dependiente de la altura reducida del conductor se aprecia una pendiente más pronunciada que su contraparte dependiente de la altura característica. La diferencia entre ambas gráficas se debe a planteamientos matemáticos distintos, mientras la altura reducida depende directamente de la altura del conductor, la altura característica normaliza la altura real del conductor respecto al *skin depth*.

Aunque ambos modelos nacen de planteamientos similares presentan diferencias el uno respecto al otro. Aún considerando estas diferencias ambos modelos logran evidenciar el comportamiento del efecto skin y el efecto proximidad, en la Fig. 5.4 se aprecia un aumento considerable de la incidencia de ambos coeficientes al haber aumentado la relación de aspecto en la ranura y, por ende, la dimensión de los conductores.

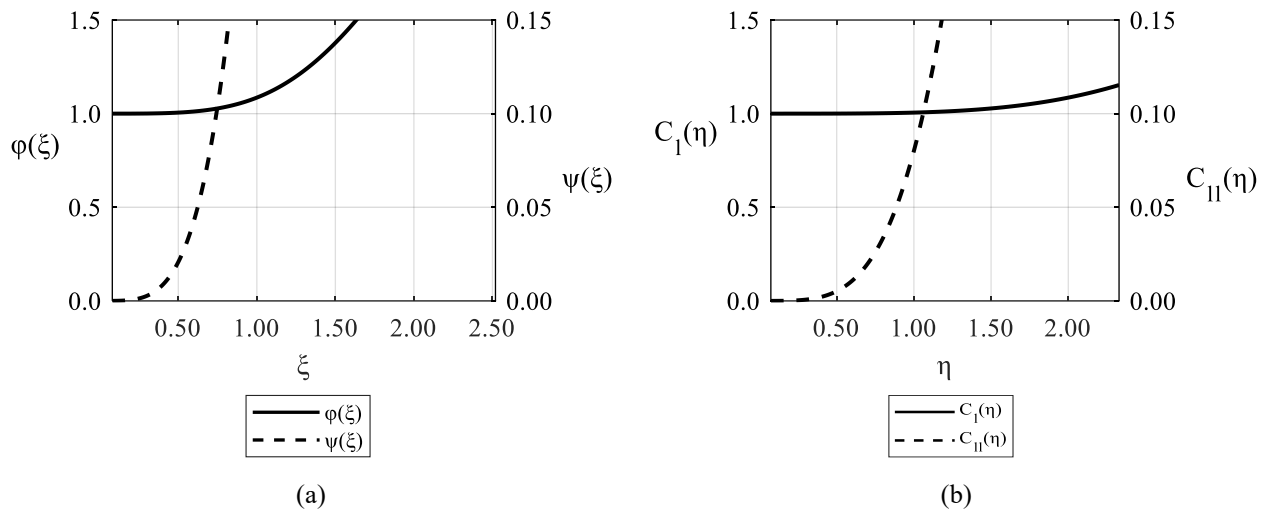


Figura 5.4: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 10x40 [mm].

Analizando la Fig. 5.5 a) y Fig. 5.5 b) se observa un comportamiento similar para ambos casos. Se aprecia como el efecto de la altura provoca un aumento sustancial de los coeficientes de pérdidas, esto es, al considerar una altura de ranura mayor implica una mayor altura de conductor, al ser la altura reducida y la altura característica del conductor dependientes de la frecuencia de operación, el nivel de pérdidas aumenta considerablemente para frecuencias de operación mucho más bajas, esto respecto a los casos ilustrados en la Fig. 5.3 y la Fig. 5.4. Mediante el análisis de los coeficientes de pérdidas se ilustra como el efecto skin y el efecto proximidad son mucho más sustanciales a medida que las dimensiones de la ranura y de los conductores aumenta.

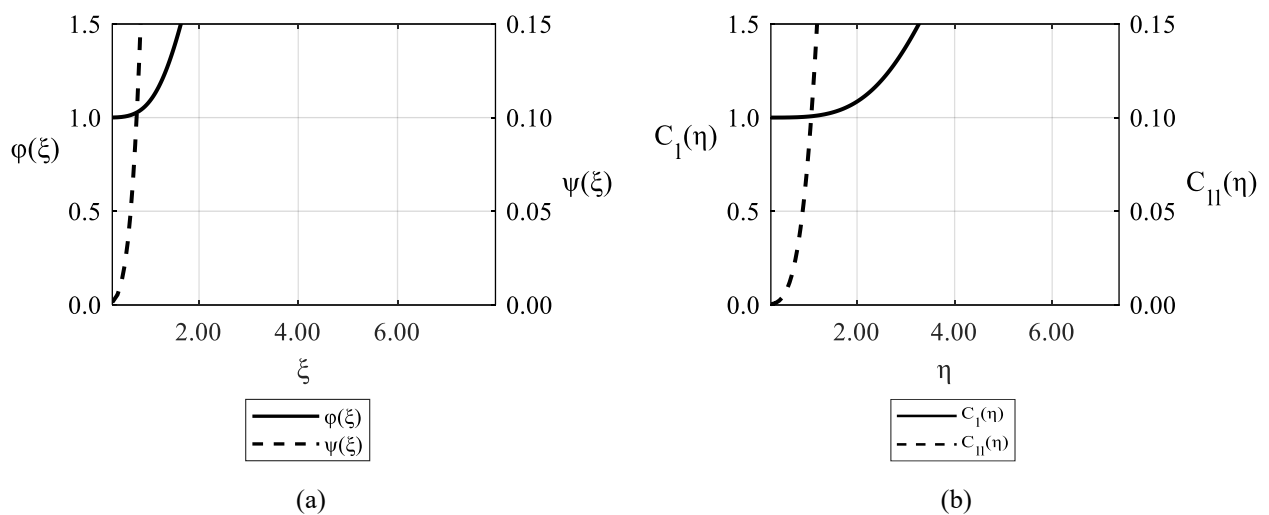


Figura 5.5: Coeficientes de pérdidas AC considerando Cu y dimensiones de 31.6x126.6 [mm].

El aumento de la altura de los conductores y por consiguiente de la sección transversal conlleva a un aumento progresivo de las pérdidas, donde además existe una contribución directa de la frecuencia de operación. Para un área de ranura pequeña, como es el caso de una ranura de 40 [mm²] la contribución a las pérdidas AC por parte del efecto skin resulta ser menos sustancial respecto al aporte de las pérdidas por efecto proximidad, sin embargo, a medida que al área de la ranura aumenta, las pérdidas por efecto skin se hacen más prominentes lo cual lleva a un aumento considerable de las pérdidas AC, como se pudo apreciar en las gráficas de la Fig. 5.2 siendo la tendencia tanto para el caso ilustrado en la Fig. 5.2 como el ilustrado en las Fig. 5.3 – 5.5 concordantes.

Lo anterior ilustra que el bobinado Hairpin presenta un buen desempeño para alturas de conductor pequeñas, esto implica que el estator debe ser compacto, o por el contrario poseer un alto número de ranuras, además, se desprende que el bobinado Hairpin presenta un buen desempeño en bajas frecuencias de operación, y que la incidencia del efecto skin y el efecto proximidad en altas frecuencias de operación es sustancial. Sin embargo, de la discusión previa se desprende la necesidad de cuantificar el espectro de frecuencia en el cual el bobinado Hairpin presenta un buen desempeño en términos de eficiencia.

Para determinar el rango de frecuencia de operación en el cual el bobinado Hairpin presenta un buen desempeño, esto es, respecto al desempeño de un bobinado convencional, se debe considerar la relación entre los factores de relleno de ranura de ambas configuraciones de bobinado. La relación entre ambos factores de relleno permite estimar el factor de pérdidas AC de un bobinado convencional, siendo este por lo general un bobinado aleatorio multihebra de sección transversal circular donde cada hebra conductora estaría individualmente aislada. Además, la totalidad de las secciones transversales circulares de los conductores serían homogéneas y presentarían un diámetro inferior al *skin depth*. Para el caso de un bobinado aleatorio, la contribución al nivel de pérdidas AC por el efecto proximidad tiende a ser despreciable, esto debido a la aislación presente en los conductores. Además, para las configuraciones que posean una altura de conductor pequeña, la contribución a las pérdidas AC por el efecto skin es constante.

Por ende, considerando los factores de relleno vistos en [13] y [16], el factor de pérdidas AC para un bobinado aleatorio se obtiene dividiendo el factor de relleno del bobinado Hairpin por el factor de relleno del bobinado aleatorio. Considerando una relación de aspecto de 1:4 para un área de ranura de 40 mm² con bobinado Hairpin según los datos de la Tabla 5.1, se ilustra la frecuencia de corte en la Fig. 5.6. Según la gráfica, se aprecia que para frecuencias de operación menores a 714 [Hz] el bobinado Hairpin presenta un mejor desempeño respecto al bobinado aleatorio. En la Fig. 5.7 se

analiza una ranura de $400 \text{ [mm}^2\text{]}$ para una relación de aspecto de 1:4 considerando el set de datos de la Tabla 5.1. Se aprecia como un aumento del área de ranura, lo cual implica un aumento de la altura de los conductores, conlleva a una reducción de la frecuencia de corte, por ende, un aumento de las dimensiones de la ranura y las dimensiones de los conductores para el caso de bobinados tipo Hairpin conllevan a una disminución de la frecuencia de corte respecto a los bobinados convencionales.

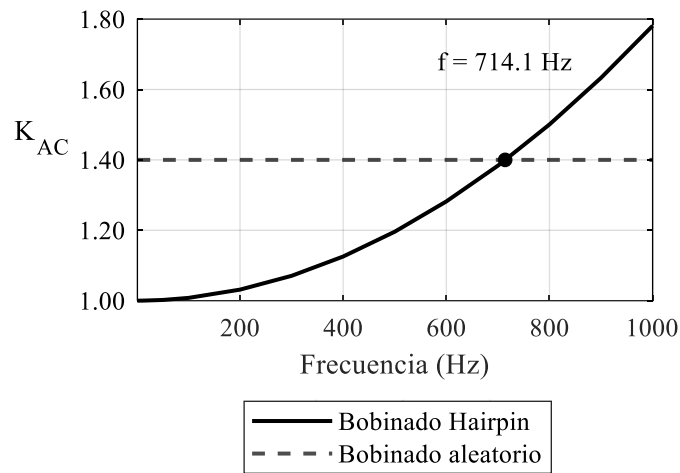


Figura 5.6: Frecuencia de corte considerando una relación de aspecto de 1:4 y una ranura de $40 \text{ [mm}^2\text{]}$.

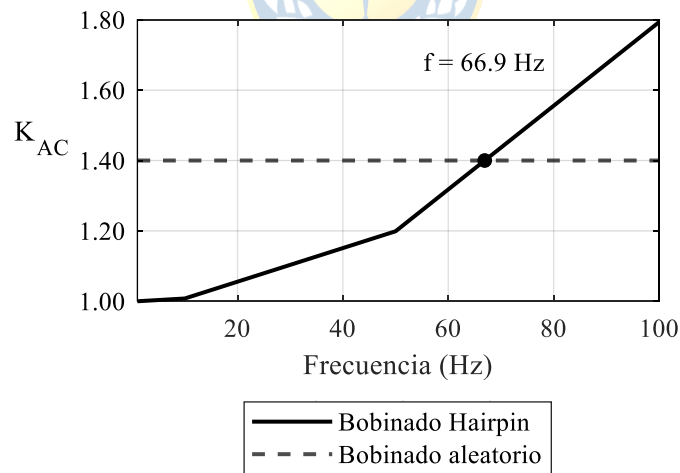


Figura 5.7: Frecuencia de corte considerando una relación de aspecto de 1:4 y una ranura de $400 \text{ [mm}^2\text{]}$.

En particular, para el caso ilustrado, la adopción de las dimensiones evaluadas en la Fig. 5.7 implica que el bobinado Hairpin es limitado a una frecuencia de operación cercana a la frecuencia fundamental. La frecuencia de corte debe ser considerada en la etapa de diseño de la máquina en caso de optar por el uso de bobinado Hairpin. Dependiendo del tipo de operación al que sea destinada la máquina, las dimensiones de ranura y de los conductores deben ser elegidas en función de la

frecuencia de corte. En particular, los resultados muestran que este tipo bobinado presenta un buen desempeño en ranuras pequeñas (como fue el caso ilustrado para una ranura de 40 [mm²]), lo cual permite optar por un rango de frecuencia de operación más amplio respecto al caso de considerar una ranura más grande (como fue el caso ilustrado para una ranura de 400 [mm²]) como figura en los casos ilustrados en las Fig. 5.6 y Fig.5.7. Un mayor número de capas implica una altura de conductor menor, por ende, siempre podrá considerarse una alternativa el aumentar el número de capas con el fin de disminuir la altura de los conductores en caso de optar por ranuras que posean una altura considerable (siendo esta una altura superior a los 100 [mm]).

El uso de modelamiento analítico permite dimensionar la incidencia de aspectos como la geometría, la frecuencia de operación y los tipos de materiales en las pérdidas AC en la etapa de diseño de una máquina eléctrica sin necesidad de un alto coste computacional a diferencia de las simulaciones en elementos finitos, logrando obtener buenas aproximaciones. Sin embargo, existe una discrepancia entre los resultados obtenidos analíticamente y mediante simulaciones en elementos finitos. El error relativo calculado para ambos modelos analíticos se encuentra en la Tabla 5.3 y la Tabla 5.4.

Los errores correspondientes al 0% se destacan en verde, los errores iguales o mayores a un 10% se destacan en rojo. A través del cálculo del error relativo porcentual se aprecia que el modelo analítico de Juha Pyrhönen [7] realiza una sobreestimación del factor de pérdidas AC y, por ende, una sobreestimación de las pérdidas AC, esto respecto a los resultados obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos. El error relativo porcentual para una ranura pequeña de 40 [mm²] y para todas las relaciones de aspecto analizadas es inferior al 10%, donde los errores más altos se obtienen en frecuencias de operación cercanas a los 1000 [Hz]. Se observa como el error es más sustancial a medida que aumentan las dimensiones de la ranura de estator, esto en conjunto con la frecuencia de operación de la máquina. El error relativo porcentual asociado al modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin en la presente Memoria de Título [49] presenta una sobreestimación negativa del factor de pérdidas AC, esto respecto a los resultados obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos.

Los resultados del cálculo del error relativo porcentual dispuestos en la Tabla 5.3 y la Tabla 5.4 son graficadas en la Fig. 5.8 y la Fig. 5.9 respectivamente. En las Fig. 5.8 y Fig. 5.9 se aprecian las gráficas del error relativo porcentual relativo a los modelos de Juha Pyrhönen y el modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin respectivamente. Para ambos modelos se grafican 5 frecuencias, para 3 relaciones de aspecto distintas.

Tabla 5.3: Error relativo porcentual asociado al modelo de Juha Pyrhönen.

Relación de aspecto		Aluminio			Cobre		
		1:4	1:2	1:1	1:4	1:2	1:1
40 [mm ²]	Área/Frecuencia						
	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	250 [Hz]	1.0	0	0	0.9	0	0
	500 [Hz]	0.9	0	0	2.2	0.9	-1.0
	750 [Hz]	2.3	0.9	0	5.0	0.8	1.0
130 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	1.0	0	0	0	0	0
	250 [Hz]	2.2	0.9	0	6.2	0.8	0
	500 [Hz]	8.2	1.5	0	13.2	4.1	0
	750 [Hz]	11.8	3.4	0.8	17.9	7.1	1.3
	1000 [Hz]	15.3	5.5	0	20.9	9.3	2.5
400 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	1.8	1.0	0	2.9	0.9	0
	250 [Hz]	12.4	4.4	0	18.4	8.2	1.3
	500 [Hz]	20.5	9.2	1.6	26.3	15.3	5.2
	750 [Hz]	25.1	13.8	4.2	28.6	20.1	9.0
	1000 [Hz]	27.8	9.1	3.2	14.4	10.1	4.1
1300 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	8.2	1.5	0	13.5	4.6	0.8
	250 [Hz]	26.1	14.9	5.3	27.9	20.5	10.0
	500 [Hz]	26.9	22.0	11.6	21.4	23.1	15.3
	750 [Hz]	22.8	23.2	14.5	16.7	20.7	16.2
	1000 [Hz]	18.7	21.9	15.9	12.7	16.2	13.7
4000 [mm ²]	1 [Hz]	1	0	0	1	0	0
	50 [Hz]	21.8	10.2	2.1	28.5	15.7	5.5
	250 [Hz]	23.1	23.5	15.2	17.4	20.0	16.1
	500 [Hz]	14.1	17.3	15.0	11.1	11.0	9.3
	750 [Hz]	11.0	12.2	10.7	9.6	7.7	5.5
	1000 [Hz]	6.7	7.2	-2.9	1.0	-1.0	-4.4

Se aprecia para ambos modelos una tendencia clara para las frecuencias de 50 [Hz] y 250 [Hz], esto a medida que aumenta la altura de la capa. Sin embargo, al aumentar la frecuencia de operación la tendencia deja de ser clara en las demás curvas, esto implica que, a medida que la frecuencia de operación de la máquina aumenta el error relativo porcentual del modelo deja de tener una tendencia clara, lo cual se aprecia en el acentuamiento de las discontinuidades presentes en las curvas, siendo más evidente en altas frecuencias de operación como es el caso de 1000 [Hz].

Tabla 5.4: Error relativo porcentual asociado al modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin.

Relación de aspecto		Aluminio			Cobre		
		1:4	1:2	1:1	1:4	1:2	1:1
40 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	250 [Hz]	0	0	0	-1.8	0	1.0
	500 [Hz]	-2.7	-1.0	0	-5.1	-1.8	-1.0
	750 [Hz]	-4.0	-0.9	-1.0	-8.4	-4.1	-1.0
	1000 [Hz]	-7.8	-3.5	-1.0	-12.7	-6.5	-2.7
130 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	0	0	0	-1.0	0	0
	250 [Hz]	-5.2	-1.8	0	-8.3	-4.8	-1.9
	500 [Hz]	-9.4	-5.9	-2.7	-10.7	-10.2	-5.6
	750 [Hz]	-10.8	-8.9	-4.1	-8.8	-12.6	-8.9
	1000 [Hz]	-10.2	-11.3	-7.2	-6.3	-13.5	-11.5
400 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	-0.9	0	0	-5.1	-1.8	1.0
	250 [Hz]	-10.7	-9.3	-4.9	-8.3	-12.2	-9.4
	500 [Hz]	-6.8	-13.0	-11.2	-0.04	-10.8	-14.7
	750 [Hz]	-1.1	-11.8	-14.2	8.0	-6.3	-14.8
	1000 [Hz]	4.2	-15.6	-18.0	-0.1	-12.1	-19.4
1300 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	0	0	0
	50 [Hz]	-9.4	-5.9	-2.7	-10.5	-9.7	-5.6
	250 [Hz]	0.5	-11.0	-14.1	8.6	-5.5	-14.5
	500 [Hz]	10.6	-2.8	-13.7	11.9	4.5	-9.5
	750 [Hz]	12.3	3.1	-10.8	9.6	8.2	-5.1
	1000 [Hz]	10.7	6.3	-7.6	5.8	7.1	-3.5
4000 [mm ²]	1 [Hz]	0	0	0	1	0	0
	50 [Hz]	-5.8	-12.4	-11.2	2.6	-10.5	-14.4
	250 [Hz]	12.8	3.8	-10.1	10.3	7.9	-4.9
	500 [Hz]	7.2	7.5	-3.4	3.3	4.3	-1.7
	750 [Hz]	3.4	5.2	-1.6	1.3	0.8	-1.9
	1000 [Hz]	-1.2	0.7	-11.0	-6.7	-8.0	-10.2

El modelo de pérdidas AC de Juha Pyrhönen obtiene una sobreestimación máxima cercana al 30% como se aprecia en la Fig. 5.8. El modelo analítico de pérdidas AC propuesto para Bobinado Hairpin obtiene una sobreestimación negativa máxima cercana al 20% como se aprecia en la Fig. 5.9. No se puede concluir que un modelo es mejor que el otro por el simple hecho de sobreestimar los valores referenciales obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos. Ambos modelos presentan un buen desempeño para ranuras de estator pequeñas para todo el espectro de frecuencia analizado, aunque el error relativo porcentual sea alto para alturas de ranura y frecuencias de operación

elevadas, los valores alcanzados por el coeficiente de pérdidas AC es sustancialmente mayor al de un bobinado aleatorio multihebra convencional tanto como si se considera el error relativo porcentual como si no se considera. Por lo tanto, esto implica que, aun existiendo un error relativo porcentual elevado en grandes ranuras de estator sometidas a altas frecuencias de operación, el escenario deja de ser relevante si a bobinado Hairpin se refiere, pues el coeficiente de pérdidas AC y por consiguiente las pérdidas AC serían demasiado elevadas.

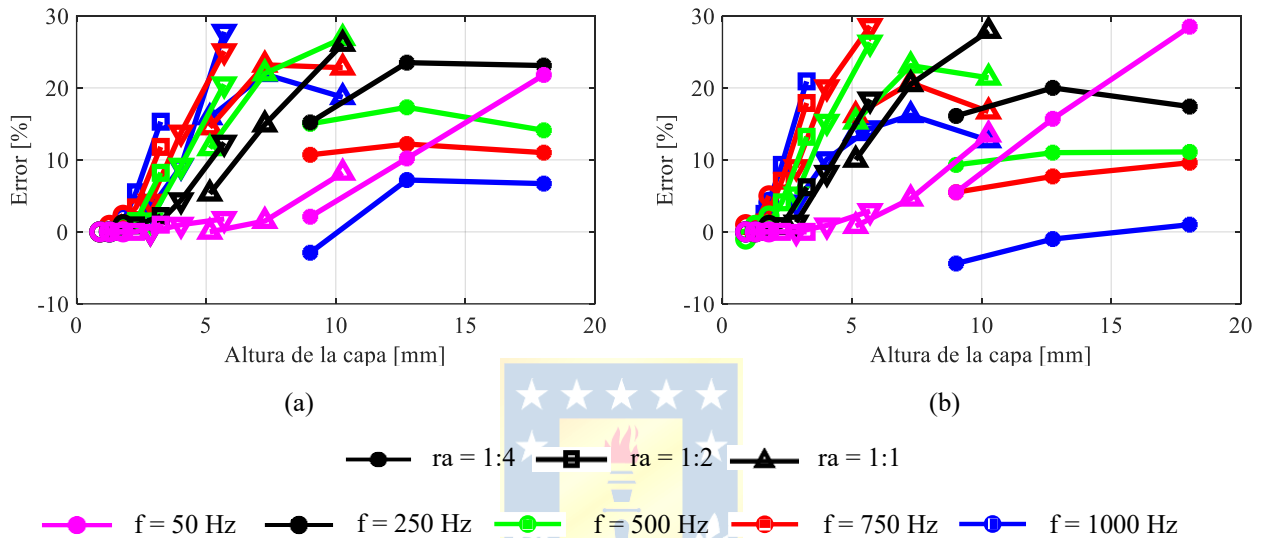


Figura 5.8: Error relativo asociado al modelo de Juha Pyrhönen para a) Al y b) Cu.

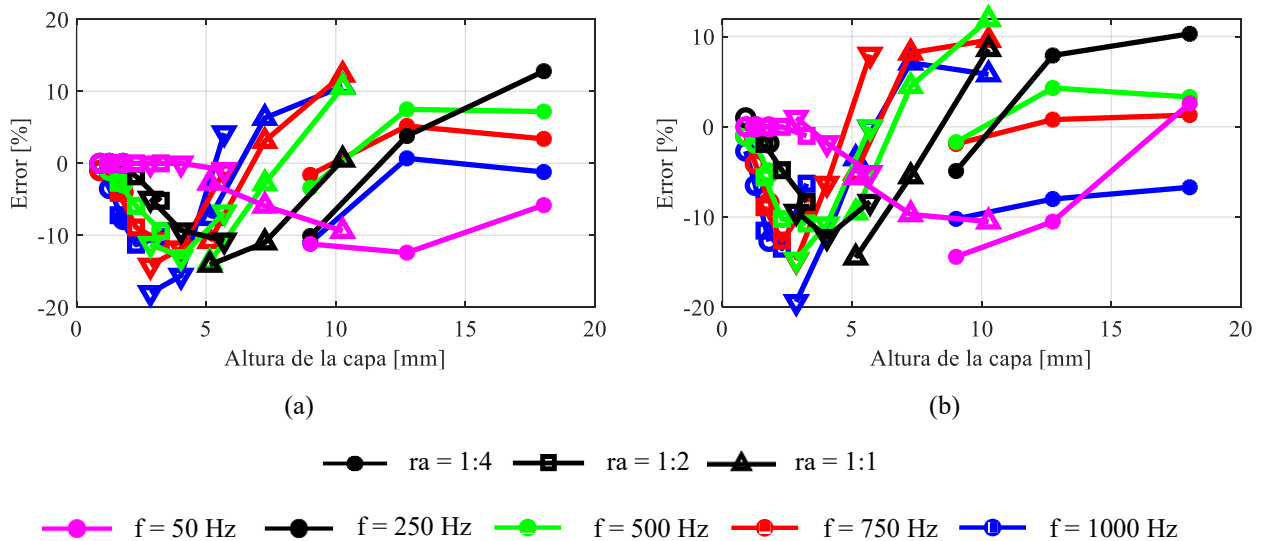


Figura 5.9: Error relativo asociado al modelo de Phil Mellor para bobinado Hairpin para a) Al y b) Cu.

A bajas velocidades (lo cual implica bajas frecuencias de operación), el coeficiente de pérdidas AC simulado mediante elementos finitos del motor no es significativamente diferente del coeficiente de pérdidas AC calculado de manera analítica, sin embargo, un aumento en la frecuencia hace que el error entre ambos sea sustancial. Algunos autores proponen el uso de fórmulas analíticas teóricas para análisis cualitativos, proporcionando una dirección aproximada, esto debido a que los modelos no tienen en cuenta factores como el número de polos del motor, la separación entre conductores y el grosor del aislamiento, lo cual coincide con las discusiones realizadas en [59].

Una de las principales razones de las discrepancias entre los resultados obtenidos de forma analítica respecto a los obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos es que los métodos anteriormente desarrollados no consideran la influencia del flujo de fuga en las ranuras sobre la distribución de la corriente del bobinado. La presencia del flujo de fuga en las ranuras altera la distribución del campo magnético alrededor de los conductores, afectando así las pérdidas AC causadas por el efecto skin y el efecto proximidad, este efecto es más prominente a medida que aumenta la frecuencia de operación de la máquina, siendo esto concordante con las discusiones realizadas en [60].

Además, los métodos analíticos existentes no consideran la influencia de la saturación del núcleo de hierro en el flujo de fuga de la ranura, esto debido a la suposición de que el núcleo posee permeabilidad infinita. Es común despreciar el flujo de fuga en la boca de la ranura, por ende, la intensidad del campo magnético de fuga de la ranura se sobreestima, tampoco se considera la influencia del flujo del rotor y la distorsión en altas frecuencias sobre las pérdidas en los conductores en corriente alterna, resultando ser un tema recurrentemente estudiado en la literatura como es el trabajo realizado en [61].

El modelamiento analítico de las pérdidas AC se basa en la suposición de que la corriente en el conductor está uniformemente distribuida, simplificando considerablemente los cálculos, sin embargo, esta suposición deja de ser precisa en altas frecuencias donde el *skin depth* es mucho menor que las dimensiones del conductor. En altas frecuencias, la redistribución de las corrientes parásitas es no uniforme a lo largo del conductor, al ser omitido este efecto en los modelos analíticos, los cálculos se tornan imprecisos a medida que la frecuencia de operación aumenta, esto es estudio a fondo en [61] y [62].

La discusión comprende una metodología donde, las pérdidas AC para distintas ranuras, frecuencias y material conductor pueden ser determinadas de manera analítica mediante el uso de los modelos analizados. Además, para determinar el rango de frecuencia en el cual el bobinado Hairpin

puede ser empleado sin comprometer la eficiencia de la máquina (esto respecto a una máquina estándar la cual posea un devanado aleatorio de estator) basta con considerar la relación entre los factores de relleno de un bobinado aleatorio multihebra convencional y el factor de relleno que se desee alcanzar con las horquillas (siendo su máximo teórico alcanzado en pruebas de laboratorio de un 73% aproximadamente). Por ende, la metodología se reduce a determinar el rango de frecuencias de operación de las horquillas, y posteriormente determinar las pérdidas AC, lo cual se traduce en una metodología rápida, simple y precisa si se consideran ranuras de estator pequeñas.



6. Conclusiones

En la Memoria de Título, se abordó el análisis comparativo de pérdidas AC en bobinados Hairpin de cobre y aluminio para máquinas eléctricas. El estudio realizado mediante el análisis de los modelos analíticos presentes en la literatura, así como el desarrollo de un modelo analítico de pérdidas AC propuesto para bobinado Hairpin revelaron una alta dependencia de las pérdidas AC respecto a la geometría de la ranura y de los conductores, la frecuencia de operación y el tipo de material conductor utilizado para la confección de las bobinas.

En particular, se ha demostrado que, aunque el cobre presenta un menor nivel de resistencia DC en comparación con el aluminio, los valores alcanzados por el coeficiente de pérdidas de corriente alterna son mayores. El aluminio presenta un mayor nivel de pérdidas en bajas frecuencias de operación, pero presenta un mejor desempeño a medida que la frecuencia aumenta llegando a superar el desempeño del cobre en altas frecuencias de operación.

Se realizó un análisis del error relativo porcentual asociado a los modelos analíticos desarrollados en la Memoria de Título mediante una comparación realizada con resultados obtenidos mediante simulaciones en elementos finitos, demostrando que ambos modelos permiten obtener estimaciones preliminares de las pérdidas AC en bobinados Hairpin satisfactorias, siendo muy precisos al ser aplicados en ranuras de estator pequeñas. Además, la precisión de los modelos mejora considerablemente al considerar bajas frecuencias de operación. Sin embargo, los modelos presentan limitaciones en altas frecuencias y con dimensiones de ranura y conductor grandes. Estos resultados subrayan la necesidad de mejorar los modelos analíticos existentes para lograr una representación más precisa de las pérdidas AC, tomando en cuenta no solo la influencia de la geometría del conductor, la frecuencia y el tipo de material, sino que también se debe considerar la incidencia de los flujos de dispersión, la saturación del núcleo de hierro y la distribución de corriente la cual varía según la capa analizada. Aun considerando las limitaciones asociadas a los modelos, resultan ser una buena alternativa a considerar en la etapa de diseño para obtener lineamientos generales de la máquina eléctrica que se esté diseñando o analizando.

La metodología propuesta permite determinar la “frecuencia de corte” para la cual el bobinado Hairpin presenta un buen desempeño en términos de eficiencia respecto a tecnologías de bobinado convencionales obteniendo resultados muy prometedores, logrando obtener un rango de frecuencias de operación para bobinado Hairpin fácilmente sin requerir demasiada información relativa a la máquina que se esté estudiando. Lo anterior resulta ser una gran contribución al estado del arte,

resaltando la importancia de la metodología desarrollada en la Memoria de Título, pues permite obtener información crucial para los diseñadores de máquinas eléctricas sin la necesidad de emplear herramientas que dependan de un gran coste computacional.

El estudio desarrollado en la Memoria de Título demuestra la incidencia que poseen el efecto skin y el efecto proximidad en tecnologías de bobinado que posean una gran sección transversal. Se demostró matemáticamente como las dimensiones del conductor y de la ranura afectan directamente la densidad de corriente que atraviesa por los conductores de estator, lo cual afecta directamente la densidad de potencia y el par desarrollado por la máquina, siendo esto de gran relevancia en aplicaciones de electromovilidad.

La geometría sencilla de este tipo de bobinas sumado a la fácil automatización de la cadena de producción que posee el bobinado Hairpin lo hacen una opción viable para el desarrollo de vehículos eléctricos en masa.

El cumplimiento de cada objetivo específico descrito en esta tesis (ver Capítulo 3) se detalla a continuación:

- **OG:** Se desarrolló una metodología analítica que logra satisfacer el objetivo general, mediante el estudio y desarrollo de un modelo analítico propio en la presente Memoria de Título se pueden determinar las pérdidas AC en la zona activa de la ranura considerando distintas frecuencias de alimentación para la máquina eléctrica, distintos materiales conductores que conforman las bobinas y distintas dimensiones de ranura de estator y de conductores insertos en las ranuras de estator. Además, la metodología desarrollada permite determinar el rango de frecuencias de operación en el cual el bobinado Hairpin presenta una buena eficiencia, esto también mediante modelamiento analítico.
- **OE1:** Se analizaron diversos modelos analíticos presentes en la literatura, mediante los cuales se desarrolló el Capítulo 4 y parte del Capítulo 1 de la presente Memoria de Título, permitiendo entender la incidencia de las variables geométricas y la frecuencia para distintos conductores en las pérdidas AC presentes en los bobinados de estator de la máquina eléctrica, satisfaciendo el objetivo específico 1.
- **OE2:** Se desarrolló un modelo analítico de pérdidas AC propuesto para bobinado Hairpin propio en base a la adaptación y consideraciones teóricas de los modelos analíticos analizados en la literatura logrando satisfacer el objetivo específico 2.
- **OE3:** Se desarrolló un análisis comparativo entre los resultados obtenidos mediante modelamiento analítico y resultados obtenidos mediante simulación en elementos finitos.

Utilizando como referencia los resultados obtenidos mediante simulación en elementos finitos, la comparativa permitió determinar la precisión de los modelos analíticos abordados en la presente Memoria de Título, además, se logró cuantificar el impacto de las dimensiones geométricas y la frecuencia en la precisión de los modelos, permitiendo determinar dimensiones geométricas y frecuencias de operación donde los modelos analíticos presentan un buen desempeño.

El estudio de las pérdidas AC desde una perspectiva térmica será abordado en trabajos futuros, así como los distintos métodos de refrigeración que se pueden utilizar para mejorar la eficiencia en los devanados de estator. También se considerarán configuraciones que presenten caminos en paralelo y transposición de fases con el objetivo de documentar la incidencia de estos en las pérdidas AC en una máquina eléctrica.



7. Referencias

- [1] A. Sinha, A. Pramanik, S. Aluvala, and M. I. Iqbal, "AI-Powered Smart Energy Solutions: Combating Global Warming with Innovation," *2023 International Conference on Power Energy, Environment & Intelligent Control (PEEIC)*, Dehradun, India, 2023, pp. 268-272, doi: 10.1109/PEEIC59336.2023.10451830.
- [2] International Energy Agency, *Global EV Outlook 2024: Moving Towards Increased Affordability*, IEA, 2024. [Online]. Available: <https://www.iea.org>.
- [3] Ministerio de Energía de Chile, *Estrategia Nacional de Electromovilidad 2021*. Santiago, Chile: Gobierno de Chile, Oct. 2021. [Online]. Available: <https://energia.gob.cl/electromovilidad>.
- [4] J. Fraile Mora, *Máquinas Eléctricas*, 5ª ed. Madrid, España: McGraw-Hill, 2003.
- [5] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, *Electric Machinery*, 6th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2003.
- [6] Vukosavic, S. N., *Electrical Machines*, Power Electronics and Power Systems. Springer, 2013. doi: 10.1007/978-1-4614-0400-2.
- [7] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová, *Design of Rotating Electrical Machines*, First Edition 2008.
- [8] J. A. Antonino-Daviu, I. Zamudio-Ramirez, R. A. Osornio-Rios, and L. Dunai, "Fault Diagnosis in Electric Motors through the Analysis of Currents and Stray Fluxes," *2023 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, 2023, Craiova, Romania, pp. 1-7, doi: 10.1109/SIELMEN59038.2023.10290820.
- [9] ABB, "ABB urges greater adoption of high-efficiency motors and drives to combat climate change," ABB Whitepaper, Zurich, Switzerland, Mar. 2021. [Online]. Available: <https://www.energyefficiencymovement.com/en/whitepaper/>.
- [10] R. C. Dorf y J. A. Svoboda, *Circuitos Eléctricos*, 8ª ed., México: Alfaomega Grupo Editor, 2011.
- [11] V. Ostović, *The Art and Science of Rotating Field Machines Design: A Practical Approach*. Weinheim, Germany: Springer, 2017, doi: 10.1007/978-3-319-39081-9.
- [12] J. Hagedorn, F. Sell-Le Blanc, and J. Fleischer, Eds., *Handbook of Coil Winding: Technologies for Efficient Electrical Wound Products and Their Automated Production*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2018, doi: 10.1007/978-3-662-54402-0.
- [13] A. Arzillo, P. Braglia, S. Nuzzo, D. Barater, G. Franceschini, D. Gerada, and C. Gerada, "Challenges and Future Opportunities of Hairpin Technologies," *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Delft, Netherlands, 2020, pp. 277-282.

- [14] A. M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2030211.
- [15] M. C. Kulan, N. J. Baker, and J. D. Widmer, "Design and Analysis of Compressed Windings for a Permanent Magnet Integrated Starter Generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3371–3378, Jul./Aug. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2681976.
- [16] Selema, A.; Ibrahim, M.N.; Sergeant, P. Mitigation of High-Frequency Eddy Current Losses in Hairpin Winding Machines. *Machines* **2022**, *10*, 328. <https://doi.org/10.3390/machines10050328>.
- [17] VDMA e.V. and PEM der RWTH Aachen, *Produktionsprozess eines Hairpin-Stators: Hairpin-Technologie in der Elektromobilität*. Frankfurt am Main, Germany: VDMA, Oct. 2019. ISBN: 978-3-947920-09-9.
- [18] A. Kampker, H. H. Heimes, B. Dorn, F. Brans, and C. Stäck, "Challenges of the continuous hairpin technology for production techniques," *Energy Reports*, vol. 9, pp. 107–114, Nov. 2023, doi: 10.1016/j.egy.2022.10.370.
- [19] G. A. Pérez-Alcázar, "Imanes permanentes: características, aplicaciones y futuro," *Revista de la Academia Colombiana de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales*, vol. 40, no. 155, pp. 221-233, Apr.-Jun. 2016, doi: 10.18257/raccefyn.361.
- [20] S. Mafriqi, V. Madonna, C. M. Meano, K. F. Hansen, and A. Tenconi, "Switched Reluctance Machine for Transportation and Eco-Design: A Life Cycle Assessment," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 68334-68344, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3400324.
- [21] C. F. I. Madariaga Cifuentes, *Suitability of Axial-Flux Matrix-Rotor Induction Motors for Low-Speed High-Torque Applications: A Robust Design Approach*, Ph.D. dissertation, Department of Electrical Engineering, Universidad de Concepción, Concepción, Chile, Jul. 2024.
- [22] G. Venturini, M. Carbonieri, L. Di Leonardo, and M. Popescu, "Hairpin Windings for Traction Machines: Analysis and Comparison," *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain, 2022, pp. 1655-1661, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910905.
- [23] Z. Zhang, "Design and Experimental Verification of Low-Cost Ferrite PM-Assisted Synchronous Reluctance Motor," *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 2020, pp. 327-334, doi: 10.1109/ITEC48692.2020.9161455.
- [24] A. Nasr, G. Zito, A. Abdelli, and K. M. Cisse, "A Methodology to Design Hairpin Winding for Improved Thermal Performances in a Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor," *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain, 2022, pp. 1176-1182, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910895.

- [25] Z. Popović and B. Popović, *Introductory Electromagnetics*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2000.
- [26] Choi, M.; Choi, G. Modeling, Investigation, and Mitigation of AC Losses in IPM Machines with Hairpin Windings for EV Applications. *Energies* **2021**, *14*, 8034. <https://doi.org/10.3390/en14238034>
- [27] T. El Hajji, S. Hlioui, M. Gabsi, A. Belahcen, M. Boughrara, A. Boubakir, and M. Krishnamurthy, "AC Losses in Windings: Review and Comparison of Models With Application in Electric Machines," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 1552-1569, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3345014.
- [28] G. Berardi and N. Bianchi, "Design Guideline of an AC Hairpin Winding," *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Alexandroupoli, Greece, 2018, pp. 2444-2450, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506785.
- [29] P. S. Ghahfarokhi, A. Podgornovs, A. J. Marques Cardoso, A. Kallaste, A. Belahcen and T. Vaimann, "Hairpin Windings Manufacturing, Design, and AC Losses Analysis Approaches for Electric Vehicle Motors," *2021 11th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Erlangen, Germany, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/EDPC53547.2021.9684208
- [30] B.D. Popović, *Introductory Engineering Electromagnetics*. Reading, MA, USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1971.
- [31] H. G. Küpfmüller, *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*, 6th ed. Berlin, Germany: Springer, 1959.
- [32] K. Küpfmüller, W. Mathis, and A. Reibiger, *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*, 16th ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2000.
- [33] P. H. Mellor, R. Wrobel, and N. Simpson, "AC losses in high frequency electrical machine windings formed from large section conductors," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 5563–5570, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954163.
- [34] P. S. Ghahfarokhi, A. Podgornovs, A. J. M. Cardoso, A. Kallaste, A. Belahcen and T. Vaimann, "AC Losses Analysis Approaches for Electric Vehicle Motors with Hairpin Winding Configuration," *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Toronto, ON, Canada, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589339.
- [35] P. S. Ghahfarokhi, A. Kallaste, A. Podgornovs, A. J. M. Cardoso, A. Belahcen and T. Vaimann, "AC Loss Analysis Approaches for Hairpin Winding Configuration: Analytical, Hybrid Model, and FEA," *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Tallinn, Estonia, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227403.
- [36] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Proceedings of the IEE*, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, Aug. 1966.

- [37] G. Petrelli, M. Cui, T. Zou, G. Sala, A. La Rocca, D. Barater, G. Franceschini, D. Gerada, M. Degano, and C. Gerada, "Comparison of Aluminium and Copper Conductors in Hairpin Winding Design for High Power Density Traction Motors," *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain, 2022, pp. 1635–1641, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910796.
- [38] R. Notari, M. Pastura, S. Nuzzo, D. Barater, G. Franceschini and C. Gerada, "AC losses reduction in Hairpin Windings produced via Additive Manufacturing," *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain, 2022, pp. 1144-1149, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910620.
- [39] WEG, *Motores Eléctricos – Guía de Especificación*, Código 50039910, Brochure en Español, Jaraguá do Sul, Brasil, 2020.
- [40] Z. Saadatizadeh and H. A. Mantooth, "High-Frequency Fully-ZVS Isolated Current-Fed Bidirectional DC-DC Converter," *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, 2023, pp. 2213-2217, doi: 10.1109/APEC43580.2023.10131404.
- [41] A. Trentin *et al.*, "Research and Realization of High-Power Medium-Voltage Active Rectifier Concepts for Future Hybrid-Electric Aircraft Generation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 12, pp. 11684-11695, Dec. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3040692.
- [42] D. Upadhyay, S. Deliri, A. Mattsson, P. Peltoniemi and L. Aarniovuori, "Review on Silicon Carbide-Based High-Fundamental Frequency Inverters for High-Speed Drives," in *IEEE Access*, vol. 13, pp. 106055-106076, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3580521.
- [43] I. Husain *et al.*, "Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1039-1059, June 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3046112.
- [44] B. Sarlioglu and C. T. Morris, "More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 1, pp. 54-64, June 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2426499.
- [45] M. J. Armstrong, M. Blackwelder, A. Bollman, C. Ross, A. Campbell, C. Jones, and P. Norman, "Architecture, Voltage, and Components for a Turboelectric Distributed Propulsion Electric Grid Final Report," NASA Glenn Research Center, Cleveland, OH, USA, NASA/CR—2015-218440, Jul. 2015.
- [46] ABB, "LOW VOLTAGE AC DRIVES: Optimized performance for high-speed turbo blowers and compressors," Technical Flyer, ACS880 High-Speed Variant, 3AXD50001237028, Rev. A, 2024.
- [47] Naz S, Xu TB. A Comprehensive Review of Piezoelectric Ultrasonic Motors: Classifications, Characterization, Fabrication, Applications, and Future Challenges. *Micromachines* (Basel). 2024 Sep 21;15(9):1170. doi: 10.3390/mi15091170.

- [48] A. Arzillo *et al.*, "An Analytical Approach for the Design of Innovative Hairpin Winding Layouts," *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Gothenburg, Sweden, 2020, pp. 1534-1539, doi: 10.1109/ICEM49940.2020.9270927.
- [49] C. Gálvez-Araya, C. Madariaga-Cifuentes, F. Santacruz, C. Gallardo and J. A. Tapia, "Assessment of AC losses and Torque Density Enhancement in Hairpin Windings for Axial Flux Induction Motors," *2025 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Houston, TX, USA, 2025, pp. 808-813.
- [50] P. Mellor, N. Simpson and M. Popesco, "Opportunities for AC Loss Reduction in Metal Additive Formed Hairpin Windings," *2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Torino, Italy, 2024, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICEM60801.2024.10700300.
- [51] M. Pastura, R. Notari, S. Nuzzo, D. Barater and G. Franceschini, "AC Losses Analysis and Design Guidelines for Hairpin Windings With Segmented Conductors," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 10, no. 1, pp. 33-41, March 2024, doi: 10.1109/TTE.2023.3254667.
- [52] T. Yu, Y. Gai and J. Guo, "AC Copper Loss Analysis of Hairpin Windings for Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Eddy Current Effects," *2023 IEEE 6th Student Conference on Electric Machines and Systems (SCEMS)*, HuZhou, China, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/SCEMS60579.2023.10379224.
- [53] C. Madariaga-Cifuentes, F. S. Benavides, J. E. Ruiz-Sarrio, C. Gallardo, J. A. T. Ladino and J. A. Antonino-Daviu, "Advanced Startup Current Analysis for the Detection of Broken Outer Bars in Dual-Cage Induction Motors Considering Bar Materials," *2025 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Valletta, Malta, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/WEMDCD61816.2025.11014192.
- [54] B. Aslani, S. A. Gholamian and S. Ehsan Abdollahi, "Analysis of a Double Stator Flux Reversal Permanent Magnet Machine With Halbach Array Magnets," *2023 14th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Babol, Iran, Islamic Republic of, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDSTC57673.2023.10087099.
- [55] W. Jiang *et al.*, "A Novel Stator Wound Field Flux Switching Machine With the Combination of Overlapping Armature Winding and Asymmetric Stator Poles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 3, pp. 2737-2748, March 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3063955.
- [56] W. Jara, J. A. Tapia, N. Bianchi, J. Pyrhönen and R. Wallace, "Procedure for fast electromagnetic design of axial flux permanent magnet machines," *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany, 2014, pp. 1396-1402, doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960364.

- [57] E. Schmidt, C. Grabner and G. Traxler-Samek, "Finite element analysis of the 500 MVA hydro-generators at the Bieudron Power Plant," *ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501)*, Shenyang, China, 2001, pp. 1072-1076 vol.2, doi: 10.1109/ICEMS.2001.971863.
- [58] C. Madariaga, C. Gallardo, J. A. Tapia, W. Jara, A. Escobar and M. Degano, "Fast Assessment of Rotor Barrier Dimensional Allowances in Synchronous Reluctance Machines," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 58349-58358, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3284753.
- [59] Z. Meng, Q. Li, S. Ma, G. Zhao and S. Huang, "Study of Alternating Current Copper loss in Stator Windings of Flat Wire Motors," *2024 4th International Conference on Electrical Engineering and Mechatronics Technology (ICEEMT)*, Hangzhou, China, 2024, pp. 22-26, doi: 10.1109/ICEEMT63201.2024.10692741.
- [60] L. Hou, Q. Jiang, C. Liu and J. Pang, "An Analytical Model for the AC Copper Losses in the Flat-Wire Motors," *2025 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Houston, TX, USA, 2025, pp. 644-649, doi: 10.1109/IEMDC60492.2025.11061044.
- [61] T. Xiao and Z. Q. Zhu, "Hybrid Method of AC Copper Loss Calculation with Magnetic Equivalent Circuit and Analytical Method Considering Iron Core Saturation," *2025 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Houston, TX, USA, 2025, pp. 389-395, doi: 10.1109/IEMDC60492.2025.11061139.
- [62] X. Fan, D. Li, W. Kong, L. Cao, R. Qu and Z. Yin, "Fast Calculation of Strand Eddy Current Loss in Inverter-Fed Electrical Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 5, pp. 4640-4650, May 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3183338.

8. Anexos

8.1. Anexo 1: Solución a la ecuación 4.15

Considerando la ecuación 4.15, la cual establece:

$$\frac{d^2 J_z}{dy^2} = j\omega\mu\sigma J_z$$

Teniendo esta ecuación una solución de la forma:

$$J_z(y) = J_1 e^{Ky} + J_2 e^{-Ky}$$

Por lo tanto:

$$K = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = (1 + j)k$$

Donde:


$$k = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$$

8.2. Anexo 2: Solución a la ecuación 4.15

Considerando la ecuación 4.35, la cual establece:

$$H(0) = -\frac{(1 + j)\alpha}{j\omega\mu_0\sigma_c} [C_1 - C_2]$$

Se deduce entonces que:

$$C_1 = C_2 = C$$

Se sustituye C en las ecuaciones (4.32), (4.33) y (4.34):

$$J(y) = C[e^{(1+j)\alpha y} + e^{-(1+j)\alpha y}]$$

$$\frac{dJ}{dy} = C(1+j)\alpha[e^{(1+j)\alpha y} + e^{-(1+j)\alpha y}]$$

$$H(y) = -\frac{(1+j)\alpha C}{j\omega\mu_0\sigma_c} [e^{(1+j)\alpha y} - e^{-(1+j)\alpha y}]$$

Considerando la segunda condición de borde para (4.34):

$$H(h_c) = -\frac{(1+j)\alpha C}{j\omega\mu_0\sigma_c} [e^{(1+j)\alpha h_c} - e^{-(1+j)\alpha h_c}] = \frac{-i}{b}$$

Resolviendo para C y reemplazando (4.31) en la solución obtenida se tiene lo siguiente:

$$C = \frac{j\omega\mu_0\sigma_c i}{(1+j)\alpha(e^{(1+j)\xi} - e^{-(1+j)\xi})b}$$

Reemplazando C en $J(y)$ se obtiene la siguiente expresión 4.36:

$$J(y) = \frac{j\omega\mu_0\sigma_c i}{(1+j)\alpha(e^{(1+j)\xi} - e^{-(1+j)\xi})b} [e^{(1+j)\xi} + e^{-(1+j)\xi}]$$

8.3. Anexo 3: Factores de pérdidas AC obtenidos analíticamente

Factor de pérdidas de corriente alterna obtenido mediante modelamiento analítico – Juha Pyrhönen.

Relación de aspecto		Aluminio			Cobre		
		1:4	1:2	1:1	1:4	1:2	1:1
40 [mm ²]	Área/Frecuencia						
	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	250 [Hz]	1.04	1.01	1.00	1.10	1.02	1.01
	500 [Hz]	1.14	1.04	1.01	1.39	1.10	1.02
	750 [Hz]	1.32	1.08	1.02	1.88	1.22	1.06
130 [mm ²]	1000 [Hz]	1.57	1.14	1.04	2.55	1.39	1.10
	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.02	1.00	1.00	1.04	1.01	1.00
	250 [Hz]	1.38	1.10	1.02	2.05	1.26	1.07
	500 [Hz]	2.52	1.38	1.10	5.06	2.04	1.26
	750 [Hz]	4.35	1.85	1.22	9.68	3.31	1.59
400 [mm ²]	1000 [Hz]	6.80	2.51	1.38	15.44	5.03	2.05
	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.15	1.04	1.01	1.40	1.10	1.03
	250 [Hz]	4.52	1.91	1.23	10.09	3.45	1.62
	500 [Hz]	13.71	4.52	1.90	29.52	10.11	3.44
	750 [Hz]	25.65	8.59	3.01	48.36	19.38	6.33
1300 [mm ²]	1000 [Hz]	37.76	13.73	4.52	62.90	29.57	10.09
	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	2.52	1.38	1.10	5.06	2.05	1.27
	250 [Hz]	28.72	9.78	3.36	52.40	21.88	7.23
	500 [Hz]	61.91	28.75	9.81	84.88	52.44	21.95
	750 [Hz]	80.73	47.40	18.84	100.85	72.42	38.33
4000 [mm ²]	1000 [Hz]	92.36	61.95	28.83	113.10	84.91	52.54
	1 [Hz]	1.01	1.00	1.00	1.01	1.00	1.00
	50 [Hz]	13.75	4.53	1.91	29.59	10.11	3.45
	250 [Hz]	81.89	48.72	19.57	101.95	73.63	39.49
	500 [Hz]	109.83	81.87	48.74	137.01	101.93	73.65
	750 [Hz]	130.75	97.99	68.99	167.59	120.19	90.68
	1000 [Hz]	150.19	109.81	81.89	193.92	136.98	101.95

Factor de pérdidas de corriente alterna obtenido mediante modelamiento analítico – Phil Mellor.

Relación de aspecto		Aluminio			Cobre		
		1:4	1:2	1:1	1:4	1:2	1:1
40 [mm ²]	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	250 [Hz]	1.03	1.01	1.00	1.07	1.02	1.00
	500 [Hz]	1.10	1.03	1.01	1.29	1.07	1.02
	750 [Hz]	1.24	1.06	1.01	1.64	1.16	1.04
	1000 [Hz]	1.42	1.10	1.03	2.14	1.29	1.07
130 [mm ²]	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.01	1.00	1.00	1.03	1.01	1.00
	250 [Hz]	1.28	1.07	1.02	1.77	1.19	1.05
	500 [Hz]	2.11	1.28	1.07	3.99	1.76	1.19
	750 [Hz]	3.47	1.63	1.16	7.49	2.70	1.43
	1000 [Hz]	5.30	2.11	1.28	11.97	3.98	1.77
400 [mm ²]	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	1.12	1.03	1.01	1.29	1.07	1.02
	250 [Hz]	3.59	1.66	1.17	7.81	2.80	1.45
	500 [Hz]	10.61	3.60	1.66	23.57	7.82	2.79
	750 [Hz]	20.28	6.66	2.48	40.60	15.13	4.95
	1000 [Hz]	30.79	10.63	3.59	54.97	23.61	7.81
1300 [mm ²]	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
	50 [Hz]	2.11	1.28	1.07	3.99	1.77	1.19
	250 [Hz]	22.88	7.57	2.74	44.48	17.16	5.62
	500 [Hz]	53.96	22.91	7.59	78.25	44.52	17.22
	750 [Hz]	73.80	39.68	14.69	94.69	64.91	31.30
	1000 [Hz]	86.13	54.00	22.98	106.17	78.28	44.62
4000 [mm ²]	1 [Hz]	1.00	1.00	1.00	1.01	1.00	1.00
	50 [Hz]	10.64	3.60	1.66	23.63	7.82	2.80
	250 [Hz]	75.04	40.93	15.28	95.75	66.19	32.35
	500 [Hz]	103.19	75.02	40.96	127.34	95.74	66.22
	750 [Hz]	121.82	91.86	61.30	154.77	112.51	84.38
	1000 [Hz]	139.04	103.17	75.04	179.06	127.31	95.75

8.4. Anexo 4: Publicaciones resultantes del estudio realizado en la Memoria de Título

Assessment of AC losses and Torque Density Enhancement in Hairpin Windings for Axial Flux Induction Motors

Carlos Gálvez-Araya
Department of Electrical Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
cgalvez2019@udec.cl

Carlos Madariaga-Cifuentes
Department of Electrical Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
carlosmadariaga@udec.cl

Felipe Santacruz
Department of Electrical Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
fsantacruz2023@udec.cl

Cesar Gallardo
Power Electronics, Machines and Control Group
University of Nottingham
Nottingham, United Kingdom
cesar.gallardosanchez@nottingham.ac.uk

Juan A. Tapia
Department of Electrical Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
juantapia@udec.cl

Abstract—Hairpin windings stand out as a promising technology that enhances performance of electrical machines in terms of losses, efficiency and torque density. Extensive research has explored the use of hairpin windings in radial flux (RF) machines, such as induction, permanent magnet, and synchronous reluctance motors. Nonetheless, the potential benefits of adopting hairpin windings into axial flux (AF) topologies, such as the high-torque-density AF induction motor (AFIM), have not been addressed in the literature. This paper investigates the feasibility of using aluminum and copper hairpins in AFIMs by developing an analytical model and conducting 3D finite element simulations of a 4-pole machine. The study focuses on AC losses and torque density variations. Results show that a simple AC loss model can be used to estimate skin-effect and proximity-effect losses in AFIM, and that significant torque density enhancements can be achieved at low frequency, surpassing that of RFIM.

Keywords—AC losses; axial flux; hairpin windings; induction motors.

I. INTRODUCTION

Axial-flux machines have attracted increased attention to special applications as an alternative to their radial flux counterparts in applications of Electric vehicles (EVs) offering a better power-to-weight and diameter-to-length ratio, allowing for a more compact design without compromising machine efficiency. It also provides higher torque density, allows adjustable air-gap capability, and offers improved ventilation and cooling [1].

Indeed, as their name suggests, axial-flux induction machines (AFIMs) differ from conventional radial flux machines in that the magnetic flux crosses the air gap in the axial direction, while the current carried by the conductors flows in the radial direction. The unique characteristics of these machines, such as their variable air gap, compact design, and lower inertia, provide them with distinctive advantages compared to conventional machines [2].

The main disadvantage of AFIMs lies in its complex manufacturing process and the difficulties that may arise in its

analysis due to the non-uniform radial distribution of the air gap. However, thanks to advances in modern machining technologies, there has been a recent increase in interest within the technical literature [1]-[4].

Even when considering the complications related to analysis and manufacturing due to being a more complex topology than its radial counterpart, a study conducted on two 6-pole motors powered with 380 V and 50 Hz, with 36-slots and 32-bars in the rotor, one axial flux machine (AFIM) and one radial flux machine (RFIM), demonstrated that the AFIM is lighter than its counterpart. Additionally, it exhibits a higher flux density and lower saturation levels in the rotor teeth, as well as lower slip and lower magnetizing current. Consequently, the AFIM proves to have higher efficiency and, due to its better power-to-weight ratio, lower manufacturing material costs compared to the RFIM [3].

In order to further enhance the performance of AFIM, efforts have focused on analyzing the electromagnetic, mechanical and thermal responses of these machines [5], highlighting key design aspects. Among them, the main sources of loss are the stator windings and, in a lesser extent, cage solid loss. A possible solution to improve AFIM performance is to increase the stator fill factor.

One of the most promising strategies to achieve this increase in the fill factor is the use of Hairpin technology. This consists of a hairpin-shaped conductor, typically made of copper or aluminum, with a rectangular cross-section that allows fill factors of up to 72.6% [6]. The hairpin is inserted axially into the stator core, and its ends are bent and connected through a welding process [7],[8]. They also provide higher thermal conductivity due to a larger contact surface, improving performance by having higher axial thermal conductivity and significantly reducing the machine's weight [9].

Since hairpin windings can deliver a higher current density, the torque density is significantly increased. The adoption of this technology allows for a considerable increase in torque developed in synchronous assisted reluctance machines [9],

Analytically Estimated Cut-Off Frequency as a Decision Criterion Between Hairpin and Conventional Windings

Carlos Gálvez-Araya
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepcion, Chile
cgalvez2019@udec.cl

Carlos Madariaga-Cifuentes
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepcion, Chile
carlosmadariaga@udec.cl

Cesar Gallardo
Power Electronics, Machines and
Control Group
University of Nottingham
Nottingham, United Kingdom
cesar.gallardosanchez@nottingham.ac.uk

Juan A. Tapia
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepcion, Chile
juantapia@udec.cl

Abstract— This paper presents an analytical method to estimate alternating current (AC) losses in hairpin windings applied to induction motors operating at high frequencies. Due to their rectangular cross-section and high slot fill factor, hairpin windings enable superior thermal performance and higher current density compared to conventional random windings. However, they are also more susceptible to skin and proximity effects, resulting in higher AC losses at elevated frequencies. To address this trade-off, an analytical model is developed to predict the cut-off frequency, defined as the operating point beyond which hairpin windings exhibit lower AC losses than their conventional counterparts. The model accounts for conductor geometry, slot dimensions, and layer configurations. Finite Element Analysis (FEA) is used to validate the analytical predictions, showing strong agreement across the frequency spectrum. The proposed methodology provides a practical and computationally efficient decision-making tool for selecting the most suitable winding technology based on operational frequency and performance targets in electric motor design.

Keywords— Hairpin winding, AC losses, finite element analysis (FEA).

I. INTRODUCTION

Hairpin winding (Fig. 1) has emerged as one of the most promising technologies at present. Its simple geometry, combined with a large cross-sectional area, enables a significantly higher fill factor compared to conventional winding methods that use thin, round conductors [1]. The increased slot fill factor allows for increased performance, efficiency and torque density [2]. The hairpins are inserted axially into the stator slots, after which the legs of the hairpin are bent and connected through a welding process. This allows for much faster stator winding compared to traditional techniques and also offers the potential for automating the stator winding assembly process.

However, the adoption of this type of winding involves accepting a high level of losses when operating at high frequencies, due to its high susceptibility to the skin effect and proximity effect, as a result of its large cross-sectional area.

Furthermore, the rigidity of this type of winding presents a significant challenge when considering the implementation of parallel paths and phase transposition. However, this can be

achieved by following the guidelines established in [3], and in any case, adopting a series connection for this type of winding is always feasible and considerably simplifies its analysis.

The skin and proximity effects become particularly significant when operating at high frequencies (close to 1000 Hz). Their impact can be quantified during the motor design stage by considering the dimensions of the stator slots and the type of conductor material used in the winding. This can be achieved through finite element simulations and analytical formulations.

Concerning analytical modelling, classical models are based on the analysis of a solid conductor with a rectangular cross-section, surrounded on three of its sides by ferromagnetic material, assuming infinite permeability. The conductor is supplied with a sinusoidal current, which generates a magnetic field strength H and leakage flux that pass through the slot in a straight line [4]-[6].

Classical analytical models are based on the analysis of a conductor with a rectangular cross section, owing to the simplicity and advantages offered by this geometry. If one wishes to compare the level of AC losses between a rectangular cross section configuration and a winding with a circular cross section such as a random winding this can be achieved by relating the slot fill factors of the configurations under analysis.

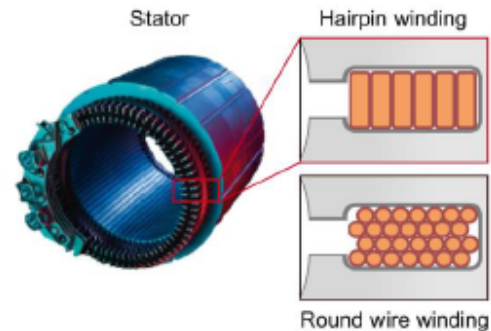


Fig. 1 Winding types in electric machines. Stator slot cross-sections showing hairpin (rectangular) vs. conventional (round wire) winding topologies [7].

Hairpin Windings in Double-Cage EV Motors: Impact on Torque and Efficiency under Variable Frequency Operation

Felipe Santacruz Benavides
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
fsantacruz2023@udec.cl

Carlos Gálvez-Araya
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
cgalvez2019@udec.cl

Carlos Madariaga-Cifuentes
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
carlosmadariaga@udec.cl

Juan A. Tapia
Department of Electrical
Engineering
University of Concepcion
Concepción, Chile
juantapia@udec.cl

Abstract— This paper presents a comparative study between hairpin and traditional winding configurations in double-cage induction motors designed for electric vehicle (EV) propulsion. The analysis is carried out using finite element simulations to evaluate torque and efficiency across a wide frequency range, replicating real driving conditions. Unlike previous studies, this work focuses on how frequency variations affect the electromagnetic performance of double-cage motors, a key aspect for variable-speed EV applications. Results show that hairpin windings can reduce high-frequency losses and improve efficiency without compromising torque, although they may also introduce higher harmonic content and torque ripple. These results offer new insights for improving the dynamic performance and energy efficiency of EV motors under realistic operating conditions.

Keywords—hairpin-winding, double-cage, electromobility.

I. INTRODUCTION

Rare-earth free Electric vehicle (EV) propulsion systems demand induction motors capable of delivering high torque density across wide speed ranges while maintaining efficiency under dynamic operating conditions. While double-cage induction motors have been widely studied for industrial applications due to their high starting torque and ruggedness [1], their potential for EV propulsion remains underexplored, particularly when combined with modern hairpin winding technology. Our previous work [2] demonstrated the advantages of double-cage designs in EV traction systems but identified critical knowledge gaps regarding their high-frequency performance with advanced winding configurations.

Recent studies on winding technologies have primarily focused on conventional round-conductor designs or single-cage motors. As shown in [3], AC resistance in random windings can increase significantly at frequencies above 200 Hz due to skin and proximity effects. Hairpin windings, while offering improved slot fill factors (up to 73%) and enhanced heat dissipation [4], introduce new challenges at high frequencies. The rectangular conductor geometry alters eddy current distributions, requiring modified loss prediction methods [5]. However, existing analyses [4]-[6] have not addressed the unique electromagnetic interactions between hairpin windings and double-cage rotors, particularly during the frequency transitions characteristic of urban driving cycles.

Unlike [4], which provides a general review of hairpin winding applications in EV motors, and [5], which focuses on rectangular conductor loss models, this work uniquely examines how hairpin-induced harmonic content interacts with the current redistribution in double-cage rotors. To the authors' knowledge, this is the first study to analyze such interactions in a complete EV driving cycle context.

The combination of hairpin windings with double-cage rotors presents both opportunities and unresolved questions. On one hand, the rotor's dual-bar structure could help mitigate the torque ripple that sometimes plagues hairpin designs [7]. On the other hand, the frequency-dependent current distribution between inner and outer cages may interact unexpectedly with the stator winding's harmonic content. Recent FEA studies of single-cage motors [8] suggest this interaction could significantly impact efficiency maps, but no published work has examined these effects in double-cage configurations for EV applications. This paper extends previous research on double-cage motor optimization [2] by providing:

- The first comprehensive analysis of hairpin winding effects in double-cage EV motors across different operating points.
- A validated hybrid methodology combining modified Dowell's equations for rectangular conductors [5] with transient FEA simulations

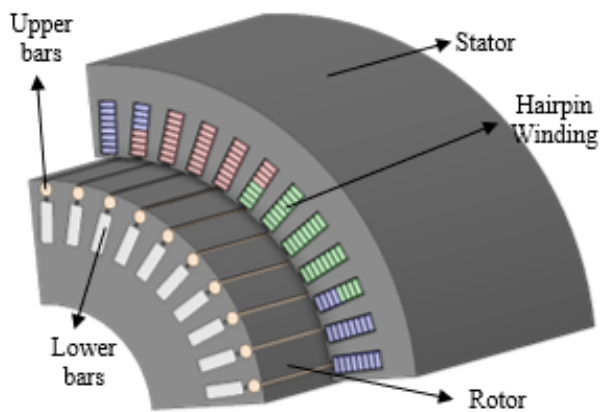


Fig. 1. 3D schematic of a double-cage induction machine, showing a cross-sectional view highlighting the rotor and stator components.